

电源状态变化下的伺服系统比例谐振优化控制设计

孙睿豪, 李朋, 李晓林, 高智刚, 郭建国
(西北工业大学 航天学院精确制导与控制研究所, 陕西 西安 710072)

摘要:提出一种参数自适应的模糊准比例谐振控制方法,以解决系统供电电源与伺服机构之间的耦合影响问题。首先,从全局角度建立包含锂电池电源和伺服机构的完整伺服系统数学模型,将电池荷电状态(SOC)作为耦合变量,通过设计扩展卡尔曼状态观测器得到准确的SOC变化趋势。其次,针对控制需求,改进比例谐振控制为准比例谐振控制,实现对交、直流指令信号的无差别稳定跟踪。再次,将SOC及误差变化作为模糊变量设计模糊改进准比例谐振控制,实现控制参数的自适应调整。最后,仿真表明,在SOC变化条件下,所提出方法较传统控制方法在时域和频域均具有更优的控制性能,提升约50%;对SOC以及温度变化下具有更强的鲁棒性,抑制效果提升约70%;同时对脉冲和周期性扰动表现出更好的抗干扰能力,控制误差降低约80%。

关键词:比例谐振控制;伺服系统;荷电状态;扩展卡尔曼观测器;模糊控制

DOI:10.15938/j.emc.2025.03.009

中图分类号:TM341

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)03-0098-11

Optimal control design of proportional resonance of servo system under power supply state change

SUN Ruihao, LI Peng, LI Xiaolin, GAO Zhigang, GUO Jianguo

(Institute of Precision Guidance and Control, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract:To address the coupling control problem between the power supply and the servo mechanism in high-dynamic electromechanical servo systems, a technique based on parameter-adaptive fuzzy quasi-proportional resonance control was presented. Firstly, mathematical model of the entire servo system was built under a global perspective, including the servo mechanism and lithium batteries, and the state of charge (SOC) of the battery was chosen as the coupling variable. An extended Kalman state observer was created to yield the precise SOC variation trend. Secondly, to meet control needs of the system, quasi-proportional resonance control was proposed to achieve indifferent steady tracking performance of AC and DC control signals. Thirdly, in order to realize the adaptive adjustment of control parameters, a fuzzy improved quasi-proportional resonance control method was designed using SOC and error variations as fuzzy variables. Simulation results demonstrate that under dynamic SOC variations, the proposed control strategy exhibits superior control performance in both time and frequency domains compared with conventional control methods, improving control performance by 50%. Specifically, it shows stronger robustness to SOC and temperature changes, enhancing fluctuations by 70%, and significantly improves robustness to

收稿日期: 2024-08-20

基金项目: 国家自然科学基金(52007153)

作者简介: 孙睿豪(2001—),男,硕士研究生,研究方向为飞行器伺服机构;

李朋(1987—),男,博士,副研究员,研究方向为微小卫星总体与伺服机构;

李晓林(2001—),女,硕士研究生,研究方向为飞行器伺服系统;

高智刚(1982—),男,博士,副教授,研究方向为飞行器高性能电动伺服技术;

郭建国(1975—),男,博士,教授,研究方向为先进控制理论与飞行器控制技术。

通信作者: 李朋

pulsed and periodic disturbances, reducing the steady-state control error by 80%.

Keywords: proportional resonance control; servo system; state of charge; extended Kalman filter; fuzzy control

0 引言

机电伺服系统作为多学科综合的自动化装置,被广泛应用于国防与民生领域。近年来,随着全电飞机、高超声速飞行器以及可回收运载火箭技术的发展,对伺服系统的性能要求也越来越高^[1-3]。完整的伺服系统包含伺服机构以及为机构运行提供动力源的伺服能源,比如运载火箭的电动舵面伺服系统、卫星控制力矩陀螺或反作用轮等,均是依靠蓄电池驱动的伺服系统,能源与伺服机构构成了一个具有较强耦合关系的非线性快速时变系统^[4]。伺服电机快速起停引起的电压波动、机械负载的不确定性扰动、电量降低以及外界环境温度所引起的电池参数变化等因素都会对伺服系统的动态性能造成影响^[5]。为提升机电伺服系统的控制性能、提高伺服能源利用效率,有必要从系统角度出发,建立考虑电源变化的伺服系统模型并开展优化控制方法研究,最大程度发挥伺服系统的控制潜力^[6-8]。

国内外学者针对伺服系统的高性能控制开展了大量的研究。文献[9]通过设计内模比例积分微分(proportional integral derivative, PID)控制器提高了伺服系统位置控制的快速性和准确性,但未考虑能源状态变化对控制性能的不利影响^[10-12]。许多学者运用多种控制方法来改善耦合系统的控制性能^[13-16]。文献[17]采用滑模控制补偿非线性因素造成的不良影响,但是在低电量情况下性能提升有限。文献[18]通过设计永磁同步电机预测电流控制器,实现了电流的跟踪控制并提升了系统鲁棒性,但并未考虑伺服能源的变化特性。文献[19]基于动力电池荷电状态(state of charge, SOC)设计了不同SOC下的永磁同步电机补偿转矩模糊控制,提升了伺服系统在低电量下的性能,但是控制策略中存在大量的坐标变换,计算量大。为了避免无刷电机磁场定向控制中的旋转坐标变化,降低控制算法的计算量,有学者提出了比例谐振(proportional resonance, PR)控制^[20],其控制效果等同于静止坐标系下的比例积分(proportional integral, PI)控制器,能有效提升系统的动态性能和稳定性。文献[21]采用并联PR控制器,实现了对不同频率正弦分量的无

静差跟踪控制,并且能有效地抑制谐波。文献[22]将电池参数变化作为非线性干扰的一部分,提出一种模糊准PR控制策略,有效改善了系统位置跟踪性能以及抗干扰能力,但是对电源参数变化的鲁棒性仍有待提高。

以上文献多集中于单一的伺服系统本身优化设计、控制特性提高以及电源本身特性的研究,在电源与伺服系统的耦合控制方面研究较少。考虑到在实际工程中伺服系统的性能受到电源参数变化的影响^[23],本文从全局角度出发,建立包含锂电池能源和伺服机构的完整伺服系统数学模型,利用扩展卡尔曼状态观测器(extended Kalman filter, EKF)对电池SOC开展精确估计,并设计将SOC以及位置误差与误差导数的乘积作为输入变量的模糊自适应准PR控制算法,以提升伺服系统对SOC变化的鲁棒性和对脉冲和周期性扰动的抗干扰能力。

1 模型建立

伺服系统结构如图1所示,包含伺服机构、控制器和伺服能源。伺服机构采用由无刷电机驱动的滚珠丝杠传动—摇臂结构,伺服能源由锂离子电池组成,控制器包含控制单元、功率转换单元及能源状态估计单元。

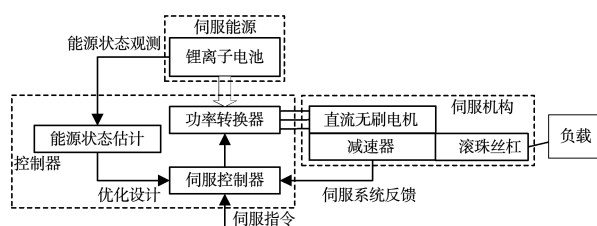


图1 包含能源的伺服系统结构

Fig. 1 Structure of servo system containing the energy

1.1 伺服机构模型

伺服机构的数学模型如下:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{BAT}} &= Ri + Li\dot{\omega} + K_e\omega; \\ T_e &= K_t i; \\ J\dot{\omega} &= T_e - T_L - \omega B; \\ \dot{\theta} &= K\omega. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: U_{BAT} 为电机驱动电压; ω 为电机机械角速度; T_e 为电机电磁转矩; i 为电机电枢电流; T_L 为负载转矩; L 为电机电枢电感; B 为摩擦转矩系数; R 为电机电枢电阻; J 为伺服系统转动惯量; K_t 为电机转矩系数; K_e 为电机反电动势系数; θ 为电机输出角度; K 为减速比。

负载力矩认为与摇臂输出角度成线性关系, 表示为

$$T_L = K_L \theta. \quad (2)$$

式中 K_L 为负载力矩系数。

联立式(1)、式(2)并进行拉普拉斯变换, 可得到角度与驱动电压、电流与驱动电压的传递函数为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{I(s)}{U(s)} &= \frac{Js^2 + Bs + KK_L}{k_1 s^3 + k_2 s^2 + k_3 s + k_4}; \\ \frac{\theta(s)}{U(s)} &= \frac{KK_L}{k_1 s^3 + k_2 s^2 + k_3 s + k_4} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: $k_1 = JL$; $k_2 = BL + JR$; $k_3 = KK_L L + BR + K_t K_e$; $k_4 = KK_L R$ 。

1.2 锂电池模型

考虑到锂电池建模的复杂性与精确性, 采用二阶 RC 等效电路模型^[24], 如图2所示, 两个 RC 网络分别描述了电池的浓差极化效应 ($R_c C_c$) 和扩散极化效应 ($R_d C_d$)。

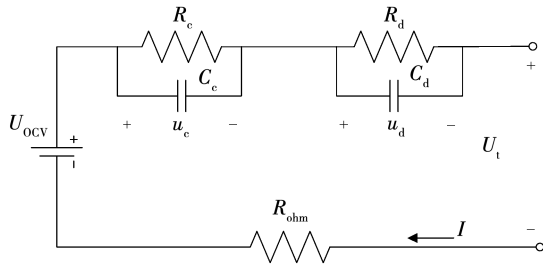


图2 二阶 RC 网络等效电路模型

Fig.2 Circuit model of the second-order RC network

由基尔霍夫电压和电流定律可得:

$$\left. \begin{aligned} U_{ocv} &= IR_{ohm} + u_c + u_d + U_t; \\ I &= \frac{u_c}{R_c} + C_c \dot{u}_c; \\ I &= \frac{u_d}{R_d} + C_d \dot{u}_d. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: U_{ocv} 为电池开路电压; I 为电池输出电流; 规定电流流入电池为负、流出电池为正; R_{ohm} 为电池内阻; U_t 为电池输出电压。

结合安时积分法得到电池放电 SOC 函数:

$$\left. \begin{aligned} SOC_t &= SOC_0 - \frac{1}{Q_0} \int_0^t Idt; \\ U_{ocv} &= F(SOC_t). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: SOC_0 为初始时刻 SOC 值; Q_0 为电池额定容量; $F(SOC_t)$ 表示 U_{ocv} 与 SOC 的非线性函数关系。

联立式(4)、式(5)并进行线性化, 得到锂电池的状态空间模型为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}I; \\ U_t &= \mathbf{C}\mathbf{x} - R_{ohm}I. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{x} = [u_c \ u_d \ SOC]^T$; $\mathbf{A} = \text{diag}\left(-\frac{1}{\tau_c}, -\frac{1}{\tau_d}, 0\right)$;

$$\mathbf{B} = \left[\frac{1}{C_c} \ \frac{1}{C_d} \ -\frac{1}{Q_0}\right]^T; \mathbf{C} = [-1 \ -1 \ F(SOC_t)];$$

$$\tau_c = R_c C_c; \tau_d = R_d C_d.$$

定理1 系统式(6)是完全能控且能观测的^[25]。

证明: 设能控矩阵为 $\mathbf{Q}_c$, 能观矩阵为 $\mathbf{Q}_o$ 。因 $\text{rank} \mathbf{Q}_c = \text{rank}[\mathbf{B} \ \mathbf{A}\mathbf{B} \ \mathbf{A}^2\mathbf{B}] = 3$ 满秩, 系统完全能控; $\text{rank} \mathbf{Q}_o = \text{rank}[\mathbf{C}^T \ \mathbf{A}^T\mathbf{C}^T \ (\mathbf{A}^T)^2\mathbf{C}^T] = 3$ 满秩, 系统完全能观测。

2 SOC 观测器设计

设计扩展卡尔曼状态观测器, 实现 SOC 的最优估计, 便于优化控制器设计。将锂电池模型进行离散化处理, 得到离散时间状态方程模型:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)I(k) + \mathbf{w}(k); \\ U_t(k) &= \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k) - R_{ohm}I(k) + v(k). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{x}(k+1) = [u_c(k+1) \ u_d(k+1) \ SOC(k+1)]^T$;

$$\mathbf{x}(k) = [u_c(k) \ u_d(k) \ SOC(k)]^T; \mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{\Delta T}{\tau_c}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{\Delta T}{\tau_d}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}(k) = \begin{bmatrix} R_c(1 - e^{-\frac{\Delta T}{\tau_c}}) \\ R_d(1 - e^{-\frac{\Delta T}{\tau_d}}) \\ -\frac{\Delta T}{Q_0} \end{bmatrix}; \mathbf{C}(k) = [-1 \ -1 \ F(SOC_t)];$$

ΔT 为采样时间; $\mathbf{w}(k)$ 为过程噪声; $v(k)$ 为测量噪声。则扩展卡尔曼滤波时间更新方程^[26]为:

$$\hat{\mathbf{X}}(k|k-1) = \mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{X}}(k-1) + \mathbf{B}(k)I(k-1); \quad (8)$$

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \mathbf{A}(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{A}^T(k-1) + \mathbf{Q}. \quad (9)$$

扩展卡尔曼滤波的测量更新方程为:

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{C}^T(k)}{[\mathbf{C}(k)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{C}^T(k) + \mathbf{R}]}; \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{X}}(k) = \hat{\mathbf{X}}(k|k-1) + \mathbf{K}(k)[U_i(k) - \hat{U}_i(k)]; \quad (11)$$

$$\mathbf{P}(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\mathbf{C}(k)]\mathbf{P}(k|k-1). \quad (12)$$

式中: $\mathbf{P}(k|k-1)$ 表示先验状态估计误差的协方差阵; $\mathbf{P}(k)$ 表示后验状态估计误差的协方差阵; $\mathbf{Q}$ 表示过程噪声 $\mathbf{w}(k)$ 的协方差矩阵; $\mathbf{R}$ 表示测量噪声 $v(k)$ 的协方差矩阵; $\mathbf{K}(k)$ 表示卡尔曼增益; $U_i(k)$ 表示输出电压的测量值; $\hat{U}_i(k)$ 表示输出电压的估计值。

EKF 计算流程图如图 3 所示。

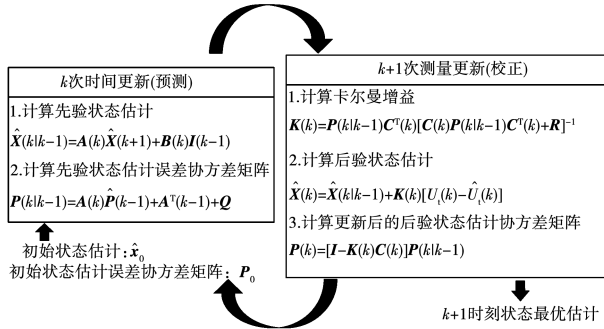


图3 扩展卡尔曼观测器运算过程

Fig.3 Operation process of extended Kalman observer

3 控制器设计

在伺服系统的运行过程中,难免会跟踪一些交流信号,PR 控制由于其在谐振频率处的理论增益为无穷大,可以对特定频率进行强鲁棒控制。此外,PR 控制中的谐振分量对于电机电枢电流谐波以及负载端周期性力矩干扰均具有良好的抑制效果。因此,本文在 PR 控制的基础上进行控制器的优化设计。

同时,为了研究电池电量对伺服系统性能的影响,考虑到能源 SOC 变化可以反映电池的电量变化,因此将能源 SOC 估计结果引入控制器设计,得到控制框图如图 4 所示。

3.1 改进准 PR 控制器

当控制信号是交流信号时,在静止坐标系下,利用 PI 控制器的传递函数 $G_{PI}(s) = K_p + K_i \frac{1}{s}$,可以推导出 PR 控制器的传递函数为

$$G_{PR_ideal}(s) = \frac{1}{2} [G_{PI}(s + j\omega_0) + G_{PI}(s - j\omega_0)] = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (13)$$

式中 ω_0 为谐振频率。

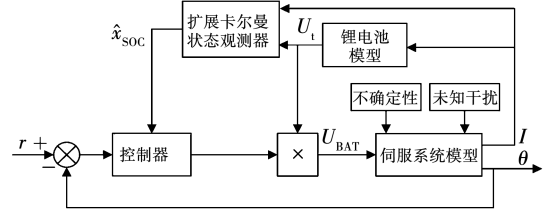


图4 考虑 SOC 的控制框图

Fig.4 Control block diagram considering SOC

在实际中,由于数字系统精度的限制,导致理想的 PR 控制器难以实现,且谐振频率带宽较小,因此实际过程中一般采用准 PR 控制器,其传递函数^[27]如下:

$$G_{PR_quasi}(s) = K_p + \frac{2K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}. \quad (14)$$

式中 ω_c 为控制器的截止频率。

理想的 PR 控制器和准 PR 控制器的波德图如图 5 所示,其中的参数设置为:比例增益 $K_p = 1$; 谐振增益 $K_R = 5$; 谐振带宽 $\omega_c = 4$ rad/s; 谐振角频率 $\omega_0 = 10\pi$ rad/s。由图 5 可以看出,相较于理想的 PR 控制器,准 PR 控制器的谐振带宽明显增大,因而更适合使用在电流抑制算法当中。

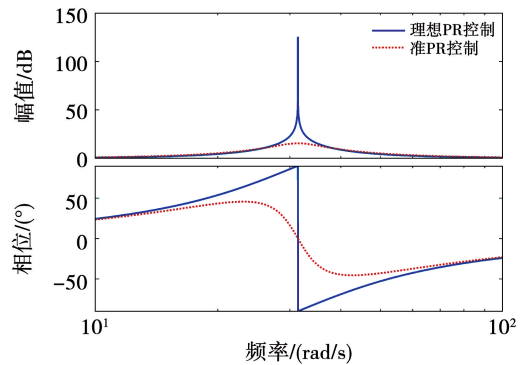


图5 理想 PR 控制器和准 PR 控制器波德图

Fig.5 Bode diagram of ideal PR controller and quasi-PR controller

由于谐振项的存在,会使准 PR 控制器在跟踪直流信号时,产生小幅度的振荡,影响伺服系统的控制精度。增大比例系数可以有效抑制振荡,但过分

增大比例系数会降低伺服系统的稳定裕度。此外,根据内模原理,准 PR 控制器也无法无静差跟踪直流信号。

为了使准 PR 控制器能够无静差跟踪直流信号并抑制振荡,可在原有控制器的基础上增加积分项,进行改进,表达式为

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{K_i}{s} \quad (15)$$

式中 K_i 为积分增益。

准 PR 控制器和改进准 PR 控制器的 Bode 图如图 6 所示,其中的参数设置为:比例增益 $K_p = 1$;谐振增益 $K_r = 5$;谐振带宽 $\omega_c = 4 \text{ rad/s}$;谐振角频率 $\omega_0 = 10\pi \text{ rad/s}$;积分增益 $K_i = 5$ 。

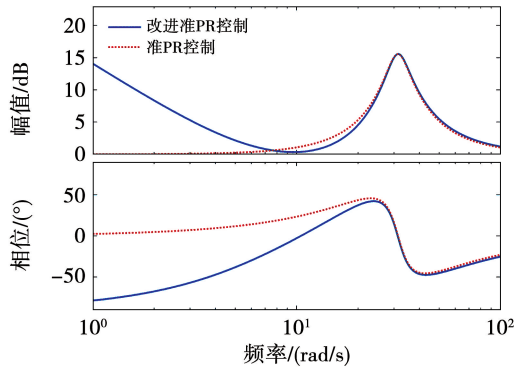


图 6 改进准 PR 控制器和准 PR 控制器波德图

Fig. 6 Bode diagram of improved quasi-PR controller and quasi-PR controller

将改进准 PR 控制器运用到图 7 中的控制器中,伺服机构和伺服能源模型用传递函数 $G(s)$ 表示,得到系统框图如图 7 所示。

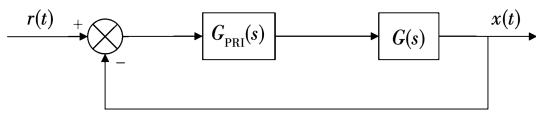


图 7 控制系统等效框图

Fig. 7 Equivalent diagram of servo control system

则有如下定理:

定理 2 当输入为直流信号时,伺服能源混合控制系统无稳态误差^[28]。

证明:令系统输入 $r(t) = r$, 则系统输出为

$$X(s) = \frac{(K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{K_i}{s})G(s)}{1 + (K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{K_i}{s})Gs} \frac{r}{s} \quad (16)$$

根据终值定理有:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s) = \frac{(K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{K_i}{s})G(s)}{1 + (K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{K_i}{s})Gs} \frac{r}{s} = r \quad (17)$$

故系统无稳态误差。

3.2 模糊改进准 PR 控制器

考虑参数变化和外部扰动因素,对上述控制器进一步优化,设计引入 SOC 的模糊准 PR 控制器,如图 8 所示。

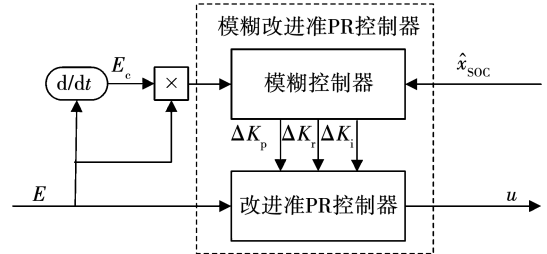


图 8 模糊控制器

Fig. 8 Fuzzy controller

设计模糊输入变量为:锂电池 SOC 的 EKF 估计值,误差 E 及其导数 E_c 的乘积 $E \cdot E_c$;输出变量为: ΔK_p 、 ΔK_r 和 ΔK_i 。在输入输出变量模糊化过程中,将 SOC 论域划分为 6 个等级;将 $E \cdot E_c$ 以及输出变量的论域划分为 7 个等级。输入、输出隶属度函数分别采用三角形函数以及钟形与三角形的混合函数。模糊规则曲面如图 9 ~ 图 11 所示。模糊推理采用最大最小合成法,利用模糊规则并结合重心法解算出模糊输出变量的准确值^[29],实现控制参数的自适应调节。

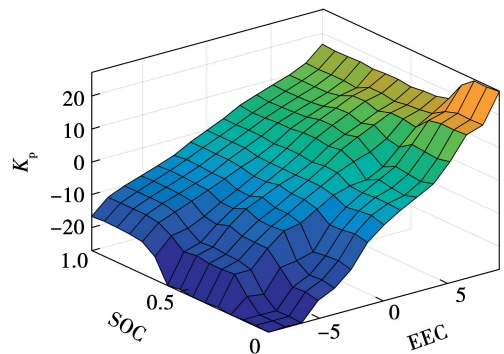


图 9 比例系数模糊规则曲面

Fig. 9 Fuzzy rule surface of proportional coefficient

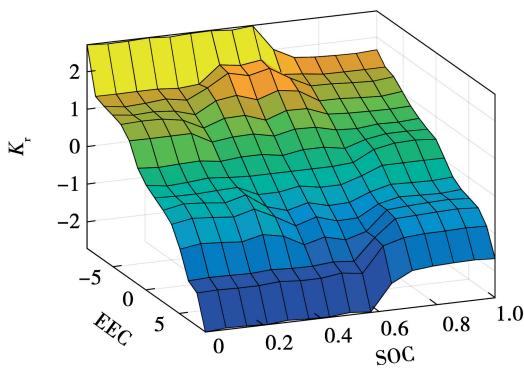


图 10 谐振系数模糊规则曲面
Fig. 10 Fuzzy rule surface of resonant coefficient

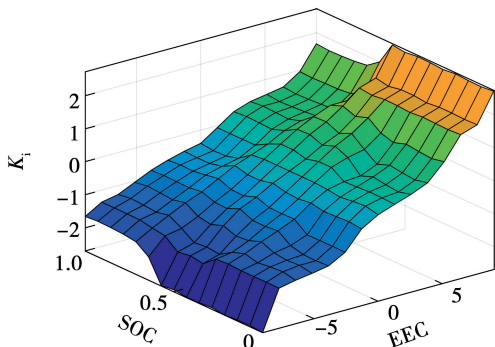


图 11 积分系数模糊规则曲面
Fig. 11 Fuzzy rule surface of integral coefficient

4 仿真与分析

利用 Simulink 对所提出模糊准 PR 控制算法进行仿真,并和 PID、准 PR 控制的控制效果进行对比分析。伺服机构与锂电池仿真参数如表 1 所示。

表 1 伺服机构和锂电池仿真参数
Table 1 Parameters of servo system and lithium-ion battery integrated system

参数	数值
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.125×10^{-5}
电机电枢电阻 R/Ω	0.186
电机电枢电感 L/mH	0.117
电机转矩系数 $K_t/(\text{N} \cdot \text{m}/\text{A})$	0.02
摩擦转矩系数 $B/[\text{N} \cdot \text{m}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})]$	1×10^{-6}
电机反电动势系数 $K_e/[\text{V}/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})]$	1.225×10^{-3}
减速比 K	5.427×10^{-3}
负载力矩系数 $K_L/(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad})$	9.333×10^{-3}
电池内阻 R_{ohm}/Ω	0.12
电池容量 Q_0/mAh	9 612
电池初始荷电状态 SOC_0	1.0
电池浓差极化效应电阻 R_c/Ω	2×10^{-3}
电池扩散极化效应电阻 R_d/Ω	0.56
电池浓差极化效应电容 C_c/F	296.523
电池扩散极化效应电容 C_d/F	2 260.25

通过实际调试,将 PID 的控制效果调整至最佳,控制器参数设置如表 2 所示。

表 2 控制器参数
Table 2 Controller parameters

控制器	PID 控制			准 PR(模糊准 PR)控制			
	ω_e	K_p	K_i	K_D	K_p	K_r	K_i
数值	6.7	5.1	0.066	70	3	10	4

为了便于比较电池电量对不同控制器的控制性能影响以及控制器的抗干扰性能,设计如表 3 所示 3 组仿真实验。

表 3 仿真实验
Table 3 Simulation experiment

序号	实验名称	实验目的
1	正弦信号指令响应仿真	研究锂电池电量对伺服系统位置控制精度的影响
2	控制性能仿真	研究锂电池对伺服系统上升时间、速度性能和带宽的影响
3	低电量抗干扰特性仿真	研究低电量工作时,系统对外部脉冲以及周期性力矩的抗干扰能力

4.1 正弦信号指令响应

根据伺服系统应用工况,电池模型参数设置为 25 ℃ 时的参数,跟踪指令设置为幅值 13°,频率 5 Hz 的正弦波。从锂电池 SOC = 1 时开始仿真,直到电量耗尽。伺服系统频域内的角度响应曲线以及带宽衰减曲线如图 12、图 13 所示。

从图 12 可以看出,在整个电池放电周期内,当伺服能源 SOC 处于 0.35 ~ 1 时,改进准 PR 控制及模糊改进准 PR 控制,在幅值上的误差可以忽略不计,相位延迟约 0.5°;而 PID 控制幅值误差约 0.3°,相位延迟约 8°;对比伺服能源 SOC 处于 0.1 ~ 0.35 时不同控制方法的控制性能可以看出,PID 控制在伺服能源 SOC 为 0.2 时出现明显的性能下降,而模糊改进准 PR 控制以及改进准 PR 控制的跟踪性能则在电池 SOC 为 0.14 时出现明显下降。进一步,在电池 SOC 相同的情况下,模糊改进准 PR 控制相较于改进准 PR 控制而言,幅值基本相同,相位延迟减小约 4°。

该组仿真表明,所设计的模糊改进准 PR 控制对交流信号的跟踪性能较好,降低了伺服能源 SOC 变化对跟踪性能的影响。

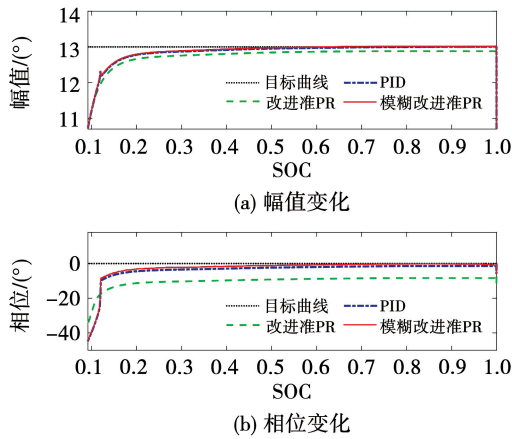


图12 频域内的角度响应曲线

Fig. 12 Angle response curve of frequency domain

4.2 控制性能仿真分析

为了验证在不同 SOC 下以及电池内部不同温度^[25]下控制器的控制性能,选取上升时间、最大速度和带宽作为衡量指标。

电池模型设置为 25 ℃ 时的参数,在不同 SOC 下,以 0.1 为间隔对 SOC 在 0.2 ~ 1 区间开展仿真,并将仿真数据利用最小二乘法进行拟合。结果曲线如图 13 ~ 图 15 所示。从图中可以看出,在 PID 控制策略作用下,伺服系统上升时间为 32 ms,最大转速为 320(°)/s,带宽为 18.4 Hz;在改进准 PR 控制策略作用下,伺服系统上升时间为 17 ms,最大转速为 345(°)/s,带宽为 21.9 Hz;而模糊改进准 PR 控制策略作用下,伺服系统上升时间为 15 ms,最大转速为 350(°)/s,带宽为 29.6 Hz。从中可以看出,模糊改进准 PR 控制以及改进准 PR 控制相较于 PID 控制而言,伺服系统上升时间提升约 50%,最大转速提升约 9%,带宽提升约 58%。

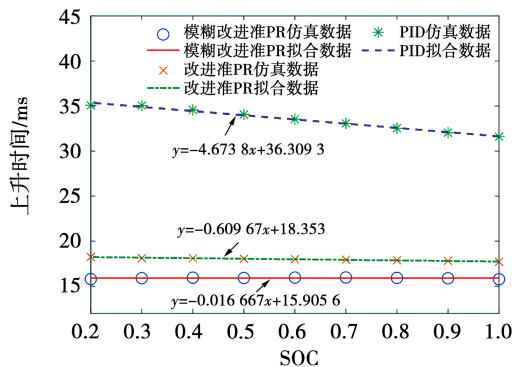


图13 SOC对伺服系统上升时间的影响

Fig. 13 Influence of state of charge on the rise time of servo system

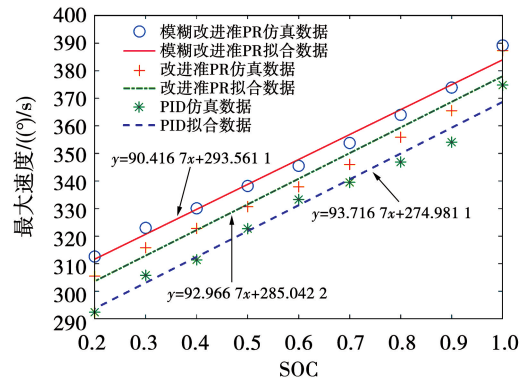


图14 SOC对伺服系统最大速度的影响

Fig. 14 Influence of state of charge on the maximum speed of servo system

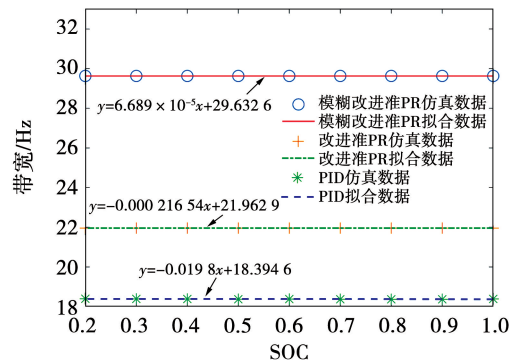


图15 SOC对伺服系统带宽的影响

Fig. 15 Influence of state of charge on the bandwidth of servo system

从仿真结果可以看出,由于模糊改进准 PR 控制将伺服能源 SOC 作为模糊输入变量之一,对伺服系统的控制性能提升效果更好,且对 SOC 变化具有更强的鲁棒性。

电池 SOC 设置为 0.25,在 -10 ~ 45 ℃ 区间内,以 5 ℃ 为间隔设置电池不同的内部温度,对伺服系统开展仿真,并对仿真数据进行统计分析。仿真结果曲线如图 16 ~ 图 18 所示。仿真数据统计分析如表 4 ~ 表 6 所示。从仿真结果可以看出,在 PID 控制策略作用下,伺服系统上升时间变化幅值为 3.14 ms,方差为 0.927 2,最大速度变化幅值为 15.56(°)/s,方差为 22.116 7,带宽变化幅值为 0.438 3 Hz,方差为 1.19×10^{-2} ;在改进准 PR 控制策略作用下,伺服系统上升时间变化幅值为 2.74 ms,方差为 0.647 2,最大转速变化幅值为 9.78(°)/s,方差为 10.660 8,带宽变化幅值为 0.049 3 Hz,方差为

1.36×10^{-3} ;而模糊改进准 PR 控制策略作用下,伺服系统上升时间变化幅值为 0.91 ms ,方差为 0.1229 ,最大转速为 $4.61(^{\circ})/\text{s}$,方差为 2.3764 ,带宽为 0.0284 Hz ,方差为 6.91×10^{-4} 。从中可以看出,模糊改进准 PR 控制相较于改进准 PR 控制以及 PID 控制而言,伺服系统上升时间变化幅值分别减小约 71% 、 67% ,最大转速变化幅值分别减小约 70% 、 53% ,带宽变化幅值分别减小约 93% 、 78% ;而模糊改进准 PR 控制的仿真数据更为集中,方差也小于其他两种控制方法。

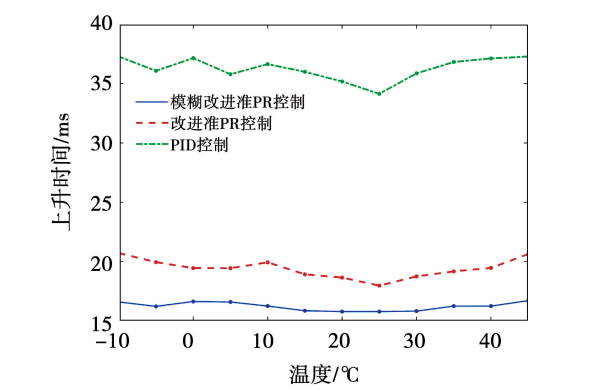


图 16 温度对伺服系统上升时间的影响

Fig. 16 Influence of temperature on the rise time of servo system

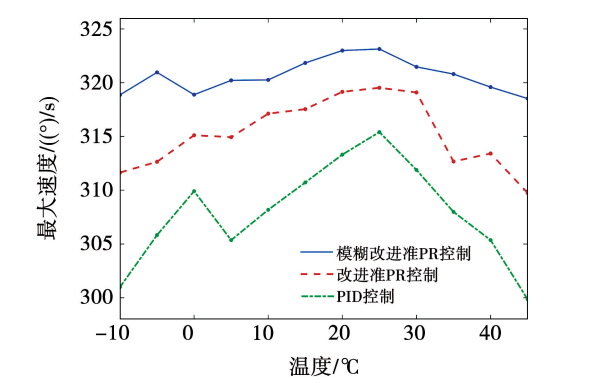


图 17 温度对伺服系统最大速度的影响

Fig. 17 Influence of temperature on the maximum speed of servo system

表 4 上升时间统计分析

Table 4 Statistical analysis of the rise time

控制算法	均值	方差
PID	36.276 4	0.927 2
改进准 PR	19.431 5	0.647 2
模糊改进准 PR	16.240 7	0.122 9

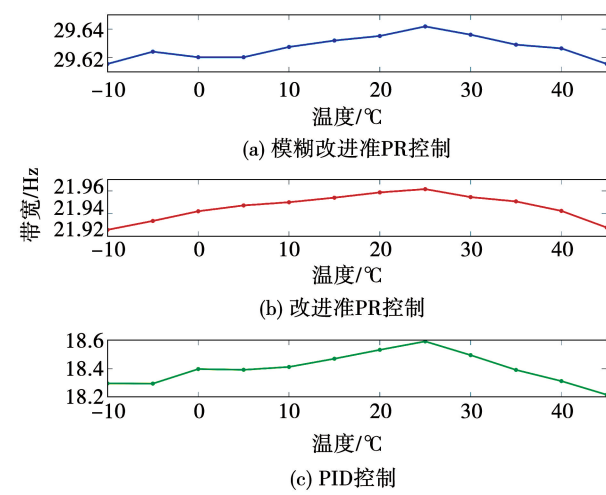


图 18 温度对伺服系统带宽的影响

Fig. 18 Influence of temperature on the bandwidth of servo system

表 5 最大速度统计分析

Table 5 Statistical analysis of the maximum speed

控制算法	均值	方差
PID	307.900 4	22.116 7
改进准 PR	315.217 5	10.660 8
模糊改进准 PR	320.629 4	2.376 4

表 6 带宽统计分析

Table 6 Statistical analysis of the bandwidth

控制算法	均值	方差
PID	18.399 9	1.19×10^{-2}
改进准 PR	21.945 7	1.36×10^{-3}
模糊改进准 PR	29.627 0	6.91×10^{-4}

从仿真结果可以看出,在电池内部温度变化的情况下,模糊改进准 PR 控制受到的影响均小于改进准 PR 控制以及 PID 控制,对电池内部参数变化具有较强的鲁棒性。

4.3 抗脉冲及周期性力矩干扰特性仿真

电池模型参数设置为 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时 SOC 为 0.25 时,在 $t=2.5\text{ s}$ 处,对伺服机构负载端分别引入脉冲干扰力矩以及周期性干扰力矩。角度响应曲线如图 19、图 20 所示。

图 19 所示为脉冲干扰力矩为 $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ 时的角度响应曲线,角度跟踪误差最大值与重新收敛时间如表 7 所示。分析可得,在负载端施加脉冲干扰力矩之后,PID 控制器作用下输出角度波动的最大

值为 0.227° ,重新收敛时间为 80 ms ;改进准 PR 控制器作用下输出角度波动的最大值为 0.062° ,重新收敛时间为 32 ms ;模糊改进准 PR 控制器作用下输出角度波动的最大值为 0.048° ,重新收敛时间为 29 ms 。从仿真结果可以看出,模糊改进准 PR 控制以及改进准 PR 控制相较于 PID 控制而言,控制误差减小约 78% ,收敛时间减小约 65% 。

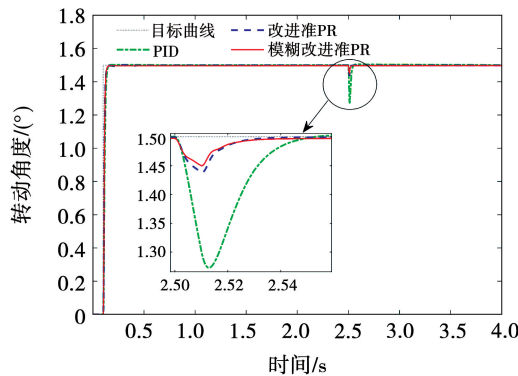


图 19 脉冲干扰力矩下的角度响应曲线
Fig. 19 Angular response curve under pulse disturbance torque

表 7 脉冲干扰力矩下角度跟踪误差与收敛时间
Table 7 Angular tracking error and convergence time under impulse disturbance torque

控制算法	最大值/($^{\circ}$)	收敛时间/ms
PID 控制	0.227	80
准 PR 控制	0.062	32
模糊准 PR 控制	0.048	29

由此可以看出,当伺服系统在低电量运行时,在引入脉冲干扰力矩后,模糊改进准 PR 控制可以在很短的时间内更好地克服力矩干扰,具备更强的抗干扰性能。

图 20 所示为周期性干扰力矩为 $d=0.05\sin(10t+4.74)+0.02$ 时的角度响应曲线,仿真跟踪误差情况如表 8 所示。分析可得,在负载端施加周期性干扰力矩之后,PID 控制器作用下输出角度已经出现周期性变化,角度波动的最大值为 0.195° ,平均值为 0.001° ;改进准 PR 控制器仍可以较好地跟踪角度响应曲线,角度的波动最大值为 0.021° ,平均值为 0.003° ;而模糊改进准 PR 控制器作用下输出角度基本与给定角度曲线重合,角度的波动最大值为 0.003° ,平均值为 0.001° 。

仿真结果表明,当伺服系统在低电量运行时,在引入周期性干扰力矩后,PID 控制已经不能很好地跟踪给定角度。而模糊改进准 PR 控制相较于改进准 PR 控制而言,最大值与平均值均更小。证明本文设计的模糊改进准 PR 控制在周期性的干扰力矩作用下仍能保持较好的跟踪性能。

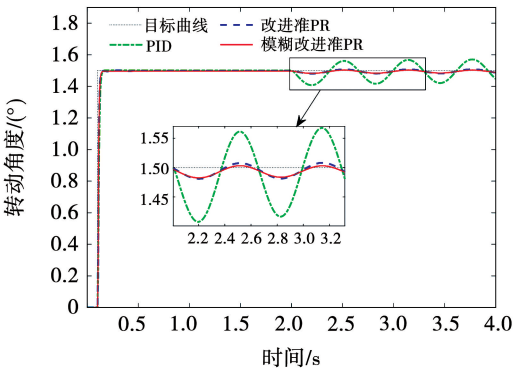


图 20 周期干扰力矩下的角度响应曲线
Fig. 20 Angular response curve under periodic disturbance torque

表 8 周期干扰力矩下跟踪误差情况
Table 8 Tracking error under periodic disturbance torque

单位: $^{\circ}$		
控制算法	最大值	平均值
PID	0.195	0.044
改进准 PR	0.021	0.003
模糊改进准 PR	0.003	0.001

5 结 论

本文考虑到电源变化对伺服系统的影响,以及外界干扰等不确定性的因素,提出了一种模糊改进准 PR 控制方法。通过理论分析以及仿真实验,得到以下结论:

- 1)改进准 PR 控制相较于 PID 控制具有更好的动态性能,对外界的未知干扰具有更强的鲁棒性,对比 PID 控制策略,其控制性能提升约 50% ,控制误差降低约 80% ;
- 2)在改进准 PR 控制基础上所设计的模糊控制器相较于改进准 PR 控制以及 PID 控制方法而言,电源的能量变化对其控制性能的影响较小;
- 3)模糊改进准 PR 控制相较于改进准 PR 控制

以及 PID 控制方法而言,对电源内部温度变化具有更强的鲁棒性,抑制效果提升约 70%。

参考文献:

- [1] YAO Jianyong. Model-based nonlinear control of hydraulic servo systems: challenges, developments and perspectives[J]. *Frontiers of Mechanical Engineering*, 2018, 13(2): 180.
- [2] MOHANRAJ D, ARULDAVID R, VERMA R, et al. A review of BLDC motor: state of art, advanced control techniques, and applications[J]. *IEEE Access*, 2022, 10(7): 54835.
- [3] 于克训, 陈曦, 谢贤飞, 等. 无刷双馈电机研究综述与展望[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(2): 399.
- YU Kexun, CHEN Xi, XIE Xianfei, et al. Overview and prospect of the brushless doubly-fed machine research[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(2): 399.
- [4] AGARWAL K N, LAWSON P C. A practical method to account for seal friction in aircraft hydraulic actuator preliminary design[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 2017, 231(5): 942.
- [5] 梁相龙, 姚建勇. 基于神经网络的机电伺服系统非线性控制[J]. *控制与决策*, 2023, 38(4): 1010.
- LIANG Xianglong, YAO Jianyong. Nonlinear control of mechatronic servo system based on neural network[J]. *Control and Decision*, 2023, 38(4): 1010.
- [6] ASIAIN E, GARRIDO R. Anti-chaos control of aservo system using nonlinear model reference adaptive control[J]. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2021, 143(1): 110581.
- [7] 王立俊, 赵吉文, 于子翔, 等. 基于非线性时间延迟扰动估计的永磁同步直线电机无模型鲁棒位置跟踪控制[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(18): 5698.
- WANG Lijun, ZHAO Jiwen, YU Zixiang, et al. Model-free robust position tracking control of permanent magnet synchronous linear motor based on nonlinear time delay disturbance estimation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(18): 5698.
- [8] 何静, 唐润忠, 张昌凡, 等. 基于 Adaline 神经网络参数辨识的 PMSM 鲁棒电流预测控制[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(4): 127.
- HE Jing, TANG Runzhong, ZHANG Changfan, et al. Robust current predictive control for PMSM based on adaline neural network parameter identification[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(4): 127.
- [9] FENG Hao, MA Wei, YIN Chenbo, et al. Trajectory control of electro-hydraulic position servo system using improved PSO-PID controller[J]. *Automation in Construction*, 2021, 127(7): 103722.
- [10] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2013.
- [11] 赵鑫宇, 王丽梅. 永磁直线同步电机分数阶微分型边界层终端滑模控制[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(10): 2710.
- ZHAO Xinyu, WANG Limei. Fractional order differential boundary layer terminal sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(10): 2710.
- [12] 王敏林. 基于性能优化的多电机驱动伺服系统跟踪和同步控制[D]. 北京: 北京理工大学, 2018.
- [13] 胡涛, 申立群, 曹杰铭, 等. 电动伺服机构扰动补偿与神经网络模糊控制[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(11): 12.
- HU Tao, SHEN Liqun, CAO Jieming, et al. Disturbance compensation and neural network fuzzy control of electric servo mechanism[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(11): 12.
- [14] LI Ping, ZHU Guoli. Robust internal model control of servo motor based on sliding mode control approach[J]. *ISA Transactions*, 2019, 93(5): 200.
- [15] 黄宣睿, 宋宇洋, 李秋生, 等. 一种基于内模控制的工业机器人关节伺服系统振动抑制算法[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(3): 500.
- HUANG Xuanrui, SONG Yuyang, LI Qiusheng, et al. A vibration suppression algorithm for industrial robot joint servo system based on internal model control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(3): 500.
- [16] 裴根极. 大功率永磁同步电机伺服控制系统关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- [17] 张庆超, 马瑞卿. 无刷直流电机转速伺服系统反步高阶滑模控制[J]. *控制与决策*, 2016, 31(6): 966.
- ZHANG Qingchao, MA Ruiqing. Backstepping high order sliding mode control for brushless DC motor speed servo control system[J]. *Control and Decision*, 2016, 31(6): 966.
- [18] 刘旭东. 基于预测控制的电动汽车用永磁同步电机控制策略与关键技术研究[D]. 济南: 山东大学, 2017.
- [19] 张利国, 苗广轩, 刘乐, 等. 基于动力电池 SOC 的永磁同步电机补偿转矩控制策略[J]. *国外电子测量技术*, 2021, 40(9): 103.
- ZHANG Liguang, MIAO Guangxuan, LIU Le, et al. Compensation torque control strategy of permanent magnet synchronous motor based on power battery SOC[J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2021, 40(9): 103.
- [20] CHA Hanju, VU T K, KIM J E. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system[C]// 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 20 – 24, 2009, San Jose, CA, USA. 2009: 2198 – 2205.
- [21] 沈霞, 黄文, 帅智康. 基于准 PR 控制的虚拟同步逆变器故障冲击电流快速抑制方法研究[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(16): 4770.
- SHEN Xia, HUANG Wen, SHUANG Zhikang. Research of inrush current restraining strategy based on quasi-PR control for synchronverter during grid fault[J]. *Proceedings of the CSEE*,

- 2018, 38(16): 4770.
- [22] 刘晓琳, 刘畅, 郭艾佳. 飞机舵机电伺服系统复合控制策略研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(3): 81.
LIU Xiaolin, LIU Chang, GUO Aijia. Research on composite control strategy of aircraft rudder electric servo system[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2022(3): 81.
- [23] WANG Kai, CHEN Gexin, ZHANG Cheng, et al. Research on AGC nonlinear compensation control for electro-hydraulic servo pump control of a lithium battery pole strip mill[J]. Processes, 2024, 12(1): 158.
- [24] SHEN Ming, GAO Qing. A review on battery management system from the modeling efforts to its multiapplication and integration[J]. International Journal of Energy Research, 2019, 43(10): 5043.
- [25] 周娟, 孙啸, 刘凯, 等. 联合扩展卡尔曼滤波的滑模观测器SOC估算算法研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 695.
ZHOU Juan, SUN Xiao, LIU Kai, et al. Research on the SOC estimation algorithm of combining sliding mode observer with extended Kalman filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 695.
- [26] HOSSAIN M, HAQUE M E, ARIF M T. Kalman filtering techniques for the online model parameters and state of charge estimation of the Li-ion batteries: a comparative analysis[J]. Journal of Energy Storage, 2022, 51(6): 104174.
- [27] 王聪, 刘霞, 程红, 等. 一种三相线电压级联单位功率因数整流器负载不均衡特性分析及电压均衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 528.
WANG Cong, LIU Xia, CHENG Hong, et al. Static characteristics and output voltage balance control of a novel line-voltage cascaded three-phase unity power factor rectifier under unbalanced load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 528.
- [28] XIA Changliang, JI Bingnan, YAN Yan. Smooth speed control for low-speed high-torque permanent-magnet synchronous motor using proportional-integral-resonant controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2127.
- [29] 于艳君, 崔明恺, 陈叹辞, 等. 基于模糊自适应转速调节器的绕组切换型电机控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8715.
YU Yanjun, CUI Mingkai, CHEN Tanci, et al. Winding switching motor control based on fuzzy adaptive speed regulator[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8715.

(编辑:刘素菊)