

一种机器人关节伺服电机系统等效机械 参数辨识方法

阎彦¹, 杨国庆¹, 曹彦飞², 王志强³, 史婷娜¹

(1. 浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027; 2. 浙江大学先进电气装备创新中心, 浙江省 杭州市 311107; 3. 天津工业大学电气工程学院, 天津市 西青区 300387)

Identification Method of Robot Joint Servo Motor System Equivalent Mechanical Parameters

YAN Yan¹, YANG Guoqing¹, CAO Yanfei², WANG Zhiqiang³, SHI Tingna¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang province, China;
2. Zhejiang University Advanced Electrical Equipment Innovation Center, Hangzhou 311107, Zhejiang province, China;
3. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Xiqing District, Tianjin 300387, China)

ABSTRACT: The precise control of the joint servo motor system depends on the mechanical parameters of the system. To address the limitations of traditional two-state extended sliding mode observer (ESMO), which need prior friction coefficient calibration and exhibit structural complexity with strong coupling in multi-ESMO networks, this paper establishes a motion model equivalent to the motor side based on considering the transmission characteristics of the harmonic reducer and the characteristics of the system friction torque. By adding a new equation of state, the self-correction mechanism of the expanded sliding mode observer and sliding mode gain is designed to achieve the synchronous online identification of three parameters of the system, namely the moment of inertia, the viscous friction coefficient and the lump torque. Experimental studies show that the proposed method can effectively solve the problem that the convergence speed and identification accuracy cannot be taken into account together in traditional ESMO, and the total identification time of the three parameters can be shortened by at least 50%. When the parameter identification results are applied to the control of the joint servo motor system, the overdraft and adjustment time can be effectively reduced, with a reduction rate of up to 50%.

KEY WORDS: robot joint; moment of inertia; friction coefficient; load torque; parameter identification; extended

sliding mode observer

摘要: 关节伺服电机系统的精准控制依赖于系统机械参数。针对现有两变量扩张滑模观测器(two-state extended sliding mode observer, ESMO)法因欠秩需预先标定摩擦系数、多ESMO网络结构复杂、耦合性强、精度不高的问题,该论文在考虑谐波减速器传动特性、系统摩擦转矩特征的基础上,建立等效至电机侧的运动模型;通过增加新的状态变量,设计扩张滑模观测器和滑模增益的自校正机制,实现系统转动惯量、粘滞摩擦系数和集总转矩3个参数的同步在线辨识。实验研究表明,所提方法可有效解决传统ESMO中无法兼顾收敛速度与辨识精度的问题,且3个参数总辨识时长可至少缩短50%,将参数辨识结果应用于关节伺服电机系统控制中,可有效降低超调量和调节时间,降幅达到50%。

关键词: 机器人关节; 转动惯量; 摩擦系数; 负载转矩; 参数辨识; 扩张滑模观测器

0 引言

机器人被广泛应用于全球工业制造领域,其运动的核心功能部件是关节伺服电机系统^[1-2],需达到的控制性能指标包括高精度力矩、速度控制等^[3]。在机器人位姿不断变化时,关节的等效惯量和负载转矩会发生改变,摩擦转矩也会随着关节转速而变化,在线辨识转动惯量、摩擦系数和负载转矩对实现机器人关节灵活、精准控制具有重要意义^[4-5]。

在机器人关节应用场景下,伺服电机系统的参数辨识和状态观测具有特殊性。首先,机械参数辨识和负载转矩观测应与高带宽的关节电机控制相适应,具有较好的收敛速度和精度;其次,关节中

基金项目: 国家自然科学基金(重点项目)(52237003); 浙江省领军型创新创业团队项目(2024R01012)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (Key Project) (52237003); Zhejiang Leading Innovation and Entrepreneurship Team Project (2024R01012).

谐波减速器会改变输出转速和转矩,系统运动方程应进行相应折算。

现阶段用于电机系统参数在线辨识和状态观测的算法主要有:扩展卡尔曼滤波法(extended kalman filter, EKF)^[6]、模型参考自适应法(model reference adaptive system, MRAS)^[7-8]、智能算法^[9]和基于观测器的方法^[10-11]。EKF法矩阵运算较为复杂,在多参数辨识时协方差计算量大、结构复杂。MRAS应用于多参数估计时自适应机制设计困难,且存在算法计算量较大、鲁棒性较差的问题^[12]。以神经网络为代表的智能算法,精度较高,适用于复杂的非线性系统,但计算量大、收敛时间较长。综上,以上3种方法不适用于机器人场景下伺服电机系统的参数辨识和观测。

相较之下,基于滑模观测器(sliding mode observer, SMO)的方法以鲁棒性强、设计简单的特点,得到了更多关注和发展^[13-15]。现有基于SMO实现多参数并行观测的方法有2类:多ESMO网络^[16-17]与两变量ESMO^[18-20]。

第1类方法需设计多个独立ESMO,在辨识过程中交互信息,以获得并行的多参数观测结果。现有方法已实现至多3个参数(转动惯量、粘滞摩擦系数、负载转矩)的并行观测^[16]。然而,此方法的信息交互可能增加观测器之间的耦合,影响观测性能;此外,多观测器网络的结构和参数设计较为困难,ESMO的增益系数将直接影响观测速度和精度,现有研究中增益系数被设置为恒定值。

对于第2类方法,文献[18]将惯性转矩和负载转矩集总为1个状态变量进行扩张并观测,在2种不同的匀加速运动下分离二者,得出转动惯量和负载转矩;文献[19-20]设计了转动惯量和负载转矩的两状态扩张滑模观测器,实现了同步估计。需要说明的是,现有ESMO最多包含2个状态变量,考虑欠秩问题与标定难度,一般辨识转动惯量与负载转矩,摩擦转矩则采用离线标定的方式获得。此外,现有第2类方法的滑模增益系数也被设为定值,设计过程中需在观测速度和精度之间进行折中。

针对上述不足,本文开展以下研究:1)考虑谐波减速器传动特性(两侧机械参量幅值、方向发生变化)、系统摩擦转矩特征等,对运动模型进行系统性梳理;2)引入新状态变量建立状态方程,增加ESMO的阶数,构建转动惯量、摩擦系数、集总负载转矩并行观测的三变量ESMO架构;3)分析滑

模增益、电磁转矩估计误差、测速误差对收敛速度和辨识精度的影响,设计基于观测值变化率的滑模增益自校正机制,从而实时调整滑模增益,实现收敛速度与辨识精度的兼顾;4)对所提方法开展实验研究。

1 关节伺服电机系统建模

现有关节建模研究多是针对各个独立部件(电机、减速器、负载)分立建模。这种研究思路,在模型辨识上十分耗时耗力。对此,本文考虑将各机械变量折合到电机一侧,进行等效运动模型建模。

1.1 关节伺服电机系统结构与PMSM模型

机器人关节伺服电机系统的结构组成^[21]如图1所示,主要结构有PMSM和谐波减速器。

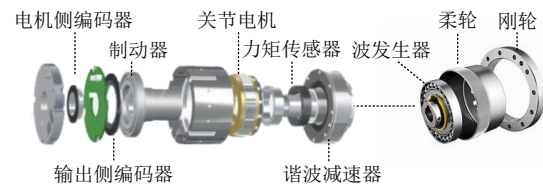


图1 机器人关节伺服电机系统结构

Fig. 1 Robot joint servo system structure

在转子磁场定向的 d - q 轴旋转坐标系下伺服电机(表贴式永磁同步电机)的电压、转矩方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - p \omega_m L_s i_q + L_s \frac{di_d}{dt} \\ u_q = R_s i_q + p \omega_m L_s i_d + p \omega_m \psi_f + L_s \frac{di_q}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 分别为定子 d 、 q 轴电流和电压; L_s 为定子电感; p 、 R_s 、 ψ_f 分别为电机极对数、定子电阻、永磁磁链幅值; T_e 为电磁转矩; ω_m 为电机的机械角速度。

1.2 考虑谐波减速器的等效运动模型

关节伺服电机系统中,电机输出轴与关节负载之间通过谐波减速器进行连接。谐波减速器输入、输出两侧轴系的转速、转矩间,需考虑减速比 N 、传动效率 η 与两侧摩擦转矩的影响。记谐波减速器输入侧(即电机侧)和减速器输出侧的转速分别为 ω_m 、 ω_{hr} ,定义关节中各转矩、转速的大小折算与正方向如图2所示。

现有研究表明,关节模组输出轴端的摩擦转矩具备Stribeck(SB)现象^[22],特性如图3(a)所示。转速较高的电机侧摩擦转矩符合线性特征,常用库伦

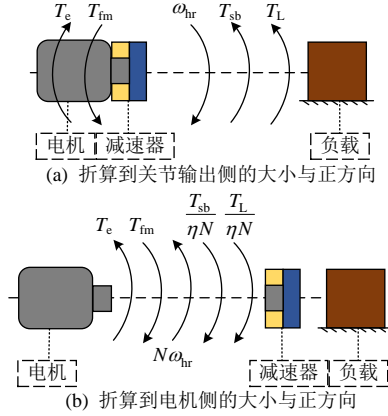


图 2 关节转矩、转速大小折算及正方向定义示意图
Fig. 2 Joint torque, speed value convert and direction definition diagram

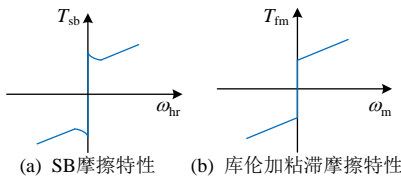


图 3 摩擦模型特性示意图

Fig. 3 Schematic diagram of friction model characteristics
加粘滞摩擦模型描述^[23]，特性如图 3(b)所示。

基于上述结论，本文将谐波减速器两侧的摩擦转矩表达式写为

$$\begin{cases} T_{fm} = C_m \operatorname{sgn}(\omega_m) + B_m \omega_m \\ T_{sb} = [C_r + (C_s - C_r)e^{-|\omega_{hr}/\omega_s|^2}] \operatorname{sgn}(\omega_{hr}) + B_r \omega_{hr} \end{cases} \quad (2)$$

式中： T_{fm} 为电机侧摩擦转矩； T_{sb} 为输出侧 SB 摩擦转矩； C_m 、 B_m 分别为电机侧的库伦和粘滞摩擦系数； C_r 、 B_r 分别为输出侧 SB 模型中的库伦和粘滞摩擦系数； C_s 为最大静摩擦系数； ω_s 为指数项常数； $\operatorname{sgn}()$ 为符号函数，表达式为

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (3)$$

需要说明的是，机器人关节谐波减速器的减速比通常较大(50~160)，SB 摩擦模型的指数项 $(C_s - C_r)e^{-|\omega_{hr}/\omega_s|^2}$ 折算到减速器输入侧后被大幅衰减，故可忽略其影响。综上，考虑系统的传动特性与两侧的摩擦转矩特性，统一折算至关节电机侧的等效运动模型为

$$J_{eq} \dot{\omega}_m = T_e - T_{fm} - \frac{T_{sb} + T_L}{\eta N} = T_e - \underbrace{\left(B_m + \frac{B_r}{\eta N^2} \right) \omega_m}_{B_{eq}} - \underbrace{\left(C_m + \frac{C_r}{\eta N} \right) \operatorname{sgn}(\omega_m) + \frac{T_L}{\eta N}}_{T_{LC}} \quad (4)$$

式中： J_{eq} 为等效转动惯量； $B_{eq}=B_m+B_r/\eta N^2$ 为等效

粘滞摩擦系数； $T_{LC}=(C_m+C_r/\eta N) \cdot \operatorname{sgn}(\omega_m)+T_L/\eta N$ 为由库伦摩擦转矩与负载转矩组成的等效集总负载转矩。

2 自校正扩张滑模观测器的设计

2.1 扩张滑模观测器(ESMO)的设计

以式(4)为基础，将需要辨识的机械参数均作为扩张变量，记 $\lambda=1/J_{eq}$ 并假设各机械参数在单位控制周期内恒定，可得扩张运动方程：

$$\begin{cases} \dot{\omega}_m = \lambda(\hat{T}_e - B_{eq} \omega_m - T_{LC}) \\ \dot{\lambda} = 0 \\ \dot{B}_{eq} = 0 \\ \dot{T}_{LC} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中 \hat{T}_e 为利用式(1)中电磁转矩方程的计算值。

记滑模面 $S = \hat{\omega}_m - \omega_m$ ，构建扩张滑模观测器：

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_m = \hat{\lambda}(\hat{T}_e - \hat{B}_{eq} \omega_m - \hat{T}_{LC}) + g_1 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{\hat{\lambda}} = g_2 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{\hat{B}}_{eq} = g_3 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{\hat{T}}_{LC} = g_4 \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (6)$$

式中： $\hat{\omega}_m$ 、 $\hat{\lambda}$ 、 \hat{B}_{eq} 、 \hat{T}_{LC} 分别为 ω_m 、 λ 、 B_{eq} 、 T_{LC} 的观测值； g_1 为观测器的开关增益； g_2 、 g_3 、 g_4 为反馈增益。由式(5)、(6)可得到误差方程：

$$\begin{cases} \dot{r}_1 = \hat{\lambda}(\hat{T}_e - \hat{B}_{eq} \hat{\omega}_m - \hat{T}_{LC}) - \lambda(\hat{T}_e - B_{eq} \omega_m - T_{LC}) + g_1 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{r}_2 = g_2 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{r}_3 = g_3 \operatorname{sgn}(S) \\ \dot{r}_4 = g_4 \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (7)$$

式中： $r_1 = \hat{\omega}_m - \omega_m$ ； $r_2 = \hat{\lambda} - \lambda$ ； $r_3 = \hat{B}_{eq} - B_{eq}$ ； $r_4 = \hat{T}_{LC} - T_{LC}$ 。

2.1.1 稳定性与收敛性分析

为了保证观测器的稳定收敛，选择 $V = 0.5S^2$ 作为李雅普诺夫正定函数，其对时间 t 的一阶导数为

$$\dot{V} = \dot{S}S = \dot{r}_1 r_1 \quad (8)$$

根据李雅普诺夫稳定条件 $\dot{V} = \dot{r}_1 r_1 \leq 0$ ，即：

$$\dot{r}_1 r_1 = (F + g_1 \cdot \operatorname{sgn}(S)) r_1 = [F + g_1 \cdot \operatorname{sgn}(\hat{\omega}_m - \omega_m)] (\hat{\omega}_m - \omega_m) \leq 0 \quad (9)$$

其中：

$$F = \hat{\lambda}(\hat{T}_e - \hat{B}_{eq} \hat{\omega}_m - \hat{T}_{LC}) - \lambda(\hat{T}_e - B_{eq} \omega_m - T_{LC}) = \hat{\lambda}(\hat{T}_e - \hat{B}_{eq} \hat{\omega}_m - \hat{T}_{LC}) - \dot{\omega}_m \quad (10)$$

由式(9)可知，开关增益 g_1 与观测器的稳定性

强相关。根据 $\text{sgn}(\hat{\omega}_m - \omega_m)$ 的取值, 可推导满足稳定性要求的 g_1 值条件: 当 $\hat{\omega}_m > \omega_m$ 时, 有 $g_1 \leq -F$; 当 $\hat{\omega}_m < \omega_m$ 时, 有 $g_1 \leq F$; 当 $\hat{\omega}_m = \omega_m$ 时, g_1 取值无限制。经综合, 可取 $g_1 \leq -|F|$, 同时利用式(10)计算 F , 即可确定 g_1 的取值上限。

当 $\hat{\omega}_m$ 收敛到滑模面附近, 此时有 $\hat{\omega}_m = \omega_m$, 即 $r_1 = \dot{r}_1 = 0$, 在此基础上, 根据式(7)可以分别推导出 r_2 、 r_3 、 r_4 的误差收敛方程, 即:

$$\dot{r}_2 + \underbrace{\frac{g_2}{g_1} A r_2}_{F_2} + \underbrace{\frac{g_2}{g_1} (B r_3 + C r_4)}_{G_2} = 0 \quad (11)$$

$$\dot{r}_3 + \underbrace{\frac{g_3}{g_1} B r_3}_{F_3} + \underbrace{\frac{g_3}{g_1} (A r_2 + C r_4)}_{G_3} = 0 \quad (12)$$

$$\dot{r}_4 + \underbrace{\frac{g_4}{g_1} C r_4}_{F_4} + \underbrace{\frac{g_4}{g_1} (A r_2 + B r_3)}_{G_4} = 0 \quad (13)$$

式中: $A = \hat{T}_e - \hat{T}_{LC} - \hat{B}_{eq} \hat{\omega}_m$; $B = -\lambda \hat{\omega}_m$; $C = -\lambda$ 。

至此, 对误差方程的收敛分析可转化为对微分方程式(11)—(13)解的形式分析。其通解形式为

$$r_i = K_i e^{-\int F_i dt} - e^{-\int F_i dt} \left(\int G_i e^{\int F_i dt} dt \right), \quad i = 2, 3, 4 \quad (14)$$

式中 K_i 为常数。可以看出, 当指数项系数 $F_i > 0$ 时, r_i 将以指数形式收敛, 否则观测值将发散, 即 g_i 的取值, 须使式(11)—(13)中的 $F_i > 0$ 。由上文可知: A 可正可负; $B = -\hat{\omega}_m / J_{eq}$, 取值正负与转速相关; $C = -1/J_{eq} < 0$; $g_1 \leq -|F| < 0$ 。为使正、反转速下均满足 $F_i > 0$, 须有 $g_2 A < 0$ 、 $g_3 B < 0$ 、 $g_4 > 0$ 。本文中 g_i 取值为

$$\begin{cases} g_2 = a_2 g_1 / A \\ g_3 = a_3 g_1 / B \\ g_4 = a_4 g_1 / C \end{cases} \quad (15)$$

式中 a_i 为大于 0 的增益系数, 且有指数项系数 $F_2 = g_2 A / g_1 = a_2$ 、 $F_3 = g_3 B / g_1 = a_3$ 、 $F_4 = g_4 C / g_1 = a_4$ 均大于 0。

式(15)一方面保证了 r_2 、 r_3 、 r_4 的收敛性; 另一方面, a_i 的取值大小决定了指数项 $|F_i|$ 的大小, 由式(14)可知, $|F_i|$ 决定了 r_i 的收敛速度, $|F_i|$ 越大则收敛速度越快。因此, 式(15)可以通过配置 a_i 实现对观测器收敛速度的调节, a_i 越大, 收敛速度越快。

2.1.2 动态交叉耦合分析

在多变量 ESMO 中, 变量间的动态耦合是不可避免的问题。观测结果收敛过程中, G_2 、 G_3 、 G_4 所表征的动态交叉耦合会增加观测器的抖振以及系统的不稳定性, 对其进行分析是 ESMO 的重要问

题。以 r_2 为例, 式(11)中, $B r_3 + C r_4$ 为影响 r_2 的耦合项, 将其简记作 Δ_2 。根据式(11), 可推得 Δ_2 对 r_2 的传递函数:

$$\frac{r_2(s)}{\Delta_2(s)} = -\frac{1}{A} \frac{\omega_{s2}}{s + \omega_{s2}} \quad (16)$$

式中 $\omega_{s2} = g_2 A / g_1 = a_2$ 。

同理, 由式(12)、(13)可得:

$$\frac{r_3(s)}{\Delta_3(s)} = -\frac{1}{B} \frac{\omega_{s3}}{s + \omega_{s3}} \quad (17)$$

$$\frac{r_4(s)}{\Delta_4(s)} = -\frac{1}{C} \frac{\omega_{s4}}{s + \omega_{s4}} \quad (18)$$

式中: $A r_2 + C r_4$ 简记为 Δ_3 ; $A r_2 + B r_3$ 简记为 Δ_4 ; $\omega_{s3} = g_3 B / g_1 = a_3$; $\omega_{s4} = g_4 C / g_1 = a_4$ 。

式(16)—(18)为一阶低通滤波传函的标准形式。可以看出, ESMO 对动态耦合项有等效低通滤波效果, 其滤波截止角频率 ω_{si} 可通过调节 a_i 来改变, 进而抑制耦合项带来的滑模抖振。

2.1.3 外部扰动影响分析

外部扰动对 ESMO 的影响主要包括: 1) 转速测量误差; 2) 电磁转矩估计误差, 这主要由电流测量误差和电磁参数时变引起。

设 ω_m 和 T_e 为转速与电磁转矩的真实值, ω_m^m 与 T_e^m 分别为转速测量值与电磁转矩估计值, 则 ESMO 的实际输入为

$$\begin{cases} \omega_m^m = \omega_m + \Delta\omega_m \\ T_e^m = T_e + \Delta T_e \end{cases} \quad (19)$$

式中 $\Delta\omega_m$ 和 ΔT_e 为误差量。

首先, 对测速误差影响进行分析, 考虑 $\Delta\omega_m$ 的扩张状态方程为

$$\begin{cases} (\dot{\omega}_m + \Delta\dot{\omega}_m) = \lambda(T_e - B_{eq}(\omega_m + \Delta\omega_m) - T_{LC}) \\ \dot{\lambda} = 0 \\ \dot{B}_{eq} = 0 \\ \dot{T}_{LC} = 0 \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)中所有包含扰动量的项进行集总, 可得转速扰动项 $D_\omega = -\lambda B_{eq} \Delta\omega_m - \Delta\dot{\omega}_m$ 。将 D_ω 代入误差方程式(7)中, 经推导, 误差收敛方程为

$$\dot{r}_i + F_i r_i + \frac{g_i}{g_1} \Delta_i - D_\omega = 0 \quad (21)$$

将式(21)与式(11)—(13)进行对比, 可以看出 D_ω 对 r_i 的传递函数与式(16)—(18)所呈现的低通滤波形式相同, 即测速误差带来的影响与动态交叉耦合的影响性质相同。经推导, 电磁转矩估计误差 ΔT_e

的影响与 D_{ω} 类似。

综上，ESMO 对交叉耦合、外部扰动的影响均具有低通滤波效果，其截止频率可以通过滑模增益 a_i 进行调节。 a_i 越小，截止频率越小，观测器输出的抖振越低。

2.2 增益系数自校正机制设计

根据上文分析，为了实现收敛速度和辨识精度的同时兼顾，在辨识前期应以较大的 a_i 来加速收敛；辨识后期应以较小的 a_i 来提高辨识精度。

根据式(14)，观测值是以指数形式收敛的，其变化率随着辨识过程的行进，呈现由大变小的趋势，该特征与理想的 a_i 变化特征一致。因此，本文将观测值的变化率引入到滑模增益的设计中，提出基于观测值的变化率的滑模增益自校正机制，设：

$$\begin{cases} \xi_2(k) = [|\hat{\lambda}(t_k) - \hat{\lambda}(t_{k-1})| / \hat{\lambda}(t_{k-1})] \\ \xi_3(k) = [|\hat{B}_{eq}(t_k) - \hat{B}_{eq}(t_{k-1})| / \hat{B}_{eq}(t_{k-1})] \\ \xi_4(k) = [|\hat{T}_{LC}(t_k) - \hat{T}_{LC}(t_{k-1})| / \hat{T}_{LC}(t_{k-1})] \end{cases} \quad (22)$$

$$a_i(k) = a_{i0} (1 + d \cdot \xi_i(k)) \quad (23)$$

式中： $k \geq 2$ 代表控制周期进行的步数； ξ_i 为 3 个机械参数观测值的变化率； a_{i0} 为按式(15)设计的常增益系数； d 为校正强度系数。

考虑到滑模抖振的存在，对相邻控制周期的观测值作差，不能有效表征观测值的变化，故本文采用连续 10 个控制周期观测值的平均值来滚动计算 ξ_i 。其中， $\hat{\lambda}(t_k)$ 为第 $(k-9)$ 到第 k 个周期的观测平均值， $\hat{\lambda}(t_{k-1})$ 为第 $(k-10)$ 到第 $(k-1)$ 个周期的观测平均值。其计算示意图如图 4 所示。

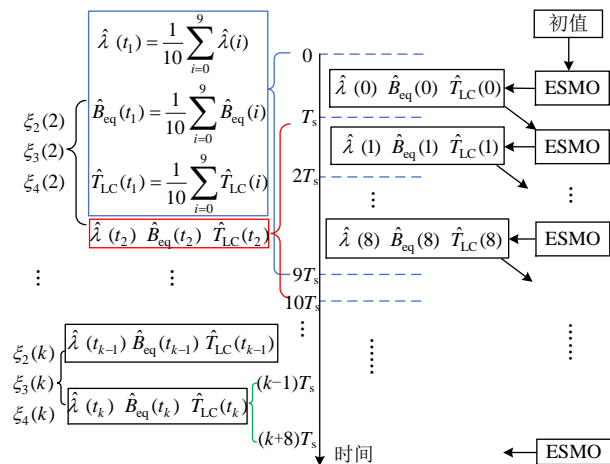


图 4 变化率滚动计算示意图
Fig. 4 Schematic diagram of rolling calculation of change rate

图 5 给出在关节伺服电机控制系统中加入自校

正 ESMO 后的整体系统控制框图，其中，关节伺服电机采用 $i_d=0$ 的矢量控制，此控制方式下电磁转矩计算值 $\hat{T}_e = 1.5 p \psi_f i_q = i_q k_t$ ，其中， k_t 为转矩系数。

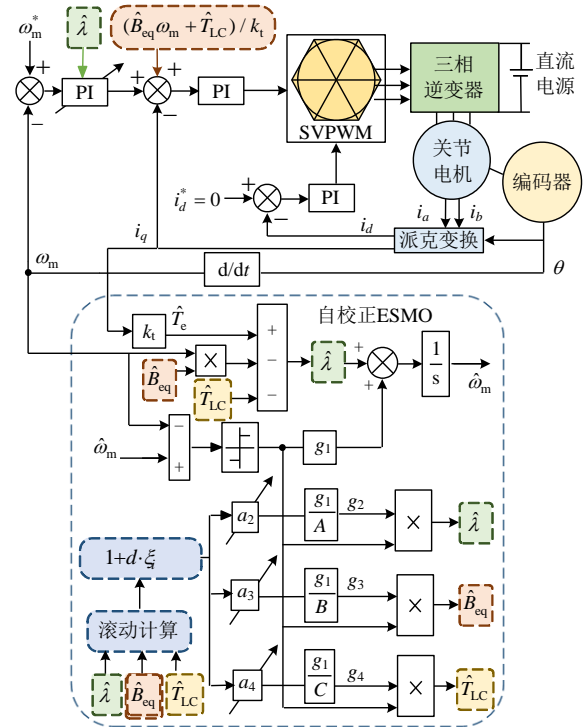


图 5 引入自校正 ESMO 的系统控制框图
Fig. 5 System control block diagram with self-correcting ESMO

3 实验验证

为了验证所提方法的性能，搭建关节伺服电机系统实验平台。实验装置由科尔摩根 RGM20 关节、基于 DSP28388D 的伺服控制器、Magtrol 公司的 TPB200、TPB050 测功台架、TS110 转矩传感器(测量精度 0.75% F.S.)组成，如图 6 所示。实验平台参数如表 1 所示。

图 7 给出了被测关节在不同转速下的摩擦转矩波形，测试方法为：关节在不同转速下匀速空载运

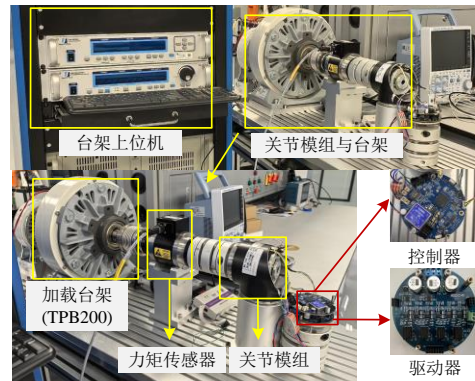


图 6 实验平台图

Fig. 6 Experimental platform diagram

表 1 实验平台参数

Table 1 Parameters of experimental platform

参数	数值	参数	数值
额定功率 P_N/W	250	额定转矩 $N \cdot m$	0.66
额定转速 $n_N(r/min)$	1 000	相电阻 R_s/Ω	0.47
额定电压 U_N/V	48	定子电感 $L_s/\mu H$	455
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.01	极对数 p	8
连接测功机 TPB200 下系统转动惯量 $J_{eq}/kg \cdot cm^2$			4.09
连接测功机 TPB050 下系统转动惯量 $J_{eq}/kg \cdot cm^2$			4.00
谐波减速器速比 N			100

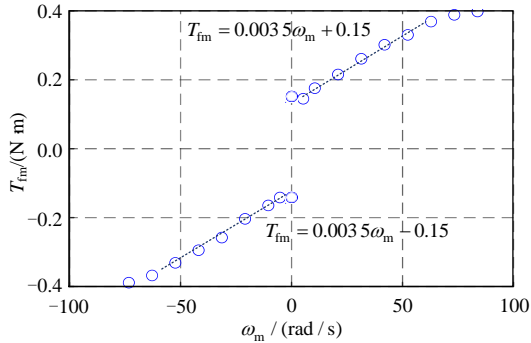


图 7 电机侧摩擦转矩实测结果与最小二乘拟合曲线
Fig. 7 Measured results of joint friction torque and the fitted least square curve

行, 利用转矩传感器测量关节的输出转矩, 绘制转矩-转速曲线^[12]。对其进行最小二乘拟合, 表达式为 $T_{fm}=0.0035\omega_m \pm 0.15$, 该式将用于计算 \hat{B}_{eq} 与空载 \hat{T}_{LC} 的观测误差; 表 1 中转动惯量的倒数可用于计算 $\hat{\lambda}$ 的观测误差。

3.1 增益系数对观测结果的影响验证

根据 2 节分析, 增益系数 a_i 的取值将影响观测器的收敛速度与精度, 且速度与精度的调节相互矛盾。为了验证理论分析的正确性, 在不同 a_i 取值下对 ESMO 的收敛曲线进行了实验验证。本文采用占空比 50% 的周期性方波速度信号作为电机的转速指令, 方波的最高速度和最低速度分别为 500 和 200 r/min, 测功机为 TPB200。增益系数的取值设为 $g_1=-5500$ 、 $a_{20}=4$ 、 $a_{30}=0.03$ 、 $a_{40}=1$, 结果如图 8 所示。

以 $\hat{\lambda}$ 的观测为例, 不同 a_i 取值下 $\hat{\lambda}$ 均能收敛到同一值, 不同倍数的增益系数对比下, 1.3 倍 a_2 取值下的抖振最大, 速度最快; 1 倍、0.7 倍、0.3 倍取值下, 抖振幅度依次减小, 但速度也依次减慢。图 8 中 B_{eq} 与 T_{LC} 的观测结果也体现出了对 a_i 的相同特性。此结论与 2 节理论分析结果相同。

3.2 变量初值影响验证

为了验证在不同的变量初值设定下观测器的

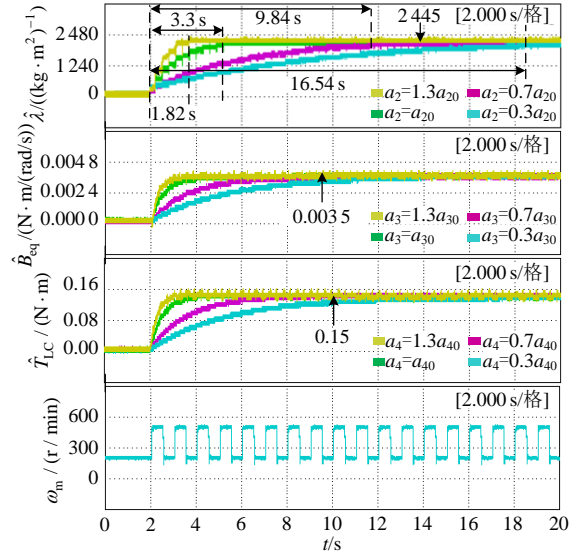


图 8 不同 a_i 下的常增益 ESMO 输出波形与转速波形
Fig. 8 Output waveform and speed waveform of constant gain ESMO under different a_i

收敛性, 在不同初值的条件下对所提 ESMO 的辨识效果进行了验证, 其他实验条件与图 8 相同。初始值设置和收敛结果如图 9 所示。结果表明, 取不同初值时, 同一变量的收敛时间大致相同。

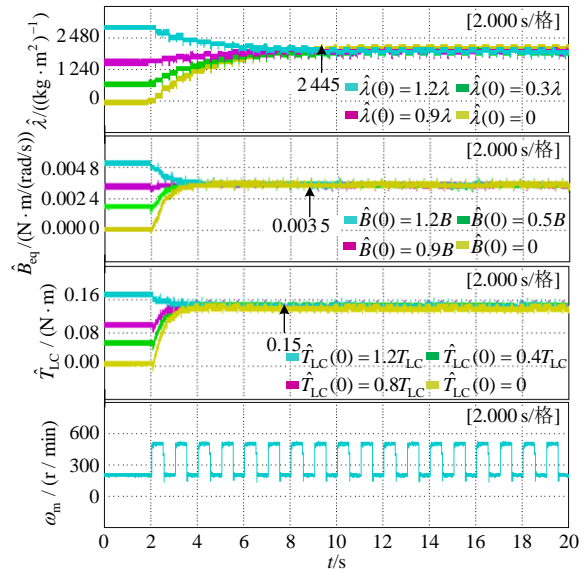


图 9 不同初值下常增益 ESMO 输出波形与转速波形
Fig. 9 Output waveform and speed waveform of constant gain ESMO with different initial values

3.3 自校正 ESMO 辨识算法验证

本节将验证自校正 ESMO 的辨识性能, 并引入一组常增益系数 ESMO 作为对照。其中常增益 ESMO 的滑模增益取 $g_1=-5500$, $a_2=4$, $a_3=0.03$, $a_4=1$ 。自校正 ESMO 在常增益 ESMO 的基础上引入自校正系数 $1+d \cdot \xi_i$, 其中, $d=2$ 。电机速度指令与图 9 相同。

将同一关节伺服电机系统分别连接至轴系惯

量有差异的两套测功台架上，对轴系的机械参数进行辨识。通过变换测功机，来达到改变惯量的目的，以验证所提方法的适用性。图 10、11 给出空载工况下的实验结果。在 0~17s 空载、17~22 s 施加 5 N·m 负载、22~29 s 施加 10 N·m 负载、29 s 之后恢复空载下，图 12、13 给出在变负载工况下的实验结果。

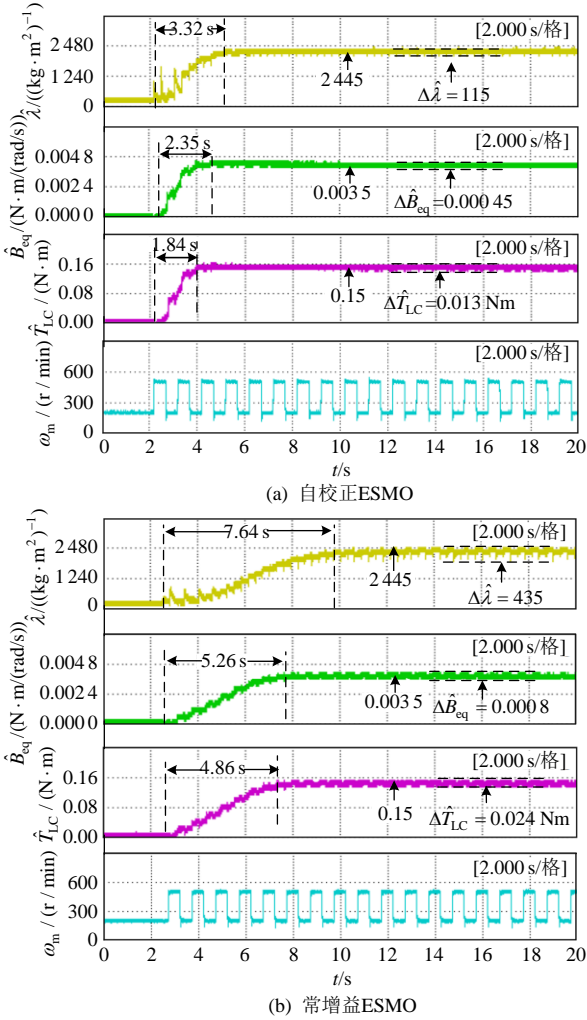


图 10 空载工况下测功台架 1 的实验结果

Fig. 10 Experimental results under no-load condition of dynamometer bench 1

相较于常规伺服电机，关节运行工况具有连续性、间歇性的差异，需频繁加减速、起动，功率呈脉冲特征。为了进一步验证辨识算法对于关节的适用性，本文利用 TPB200 测功机，在频繁起停的特征工况进行了自校正 ESMO 与常增益 ESMO 的对比实验，结果如图 14 所示。

由图 10—14 可知，自校正 ESMO 与常增益 ESMO 在不同负载、不同惯量特征、不同功率特征条件下，稳态收敛结果均保持一致，且 T_{LC} 的观测能够准确跟踪负载转矩的实时变化。自校正 ESMO 相较于常增益 ESMO，在收敛速度与辨识精

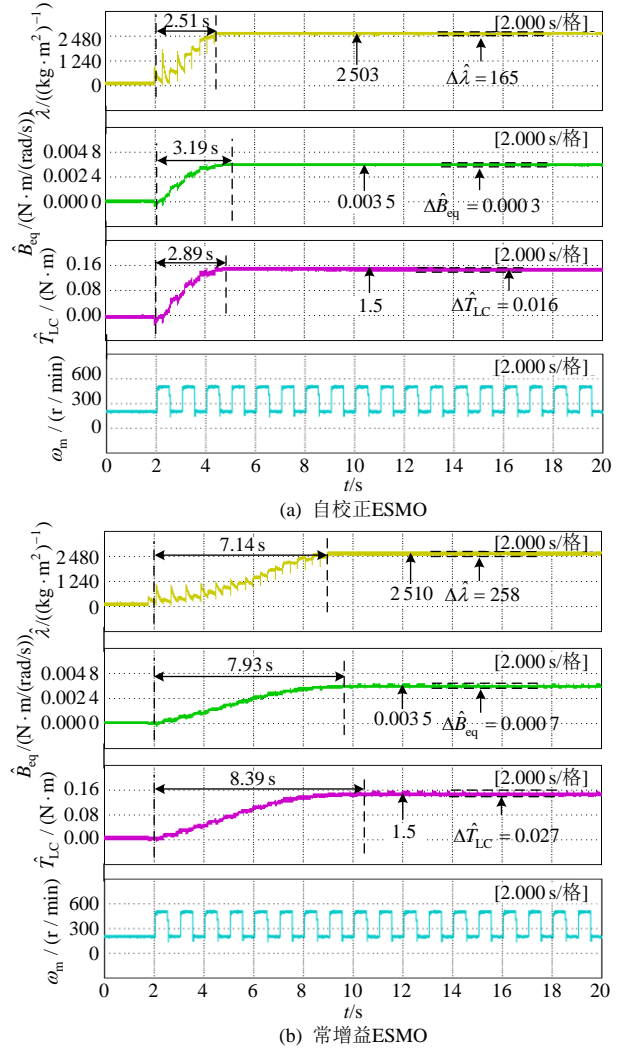


图 11 空载工况下测功台架 2 的实验结果

Fig. 11 The experimental results under no-load condition of dynamometer bench 2

度上具有明显优势，三参数辨识收敛的总用时缩短了近 3/5。

3.4 引入辨识结果的伺服控制优化

为了验证引入参数辨识结果后的关节控制效果，将观测得到的转动惯量结果用于速度环 PI 参数整定，并将观测得到的集总转矩、摩擦系数和转速用于电流环前馈补偿，如图 5 中所示。速度环比例系数 k_{op} 和微分系数 k_{oi} 分别整定为 $k_{op} = \hat{J} \omega_{sp}$ 、 $k_{oi} = \hat{J} \omega_{sp}^2 / 4$ ，其中，速度环带宽 $\omega_{sp} = 80\pi$ 。引入一组对照组，使用固定 PI 参数、无转矩补偿的控制。通过速度阶跃响应实验对比了系统的动态性能。实验结果如图 15 所示。

由图 15 可看出，将参数辨识结果用于控制算法后，速度阶跃响应的超调量由 5.92 r/min 降低为 2.67 r/min，且调节时间由 0.38s 降低为 0.16s，降幅超过 50%。

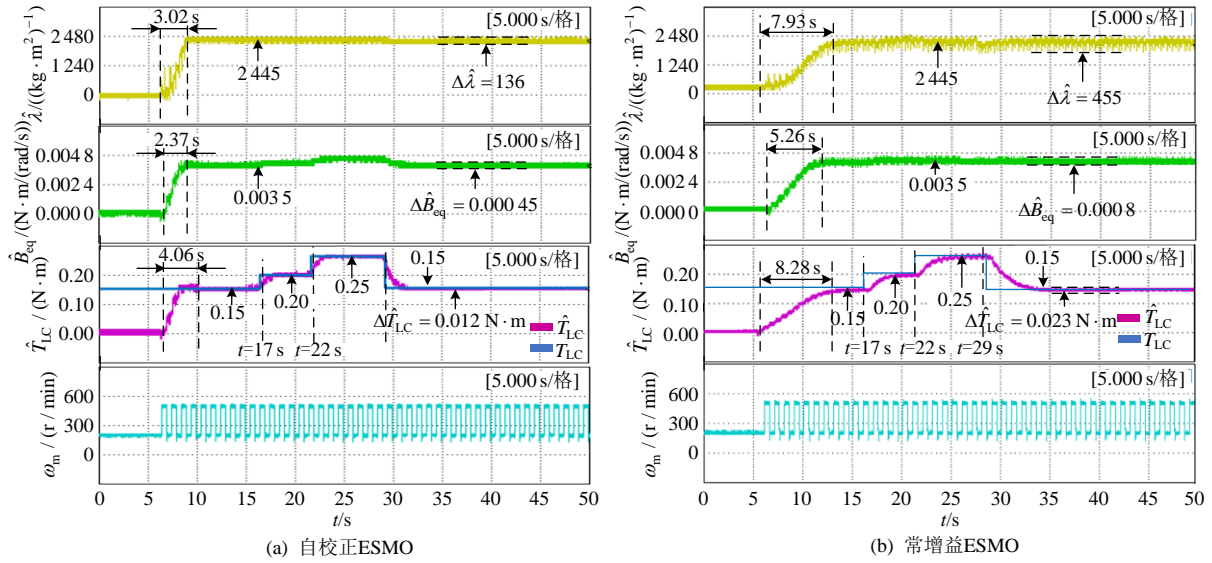


图 12 变负载工况下测功台架 1 的实验结果

Fig. 12 Experimental results under variable load condition of dynamometer bench 1

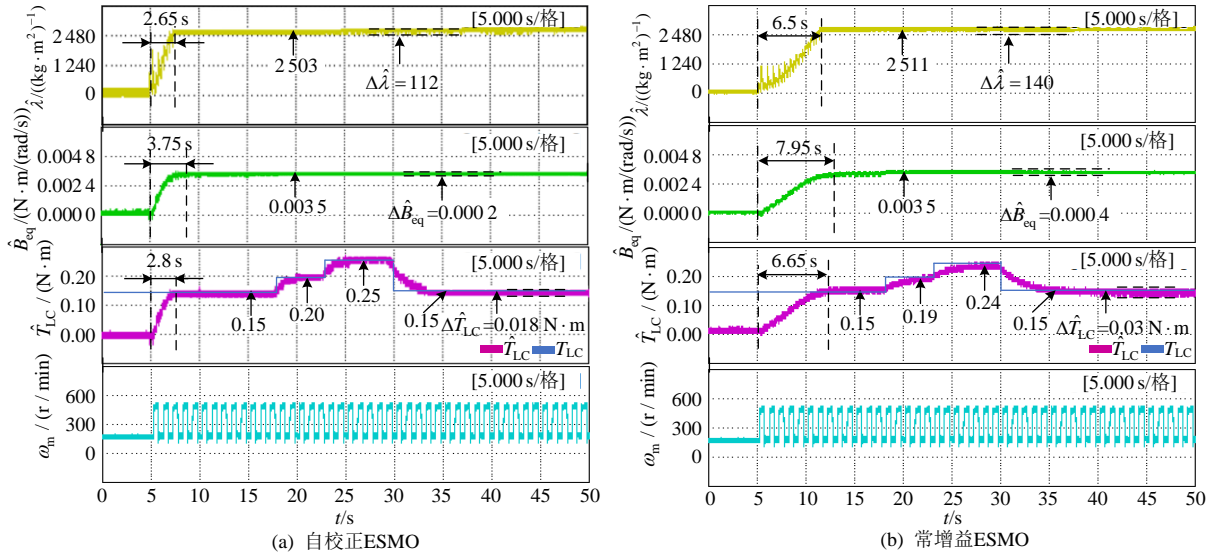


图 13 变负载工况下测功台架 2 的实验结果

Fig. 13 Experimental results under variable load condition of dynamometer bench 2

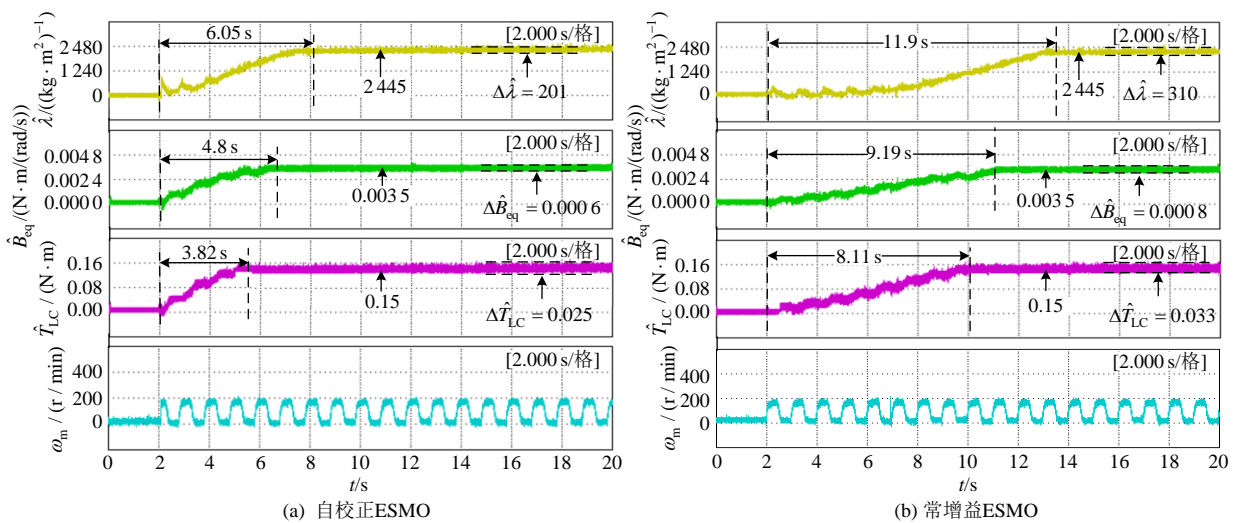


图 14 频繁起停工况下的实验结果

Fig. 14 Experimental results under frequent start-stop

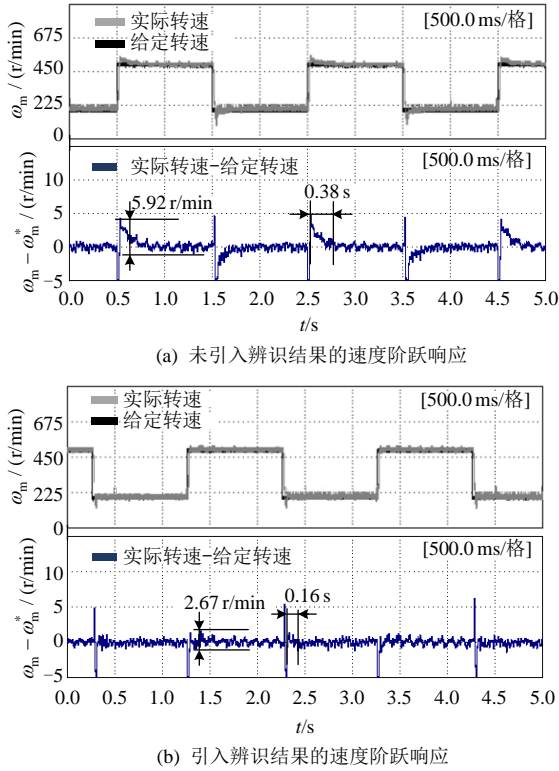


图 15 引入辨识结果前后的速度阶跃响应对比

Fig. 15 The comparison of speed step response before and after the identification results was introduced

4 结论

针对传统 ESMO 在兼顾多变量、快速、高精度上的不足，本文考虑谐波减速器传动特性、关节特征摩擦转矩，建立折合至电机侧的等效运动模型，基于该模型提出了三变量自校正 ESMO 用于实现关节伺服电机系统的机械参数在线辨识与伺服控制优化。得出以下结论：

1) 以摩擦系数作为新的变量加入到扩张状态方程中，设计的 ESMO 能够实现对系统转动惯量、粘滞摩擦系数和集总转矩 3 个参数的同步在线辨识，该方法可实现同步辨识参数数量的增加；

2) 以观测值变化率为基准，设计滑模增益自校正机制，可有效解决 ESMO 中收敛速度与辨识精度冲突的问题；

3) 相较于常增益 ESMO，自校正 ESMO 可以将三参数辨识总时长降低 50% 以上，更适配关节伺服电机系统的应用场景；

4) 基于等效运动模型进行参数辨识并用于伺服控制优化，该技术路径可以有效提高关节伺服电机系统的动态控制性能。对本文实验关节系统而言，超调量与调节时间降幅超过 50%。

参考文献

- [1] HE Chang, LU Shaowu, ZHENG Shiqi, et al. Integration of predictive control and interconnected structure for autotuning velocity controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2023, 28(6): 3250-3262.
- [2] 王璨, 杨明, 栾添瑞, 等. 双惯量弹性伺服系统外部机械参数辨识综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 804-817.
- [3] 伍云艳, 向学位, 李辉, 等. 双永磁同步电机自适应抗负载扰动交叉耦合稳定控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(01): 319-330.
- [4] 鲍明堃, 周扬忠, 钟天云. 基于传动模型重构的永磁同步直线电机机械参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1597-1607.
- [5] 吴春, 郑露华, 支恩. 基于三角函数正交特性的永磁伺服系统机械参数辨识方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4): 1617-1624.
- [6] SHI Yuchao, SUN Kai, HUANG Lippei, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169-4178.
- [7] ZHANG Yanqing, YIN Zhonggang, SUN Xiangdong, et al. On-line identification methods of parameters for permanent magnet synchronous motors based on cascade MRAS[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). Seoul: IEEE, 2015: 345-350.
- [8] 张毅伟, 黄旭珍, 徐济安. 基于混合自适应扩展卡尔曼滤波的永磁同步直线电机等效机械参数辨识策略[J]. 中

- 国电机工程学报, 2024, 44(3): 1162-1172.
- ZHANG Yiwei, HUANG Xuzhen, XU Ji'an. Equivalent mechanical parameter identification of permanent magnet synchronous linear motor based on hybrid adaptive extended Kalman filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1162-1172 (in Chinese).
- [9] YANG Shengming, LIN Jinde. Observer-based automatic control loop tuning for servo motor drives[C]//2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Kitakyushu: IEEE, 2013: 302-305.
- [10] YANG Chengbo, BAO Song, XIE Yuanlong, et al. Adaptive identification of nonlinear friction and load torque for PMSM drives via a parallel-observer-based network with model compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5875-5897.
- [11] YANG Chengbo, BAO Song, XIE Yuanlong, et al. Stable simultaneous inertia and disturbance torque identification for SPMSM drive systems subject to mismatched rotor flux linkage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2445-2462.
- [12] ZUO Yuefei, JIE Mei, ZHANG Xi'nian, et al. Simultaneous identification of multiple mechanical parameters in a servo drive system using only one speed[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 716-726.
- [13] MENG Shao, DENG Yongting, LI Hongwen, et al. Sliding mode observer-based parameter identification and disturbance compensation for optimizing the mode predictive control of PMSM[J]. Energies, 2019, 12(10): 1857.
- [14] 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.
- [15] HOU Qiankang, DING Shihong. Finite-time extended state observer-based super-twisting sliding mode controller for PMSM drives with inertia identification[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1918-1929.
- [16] YANG Chengbo, SONG Bao, XIE Yuanlong, et al. Online parallel estimation of mechanical parameters for PMSM drives via a network of interconnected extended sliding-mode observers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11818-11834.
- [17] XIANG Danqi, YANG Jianzhong, HAO Yong, et al. Parallel-cascaded parameter identification scheme for PMSM-driven servo systems during self-commission [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(2): 1914-1924.
- [18] ZHANG Xiaoguang, LI Zhengxi. Sliding-mode observer-based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732-5745.
- [19] TANG Shuaipeng, SHI Tingna, CAO Yanfei, et al. Simultaneous identification of load torque and moment of inertia of PMSM based on variable structure extended sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(7): 8585-8596.
- [20] WANG Liping, TANG Zihan, ZHANG Pengxiang, et al. Double extended sliding-mode observer-based synchronous estimation of total inertia and load torque for PMSM-driven spindle-tool systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(7): 8496-8507.
- [21] ISMAIL M A A, WINDELBERG J, LIU Guangjun. Simplified sensorless torque estimation method for harmonic drive based electro-mechanical actuator [J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2021, 6(2): 835-840.
- [22] WANG Can, PENG Jiande, PAN Jianfei. A novel friction compensation method based on Stribeck model with fuzzy filter for PMSM servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12124-12133.
- [23] TANG Shuaipeng, CAO Yanfei, SHI Tingna, et al. Online estimation of load torque and moment of inertia incorporating extended disturbance observer with trigger[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 5731-5742.



阎彦

在线出版日期: 2025-06-27.

收稿日期: 2025-02-10.

作者简介:

阎彦(1981), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机系统及其控制, yan_yan@zju.edu.cn;

杨国庆(1999), 男, 硕士研究生, 研究方向为关节伺服电机系统及其控制, 22210115@zju.edu.cn;

曹彦飞(1989), 女, 特聘研究员, 研究方向为机器人多关节伺服系统协调控制等, caoyanfei@zju.edu.cn;

王志强(1984), 男, 博士生导师, 研究方向为电机及其电力电子控制系统, wangzhiqiang@tiangong.edu.cn.

史婷娜(1969), 女, 教授, 研究方向为电机系统及其控制, tnsi@zju.edu.cn.

(编辑 陈娟, 李新洁)