

doi: 10.19562/j.chinasae.qcgc.2025.05.008

车用PMSM无位置传感器控制的瞬态性能提升方法*

林程¹, 徐焱¹, 张虹¹, 邢济垒², 李希宸¹

(1. 北京理工大学机械与车辆学院, 北京 100081; 2. 清华大学车辆与运载学院, 北京 100084)

[摘要] 针对纯电动商用车转向助力油泵应用中的永磁同步电机瞬态响应不足的难题, 提出一种基于级联扩张状态观测器的转速环优化策略。设计了扩展卡尔曼滤波器作为无位置传感器控制基础, 自适应设计避免了参数整定复杂、收敛速度慢的问题。通过内外扰动的级联观测, 并采用线性反馈控制率替代传统PI控制器, 提升了转速环的抗扰和跟踪能力。台架实验表明, 本文所提无传感器控制架构在动态和稳态工况下显著降低了位置估计误差, 稳态误差仅为 1.4° ; 优化的转速环控制有效提升了系统抗扰能力和电机瞬态响应性能。实车可靠性测试显示, 转向助力电机控制器运行稳定, 无性能故障发生。

关键词: 永磁同步电机; 无位置传感器控制; 扩展卡尔曼滤波; 扩张状态观测器

Transient Performance Enhancement Method for Position Sensorless Control for Automotive PMSMs

Lin Cheng¹, Xu Yao¹, Zhang Hong¹, Xing Jilei² & Li Xichen¹

1. School of Mechanical Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081;

2. School of Vehicle and Mobility, Tsinghua University, Beijing 100084

[Abstract] A speed loop optimization strategy based on cascaded extended state observer (ESO) is proposed to address the insufficient transient response of permanent magnet synchronous motor (PMSM) for steering power oil pump application in pure electric commercial vehicles. An extended Kalman filter (EKF) is designed as the basis of position sensorless control, with the adaptive design to avoid the problems of complicated parameter tuning and slow convergence. The anti-disturbance and tracking ability of the speed loop is improved by the cascaded observation of internal and external disturbances, and the use of the linear state error feedback control rate (LSE-FC) for replacement of the traditional PI controller. The bench tests show that the sensorless control scheme proposed in this paper significantly reduces the position estimation error under dynamic and steady-state conditions, with a steady-state error of only 1.4° . The optimized speed loop control effectively improves the system's performance of disturbance rejection and transient response. The reliability test shows that the steering power motor controller operates stably without performance failure.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; position sensorless control; extended Kalman filter; extended state observer

* 国家自然科学基金(52376167)资助。

原稿收到日期为2024年11月29日, 修改稿收到日期为2025年01月10日。

通信作者: 张虹, 副教授, E-mail: zhanghong@bit.edu.cn。

前言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其高效率、高功率密度、小体积的优势^[1-3],被广泛应用于驱动纯电动商用车中的转向助力油泵^[4]。一般来讲,PMSM的控制采用矢量控制架构,这需要精确的转子位置信息,在实际工程应用中,这可通过安装位置传感器获得。但是在转向助力油泵场合,安装空间狭小且工作环境恶劣,为了保证PMSM的高可靠性控制,无位置传感器控制技术被用来替代机械式位置传感器,这同样也节省了成本。

无位置传感器控制技术通常被划分为两类:即基于电机凸极性的高频注入法和基于电机基波数学模型的方法^[5]。基于电机凸极性的高频注入法对电机的定子绕组进行电压或电流信号注入,利用电机的凸极效应获取不同的响应,并从中提取位置信息,常用的有脉振正弦高频注入法^[6]、脉振方波高频注入法^[7]、旋转正弦高频注入法^[8]。这些方法在电机高速运行时会引起转矩脉动和谐波畸变的问题,而驱动转向助力油泵的电机绝大部分工况为工作于额定转速,其电机凸极性很低,甚至可能出现负凸极性的情况,因此基于电机凸极性的高频注入法并不适用。

基于电机基波数学模型的方法通过对电机定子磁链或者反电动势进行观测进而获得转子位置信息,基于反电动势观测的方法依赖电机参数更少,算法复杂度更低,应用更加广泛。常用的反电动势观测方法包括滑膜观测器^[9]、龙贝格观测器^[10]、模型参考自适应方法^[11]。滑膜观测器具有固有抖振特性,需要添加额外的抑制抖振的措施,如引入低通滤波器和用sigmoid函数替换sign函数^[12],这分别会带来位置估计的相移和增加控制系统复杂度。龙贝格观测器受逆变器非线性影响较大,鲁棒性较差。模型参考自适应方法中常用PI调节器作为自适应结构,因此系统的性能只能在电机的某一转速范围内达到最佳。值得说明的是这些方法在观测出反电动势后,都需要设计后处理步骤才能进一步得到转子位置和转速的估计值,如锁相环(phase-locked loop, PLL)、正交锁相环等^[13]。

扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)是一种考虑状态与测量噪声的最优随机方法,能有效估计PMSM无位置传感器控制中的系统状态,适

用于全速域且具备高鲁棒性,同时直接提供转子位置和转速信息,省却复杂后处理,具有广阔的应用前景。

目前,基于EKF的PMSM无位置传感器控制研究主要集中在以下3个方面。(1)降低运算资源:文献[14]中提出平行降阶EKF用于位置估计,并在FPGA中实现,实验表明其运算效率显著优于DSP^[15],但FPGA成本较高且使用复杂。文献[16]中提出平方根EKF算法,可在定点DSP上实现无位置传感器控制。(2)优化协方差矩阵:文献[17]中通过完全归一化设计,提高了协方差矩阵整定的通用性。文献[18]中采用闭环优化方法,以阶跃响应为指标调整矩阵,消除低速抖动,但仅实现无速度传感器控制,仍须采集转子位置以保证模型精度。(3)提高估计精度:文献[14]中通过优化电流跟踪误差的熵设计补偿控制器,增强PI电流环的跟踪能力,提高位置估计精度,但未考虑转速环,导致PMSM瞬态抗扰能力较弱。不过,这些研究都集中在保证计算效率和高精度需求,忽略了基于EKF的无位置传感器控制的动态性能提升。

当纯电动商用车转向轮遇到障碍物导致不能继续转向时,转向助力电机将经历转矩阶跃的工况,这对电机的瞬态响应特性提出了严峻挑战。提升电机的瞬态响应特性可从转速环控制和位置信息提取两个层面优化。(1)对于转速环控制优化,文献[19]中提出利用扰动观测器来估计负载转矩,并结合状态反馈控制器更新电流工作点,提升了动态性能,但是增益参数设计比较复杂。文献[20]中设计扩张状态观测器(extended state observer, ESO)估计总扰动,抑制滑膜转速控制器的抖振并改善速度跟踪和动态响应;在文献[21]中,ESO还被用于对外部恒载扰动进行估计和前馈,以提高预设性能速度控制的鲁棒性。文献[22]中提出的主动阻尼技术也能提升转速环的抗扰能力,但是主动阻尼引入会增加额外的损耗。文献[23]中设计了2自由度线性自抗扰控制器(active disturbance rejection controller, ADRC),解决了动态响应与干扰抑制的耦合问题。然而,以上研究中的性能提升依赖位置传感器采集精确的转速和位置信息,尚未在无位置传感器控制上得到验证,且未匹配应用于负载阶跃动态变化的情况。(2)对于位置信息提取的优化策略,文献[10]中提出自适应正交PLL,改善传统PLL在抗扰和相移间的矛盾,降低动态位置估计误差。文献[24]中从避免反复试验

进行参数调整的角度出发,提出自适应补偿预测PLL以提升位置估计动态性能。文献[25]中以ESO替代PLL,减少转矩阶跃过程中的位置估计误差和转速抖动,但仍基于反电势观测器进行位置估计,在全速域精度上不如EKF。文献[26]中引入增益调度控制器用于改进位置观测的瞬态性能,但是其准确性仍然依赖于霍尔效应传感器的精度校正。然而,这些位置信息提取优化策略有各自特殊的应用局限性。因此,目前尚缺乏专门针对基于EKF的PMSM无位置传感器控制优化动态响应的研究,而这一领域对提升转向助力油泵电机性能至关重要。

本文提出了一种基于级联ESO的转速环控制策略,用于提升基于EKF的PMSM无位置传感器控制动态性能。针对传统EKF的参数整定复杂、收敛速度慢的问题,设计了自适应EKF(adaptive EKF, AEKF)在线调优系统噪声协方差,以提高滤波性能。EKF的测量输入量包括电机两相静止坐标系下的电流,而电机受到负载转矩阶跃时过大的转速脉动会带来较大的电流抖动,进而引发较大的动态位置估计误差。于是,通过将负载转矩作为外部扰动,将其它因素导致的转矩脉动作为内部扰动,设计级联ESO分别观测内外扰动,并引入线性反馈控制率替换传统PI转速环控制器,能够提升转速环的抗扰性能和转速跟踪性能,进而使得基于AEKF的无位置传感器控制能最小化动态位置估计误差,保证车用转向助力油泵电机在极限工况的运行可靠性。转速环优化后的AEKF无传感器控制架构能同时提升电机的稳态精度和动态性能。

1 基于AEKF的无位置传感器控制

1.1 PMSM 数学模型

在两相静止坐标系下,PMSM数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_e \varphi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 和 $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 为 $\alpha\beta$ 轴下的电压和电流分量; R_s 和 L_s 分别为定子电阻和定子电感; φ_f 为永磁磁链; ω_e 和 θ_e 分别为转子电角速度和位置; p 代表微分算子。

将 $\mathbf{x}(t)=[i_\alpha \ i_\beta \ \omega_e \ \theta_e]^T$ 、 $\mathbf{u}(t)=[u_\alpha \ u_\beta]^T$ 和 $\mathbf{y}(t)=[i_\alpha \ i_\beta]^T$ 分别作为矢量控制系统中的状态变量、输入变量和输出变量,令 $1/L_s=\delta$,式(1)可表示为如下状态空间方

程的形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\delta R_s & 0 & \delta\varphi_f \sin \theta_e & 0 \\ 0 & -\delta R_s & -\delta\varphi_f \cos \theta_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

对于采样时间 T_c 的某一采样时刻 k ,将式(2)用1阶欧拉离散后,可以得到如下表达式:

$$\begin{cases} \mathbf{x}^k = \mathbf{A}^{k-1} \mathbf{x}^{k-1} + \mathbf{B}^{k-1} \mathbf{u}^{k-1} \\ \mathbf{y}^k = \mathbf{C}\mathbf{x}^k \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{A}^{k-1} = \begin{bmatrix} 1 - \delta R_s T_c & 0 & \delta\varphi_f \sin \theta_e T_c & 0 \\ 0 & 1 - \delta R_s T_c & -\delta\varphi_f \cos \theta_e T_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_c & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^{k-1} = \begin{bmatrix} \delta T_c & 0 \\ 0 & \delta T_c \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

1.2 EKF算法

EKF是一种最优随机方法,通过考虑系统模型中的状态噪声和测量噪声,利用方差占比权重寻找单周期下最优目标状态值,可用如下的两步递归方程来描述:

(1) 预测:计算估计值从 $k-1$ 到 k 时刻的演化过程,即

$$\begin{cases} \text{(a): } \hat{\mathbf{x}}^{k|k-1} = \Phi_{k-1} \hat{\mathbf{x}}^{k-1} + \mathbf{B}T_c \mathbf{u}^{k-1} \\ \text{(b): } \mathbf{P}^{k|k-1} = \Phi_{k-1} \mathbf{P}^{k-1} \Phi_{k-1}^T + \mathbf{Q}^{k-1} \end{cases} \quad (6)$$

式中: Φ 为状态转移矩阵; \mathbf{Q} 为系统噪声协方差矩阵; \mathbf{P} 为状态估计误差协方差矩阵。

(2) 更新:更新后的估计值和协方差为

$$\begin{cases} \text{(a): } \hat{\mathbf{x}}^k = \hat{\mathbf{x}}^{k|k-1} + \mathbf{K}^k (\mathbf{y}^k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{k|k-1}) \\ \text{(b): } \mathbf{P}^k = \mathbf{P}^{k|k-1} - \mathbf{K}^k \mathbf{H} \mathbf{P}^{k|k-1} \end{cases} \quad (7)$$

式中: \mathbf{H} 为观测矩阵; \mathbf{K}^k 为卡尔曼增益。

$$\mathbf{K}^k = \mathbf{P}^{k|k-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}^{k|k-1} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}^k)^{-1} \quad (8)$$

式中 \mathbf{R} 为测量噪声协方差矩阵。

1.3 AEKF的设计

在算法实现过程中,系统噪声协方差 \mathbf{Q} 易受建

模不精确、离散化误差和系统输入误差的影响,难以量化。测量噪声协方差 \mathbf{R} 与传感器的特性相关可以量化,可从数据采集系统中得到。两者对无位置传感器系统的跟踪速度和零点误差特性有直接影响。为解决参数整定复杂与随动性能不足的问题,引入自适应率以调整单次循环运算难以确定的 Q 值,简化参数匹配过程。

在单循环运算中,状态预测值与传感器测量值之间的更新序列 \mathbf{e}_s 可表示为

$$\mathbf{e}_s^k = \mathbf{y}^k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{k|k-1} \quad (9)$$

利用协方差匹配原理,构建更新序列 \mathbf{e}_s 的协方差矩阵中的估计值 $\hat{\mathbf{C}}_v$ 与其数值理论值一致,可以得到:

$$\hat{\mathbf{C}}_v = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mathbf{e}_{k-i} \mathbf{e}_{k-i}^T = \mathbf{H}\hat{\mathbf{P}}^{k|k-1} \mathbf{H}^T + \mathbf{R}^k = E\{\mathbf{e}_s^k \mathbf{e}_s^{kT}\} \quad (10)$$

式中预测方程无过程噪声,这是由于系统噪声量为假想值,与系统关系不可量化,而测量噪声则可量化处理,其中 $\hat{\mathbf{P}}^{k|k-1}$ 是预测的状态协方差的估计值, m 是估计序列的大小。

在 \mathbf{R}^k 和 $\hat{\mathbf{P}}^{k|k-1}$ 已知的情况下, Q^k 可以通过引入缩放因子进行在线校正,缩放因子可计算为估计的更新序列协方差与预测的状态协方差的比值:

$$\alpha = \frac{\text{tr}[\mathbf{H}\hat{\mathbf{P}}^{k|k-1} \mathbf{H}^T]}{\text{tr}[\mathbf{H}\mathbf{P}^{k|k-1} \mathbf{H}^T]} = \frac{\text{tr}[\hat{\mathbf{C}}_v - \mathbf{R}^k]}{\text{tr}[\mathbf{H}\mathbf{P}^{k|k-1} \mathbf{H}^T]} \quad (11)$$

式中 $\text{tr}[\cdot]$ 为矩阵的迹,表示方阵对角元素之和; α 为比例因子。将式(6)中(b)与式(10)代入式(11)可得:

$$\alpha^{k-1} = \frac{\text{tr}[\mathbf{H}(\Phi_{k-1} \hat{\mathbf{P}}^{k-1} \Phi_{k-1}^T + \hat{\mathbf{Q}}^{k-1}) \mathbf{H}^T]}{\text{tr}[\mathbf{H}(\Phi_{k-1} \mathbf{P}^{k-1} \Phi_{k-1}^T + \mathbf{Q}^{k-1}) \mathbf{H}^T]} \quad (12)$$

为估计的系统噪声协方差 $\hat{\mathbf{Q}}^k$ 所设计的自适应率可表示为

$$\hat{\mathbf{Q}}^k = \mathbf{Q}^{k-1} \sqrt{\alpha^{k-1}} \quad (13)$$

引入自适应率,可以进一步缩小单周期估测存在的协方差误差,提高估计的收敛速度。传统EKF的 Q 没有自适应设计,如果 Q 设置过小,会导致滤波结果发散;如果 Q 设置过大,滤波器对噪声的敏感性增加。另外,固定的 Q 值设置使得滤波器对动态变化的响应缓慢或不准确,状态估计精度和收敛速度都弱于AEKF。

1.4 基于AEKF的PMSM无位置传感器控制

为了进行滤波器的设计,根据离散化后的PMSM动态模型(式(4)所示),可得到输出矩阵 \mathbf{H} 和

状态转移矩阵 Φ :

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}; \Phi = \mathbf{A}^{k-1} \quad (14)$$

在估计过程中以电压、电流作为观测器输入,在单周期做出最优直接估计电机转子位置、转速并输出用于无位置传感器架构。AEKF可总结为如下实现过程。

步骤1:初始化系统噪声 $\mathbf{Q}(0)$ 、测量噪声 $\mathbf{R}(0)$ 、协方差矩阵 $\mathbf{P}(0)$, $k=1$ 。

步骤2:测量状态输入。提取采样电流 i_α 、 i_β 与电压指令 u_α 、 u_β 作为AEKF观测器输入。

步骤3:状态预测。用式(6)实现临时状态变量的预测,根据式(14),其标量形式表示为

$$\begin{cases} i_\alpha^{k|k-1} = (1 - \delta R_s T_c) i_\alpha^{k-1} + \omega_e^{k-1} \delta \psi_f \sin \theta_e^{k-1} + \delta T_c u_\alpha^{k-1} \\ i_\beta^{k|k-1} = (1 - \delta R_s T_c) i_\beta^{k-1} - \omega_e^{k-1} \delta \psi_f \cos \theta_e^{k-1} + \delta T_c u_\beta^{k-1} \\ \omega_e^{k|k-1} = \omega_e^{k-1} \\ \theta_e^{k|k-1} = \theta_e^{k-1} + T_c \omega_e^{k-1} \end{cases} \quad (15)$$

步骤4:通过式(9)与式(10)计算估计的更新序列协方差矩阵 $\hat{\mathbf{C}}_v$,同时引入 $\mathbf{R}(0)$ 加以修正。

步骤5:结合式(10)、式(11)与式(12)更新预测系统噪声协方差 Q 。

步骤6:计算预测状态协方差矩阵 $\mathbf{P}^{k|k-1}$ 。根据自适应设计后的 $\hat{\mathbf{Q}}^{k-1}$ 通过式(6)中(b)计算临时状态协方差矩阵 $\mathbf{P}^{k|k-1}$,其中 Φ 可通过(14)得到。

$$\mathbf{P}^{k|k-1} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} \mathbf{P}_{11}^{k-1} \Phi_{11}^T & \cdots & \Phi_{14} \mathbf{P}_{14}^{k-1} \Phi_{14}^T \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_{41} \mathbf{P}_{41}^{k-1} \Phi_{41}^T & \cdots & \Phi_{44} \mathbf{P}_{44}^{k-1} \Phi_{44}^T \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{Q}}^{k-1} \quad (16)$$

步骤7:基于式(7)中(b)更新当前状态协方差矩阵 \mathbf{P}^k ,基于式(8)计算卡尔曼增益 \mathbf{K}^k ,其中 \mathbf{H} 和 $\mathbf{P}^{k|k-1}$ 上面已经得到。

$$\mathbf{P}^k = \begin{bmatrix} 1 - k_{11}^{k-1} & 1 - k_{12}^{k-1} & 1 & 1 \\ 1 - k_{21}^{k-1} & 1 - k_{22}^{k-1} & \vdots & \vdots \\ 1 - k_{31}^{k-1} & 1 - k_{23}^{k-1} & \vdots & \vdots \\ 1 - k_{41}^{k-1} & 1 - k_{24}^{k-1} & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11}^{k|k-1} & \cdots & \mathbf{P}_{14}^{k|k-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{P}_{41}^{k|k-1} & \cdots & \mathbf{P}_{44}^{k|k-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{K}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11}^k & \mathbf{P}_{21}^k \\ \mathbf{P}_{21}^k & \mathbf{P}_{22}^k \\ \mathbf{P}_{31}^k & \mathbf{P}_{23}^k \\ \mathbf{P}_{41}^k & \mathbf{P}_{24}^k \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11}^k & \mathbf{P}_{21}^k \\ \mathbf{P}_{21}^k & \mathbf{P}_{22}^k \end{bmatrix} + \mathbf{R}(0) \right)^{-1} = \begin{bmatrix} k_{11}^k & k_{21}^k \\ k_{21}^k & k_{22}^k \\ k_{31}^k & k_{23}^k \\ k_{41}^k & k_{24}^k \end{bmatrix} \quad (18)$$

步骤8:基于式(7)更新预测变量,更新后的预

测值为

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha^k = \hat{i}_\alpha^{k|k-1} + k_{11}^k \tilde{i}_\alpha^k + k_{21}^k \tilde{i}_\beta^k \\ \hat{i}_\beta^k = \hat{i}_\beta^{k|k-1} + k_{21}^k \tilde{i}_\alpha^k + k_{22}^k \tilde{i}_\beta^k \\ \hat{\omega}_e^k = \hat{\omega}_e^{k|k-1} + k_{31}^k \tilde{i}_\alpha^k + k_{23}^k \tilde{i}_\beta^k \\ \hat{\theta}_e^k = \hat{\theta}_e^{k|k-1} + k_{41}^k \tilde{i}_\alpha^k + k_{24}^k \tilde{i}_\beta^k \end{cases} \quad (19)$$

式中 k_{ij} 为卡尔曼增益 K^k 中的元素。式(19)中的状态误差表示为

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha^k = i_\alpha^k - \hat{i}_\alpha^{k|k-1} \\ \tilde{i}_\beta^k = i_\beta^k - \hat{i}_\beta^{k|k-1} \end{cases} \quad (20)$$

AEKF 控制率的设计时序图如图 1 所示。

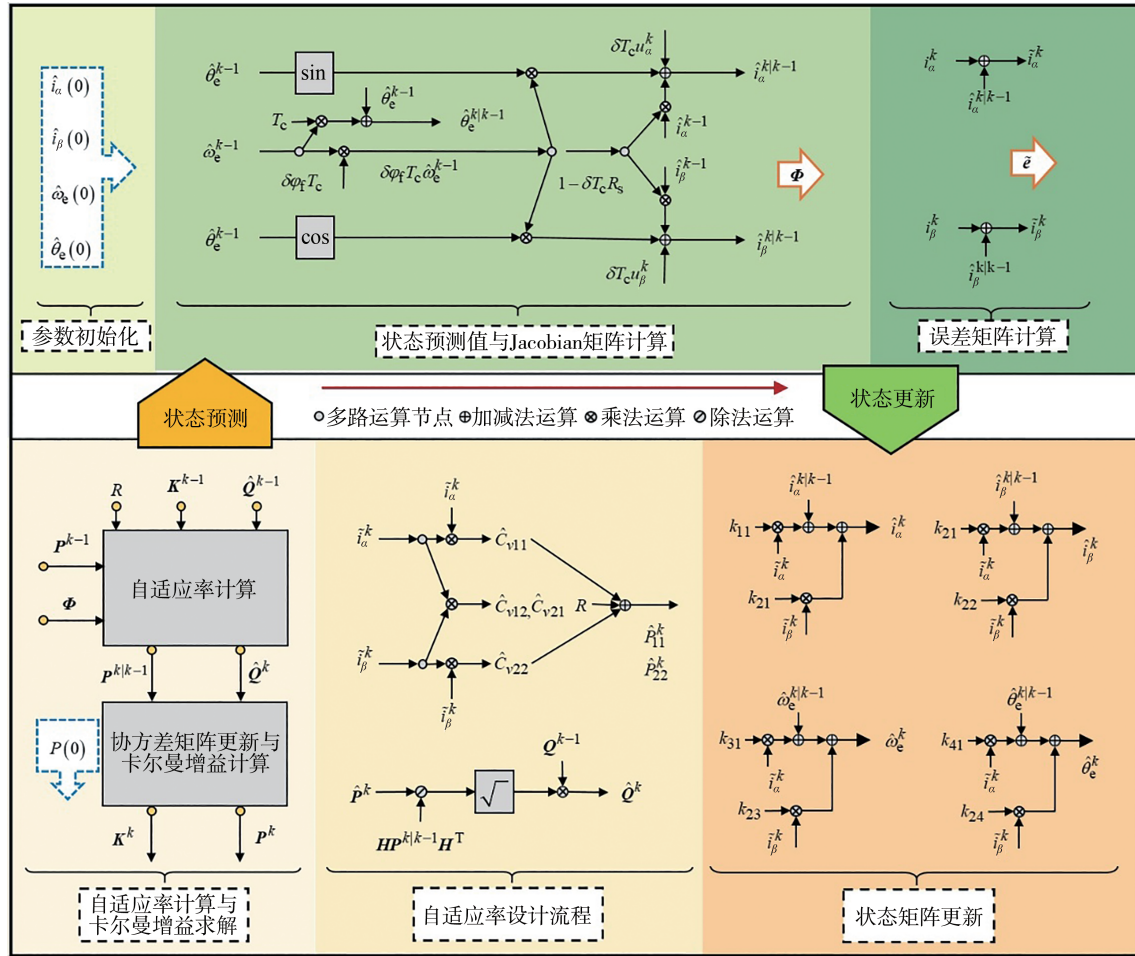


图 1 AEKF 控制率设计时序图

2 基于级联 ESO 的 AEKF 无位置传感器控制瞬态性能提升策略

相对于其它位置估计方式,本文提出的 AEKF 能得到更好的位置估计精度。但是本文研究的 PMSM 会经历负载转矩阶跃的工况,实际上这也是转向助力油泵 PMSM 出厂测试中经历的最恶劣的工况。因此,为了提升 PMSM 的抗扰特性,提升 PMSM 在 AEKF 无传感器控制下的瞬态响应特性,本文提出了一种基于 ESO 的优化策略,通过 ESO 估计 PMSM 受到的内外扰动,并将其补偿到转速环的输

出,能够在保证高精度位置估计的同时显著提升瞬态抗扰能力,总体框图如图 2 所示。

2.1 PMSM 动力学建模

PMSM 的动力学建模可表示为

$$\frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{1}{J} T_e(t) - \frac{1}{J} [T_L(t) + B\omega_r(t)] \quad (21)$$

式中: J 为转动惯量; ω_m 为机械角速度; T_L 为负载转矩; B 为黏性摩擦系数; T_e 为电磁转矩。

考虑扰动后, PMSM 动力学模型可表达为

$$\frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{1}{J} T_e(t) - \frac{1}{J} ((T_L(t) + B\omega_r(t) + \Delta T_\psi(t) + \Delta T_p(t) + \Delta T_b(t))) \quad (22)$$

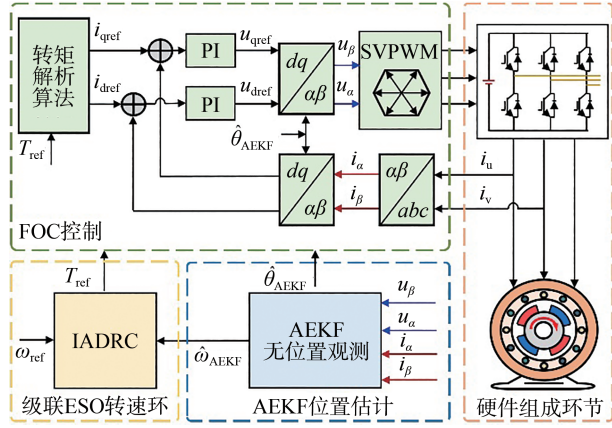


图2 基于AEKF无位置传感器控制的瞬态响应特性优化总体框图

式中 \$\Delta T_{\psi}\$、\$\Delta T_p\$ 和 \$\Delta T_b\$ 分别为磁场谐波变化、电流采样误差和测量偏置误差引起的转矩波动。定义 \$f(t)\$ 表示PMSM受到的总扰动,并将其分解为外部扰动 \$f_o(t)\$ 与内部扰动 \$f_{in}(t)\$, 表达为

$$\begin{cases} f(t) = f_o(t) + f_{in}(t) \\ f_o(t) = T_L(t) \\ f_{in}(t) = B\omega_m(t) + \Delta T_p(t) + \Delta T_{\psi}(t) + \Delta T_b(t) \end{cases} \quad (23)$$

2.2 级联ESO设计

本文设计一种基于级联ESO的扰动抑制策略,一个ESO估计的外部扰动可作为另一个内部扰动观测ESO的输入,通过级联的方式提升总体扰动估计准确性。具体而言,如果仅考虑外部扰动,扰动估计值与实际值之间存在稳态误差,无法实现无偏估计和准确的参考转矩的前馈补偿,参考转速的跟踪性能也会下降;而将摩擦和参数失配造成的扰动定义为同样表现为转矩的内部扰动,并叠加在外部扰动上构成系统的集总扰动。可通过设计级联ESO对内外扰动的联合估计,提高对扰动的估计精度,增强系统对扰动的鲁棒性,进而提升AEKF的位置估计动态精度。其设计框图如图3所示。

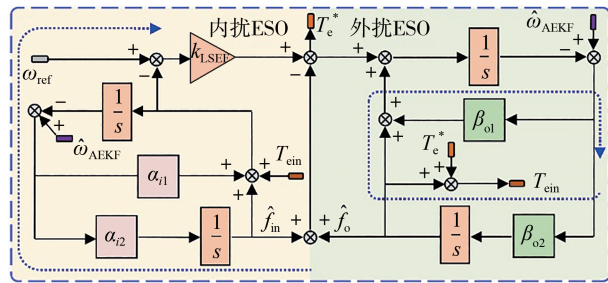


图3 级联ESO设计框图

时段 \$T_e\$ 下外部扰动观测器的动力学方程可表达为

$$\frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{1}{J} T_e(t) - \frac{1}{J} f_o(t) - \frac{1}{J} f_{in}(t) \quad (24)$$

在进行外部扰动观测时,引入内部扰动中的 \$B\hat{\omega}_m^k\$ 项以加快收敛速度与观测精度。将转速观测误差 \$\varepsilon_{out}\$ 作为输入主体变量,设计的2阶离散ESO观测外部扰动如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_{out}^k = \hat{\omega}_{AEKF}^k - \hat{\omega}_{m,out}^k \\ \hat{\omega}_{m,out}^{k+1} = \hat{\omega}_{m,out}^k + T_c(\beta_{o1}\varepsilon_{out}^k + \hat{f}_o^k + bu^k - B\hat{\omega}_m^k) \\ b\hat{f}_o^{k+1} = b\hat{f}_o^k + T_c\beta_{o2}\varepsilon_{out}^k \end{cases} \quad (25)$$

式中: \$\hat{\omega}_{m,out}\$、\$\hat{\omega}_{AEKF}\$ 分别为外部扰动观测ESO观测的角速度与AEKF无位置传感器估计的角速度; \$b=n_p/J\$ 为系统输入增益; \$u = T_e^*\$ 为观测器状态输入; \$T_e^*\$ 为参考电磁转矩; \$n_p\$ 为电机极对数; \$\beta_{o1}\$、\$\beta_{o2}\$ 为外部扰动ESO增益系数。

在进行内部扰动观测时,可认为外部扰动已经观测得到,将转速观测误差 \$\varepsilon_{in}\$ 作为输入主体变量,设计的2阶离散ESO观测内部扰动如下:

$$\begin{cases} \varepsilon_{in}^k = \hat{\omega}_{AEKF}^k - \hat{\omega}_{m,in}^k \\ \hat{\omega}_{m,in}^{k+1} = \hat{\omega}_{m,in}^k + T_c(\alpha_{i1}\varepsilon_{in}^k + \hat{f}_{in}^k + bu_{in}^k) \\ b\hat{f}_{in}^{k+1} = b\hat{f}_{in}^k + T_c\alpha_{i2}\varepsilon_{in}^k \\ u_{in}^k = T_e^* + \hat{f}_o^k \end{cases} \quad (26)$$

式中: \$\hat{\omega}_{m,in}\$ 为内部扰动观测ESO观测的角速度; \$\alpha_{i1}\$、\$\alpha_{i2}\$ 为内部扰动观测ESO增益系数。

通过前馈补偿的方式可以将ESO观测的扰动量提前作用于系统转速环输出来降低扰动带来的影响,于是参考转矩 \$T_e^*\$ 可表示为

$$T_e^* \triangleq u = u_0/b - \hat{f}_{out} - \hat{f}_{in} \quad (27)$$

式中 \$u_0\$ 为转速环控制器的输出。引入线性反馈控制率替换传统的转速环PI控制器,可以得到转速环输出为

$$u_0 = k_{LSEF}(\omega_{ref} - \hat{\omega}_m) \quad (28)$$

式中: \$k_{LSEF}\$ 为线性反馈率系数; \$\omega_{ref}\$ 为参考转速。

假设所设计的ESO估计的状态变量能很好地跟随实际值,即 \$\hat{f}_{in} \rightarrow f_{in}\$, \$\hat{f}_{out} \rightarrow f_{out}\$, 则根据式(24)和式(27),有

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= bu + b\hat{f}_{out} + b\hat{f}_{in} = b[(u_0/b - \hat{f}_{out} - \hat{f}_{in})] + \\ &b\hat{f}_{out} + b\hat{f}_{in} \approx u_0 \end{aligned} \quad (29)$$

因此转速环可以看作是一个纯积分环节,在此基础上,与传统PI控制对比,所设计的线性反馈控制率仅须调整 \$k_{LSEF}\$ 即可实现零稳态误差,且能实现

控制超调与响应速度之间的解耦,简化参数调整过程。

2.3 级联ESO参数整定及跟踪性能分析

根据式(25),可以得到外部扰动用的ESO的误差状态矩阵为

$$A_e = \begin{bmatrix} -\beta_{o1} & 1 \\ -\beta_{o2} & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

根据李雅普诺夫第一判据可知,为使闭环控制系统稳定, A_e 所有特征值均位于 s 平面的左半平面,则可根据 A_e 的特征多项式,将极点配置在 ω_0 处如下:

$$\lambda(s) = s^2 + \beta_{o1}s + \beta_{o2} = (s + \omega_0)^2 \quad (31)$$

式中 ω_0 为ESO的带宽。同样的方式可以配置内部扰动观测器的极点,于是可以得到:

$$\begin{cases} \beta_{o1} = \alpha_{i1} = 2\omega_0 \\ \beta_{o2} = \alpha_{i2} = \omega_0^2 \end{cases} \quad (32)$$

理论上,2阶LESO的带宽越高,其响应速越快,但是抗高频扰动性能变差,根据经验法, ω_0 的选择范围为 $\omega_0 \approx (3 \sim 5)\omega_c$,其中 ω_c 为转速环带宽。

当不考虑内部扰动时,根据式(21)和式(25)可知,外部扰动估计值 \hat{f}_o 与系统所承受的实际外部扰动 f_o 在频域下的传递函数为

$$\frac{\hat{f}_o(s)}{f_o(s)} = \frac{\beta_{o2}}{s^2 + \beta_{o1}s + \beta_{o2}} \quad (33)$$

将ESO的极点配置在 ω_0 处。分析转向助力油泵电机的实际工况,其所受到的外部扰动可近似表达为幅值为 G 的瞬态冲击扰动与以 k 为斜率的斜坡变化的扰动之和,则可表示为

$$\hat{f}_o(s) = \left(\frac{k}{s^2} + \frac{G}{s} \right) \frac{\omega_0^2}{(s + \omega_0)^2} \quad (34)$$

将其变换到时域,则外部扰动的时域响应可表示为

$$\hat{f}_o(t) = G + kt - \frac{2k}{\omega_0} + \frac{(2k - G\omega_0)e^{-\omega_0 t}}{\omega_0} + (k - G\omega_0)te^{-\omega_0 t} \quad (35)$$

可以看出,在仅考虑单一外部扰动时,ESO对扰动的估计值存在 $-2k/\omega_0$ 的稳态偏差。通过引入内部扰动观测器,并将观测得到的外部扰动作为已知量输入,可以得到集总扰动估计值与系统所承受的实际外部扰动在频域下的传递函数:

$$\frac{\hat{f}_o(s) + \hat{f}_m(s)}{f_o(s)} = \frac{(\beta_{o1} + \alpha_{i2})s^2 + (\beta_{o1}\alpha_{i2} + \beta_{o2}\alpha_{i1})s + 2\beta_{o2}\alpha_{i2}}{(s^2 + \beta_{o1}s + \beta_{o2})(s^2 + \alpha_{i1}s + \alpha_{i2})} \quad (36)$$

在同样的叠加扰动下,将两个ESO的极点均配置在 ω_0 处,可以得到集总扰动的时域响应为式(37)。可以看出,通过设计级联ESO对内外扰动的联合估计,集总扰动的估计无稳态误差,提高了对扰动的估计精度,增强了系统对扰动的鲁棒性,进而提升了AEKF的位置估计精度。

$$f_o(t) + f_m(t) = G + kt - Ge^{-\omega_0 t} - \frac{(2k\omega_0 - G\omega_0^2)t^2 e^{-\omega_0 t}}{2} + \frac{(G\omega_0^3 - k\omega_0^2)t^3 e^{-\omega_0 t}}{6} - (k + G\omega_0)te^{-\omega_0 t} \quad (37)$$

图4展示了所提出的级联ESO估计内外扰动的扰动跟踪能力仿真。扰动信号为斜率为30的斜坡变化负载转矩,待电机转速到达额定值后作用于系统中,内外ESO带宽保持一致,分别为50、250、500 rad/s。可以看出,所提出的级联ESO估计内外扰动后,在合适的带宽范围内,扰动估计的稳态误差非常小,几乎为0,转速偏差也非常小,在1 r/min以内,这都得益于所提出的级联ESO具备的极强扰动跟踪能力。

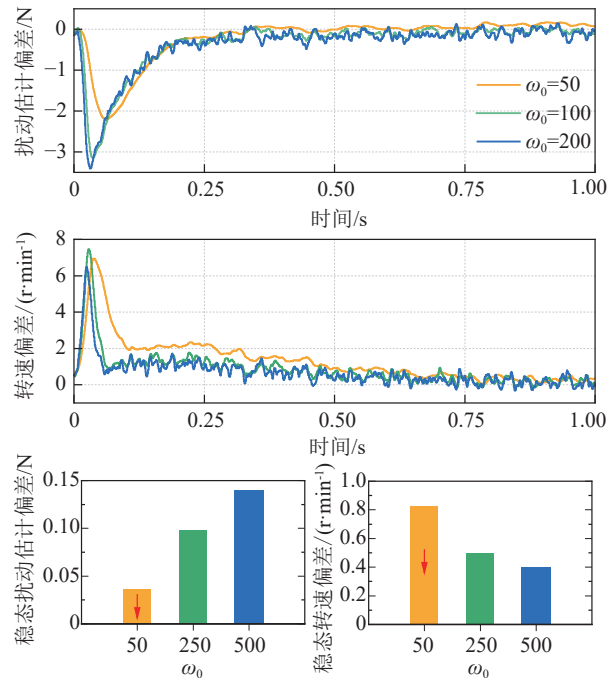


图4 级联ESO的扰动跟踪能力

3 实验结果

为了验证所提出策略的有效性,本文对一台

3 kW的转向助力油泵电机进行了模拟纯电动商用车转向特性的台架实验,电机参数如表1所示,测试台架如图5所示。转向油泵的进出口通过有可调液压阀的液压管路与储油罐相连形成液压回路,通过调整阀门开度能够快速改变出油口的油压以模拟真实负载状态的测试环境。转向油泵总成易于拆卸,通过配做联轴器,在油泵电机和泵头之间加装转矩转速传感器,通过光编码器的信号转换装置在示波器上观察实时实验测量结果,用于对转子位置估计算法的估计精度进行测试。

表1 车用转向助力油泵PMSM参数

电机参数	数值	电机参数	数值
额定功率/kW	3	磁极对数	4
峰值功率/kW	6	定子电阻/ Ω	1.12
额定转矩/(N·m)	23	d轴电感/mH	12.52
额定电流/A	10	q轴电感/mH	23.37
额定转速/(r·min ⁻¹)	1500	永磁磁链/Wb	0.263
额定流量/(L·min ⁻¹)	16	安全阀压力/MPa	18

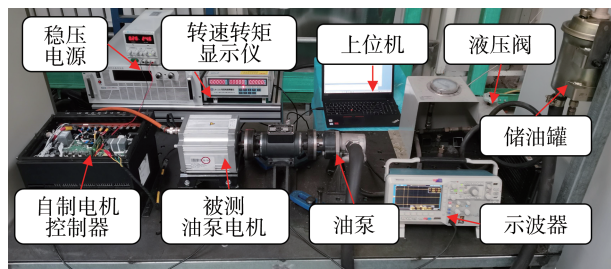


图5 转向助力油泵电机测试台架

实验验证中所使用的电机控制器基于DSP TMS320F28335芯片开发,其主频150 MHz。实验过程中直流供电电压为550 V,利用上位机通过CAN通信方式向控制器下发指令。控制器IGBT功率模块的开关频率设定为6 kHz,与电机矢量控制算法及无位置传感器控制算法的执行频率一致。

3.1 AEKF位置估计验证

为了验证AEKF无位置控制算法的有效性,转速环暂时采用PI控制,其PI参数分别为1和0.1,同时AEKF的初始值 $Q(0)$ 、 $R(0)$ 、 $P(0)$ 对应设置为diag(10 10 0.1 0.001)、diag(0.1 0.1)、diag(0.01 0.01 0.01 0.01),其中diag(\cdot)表示为主对角线矩阵。

图6(a)展示了电机从0~1 000 r/min的空载启动过程位置估计实验波形,可以看到AEKF的估计位置更接近传感器所识别的转子真实位置,在低速低信噪比环境中依然可保持位置估计的准确性。

作为对比,EKF控制下的估计位置相较于转子真实位置有明显的滞后,产生较大的位置估计误差。

图6(b)展示了电机先后经历静止、急加速、急减速3个工况的转速估计实验波形,其中根据油泵电机的转速工作范围,在0~0.5 s电机处于静止状态;在0.5~1 s电机处于第1阶段加速状态,提升转速至500 r/min测试启动过程估计转速效果;在1~2 s电机先后2次处于急加速至1 000和1 500 r/min,最后在2~3 s急减速至1 000 r/min,验证电机在转速指令阶跃时的表现。

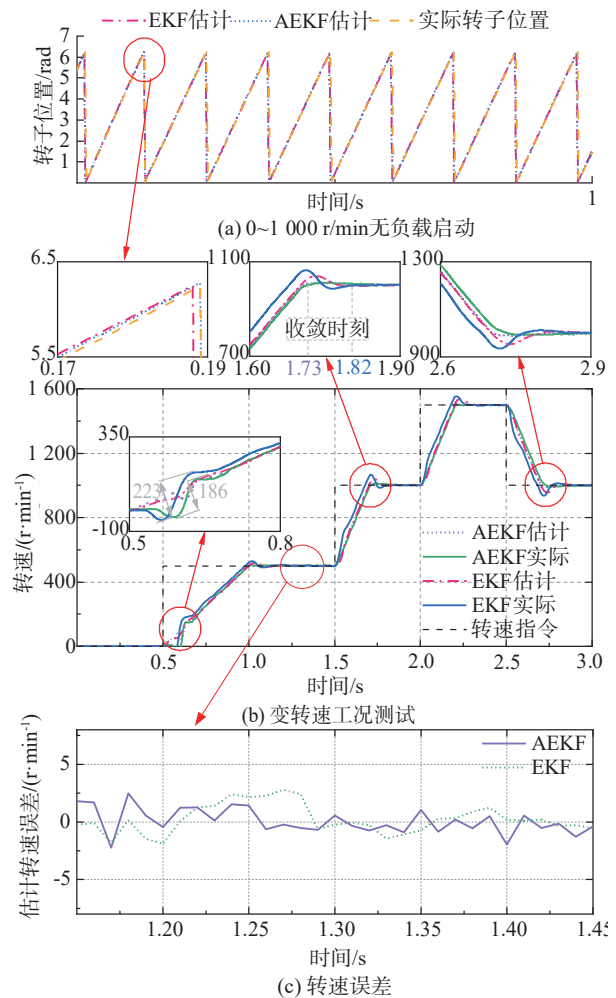


图6 AEKF无位置控制实验结果

在静止状态,AEKF和EKF估计的转速信息均未发生信号“毛刺”现象;同时,两种方式均能在无辅助启动算法条件下实现电机的可靠性启动。不过,EKF在起步阶段转速抖动量更大,抖动幅值为223 r/min,而AEKF的转速抖动量仅为186 r/min,AEKF实现了冲击更小的启动。对于500~1 000 r/min的急加速阶段,AEKF估计的转速更能准确地跟随实际电机转

速,由加速状态切换至稳态时无超调、无明显额外调整时间,有利于提高无位置传感器控制的鲁棒性。作为对比,EKF估计的转速跟踪误差更大。同时,AEKF估计转速的收敛时间较EKF明显减小,这得益于对系统噪声协方差矩阵 Q 的自适应设计。在急减速工况中,控制变量反向变化,AEKF估计的转速均实现平滑、准确、无振荡地跟随实际电机转速,明显优于EKF策略。值得说明的是,虽然在加减速的动态过程中,EKF控制下的实际转速相较于AEKF能够较快地达到目标转速,但随之带来的是转速估计值和实际值之间的明显偏离,因此这种动态响应性能并不是控制所期望的。作为对比,AEKF控制下的实际转速更加平滑且无振荡,在动态过程电机受到扰动时将具备更好的鲁棒性。

图6(c)中展示了AEKF和EKF两种方法得到的转速估计误差,可以看到基于卡尔曼滤波的无位置传感器策略能够实现转速的无偏估计。这是因为在每次更新中,卡尔曼滤波会根据观测和预测的差异调整状态估计,并通过过程噪声和观测噪声的协方差来平衡误差。没有偏置的转速误差才能保证高精度的位置估计,避免转速误差对角度误差的积累效应。

除此之外,图7展示了电机运行在额定转速1500 r/min、负载转矩6 N·m时,用滑模观测器^[9]、龙贝格观测器^[10]和本文所提AEKF方法分别进行位置估计的稳态位置估计误差。可以明显看出,龙贝格观测器在位置估计中会产生高达7.6°的稳态误差。尽管滑模观测器的稳态位置估计误差显著减小,降至3.8°,但其固有的抖振特性仍导致稳态位置估计的误差波动较大,这进一步引发电机电流的抖动,进而影响电机的稳态性能。相比之下,本文所提出的AEKF方法在稳态位置估计中仅产生1.4°的误差,且波形平稳,更有助于电机的稳态运行。

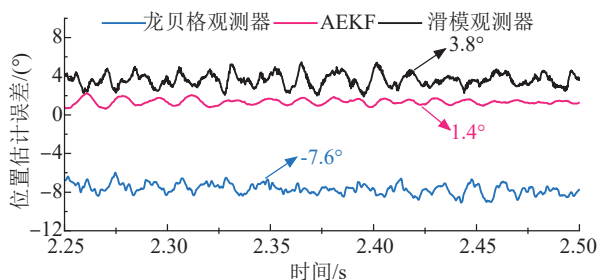


图7 不同方法的位置观测稳态误差对比
(电机转速1500 r/min,转矩6 N·m)

3.2 基于级联ESO的AEKF无位置传感器控制抗扰性能验证

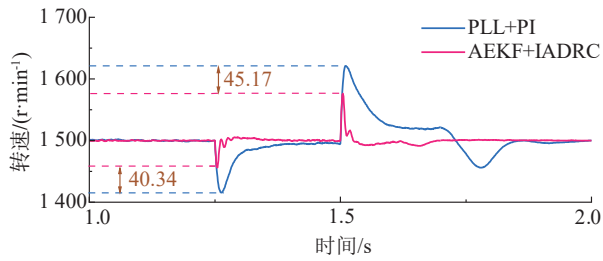
为了验证本文所提方法的抗扰性能,与基于PLL提取位置信息和PI速度控制器的方法进行了对比实验,在电机额定转速下进行了负载转矩阶跃测试。在测试开始前,初始化级联ESO内置参数,设定线性反馈控制率 $k_{\text{LSEF}}=50$,内扰ESO观测器和外扰ESO带宽分别设定为75和100 rad/s。

在电机以额定转速稳定运行在1500 r/min时,将液压阀由完全打开状态快速调整至半关闭状态,此时油泵安全阀打开,油路达到总成目标压力输出25 N·m跳变压力,维持一段时间后卸载油路压力,在这一过程中电机经历两次负载转矩阶跃,测量这一过程中电机转速、转矩和相电流的变化情况,如图8所示。

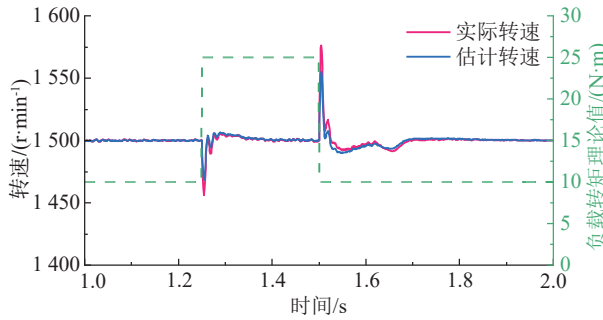
从图8(a)所示的电机转速变化情况可以看出,融合级联ESO转速环优化的AEKF无位置传感器控制下电机在负载瞬态增加的过程中转速最大抖动量为-44.10 r/min,明显小于PLL+PI控制下的-84.44 r/min,其转速抖动降幅为40.34 r/min;在负载瞬态消除的过程中转速最大抖动量为76.14 r/min,同样明显小于PLL+PI控制下的121.31 r/min,其转速抖动降幅达45.17 r/min。抖动量的减小有助于系统快速恢复稳定状态,从实验结果可知,本文所提出的方法控制时,电机恢复至稳态时间明显小于PLL+PI的方法。

图8(b)展示在融合级联ESO转速环优化的AEKF无位置传感器控制下,电机受到阶跃负载转矩外部扰动时的转速估计效果,可以看出估计转速能很好地跟随实际转速,有利于提升电机的鲁棒性能。良好的转速跟踪性能得益于本文所设计的级联ESO的内外扰动联合估计,图8(c)展示了内外扰动估计结果。具体而言,单独的外部扰动(负载转矩)估计具有很好的稳态精度,但是在负载转矩阶跃的动态过程中,跟踪性能优势不明显,这正显示出辅以内部扰动估计的重要性。通过对集总扰动的级联估计更有利于提升估计转速的精度,进而提升系统的鲁棒性。图8(d)所示的电机相电流波形反映电机能够在负载发生瞬态突变时做出快速响应,满足转向助力油泵电机控制系统的实际应用需求。

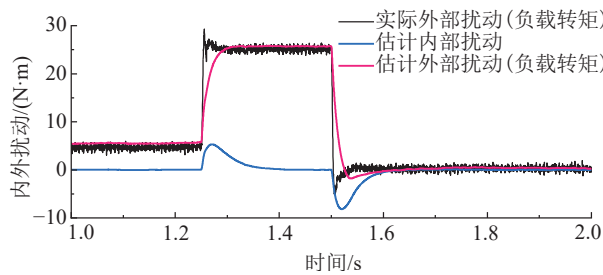
为进一步验证本文所提出策略的性能优势,根据电机实际运行的工作范围选取50%~100%额定转速,施加10~25 N的外部负载以验证PLL+PI、PLL+ADRC^[27]、AEKF位置估计与级联ESO控制在不同转



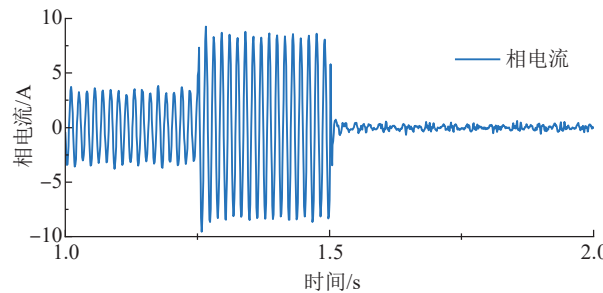
(a) 级联ESO的AEKF与传统PLL+PI转速抗扰对比



(b) 级联ESO的AEKF转速估计效果



(c) 级联ESO的内外扰动估计效果



(d) 所提出方法在冲击条件下相电流变化

图8 负载转矩阶跃时电机转速、转矩和相电流的变化

速条件不同外部瞬态冲击响应下的抗扰能力,其对比效果如图9所示。其中对比方法中的PLL的PI参数均设置为0.8和0.5,转速环PI参数依然设置为1和0.1,ADRC中的ESO估计负载转矩的带宽设置为100 rad/s,而ADRC中线性反馈控制率的增益系数设置为96和0.01。可以看到,在同一转速条件下,无论是加载亦或是卸载状态,随着阶跃负载转矩增大,

转速抖动量明显增加。特别是,对于PLL+PI方法,其转速抖动量明显大于PLL+ADRC和本文提出的方法,这将对系统控制性能的稳定性提出巨大挑战。表2选取转速分别为750、1500 r/min时电机受到阶跃负载转矩分别为10、25 N·m的数据进行了定量指标对比,可以看到在750 r/min时,本文所提的方法和PLL+ADRC方法相比,转速抖动量略微增加,考虑到测量误差的存在,可近似认为二者在这种工况有同样的抗扰能力。在1500 r/min额定转速下施加最大负载阶跃的测试实验中,本文所提方法的转速抖动量与PLL+ADRC相比减少超过50%。从图9对应的全速域、全负载工作范围内的转速抖动量指标对比来看,随着电机工作转速的提升,本文所提方法的抗扰性能将更大程度地优于PLL+PI、PLL+ADRC。

表2 电机受到不同阶跃负载转矩的转速抖动量

电机转速/ (r·min ⁻¹)	负载转矩/ (N·m)	PLL+PI/ (r·min ⁻¹)	PLL+ADRC/ (r·min ⁻¹)	本文方法/ (r·min ⁻¹)
750	10-加载	90	26	26.5
	10-卸载	72	20	25.5
	25-加载	195	56.5	59
	25-卸载	170	49.5	70
1500	10-加载	65.5	44	21.4
	10-卸载	55	27	24.5
	25-加载	185	147	52.8
	25-卸载	163	18	76.4

为了进一步验证本文所提方案在速度变化响应和负载承受能力等方面的性能,本文进行了实车实验,实车搭载测试车辆及安装状态如图10所示,转向助力电机控制模块集成于集成控制器中。受实车通信协议限制,实车测试过程仅能够给出控制器输出电流和输出电压的相关数据。其中,控制器输出电流与电机的输出转矩成正相关关系,通过观测控制器输出电流的变化情况可以间接观测到电机输出转矩和负载转矩的变化情况。由于转向助力油泵电机处于转速控制模式下,电机输出转矩的稳定性也能够反映出电机转速的稳定性,进而可以对实车测试状态下无位置传感器控制系统的性能进行评价。

实车测试过程中,转向助力油泵电机的负载在车辆转向时会显著增加,在车辆行驶过程中正常转向油泵电机负载增加较小,为轻载转向工况,而在掉头、倒车转向等车速低、转向角大的场景下油泵电机负载增加较大,为重载转向工况。重载转向工况可以

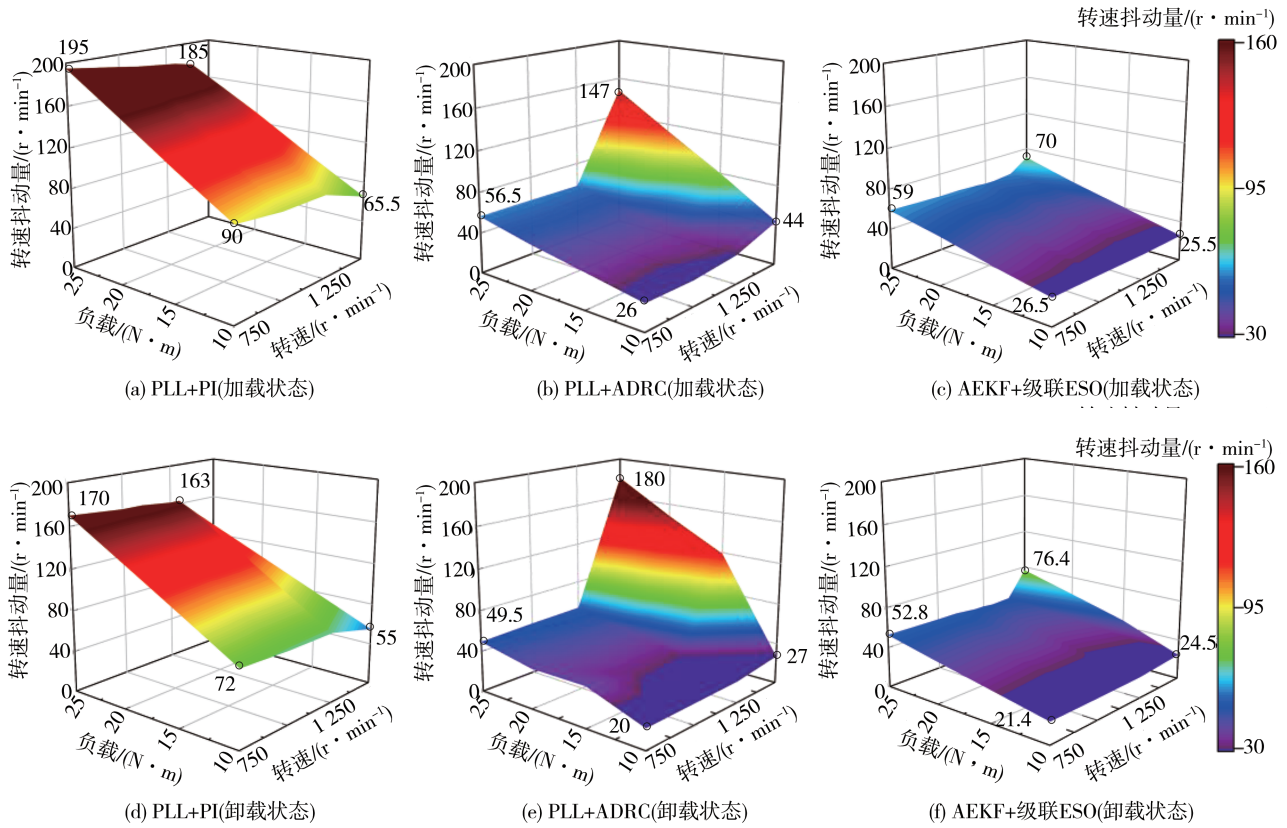


图9 750~1500 r/min 速度、10~25 N·m 负载工作范围内抗扰能力对比



图10 实车搭载测试车辆及安装状态

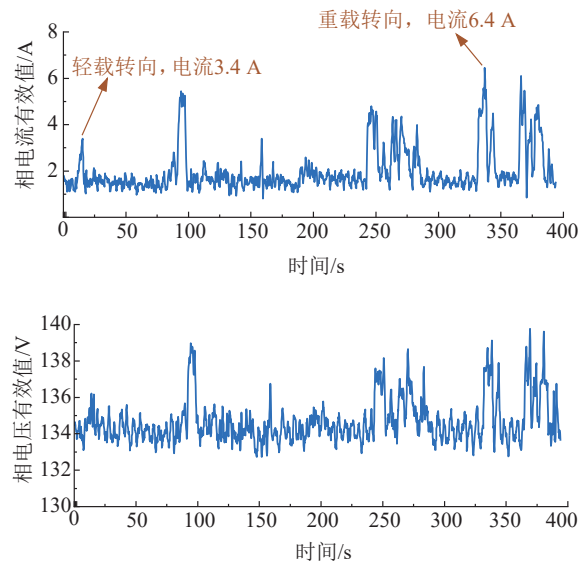


图11 连续转向工况控制器输出电压电流变化情况

通过原地急打转向盘的方式进行模拟,用以验证转向油泵电机在实车搭载条件下的控制性能。图11给出了重载转向工况和轻载转向工况下控制器的输出电流和输出电压。重载转向工况下输出电流变化

明显大于轻载转向工况,输出电流有效值最高达到6.4 A,单次转向负载变化时间一般不超过0.5 s,负载变化速度低于转向助力油泵总成台架实验。从反馈数据中可以看出,所提出的控制策略在各类实车

转向工况下都能很好地应对负载变化,保持转向助力系统安全可靠运行。

4 结论

本文通过设计自适应律简化EKF的参数匹配复杂度,提高估计准确性与收敛速度,实现了纯电动商用车转向助力油泵电机全速域下的无位置传感器控制。为解决无位置控制系统抗扰性能差的问题,设计了一种基于级联ESO的转速环优化策略,该方法提升了转速环的抗扰和跟踪能力。经台架实验验证,AEKF控制下稳态位置估计误差仅 1.3° ,估计精度显著优于文献[9]中提出的滑模观测器和文献[10]中提出的龙贝格观测器等传统方法。且面对负载转矩阶跃的极限工况,级联ESO的设计使得无位置传感器控制下转速抖动相比于PLL+ADRC的方法减少超过50%,抗扰能力和鲁棒性得到明显加强。实车测试显示,搭载本文所提出的控制策略的转向助力电机控制器高可靠运行,无性能故障发生。

参考文献

- [1] 王国栋,王丽芳,吴艳,等.基于单电流调节器的永磁同步电机深度弱磁控制及模式切换控制策略[J].汽车工程,2023,45(2):219-230.
WANG G D, WANG L F, WU Y, et al. Deep flux weakening control and mode switching control strategy of permanent magnet synchronous motor based on single current regulator[J]. Automotive Engineering, 2023, 45(2): 219-230.
- [2] 吴志恒,刘爱民.汽车永磁同步电机切换函数式混合控制策略[J].汽车工程,2023,45(4):619-626,597.
WU Z H, LIU A M. Switching functional hybrid control strategy for permanent magnet synchronous motor of electric vehicle[J]. Automotive Engineering, 2023, 45(4): 619-626,597.
- [3] 林程,徐垚,邢济垒,等.车用超高速永磁电机驱动控制技术综述[J].汽车工程,2022,44(7):1049-1058.
LIN C, XU Y, XING J L, et al. An overview of drive control technology of ultra-high-speed permanent magnet motors for vehicles[J]. Automotive Engineering, 2022, 44(7): 1049-1058.
- [4] 董桢,季学武,陶书鑫,等.商用车电控转向系统的发展现状与趋势[J].汽车工程,2024,46(5):816-829.
DONG H, JI X W, TAO S X, et al. Development status and trends of electronic control steering systems for commercial vehicles[J]. Automotive Engineering, 2024, 46(5): 816-829.
- [5] 李浩源,张兴,杨淑英,等.基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J].电工技术学报,2018,33(12):2653-2664.
LI H Y, ZHANG X, YANG S Y, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2653-2664.
- [6] SOYSA G S D, MADAWALA U K, BEVILAQUA M A, et al. Asymmetric phase winding based pulsating HF signal injection technique for surface PMSMs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 241-251.
- [7] YU K, WANG Z. Position sensorless control of IPMSM using adjustable frequency setting square-wave voltage injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 12973-12979.
- [8] NADERIAN M, MARKADEH G A, KARIMI-GHARTEMANI M, et al. Improved sensorless control strategy for IPMSM using an ePLL approach with high-frequency injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(3): 2231-2241.
- [9] YANG Q, MAO K, ZHENG S, et al. Position sensorless drive with online parameters estimation for magnetic suspension centrifugal compressor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9384-9394.
- [10] NOVAK Z, NOVAK M. Adaptive PLL-based sensorless control for improved dynamics of high-speed PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10154-10165.
- [11] 张洪帅,王平,韩邦成.基于模糊PI模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J].中国电机工程学报,2014,34(12):1889-1896.
ZHANG H S, WANG P, HAN B C. Rotor position measurement for high-speed permanent magnet synchronous motors based on fuzzy PI MRAS[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(12): 1889-1896.
- [12] WANG G, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830-5842.
- [13] WANG H, YANG Y, GE X, et al. PLL- and FLL-based speed estimation schemes for speed-sensorless control of induction motor drives: review and new attempts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3334-3356.
- [14] YANG H, YANG R, HU W, et al. FPGA-based sensorless speed control of PMSM using enhanced performance controller based on the reduced-order EKF[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 289-301.
- [15] IDKHAJINE L, MONMASSON E, MAALOUF A. Fully FPGA-based sensorless control for synchronous AC drive using an extended Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(10): 3908-3918.
- [16] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control of AC drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4189-4196.
- [17] 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.
- [18] XU D, ZHANG S, LIU J. Very-low speed control of PMSM

- based on EKF estimation with closed loop optimized parameters [J]. ISA Transactions, 2013, 52(6): 835-843.
- [19] 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.
- [20] QU L, QIAO W, QU L. An extended-state-observer-based sliding-mode speed control for permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1605-1613.
- [21] LIN X, XU R, YAO W, et al. Observer-based prescribed performance speed control for PMSMs: a data-driven RBF neural network approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(5): 7502-7512.
- [22] ZHANG X, YANG T, BOZHKO S. Speed/torque ripple reduction of high-speed permanent magnet starters/generators with low inductance for more electric aircraft applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4431-4443.
- [23] WANG C, YAN J, LI W, et al. Disturbances rejection optimization based on improved two-degree-of-freedom LADRC for permanent magnet synchronous motor systems [J]. Defence Technology, 2024, 33: 518-531.
- [24] ZHANG G, YAN Y, WANG Q, et al. Adaptive step-size predictive PLL based rotor position estimation method for sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 6136-6147.
- [25] 孙佃升, 章跃进. 自抗扰控制和高频信号注入的内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 控制理论与应用, 2017, 34(4): 508-514.
- SUN D S, ZHANG Y J. Sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control and high frequency signal injection technique [J]. Control Theory & Applications, 2017, 34(4): 508-514.
- [26] XU X, HUANG X, HU Q, et al. An improved rotor position estimation method for SPMSM with misaligned hall-effect sensor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 735-743.
- [27] DU J, HE Y, YANG H. Sensor-less control based on SM-ADRC of PMLSM [C]. Proceedings of the 2021 IEEE 2nd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), 2021.

(上接第874页)

- [19] ZHANG Q, TONG Z, TONG S, et al. Modeling and dynamic performance research on proton exchange membrane fuel cell system with hydrogen cycle and dead-ended anode [J]. Energy, 2021, 218: 119476.
- [20] 吴智才. 燃料电池发动机的氢气循环及排放策略研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- WU Z C. Study on hydrogen cycle and emission strategy of fuel cell engine [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2020.
- [21] WANG Y, WANG Y. Pressure and oxygen excess ratio control of PEMFC air management system based on neural network and prescribed performance [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2023, 121: 105850.
- [22] BAO C, OUYANG M G, YI B. Modeling and control of air stream and hydrogen flow with recirculation in a PEM fuel cell system—I. control-oriented modeling [J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2006, 31(13): 1879-1896.
- [23] BAO C, OUYANG M G, YI B. Modeling and control of air stream and hydrogen flow with recirculation in a PEM fuel cell system—II. linear and adaptive nonlinear control [J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2006, 31(13): 1897-1913.
- [24] 朱云. 质子交换膜燃料电池阴阳极供气系统优化控制研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- ZHU Y. Study on optimal control of proton exchange membrane fuel cell gas supply system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2023.
- [25] 周炳杰. 燃料电池动力系统阴阳极压力平衡控制策略研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- ZHOU B J. Study on control strategy of cathode-anode pressure balance in fuel cell power system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2022.
- [26] PUKRUSHPAN J T. Modeling and control of fuel cell systems and fuel processors [D]. University of Michigan, 2003.