

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.224

中图分类号: TM343

文献标志码: A

基于低精度编码器的异步电动机二阶滑模 负载转矩观测方法

谢燕朋¹, 冯喜军², 但汉兵¹(中国电源学会会员), 蒋罗庚², 粟梅¹
(1.中南大学自动化学院, 长沙 410083; 2.威胜电气有限公司, 长沙 411100)

摘要: 在电动工业车辆领域, 为节省成本同时保证电机驱动性能, 常采用低精度编码器。低精度编码器可获取转子的准确机械位置, 但对于转速测量存在较大时滞和误差, 因此传统负载转矩观测器不能得到准确的负载转矩信息。采用该信息作为电流环前馈控制量时, 不能有效抑制转速波动。针对此问题, 提出1种基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测器。所提方法可基于转子位置信息获取精确的负载转矩信息, 从而提高系统的抗干扰性能。仿真和实验结果证明了所提基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测器的正确性和有效性。

关键词: 异步电动机; 低精度编码器; 滑模观测器; 负载转矩观测器

Second-order Sliding-mode Load Torque Observer for Induction Motor Based on Low-precision Encoder

XIE Yanpeng¹, FENG Xijun², DAN Hanbing¹, *Member, CPSS*, JIANG Luogeng², SU Mei¹

(1. School of Automation, Central South University, Changsha 410083, China; 2. Wasion Electric Co., Ltd., Changsha 411100, China)

Abstract: To ensure the motor drive performance while saving cost in the field of electric industrial vehicles, low-precision encoders are often adopted. Although these encoders can measure the rotor's accurate mechanical position, they introduce a long delay and large errors to the measured speed information. Therefore, the traditional load torque observers cannot obtain the accurate load torque information, and when the inaccurate information is used as feedforward of the current loop, the motor speed fluctuation cannot be effectively suppressed. To solve this problem, a second-order sliding-mode load torque observer based on a low-precision encoder is proposed, which can obtain the accurate load torque information based on the rotor position information and thus improve the anti-interference performance of the system. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed method was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Induction motor; low precision encoder; sliding mode observer; load torque observer

三相异步电动机因结构简单、价格低廉、耐用且效率高, 在工业生产^[1]与轨道交通^[2]中被广泛应用。三相异步电动机的调速系统通常采用转速、电流双闭环的比例-积分PI(proportional control)控制, 这种控制方法因结构简单、可靠性高在工程上得到广泛应用。双闭环控制算法可以满足大部分工业应用场合的性能要求, 但由于电动工业车辆的负载变化频繁, 转速环易受外部负载扰动引起转速波动, 影响速度控制性能。文献[3-12]通过观测负载转矩

并将其作为电流环的前馈量, 改善了速度环的控制性能。

目前, 负载转矩观测方法有模型参考自适应MRAS(model reference adaptive system)算法^[4]、卡尔曼滤波器(Kalman filter)^[5-7]、扩张观测器^[5,8-9]、滑模观测器SMO(sliding mode observer)^[10-12]等。文献[4]提出1种基于模型参考自适应算法来观测负载转矩的方法, 方法简单且稳定性强, 但对系统数学模型有较高的精确度要求; 文献[5-6]采用卡尔曼滤波算法, 使用转子位置信息同时观测负载转矩与转速, 其抗噪声能力强, 但计算过程复杂耗时,

依赖高性能处理器, 因此不适用于对实时性和经济性要求高的场合^[7]; 文献[13]采用全阶龙伯格观测器, 通过转子位置而不使用转速信息, 可同时观测负载转矩与转动惯量, 但该方法中负载转矩的观测精度受转动惯量误差影响较大, 因此鲁棒性较差; 文献[14]采用降阶龙伯格观测器, 通过转速来辨识负载转矩, 相对于全阶观测器更加简单方便, 但观测器输入量依赖高精度的转速信息; 文献[15-16]设计了一阶滑模负载转矩观测器并讨论了系统的鲁棒性与稳定性, 同时文献[15]给出了利用负载转矩观测值推导转动惯量的方法; 文献[3,17]将抑制抖振^[18]的高阶滑模观测器用于观测负载转矩, 得到较好的观测效果, 文献[3]的理论与实验证明, 在滑模观测器中, 转动惯量初值仅影响负载转矩的收敛速度而不影响其收敛精度。滑模观测器系统的鲁棒性较强, 但传统负载转矩滑模观测器仍依赖成本昂贵的高精度转速编码器输出的高精度转速信息。

在工业电动车辆领域中, 为降低系统成本同时保证可靠性, 通常配备低精度增量式编码器。由于低精度编码器测量的转速存在较大时滞和误差, 因此前文所述负载转矩观测器不能直接应用于工业电动车辆的电机控制系统。为此, 本文提出 1 种基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测方法。该方法以转子位置为输入变量, 以负载转矩为扩展状态变量, 以转子位置误差为参数构造滑模面, 对负载转矩进行观测, 并将负载转矩观测值作为电流环的前馈量, 提高了电机控制系统的抗干扰能力。

1 三相异步电动机系统建模与控制

在转子磁链定向的 dq 旋转坐标系下, 基于直接磁场定向的三相异步电机数学模型^[19]为

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r + \omega_1 i_{sq} + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \omega \psi_r - \omega_1 i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{sd} 和 i_{sq} 分别为 d 、 q 轴定子电流; R_s 和 R_r 分

别为定、转子电阻; L_s 、 L_r 与 L_m 分别为定子自感、转子自感与互感; σ 为漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$; T_r 为转子时间常数, $T_r = R_r / L_r$; ψ_r 为转子磁链; ω_1 为同步电角速度; ω 为转子电角速度; u_{sd} 和 u_{sq} 分别为 d 、 q 轴定子电压。

三相异步电动机运动方程^[20]为

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \end{cases} \quad (2)$$

式中: θ_m 为转子机械位置; ω_m 为转子机械角速度; J 为转子转动惯量; T_e 为电磁转矩, $T_e = K_t i_{sq}$, 其中, $K_t = (3n_p L_m / L_r)$, n_p 为电机极对数; T_L 为负载转矩。

本文采用三相异步电机矢量控制算法, 如图 1 所示, 双闭环系统主要包括转速环、磁链环和电流环。其中磁链环为了使转子磁链估计值 ψ_r 准确跟踪参考磁链 ψ_r^* , 参考磁链选择额定电压和额定转速工作状态下对应的转子磁链值, 实际的转子磁链不可测量, 因此采用基于电流模型的磁链估计方法^[21]计算转子磁链; 磁链环 PI 控制器输出量 i_{sd}^* 作为 d 轴电流环的参考输入; 转速环 PI 控制器输出量 i_{sq1}^* 与负载转矩观测值前馈量 i_{sq2}^* 叠加作为 q 轴电流环的输入量 i_{sq}^* ; 系统中 u_{dc} 为直流侧电压; S_a 、 S_b 、 S_c 分别为电压型逆变器 A、B、C 三相输出的开关信号; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相输出相电流。

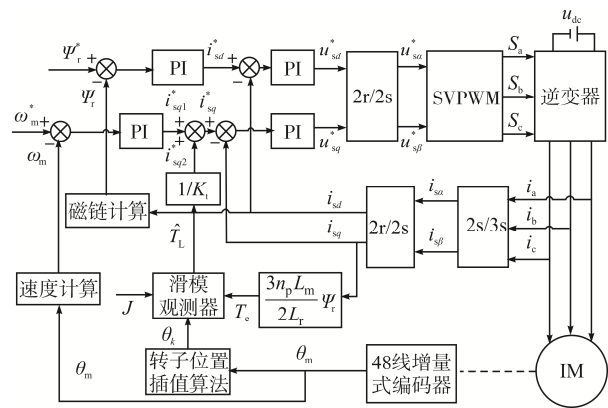


图 1 三相异步电动机控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of three-phase induction motor control system

2 负载转矩观测器设计

2.1 转子位置插值拟合

在采用低精度编码器的电机控制系统中,实际转子位置、低精度编码器输出的转子位置对比情况如图 2 所示,低精度编码器在每次更新转子位置时,间隔位置之差 $\Delta\theta_L$ 较大,间隔时间 Δt_L 较长。以低精度 x 线增量式编码器为例,电机稳定运行在速度 ω_r 时,其转子位置信息为

$$\begin{cases} \Delta\theta_L = \theta_N - \theta_{N-1} = \frac{2\pi}{x} \\ \Delta t_L = \frac{\Delta\theta_L}{\omega_r} \end{cases} \quad (3)$$

式中, θ_{N-1} 与 θ_N 分别为第 $N-1$ 次与第 N 次测量时的转子位置。

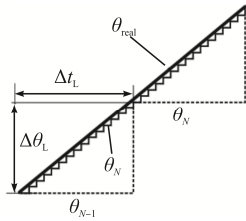


图 2 转子位置对比示意

Fig. 2 Schematic of rotor position comparison

根据图 2 与式(3)可知,在每个 Δt_L 内,低精度编码器无法向控制系统反馈准确的转子位置。为了获取误差更小的转子位置信息,本文采用了转子位置插值拟合算法。

每次转子位置信息更新时,采用 T 法测速测量间隔时间 Δt_L 与平均速度 $\bar{\omega}$,并结合上次转子位置更新的数据计算平均加速度 a_θ ,即

$$\begin{cases} \Delta\theta = \theta_{N+1} - \theta_N = \bar{\omega}_1 n_1 T_s \\ \Delta\theta = \theta_N - \theta_{N-1} = \bar{\omega}_0 n_0 T_s \\ a_\theta = 2(\bar{\omega}_1 - \bar{\omega}_0)/(n_1 + n_0) T_s \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\bar{\omega}_0$ 与 $\bar{\omega}_1$ 分别为 θ_{N-1} 至 θ_N 与 θ_N 至 θ_{N+1} 时的平均速度; n_0 与 n_1 分别为其对应的控制周期数; T_s 为控制周期; $\Delta\theta$ 为 θ_{N-1} 至 θ_N 与 θ_N 至 θ_{N+1} 间的角度差。

在编码器输出转子位置的时刻,第 k 个控制周期的转子位置拟合值 $\theta(k)$ 更新为低精度编码器测

量值 θ_N ,平均速度 $\bar{\omega}$ 随之更新。之后 θ_N 保持不变,每个周期内平均速度增量为 $\Delta\bar{\omega}(k) = a_\theta$,每个周期内转子位置增量 $\Delta\theta(k) = \bar{\omega}(k)$,在每个控制周期对转子位置进行插值拟合为

$$\begin{cases} \theta(k+1) = \theta(k) + \Delta\theta(k) \\ \Delta\theta(k+1) = \Delta\theta(k) + \Delta\bar{\omega}(k) T_s \end{cases} \quad (5)$$

由图 2 可见,经过插值拟合的转子位置结合了平均速度与平均加速度信息,相比于 Δt_L 内保持不变的低精度编码器测量值更接近实际值。将经过插值拟合的转子位置 $\theta(k)$ 输入滑模观测器用于观测负载转矩,可以提高系统的抗扰动性能。

2.2 滑模负载转矩观测器设计

为了降低负载转矩扰动对三相异步电机控制系统的影响,本文提出 1 种面向低精度编码器场合的基于二阶滑模的负载转矩观测器。转子机械位置到负载转矩的扩展状态方程表示为

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_e - T_L}{J} \\ \frac{dT_L}{dt} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

由于控制周期较短,在每个控制周期内认为负载转矩为恒定值,即 $\dot{T}_L = 0$ 。

基于二阶滑模算法的负载转矩观测器设计为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}_m}{dt} = \hat{\omega}_m + P \\ \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{T_e - \hat{T}_L}{J} + U \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} = gU \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\hat{\cdot}$ 表示观测值; P 为速度观测值的补偿量, $P=f(U)$; U 为滑模控制律; g 为反馈系数。

式(6)与式(7)相减得到系统状态观测误差,即

$$\begin{cases} e_1 = \hat{\theta}_m - \theta_m \\ e_2 = \hat{T}_L - T_L \\ \dot{e}_1 = \hat{\omega}_m - \omega_m = \hat{\omega}_m - \omega_m + P \\ \dot{e}_2 = \hat{\omega}_m - \omega_m + \dot{P} = -\frac{e_2}{J} + U + \dot{P} \\ \dot{e}_3 = \hat{T}_L - T_L = gU \end{cases} \quad (8)$$

式中: e_1 为转子机械位置观测误差; e_2 为负载转矩观测误差; 上标 \cdot 表示一阶微分; 上标 $\ddot{\cdot}$ 表示二阶微分。

为实现有限时间收敛与稳定的收敛精度, 选取滑模面

$$s = ce_1 + \dot{e}_1 \quad (9)$$

式中, c 为常数。

滑模面的一阶导数为

$$\dot{s} = c\dot{e}_1 + \ddot{e}_1 = c\dot{e}_1 - \frac{e_2}{J} + U + \dot{P} \quad (10)$$

设计 P 使其满足

$$\dot{P} = -ce_1 + \gamma U \quad (11)$$

式中, γ 为常数。

则结合式(10)和式(11), 得

$$\dot{s} = -\frac{e_2}{J} + (\gamma + 1)U = -\frac{e_2}{J} + \frac{\gamma + 1}{g} \dot{e}_2 \quad (12)$$

在观测器进入滑动模态时, $s = \dot{s} = 0$, 式(12)表示为

$$\dot{e}_2 - \frac{e_2 g}{J(\gamma + 1)} = 0 \quad (13)$$

$$e_2 = e^{-\frac{g}{J(\gamma+1)}t} \quad (14)$$

其中, $J > 0$, 取 $\gamma > -1$ 且 γ 足够小, 取 $g < 0$ 且 $|g|$ 足够大, 则满足指数项快速收敛到 0, 故负载转矩观测误差 e_2 能够收敛到 0, 收敛速度由 γ 与 g 决定。

基于以上分析, 选择趋近率为

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + v - \frac{e_2}{J} \\ \dot{v} = -k_2 \text{sign}(s) \end{cases} \quad (15)$$

式中: k_1 与 k_2 为观测器增益且均大于 0; v 为扰动项。

设

$$d = -\frac{e_2}{J} \quad (16)$$

则 $|d| \leq \delta$, d 为扰动项, δ 为扰动项的界限。

结合式(15)和式(16), 得

$$U = -\frac{k_1}{\gamma + 1} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \int \frac{k_2}{\gamma + 1} \text{sign}(s) \quad (17)$$

至此, 基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测器设计完毕, 其原理如图 3 所示。

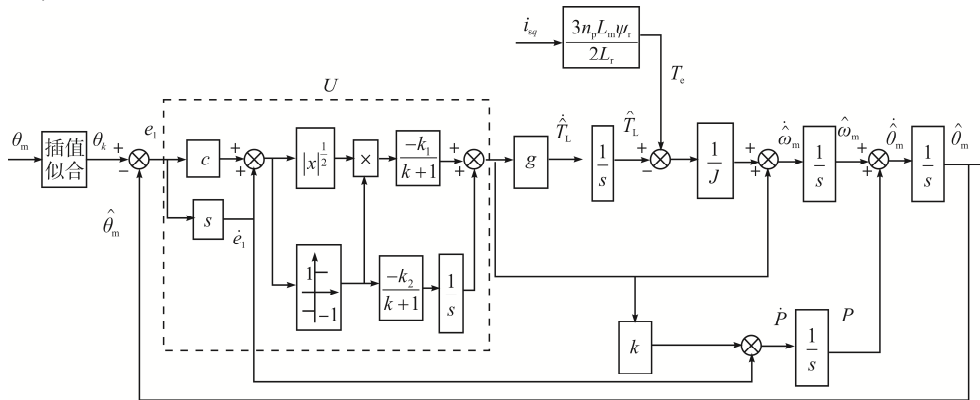


图 3 基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测方法框图

Fig. 3 Block diagram of second-order sliding-mode Load torque observer based on low-precision encoder

2.3 稳定性分析

为证明观测器的稳定性, 根据文献[22]选择李雅普诺夫函数(Lyapunov function)为

$$V = 2k_2 |s| + \frac{1}{2} v^2 + \frac{1}{2} (k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - v)^2 = \xi^T P \xi \quad (18)$$

$$\text{式中: } \xi^T = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) & v \end{bmatrix}; P = \begin{bmatrix} \frac{4k_2 + k_1^2}{2} & -\frac{k_1}{2} \\ -\frac{k_1}{2} & 1 \end{bmatrix}.$$

对式(18)求导, 得

$$\dot{V} = -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T Q \xi + \frac{d}{|s|^{\frac{1}{2}}} q^T \xi \quad (19)$$

$$\text{式中: } Q = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix}; q^T = \begin{bmatrix} 2k_2 + \frac{k_1^2}{2} & -\frac{k_1}{2} \end{bmatrix}.$$

将式(16)扰动的边界条件[22]代入式(19), 得

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T \tilde{Q} \xi \quad (20)$$

$$\text{式中, } \tilde{\mathbf{Q}} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 - (\frac{4k_2}{k_1} + k_1)\delta & -(k_1 + 2\delta) \\ -(k_1 + 2\delta) & 1 \end{bmatrix}。$$

为使系统全局渐进稳定, 即满足 $\dot{V} < 0$, 则需 $\tilde{\mathbf{Q}} > 0$, 此时需满足条件

$$\begin{cases} k_1 > 2\delta \\ k_2 > k_1 \frac{5k_1\delta + 4\delta^2}{2(k_1 - 2\delta)} \end{cases} \quad (21)$$

基于上述分析, 合理选择观测器的各参数, 可以保证滑模观测器稳定并准确观测负载转矩, 同时可以抑制抖振。

3 仿真验证

为验证所提方法的正确性, 本文在 MATLAB/Simulink 平台进行仿真, 仿真采用三相电压型逆变器驱动三相异步电机, 直流侧电压 $u_{dc} = 24 \text{ V}$, 所用三相异步电机参数见表 1。选取的负载转矩观测器参数为 $c = 5\ 500$, $\gamma = 9$, $g = -4$, $k_1 = 50$, $k_2 = 10$ 。

图 4 为负载突变时的负载转矩观测波形, 可见, 负载转矩观测值 \hat{T}_L 能精准地跟踪给定负载转矩的变化。图 5 为转子位置观测值 $\hat{\theta}$ 与低精度编码器输出转子位置 θ_L 及实际转子位置 θ_{real} 的对比波形。由图 5 可知, 相比于 θ_L , 转子位置观测值 $\hat{\theta}$ 与实际转子位置 θ_{real} 之间的误差更小。

表 1 三相异步电机参数

Tab. 1 Parameters of three-phase induction motor

参数	数值
额定功率 P/W	750
额定电压 V_N/V	15
额定电流 I_N/A	50
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 500
极对数 n_p	2
定子电阻 $R_s/\text{m}\Omega$	16.321 7
转子电阻 $R_r/\text{m}\Omega$	12.155 0
定、转子电感 $L_s, L_r/\text{mH}$	1.669 15
励磁电感 L_m/mH	1.6
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.007 997
参考磁链 Ψ_r^*/Wb	0.048 8

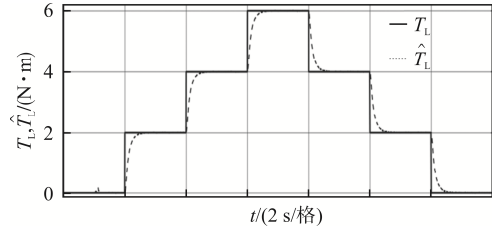


图 4 负载转矩观测波形

Fig. 4 Waveforms of load torque observation

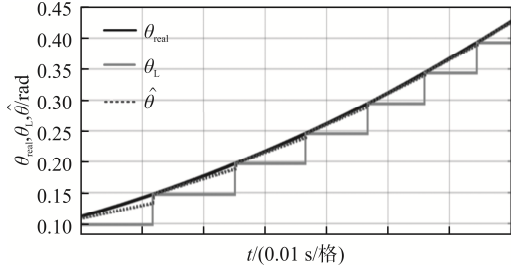
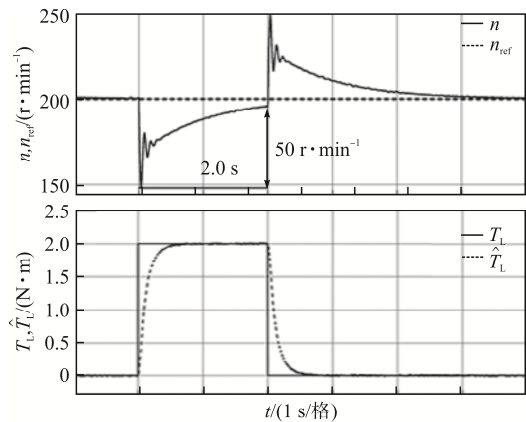


图 5 转子位置对比仿真波形

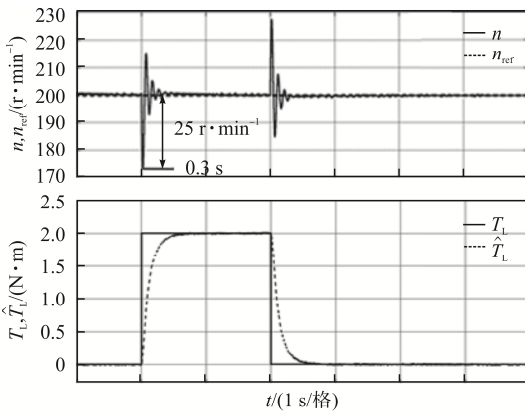
Fig. 5 Simulation waveforms for comparison of rotor position

三相异步电机稳定运行在 $200 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时负载转矩突变 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$, 未作负载转矩前馈补偿时, 仿真波形如图 6(a)所示, 转速波动 $50 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$, 调节时间需约 2.0 s ; 采用本文所提方法观测负载转矩并作为前馈量补偿后, 转速波动减小为 $25 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$, 调节时间缩短为 0.3 s 。

综上所述, 仿真结果表明, 本文所提基于低精度编码器的负载转矩观测方法能够获取更精确的转子位置信息, 并且快速观测出实际负载转矩从而进行前馈, 有效抑制了负载转矩突变带来的转速波动, 提高了系统的抗干扰能力。



(a) 未作负载转矩前馈时



(b) 负载转矩前馈后

图 6 200 r·min⁻¹ 突变负载时负载转矩及转速仿真波形
Fig. 6 Simulation waveforms of load torque and speed at 200 r·min⁻¹ with sudden change in load torque

4 实验验证

为验证仿真结果的正确性,搭建如图 7 所示的三相异步电机对拖实验平台。驱动电机用于验证所提方法,负载电机用于提供负载转矩。驱动电机参数与仿真参数一致,见表 1,测速采用 48 线低精度增量式编码器。电机对拖平台的系统硬件连接如图 8 所示。实验采用 TMS320F28335 Texas Instruments DSP 来验证所提算法,通过 LEM-LT-308-S7 霍尔电流传感器来获取精确电流。电压空间矢量调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)产生的逆变器开关信号频率为 8 kHz,控制周期为 125 μs。

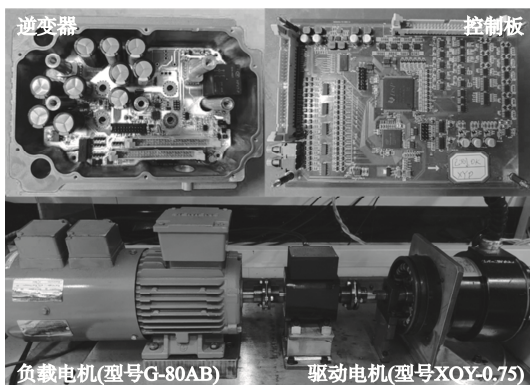


图 7 三相异步电动机实验平台

Fig. 7 Experimental platform of three-phase induction motor

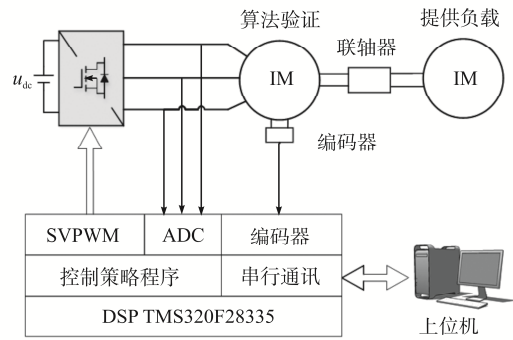
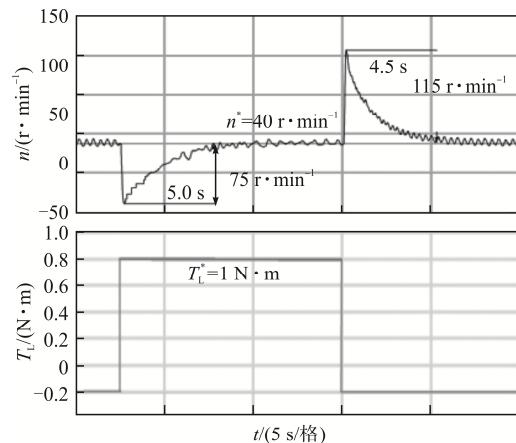


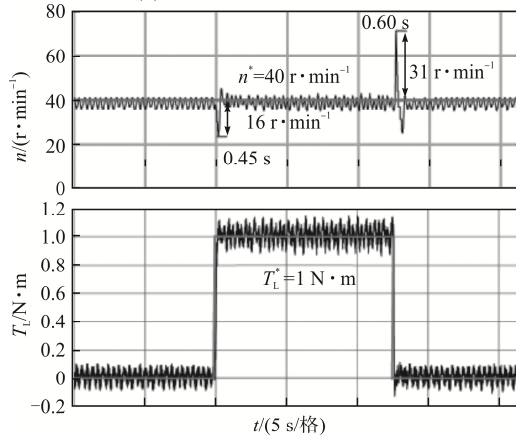
图 8 系统硬件连接框图

Fig. 8 Block diagram of system hardware connection

图 9 为电机稳定运行在 40 r·min⁻¹, 突变负载转矩时的转速与负载转矩波形。由图 9(a)可见,未进行负载转矩前馈时,突加 1 N·m 负载引起的转速波动为 75 r·min⁻¹, 调节时间约 5.0 s; 突减 1 N·m 负载时引起转速波动为 115 r·min⁻¹, 调节时间约 4.5 s。



(a) 未作负载转矩前馈时



(b) 负载转矩前馈后

图 9 40 r·min⁻¹ 突变负载时负载转矩及转速实验波形
Fig. 9 Experimental waveforms of load torque and speed at 40 r·min⁻¹ with sudden change in load torque

图 9(b)显示将负载转矩观测值前馈补偿后,突加 1 N·m 负载时转速波动减小为 16 r·min⁻¹,调节时间缩短为 0.45 s;突减 1 N·m 负载时转速波动减小为 31 r·min⁻¹,调节时间缩短为 0.60 s。

图 10 为电机稳定运行在 400 r·min⁻¹,突变 6 N·m (满负载)时的转速与负载转矩波形。图 10(a)显示未进行负载转矩前馈时,突加 6 N·m 负载引起的转速波动约 590 r·min⁻¹,调节时间 6.5 s;突减 6 N·m 负载时引起转速波动 650 r·min⁻¹,调节时间 7.5 s。图 10(b)显示将负载转矩观测值前馈补偿后,突加 6 N·m 负载时转速波动减小为 160 r·min⁻¹,调节时间缩短为 0.3 s;突减 6 N·m 负载时转速波动减小为 240 r·min⁻¹,调节时间缩短为 0.4 s。

通过实验结果可知,本文所提观测器能够快速有效跟踪实际负载转矩的变化,在负载转矩补偿后有效抑制了转速波动,提高了系统抗干扰能力。

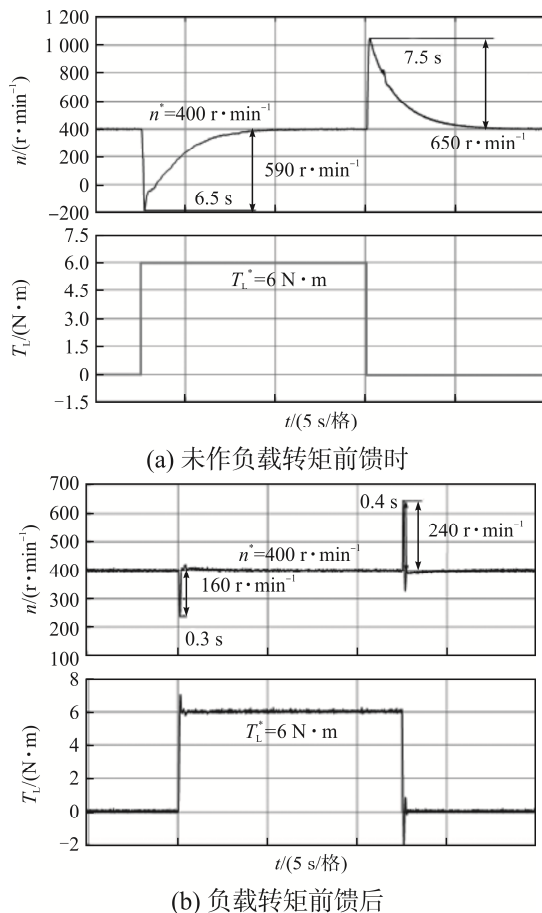


图 10 400 r·min⁻¹ 突变负载时负载转矩及转速波形

Fig. 10 Waveforms of load torque and speed at 400 r·min⁻¹ with sudden change in load torque

5 结语

本文提出 1 种可用于低精度编码器场合的二阶滑模负载转矩观测器。该负载转矩观测器舍弃具有延时与误差特性的转速信息,利用转子位置信息快速精确辨识出负载转矩并进行前馈,有效降低了负载转矩变化引起的转速波动,提高了系统的抗干扰能力。相比传统以转速为输入的滑模观测器,本文所提负载转矩观测器更适用于采用低精度编码器的电动工业车辆场合。仿真和实验结果证明了本文所提基于低精度编码器的二阶滑模负载转矩观测方法的正确性和有效性。

参考文献:

- [1] Wang Kai, Yao Wenxi, Chen Bin, et al. Magnetizing curve identification for induction motors at standstill without assumption of analytical curve functions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2144-2155.
- [2] 李永东, 宋文胜, 王琛琛. 轨道交通电气化专辑主编评述[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 1-5.
Li Yongdong, Song Wensheng, Wang Chenchen. Editorial for the special issue on rail transit electrification [J]. Journal of Power Supply. 2021, 19(4): 1-5. (in Chinese)
- [3] Wang Bo, Luo Cheng, Yu Yong, et al. Anti-disturbance speed control for induction machine drives using high-order fast terminal sliding-mode load torque observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(9): 7927-7937.
- [4] Xu Dianguo, Gao Yang. An approach to torque ripple compensation for high performance PMSM servo system [C]// 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 2004: 3256-3259.
- [5] 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30-36.
Zheng Zedong, Li Yongdong, Xiao Xi, et al. Load torque observer of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 30-36. (in Chinese)
- [6] Wang Hui, Wang Yunkuan, Wang Xinbo. Speed and load torque estimation of SPMSM based on Kalman filter [C]//

- 2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA). Beijing, China, 2015: 808-813.
- [7] Kyslan K, Šlapák V, Fedák V, et al. Design of load torque and mechanical speed estimator of PMSM with unscented Kalman filter—An engineering guide [C]// 2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). Dubrovnik, Croatia, 2017: 297-302.
- [8] Zhang Haiyang, Xu Haiping, Fang Cheng, et al. Design of a novel speed controller for direct-drive permanent magnet synchronous motor based on reduced-order load torque observer [C]// 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Harbin, China, 2017: 1-6.
- [9] Verrelli C M, Savoia A, Mengoni M, et al. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(4): 1629-1637.
- [10] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [11] 梁戈, 黄守道, 李梦迪, 等. 基于高阶快速终端滑模扰动观测器的永磁同步电机机械参数辨识[J]. 电工技术学报, 2020, 35(zk2): 395-403.
- Liang Ge, Huang Shoudao, Li Mengdi, et al. A high-order fast terminal sliding-mode disturbance observer based on mechanical parameter identification for PMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(zk2): 395-403. (in Chinese)
- [12] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111-116.
- Zhang Xiaoguang, Sun Li, Zhao Ke. Sliding mode control of PMSM based on a novel load torque sliding mode observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 111-116. (in Chinese)
- [13] Choi J W, Lee S C, Kim H G. Inertia identification algorithm for high-performance speed control of electric motors [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(3): 379-386.
- [14] Niu Li, Xu Dianguo, Yang Ming, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(2): 849-859.
- [15] Lian Chuanqiang, Xiao Fei, Gao Shan, et al. Load torque and moment of inertia identification for permanent magnet synchronous motor drives based on sliding mode observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5675-5683.
- [16] Lu Wenqi, Zhang Zhenyi, Wang Dong, et al. A new load torque identification sliding mode observer for permanent magnet synchronous machine drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(8): 7852-7862.
- [17] Ammar A, Bourek A, Benakcha A. Implementation of robust SVM-DTC for induction motor drive using second order sliding mode control [C]// 2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC). Algiers, Algeria, 2016: 338-343.
- [18] Feng Yong, Han Fengling, Yu Xinghuo. Chattering free full-order sliding-mode control [J]. Automatica, 2014, 50(4): 1310-1314.
- [19] Sul S K. Control of Electric Machine Drive Systems [M]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [20] Bimal K. Bose. 现代电力电子学与交流传动[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013: 291-294.
- [21] Xu X, Novotny D W. Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(4): 694-700.
- [22] Moreno J A, Osorio M. Strict lyapunov functions for the super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.



谢燕朋

作者简介:

谢燕朋(1996—), 男, 硕士研究生。研究方向: 三相异步电机系统参数辨识。E-mail: 194612121@csu.edu.cn。

冯喜军(1967—), 男, 硕士, 高级工程师。研究方向: 电力电子与电力传动、智能配电。E-mail: fengxj@wasion.com。

但汉兵(1991—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 博士, 副教授。研究方向: 矩阵变换器、电机驱动控制和三维无线电能传输。E-mail: daniel698@sina.cn。

蒋罗庚(1982—), 男, 本科, 工程师。研究方向: 电机驱动控制。E-mail: mikeluogeng@163.com。

粟梅(1967—), 女, 博士, 教授。研究方向: 新能源发电与现代电力电子系统建模、优化与控制。E-mail: sumeicసు@mail.csu.edu.cn。

(责任编辑: 郭凯凯)