

核热源功率测量系统冷端温度控制策略

李 森¹, 李运泽², 朱舜杰³, 张红生², 李运华¹

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191;

3. 中国航天科技集团公司 中国空间技术研究院 北京空间飞行器总体设计部, 北京 100094)

摘 要: 基于核热源功率测量系统冷端温度控制需要,建立系统动态特性模型.在开环仿真分析的基础上,分别设计了PID(proportion integration differentiation)控制、模糊控制以及支持向量机(SVM)智能预测控制3种控制算法,并完成了其仿真研究,验证了测量系统控温的可行性.结果表明:将SVM优秀的非线性函数逼近能力与预测控制相结合来拟合被控非线性系统模型,并通过支持向量机的预测结果进行反馈校正,使系统具有良好的鲁棒性和稳定性,易于工程应用.

关 键 词: 核热源; 温度控制; 常规PID控制; 模糊控制; SVM智能预测控制

中图分类号: V416; TP212

文献标志码: A

Cold-side temperature control strategy in power measuring system of radioisotope heat source

LI Miao¹, LI Yun-ze², ZHU Shun-jie³, ZHANG Hong-sheng², LI Yun-hua¹

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering,

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

2. School of Aeronautic Science and Engineering,

Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China;

3. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering,

China Academy of Space Technology,

China Aerospace Science and Technology Corporation, Beijing 100094, China)

Abstract: System dynamic model was established based on the need of cold-side temperature control in the power measuring system of radioisotope heat source. On the basis of the open-loop simulation analysis, three control algorithms, namely, conventional proportion integration differentiation (PID) control, fuzzy control and support vector machine (SVM) intelligent predictive control, were designed respectively, with which the feasibility of temperature control of the measuring system could be verified. Results suggest that, the power measuring system presents high robustness and stability by combing the excellent nonlinear function approximation ability of SVM and the predictive control method to fit the nonlinear system model, and by correcting the data based on the feedback of the SVM predictions.

Key words: radioisotope heat source; temperature control; conventional PID control;

收稿日期: 2015-05-11

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(2014CB046400)

作者简介: 李森(1979—),女,副教授,博士,主要从事航天器热控制研究.

引用格式: 李森,李运泽,朱舜杰,等.核热源功率测量系统冷端温度控制策略[J].航空动力学报,2017,32(1):203-212. LI Miao, LI Yunze, ZHU Shunjie, et al. Cold-side temperature control strategy in power measuring system of radioisotope heat source [J]. Journal of Aerospace Power, 2017, 32(1): 203-212.

为了进一步探索、开发和利用太空以及地球以外的天体,自 1957 年世界第一颗人造卫星进入太空的半个多世纪以来^[1],各国航天活动得到了广泛快速的发展.以放射性同位素或者空间反应堆为热源的空间电源系统(space power system)功率密度高,可靠性稳定,不受周围环境影响,寿命长(对放射性同位素热源,其寿命一般能达 5~10 年),能够长时间的提供稳定的电源和热量,在一些深空探测任务中是唯一可行的电源^[2-4].同位素热源热功率的测量技术水平,关系到探测器能否顺利实施热控管理,是探测器舱内温度能否满足电子设备正常工作要求,完成空间任务的关键因素^[5-6].

本文为了更好实现同位素热源热功率的测量功能,提高核同位素热源热功率测量的精度,节省传感器测量的时间,在核热源热功率测量系统的基础上^[7],对传感器冷端的温度控制策略进行了研究.结果表明,通过控制器的作用能够有效避免敏感元件冷端温度受环境温度等干扰的影响,从而保证测量过程中系统能够更快的达到稳定状态,提高系统的测量精度.

1 核热源热功率测量系统

Gardon 型热流传感器系统由量热单元、冷却散热单元、测控单元等组成.图 1 简单地表示了本文所提出的 Gardon 型热流传感器的结构示意图.

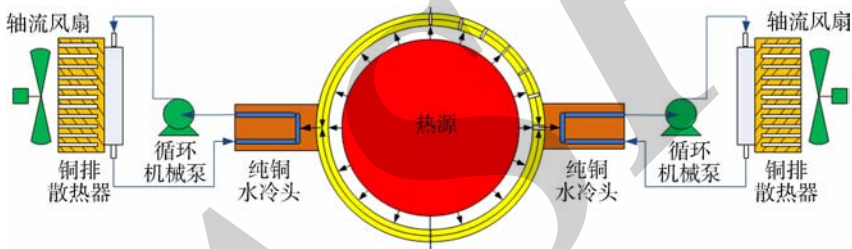


图 1 Gardon 型热流传感器系统简化示意图

Fig. 1 Simplified diagram of Gardon-type heat flux sensor system

Gardon 型热流传感器系统配置两套完全一样的水冷装置来控制冷端温度.每套水冷装置由纯铜水冷头、循环机械泵、铜排散热器、轴流风扇,管道及接头组成.

纯铜水冷头与敏感元件焊接在一起、封装在量热箱中,冷端换热器、翅片散热面及轴流风扇装配在一起形成冷端组件;水泵由直流电驱动、在测试过程中恒速运转,工质水在其驱动下在热端水冷头和冷端换热器循环流动并带走热源的热量,此热量最终通过轴流风扇驱动空气对翅片散热面的强迫冷却排散到周围大气中.

冷端轴流风扇可以自动调节,借以达到实现主动控制量热箱内水冷头温度的目的,从而稳定系统的工作状态,提高系统的响应速度并减小标定难度.

2 系统建模仿真

集总参数法是一种忽略物体内部导热热阻的简化方法^[8].根据系统能量流动的动态过程,可将整个系统分为多个集总参数单元体

1) 热源节点,该节点的功率表示为 P_{thu} ,温度表示为 t_{thu} ,热容表示为 C_{thu} ;

2) 敏感元件节点,沿圆周方向平均划分为 N 个节点(N 为偶数),各节点温度表示为 $t_i, i \in [0, N-1], i \in \mathbf{Z}$,热容表示为 $C_i, i \in [0, N-1], i \in \mathbf{Z}, \mathbf{Z}$ 为整数集.其中,敏感元件的节点编号从图 1 所示右侧水冷头连接位置起,按逆时针方向进行编号.即 $t_0, t_{N/2}$ 分别表示图 1 所示右侧、左侧两个与水冷头连接处节点温度; $t_{N/4}, t_{3N/4}$ 分别表示两个热端节点的溫度;

3) 水冷头及流体回路工质节点,如图 1 所示右侧水冷头及流体回路节点的温度、热容分别用 t_{w1}, C_{w1} 表示;左侧水冷头及流体回路节点的温度、热容分别用 t_{w2}, C_{w2} 表示.

用单元体温度的变化来体现 Gardon 型热流传感器冷端系统热量的变化情况.系统中各节点之间的传热关系及边界条件见下文所述.

2.1 热源辐射传热特性

热源节点与敏感元件各节点之间通过辐射方

式传递热量,敏感元件的第 i 个节点与热源节点之间的辐射换热表达式为

$$Q_{\text{rhu},i} = \frac{A_{\text{rhu}}\sigma(t_{\text{rhu}}^4 - t_i^4)}{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{rhu}}} - 1\right) + \frac{1}{X_{\text{rhu},i}} + \frac{A_{\text{rhu}}}{A_i}\left(\frac{1}{\epsilon_i} - 1\right)} \quad (1)$$

其中 $A_{\text{rhu}}, t_{\text{rhu}}, \epsilon_{\text{rhu}}$ 分别为热源节点的辐射表面积、温度和发射率; A_i, t_i, ϵ_i 分别为敏感元件的第 i 个节点的辐射表面积、温度和发射率; $X_{\text{rhu},i}$ 为热源节点与敏感元件第 i 个节点之间的角系数; σ 为斯蒂芬玻尔兹曼常数。

2.2 敏感元件的传热特性

系统测量过程中,沿敏感元件圆周方向将形成温度梯度,敏感元件上两个相邻节点之间的热传导可表示为

$$Q_{i,i+1} = \frac{\lambda\delta h(t_i - t_{i+1})}{\Delta l} \quad (2)$$

其中 λ 为敏感元件材料的导热系数, δ 为敏感元件的厚度, h 为敏感元件的高度, Δl 为相邻两节点之间弧长,如图 2 所示。

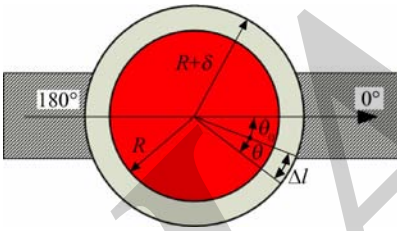


图 2 敏感元件各节点间的传热特性

Fig. 2 Sensitive element heat transfer characteristics between each node

2.3 水冷头及流体回路节点的传热特性

2.3.1 与敏感元件冷端节点的传热特性

右侧水冷头与敏感元件冷端节点之间的热传导可表示为

$$Q_{0,c} = k_{0,c}(t_0 - t_{w1}) \quad (3)$$

左侧水冷头与敏感元件冷端节点之间的热传导可表示为

$$Q_{N/2,c} = k_{N/2,c}(t_{N/2} - t_{w2}) \quad (4)$$

其中 $k_{0,c}$ 为敏感元件第 0 个节点与右侧水冷头及流体回路节点的等效传热系数, $k_{N/2,c}$ 为敏感元件第 $N/2$ 个节点与左侧水冷头及流体回路节点的等效传热系数。

2.3.2 与热沉的传热特性

流体回路工质中的热量主要通过回路中的散

热器进入热沉,右侧水冷头及流体回路节点与热沉之间的对流换热可表示为

$$Q_{w1,f} = h_{w1,f}A(t_{w1} - t_f) \quad (5)$$

同理,左侧水冷头及流体回路节点与热沉之间的对流换热可表示为

$$Q_{w2,f} = h_{w2,f}A(t_{w2} - t_f) \quad (6)$$

其中 $h_{w1,f}$ 和 $h_{w2,f}$ 分别为右侧和左侧流体回路散热器的表面传热系数, A 为散热器面积, t_f 为环境温度。

流体回路散热器的表面传热系数 $h_{w1,f}$ 和 $h_{w2,f}$ 可采用茹卡乌斯卡斯流体外掠管束实验关联式计算。现考虑 t_f, t_{w1}, t_{w2} 在 $20 \sim 30^\circ\text{C}$ 范围,且雷诺数 Re 在 $10^3 \sim 2 \times 10^5$ 范围内的情况。

首先,通过下式计算雷诺数:

$$Re = \frac{ud}{\nu} \quad (7)$$

其中 d 为散热器管束外径, ν 为流体运动黏度, u 为散热器通道最窄处平均流速, u 可由下式计算得到:

$$u = \frac{K_{\text{fan}}\omega_{\text{fan}}}{A_{\text{min}}} \quad (8)$$

其中 ω_{fan} 为风扇转速, K_{fan} 为风扇转速与风量比例系数, A_{min} 为散热器通道最窄处横截面积。

当 Re 在 $10^3 \sim 2 \times 10^5$ 范围内,流体横掠叉排管束平均表面努塞尔数 Nu 计算式为

$$Nu = 0.35 \left(\frac{s_1}{s_2} \right)^{0.2} Re_f^{0.6} Pr_f^{0.36} (Pr_f/Pr_w)^{0.25} \quad (9)$$

其中 s_1, s_2 定义如图 3 所示, Pr_f 为流体的普朗特数, $(Pr_f/Pr_w)^{0.25}$ 为物性修正因子。

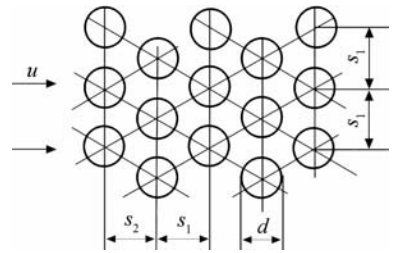


图 3 流体横掠叉排管束

Fig. 3 Fluid horizontal sweep fork tube bundle

根据换热器管排总排数,查表得修正系数 ϵ_n ,最终得到换热器平均表面传热系数为

$$h_{w1,f} = h_{w2,f} = \epsilon_n Nu \frac{\lambda}{d} \quad (10)$$

风扇转速 ω_{fan} 可通过调节直流电动机驱动电压来控制,直流电动机的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_e \omega \\ M = K_t i_a \\ M = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + M_d \end{cases} \quad (11)$$

式中 u_a 为电枢电压, i_a 为电枢电流, R_a 为电枢等效电阻, L_a 为电枢等效电感, $K_e \omega$ 为反电势, M 为电动机转矩, K_t 为力矩系数, J 为电动机轴的转动惯量, B 为电动机的等效黏性阻尼系数; M_d 为作用在电动机轴上的外负载转矩. 由式(11)可得电动机角速度与绕组电压之间的传递函数为

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J s^2 + (L_a B + R_a J) s + R_a B + K_e K_t} \quad (12)$$

$$\begin{cases} C_{\text{rhu}} \frac{dt_{\text{rhu}}}{d\tau} = P_{\text{rhu}} - \sum_{i=0}^{359} \frac{A_{\text{rhu}} \sigma(t_{\text{rhu}}^4 - t_i^4)}{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{rhu}}} - 1\right) + \frac{1}{X_{\text{rhu},i}} + \frac{A_{\text{rhu}}}{A_i} \left(\frac{1}{\epsilon_i} - 1\right)} \\ C_i \frac{dt_i}{d\tau} = \frac{A_{\text{rhu}} \sigma(t_{\text{rhu}}^4 - t_i^4)}{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{rhu}}} - 1\right) + \frac{1}{X_{\text{rhu},i}} + \frac{A_{\text{rhu}}}{A_i} \left(\frac{1}{\epsilon_i} - 1\right)} + \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_{i+1} - t_i) - \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_i - t_{i-1}) \quad i \neq 0, i \neq N/2 \\ C_0 \frac{dt_0}{d\tau} = \frac{A_{\text{rhu}} \sigma(t_{\text{rhu}}^4 - t_0^4)}{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{rhu}}} - 1\right) + \frac{1}{X_{\text{rhu},0}} + \frac{A_{\text{rhu}}}{A_0} \left(\frac{1}{\epsilon_0} - 1\right)} + \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_1 - t_0) - \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_0 - t_{N-1}) - k_{0,w1} (t_0 - t_{w1}) \\ C_{N/2} \frac{dt_{N/2}}{d\tau} = \frac{A_{\text{rhu}} \sigma(t_{\text{rhu}}^4 - t_{N/2}^4)}{\left(\frac{1}{\epsilon_{\text{rhu}}} - 1\right) + \frac{1}{X_{\text{rhu},N/2}} + \frac{A_{\text{rhu}}}{A_{N/2}} \left(\frac{1}{\epsilon_{N/2}} - 1\right)} + \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_{N/2+1} - t_{N/2}) - \frac{\lambda \delta h}{\Delta l} (t_{N/2} - t_{N/2-1}) - \\ k_{N/2,w2} (t_{N/2} - t_{w2}) \\ C_{w1} \frac{dt_{w1}}{d\tau} = k_{0,w1} (t_0 - t_{w1}) - h_{w1,f} A_{w1} (t_{w1} - t_f) \\ C_{w2} \frac{dt_{w2}}{d\tau} = k_{N/2,w2} (t_{N/2} - t_{w2}) - h_{w2,f} A_{w2} (t_{w2} - t_f) \end{cases} \quad (15)$$

式中 C_{rhu} 表示热源热容量, C_{w1} 和 C_{w2} 表示两侧水冷头热容量, $C_0 \sim C_N$ 表示敏感元件各节点的热容量. 从式(15)知, 这是一个非线性控制系统.

3 系统动态特性分析

实际的实验环境中, 环境温度不可能保持恒定不变, 当开环系统遭遇到环境温度的扰动时, 系统很难达到理想的平衡状态.

本节通过对处于热平衡状态下的系统施加环境温度的阶跃扰动, 展开开环系统对环境干扰响应的研究. 以环境温度 t_a 阶跃 -1°C 为测试工况, 如图 4(a) 所示, 系统响应特性如图 4 所示.

环境温度发生 -1°C 阶跃变化, 对系统各状态参数影响如下:

1) 如图 4(b) 所示, 测量系统初始为平衡状

考虑到电动机的时间常数远小于受控热系统的时间常数, 因此可将电动机传递函数简化为比例环节, 即

$$\omega = \omega_{\text{inn}} = \frac{1}{K_e} u_a \quad (13)$$

联立式(9)、式(10)和式(13), 最终得表面传热系数为

$$h_{w1,f} = h_{w2,f} = 0.35 \frac{\lambda}{d} \left(\frac{s_1}{s_2}\right)^{0.2} Pr_f^{0.36} \cdot (Pr_f/Pr_w)^{0.25} \left(\frac{dK_{\text{fan}}}{\nu A_{\text{min}} K_e}\right)^{0.6} u_a^{0.6} \quad (14)$$

2.4 整个热源测量系统的数学模型

从上述建模过程可以看出, 依据集总参数建立的同位素热源功率测量系统模型可归纳为

态, 当环境温度突然降低后, 在散热风扇驱动电压不变的情况下, 散热器排散的热量突然增大, 导致流体回路及水冷头节点温度降低, 从而敏感元件冷端温度 t_c 也随之降低, 系统的热平衡状态被破坏. 在系统重新达到新的平衡状态的过程中, 敏感元件的冷端温度能够较快接近新的平衡状态.

2) 如图 4(c) 所示, 系统的热平衡状态被破坏后, 敏感元件沿着圆周方向各处节点的温度将逐渐降低, 从图中可以看出, 敏感元件热端温度 t_h 的变化最为缓慢, 系统需要非常长的时间才能够达到新的稳定状态.

3) 如图 4(d) 所示, 环境温度突然降低后, 系统的热平衡状态被破坏, 各节点温度降低, 最终将达到新的平衡状态. 根据本文所设计的测量原理, 热源的发热功率与测量系统稳定时敏感元件冷热

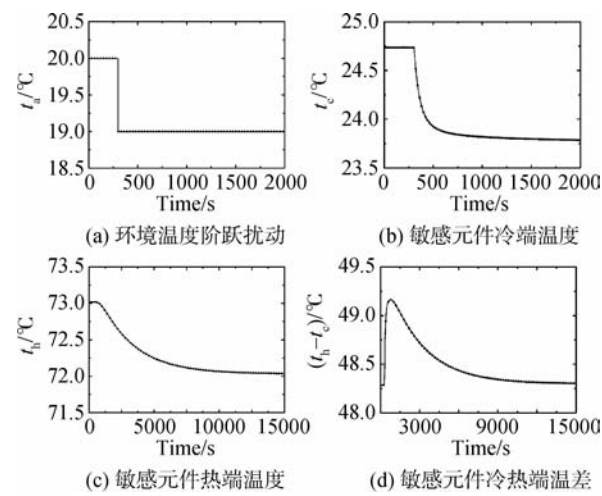


图 4 环境温度阶跃扰动时系统响应

Fig. 4 System response when environment temperature step disturbance

端的温差成正比.由热源的发热功率并没有改变,当系统达到新的平衡状态时,敏感元件的冷热端

温差应保持不变.

综上所述,整个测试过程中热源功率保持不变,环境温度变化前后系统平衡状态下敏感元件的冷热端温差保持不变.但由于环境温度的下降,整个系统各温度节点的平衡温度均有所降低.测试结果表明:在不采用任何控制策略的情况下,开环系统遭遇环境温度变化的扰动时,系统将会不断的从一个稳定状态向另一个稳定状态过渡,系统重新稳定的时间非常长.因此,在同位素热源测量系统中通过施加闭环控制消除环境温度干扰时非常有必要的.

4 控制策略仿真实验

4.1 传统 PID 控制仿真实验

首先开展同位素热源功率测量系统在 PID 控制器控制作用下闭环控温性能研究,供智能控制策略控制性能对比,其控制系统结构图 5 所示.

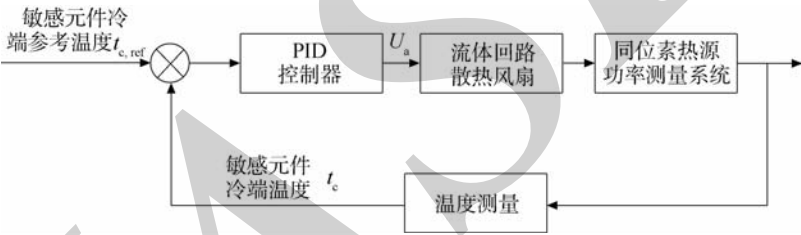


图 5 常规 PID 控制策略系统结构

Fig. 5 Conventional PID control strategy system structure

以环境温度阶跃扰动为例研究 PID 控制策略下的敏感元件冷端温度自主控温效果.初始热源功率设定为 100 W,环境温度为 20℃,散热风扇的驱动电压 U_a 为 12 V.系统初始为稳定状态,仿真开始后 200 s 时刻,给环境温度施加 1℃的扰动,系统响应过程图 6 所示.

环境温度阶跃扰动如图 6(a)所示.系统初始为平衡状态,控制器设定的参考温度为保持当前平衡状态下敏感元件冷端温度恒定.仿真开始后 200s 时刻,给环境温度施加 1℃的阶跃信号,敏感元件冷端温度有瞬间突变,但在自主温度控制器控制作用下,敏感元件冷端温度很快恢复到控温参考值,且控温误差很小.

如图 6(d)中可以看出,在敏感元件冷端温度出现约 0.3℃的温度跳变时,其热端温度的波动不到 0.01℃.核同位素热源测量系统在闭环控制的作用下,对于环境温度的阶跃扰动,冷端温度能够很快恢复到初始稳定状态,热端温度虽需很长

时间才能恢复稳定状态,但温度波动非常小.

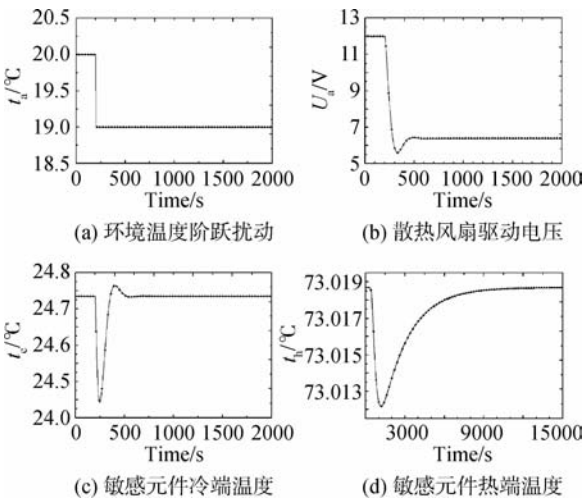


图 6 PID 控制策略下系统控温性能曲线

Fig. 6 Temperature control performance curves of PID control strategy

PID 控制策略下系统对环境温度阶跃扰动响应过程中冷热端温差如图 7 所示。

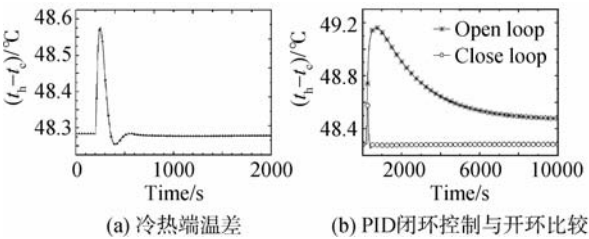


图 7 PID 控制策略下环境温度温差

Fig. 7 Environment temperature difference under PID control strategy

可以看出，在 PID 闭环控制的作用下，当环境温度产生阶跃扰动时，系统能够较快恢复之前的稳定状态，且响应过程中测量系统的主要判据敏感元件的冷热端温差波动较小，能够将较快的恢复稳定状态。与系统开环条件下环境温度阶跃扰动的响应相比，闭环系统能够有效地克服环境温度变化的干扰，能够快速恢复稳定状态，避免了开环系统在外界干扰下难以达到理想稳定状态的问题。

上述结果表明，采用 PID 控制算法虽然可以实现系统控温目的，但当热源加热功率出现扰动时，冷端温度波动较大，响应时间较长，鲁棒性较差。

4.2 模糊控制仿真实验

模糊控制器的设计基本过程是：确定模糊控制器的结构、建立模糊控制规则、精确量的模糊化或量化、确定模糊关系矩阵、根据模糊推理合成规则计算控制输出模糊集、模糊判决及模糊两的非模糊化^[9]。本文采用的模糊控制系统结构如图 8，即以 t_c 与参考温度的偏差 e 和二次偏差 Δe 为输入量，两者分别乘以比例系数 k_e 和 k_c 进行标准

化处理，转化为模糊化前端标准数值，即标准化误差 E 和偏差 E_c ，通过推理机得到模糊值 U ，通过反模糊化，乘以系数 k_u 后得到模糊控制结果 $U_{a, fuzzy}$ 。模糊控制有它的局限性和不足，其控制作用只能按档处理，是一种非线性控制，控制精度不高，存在着静态余差，一般在语言变量偏差趋于零时有振荡，因此加上积分环节来消除稳态误差，其中 k_i 为积分比例系数， $1/S$ 表示积分的传递函数。

以环境温度的阶跃扰动为测试进行模糊控制策略下的敏感元件冷端温度自主控温的仿真研究。系统初始热源功率设定为 100 W，环境温度为 20 °C，散热风扇的驱动电压为 12 V。系统初始为稳定状态，仿真开始后 200 s 时刻对环境温度施加 1 °C 的扰动，系统响应过程如图 9 所示。

图 9(a) 所示，系统初始为平衡状态，控制器设定的参考温度即为保持当前平衡状态下敏感元件冷端温度恒定。仿真开始后 200 s 时刻，给环境温度施加 1 °C 的阶跃信号。敏感元件冷端温度有瞬间突变，之后在模糊控制器的作用下逐渐恢复稳定状态，如图 9(b) 所示。可以看出模糊控制器相比于传统的 PID 控制器敏感元件冷端温度的波动较小，且能够较快地恢复到平衡状态。

整个过程中散热风扇驱动电压的变化情况如图 9(c) 所示，从中可以看出模糊控制器的输出与 PID 控制器输出的差别。

图 9(d) 中可以看出，在敏感元件冷端温度出现温度跳变后，其热端温度也会随之产生非常小的温度波动，可以看出在模糊控制器的作用下敏感元件热源的温度波动比 PID 控制器的控制结果更小。同位素热源测量系统在模糊控制器的作用下，能够有效地克服环境温度变化的干扰，且具有比 PID 控制器更快的响应速度和更小的温度波动。核热源测量系统的主要通过稳定状态下敏

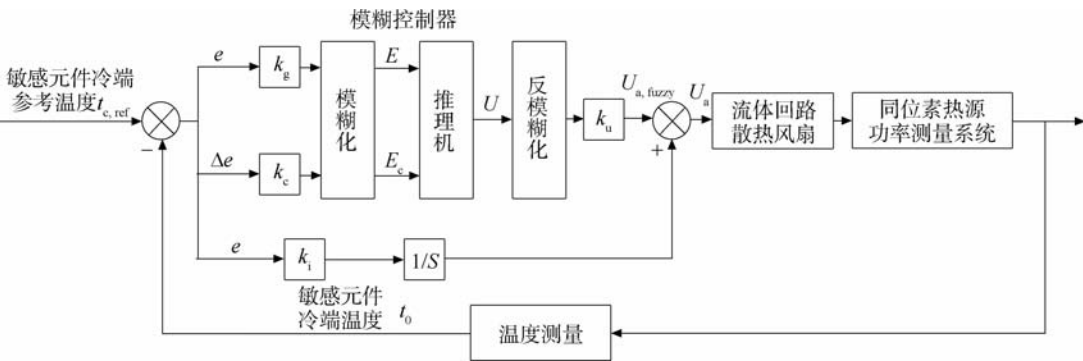


图 8 模糊控制策略控制系统结构

Fig. 8 Fuzzy control strategy control system structure

感元件的冷热端温差计算热源的发热功率,系统对环境温度阶跃扰动响应过程中冷热端温差如图 10 所示。

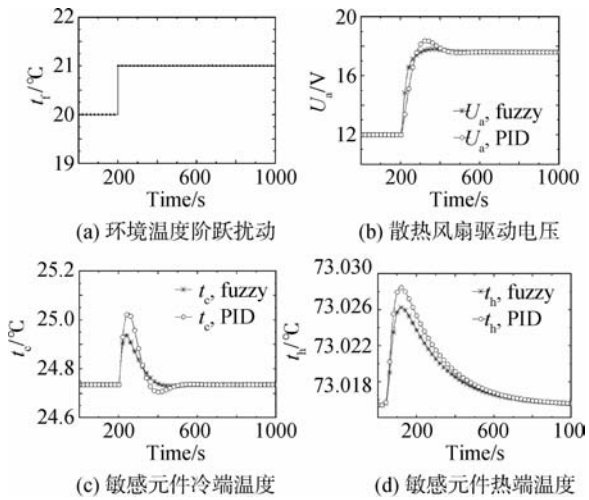


图 9 模糊控制策略下系统控温性能曲线
Fig. 9 Temperature control performance curves of fuzzy control strategy

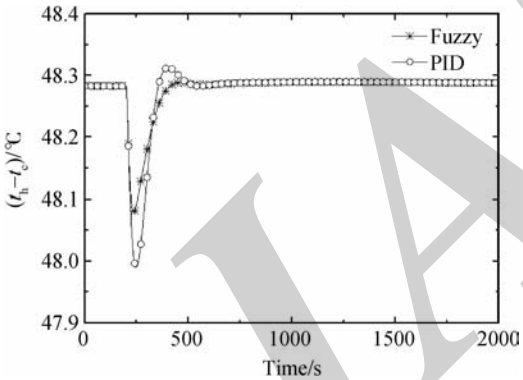


图 10 模糊控制策略下环境温度温差
Fig. 10 Environment temperature difference under fuzzy control strategy

可以看出在模糊控制器的控制作用下,环境温度产生阶跃扰动后,与 PID 控制器的控制作用相比,系统能够比更快地恢复之前的稳定状态,敏感元件的冷热端温差波动更小,极大地减小了环境温度干扰对测量系统测量结果的影响。上述结果表明,采用模糊控制算法同样可以实现系统控温的目的,与 PID 控制算法相比,模糊控制器对环境温度干扰的抑制能力更强,系统恢复稳定的时间更短,温度波动更小,鲁棒性更好。

4.3 基于最小二乘支持向量机的智能预测控制仿真实验

预测控制算法^[10]是指利用被控对象的动态

模型预测其未来输出,通过在未来时段上优化过程输出来计算最佳输入序列的一类算法。

在预测控制结构中,被控对象的模型被用作预测器来预测对象未来的输出^[11]。预测问题的解决基本上是依据系统的状态以及阈值有关的某些量过去和现在的一组观测值来推断它的未来^[12]。由于在预测控制结构中对系统模型预测精度的要求很高,所以辨识器的设计是一项十分重要的工作。

设一个离散非线性系统 $\sum: u_k \rightarrow y_k$, 由如下差分方程表示:

$$y_k = f(y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-n}, u_{k-1}, u_{k-2}, \dots, u_{k-m}) \tag{16}$$

其中, m, n 分别是已知系统的输入阶次和输出阶次, $f(\cdot)$ 是关于 $y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-n}, u_{k-1}, u_{k-2}, \dots, u_{k-m}$ 的非线性函数。为利用 SVM 建立系统非线性模型,首先根据采集得到的系统样本数据构造训练样本集 $\{X_i, Y_i\}, i=1, 2, \dots, N$, 其中 N 为训练样本个数。

$$X_k = (y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-n}, u_{k-1}, u_{k-2}, \dots, u_{k-m}), \tag{17}$$
$$Y = y_k$$

根据支持向量机回归原理进行 SVM 训练得到具有支持向量结构的非线性系统

$$y_{svm}(k) = f(X_k) = \sum_{i=1}^{n_{sv}} (\alpha_i - \alpha_i^*) K(X_i, X_k) + b \tag{18}$$

其中 n_{sv} 为支持向量的个数, X_i 为支持向量, $i=1, 2, \dots, n_{sv}$; $\alpha_i - \alpha_i^*$ 为求得的支持向量所对应的系数, b 为阈值。

根据本文建立的系统动态模型,选择散热风扇的驱动电压与系统初始平衡状态的差值 ΔU_a 作为 SVM 预测模型的输入,敏感元件的冷端温度与系统初始平衡状态的差值 Δy_0 作为 SVM 预测模型的输出。

为了确定预测模型,必须对被控对象进行试验,以便收集数据样本来训练支持向量机。对系统的输入加上一组伪随机信号,得到相应的支持向量机输出数据。本文中共输入 2000 组随机信号,其中前 1800 组数据作为训练数据,最后 200 组数据作为测试数据。选择回归向量为 $x(k) = [\Delta y_0(k-1) \ \Delta U_a(k-1)]^T$, 预测输出记作 $t(k) = \Delta y_0(k)$ 。这样利用训练数据 $\{x(k), t(k)\}_{k=1}^{1800}$ 来训练 SVM 模块。

惩罚系数 $\mu = 1\ 024$, 核函数参数 $\delta = 0.001\ 953\ 1$, 不敏感损失函数取 $\epsilon = 0.001$ 。采用上

述设计参数,对 SVM 模块进行训练,从而得到了支持向量机的预测模型.图 11 描述了训练集和测试集样本的拟合情况,图中星号代表支持向量机的预测输出,实线代表系统输出的样本.可见支持向量机的输出和系统的样本输出数据在训练集和测试集都能很好的拟合,说明本文设计的支持向量机模型具有很强的泛化能力,能够精确的描述系统的动态行为.

支持向量机预测控制器的设计目标就是使控制信号 $u(k)$ 能够在 $k+1$ 时刻使系统的输出与设定的输出之差最小^[13].

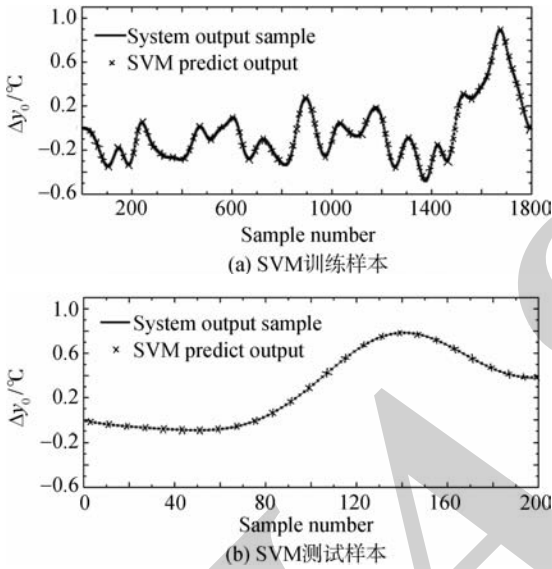


图 11 SVM 训练及测试集输出拟合情况

Fig. 11 SVM training and test sets output fitting

因此构造目标函数

$$\min_{\Delta u} J = \frac{1}{2} [e^2(k+1) + \mu \Delta u^2(k)] \quad (19)$$

其中 $e(k+1) = r(k+1) - y(k+1)$, 右边第 2 项表示对控制信号的变化 $\Delta u(k)$ 的控制, μ 作为惩罚系数, 在计算 $e(k+1)$ 时需要用到 $k+1$ 时刻的系统输出 $y(k+1)$. $y(k+1)$ 可用支持向量的预测输出 $y_{svm}(k+1)$ 代替

$$\begin{aligned} e(k+1) &= r(k+1) - y(k+1) \approx \\ &= r(k+1) - y_{svm}(k+1) = \\ &= r(k+1) - f(X_{k+1}) = r(k+1) - \sum_{i=1}^{n_{sv}} (\alpha_i - \alpha_i^*) K(X_i, X_{k+1}) - b \end{aligned} \quad (20)$$

直接采用 SVM 模型的预测结果计算目标函数, 即将式(20)带入目标函数, 得到

$$J = \frac{1}{2} \{ [r(k+1) - f(X_{k+1})]^2 + \mu \Delta u^2(k) \} \quad (21)$$

其中 $X_{k+1} = [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-n+1}, u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-m+1}]$, y_k 为当前时刻的系统输出, 可通过系统反馈得到, u_k 为当前时刻的控制器输出. 于是 SVM 智能预测控制器的设计转换为如下的优化问题.

$$\begin{aligned} \min_{u(k)} J &= \frac{1}{2} \{ [r(k+1) - f(X_{k+1})]^2 + \mu \Delta u^2(k) \} \\ u_{\min} &\leq u(k) \leq u_{\max} \end{aligned} \quad (22)$$

对于式(22)所述的优化问题可通过多种优化算法得到求解, 以生物学的进化自然选择为机制的遗传算法对目标函数的性质要求不高, 能解决局部极小问题, 但它的计算复杂性较大, 难以满足控制问题实时性的要求^[14]. 对于该类仅带不等式约束的非线性规划问题, 也可使用一种“惩罚”方式, 即内点法. 通过引进罚函数在可行域的边界上设置障碍, 保证求解的迭代过程始终在可行域内部进行. 在通常的条件下, 迭代序列逐渐收敛到局部最优解, 收敛速度也比较快^[15].

实际系统总是存在非线性、时变、模型失配、随机扰动等因素, 导致预测控制与实际的被控对象之间总是存在偏差, 为了尽量克服这种偏差的影响, 预测控制采用反馈校正机制^[16]. 本文将利用支持向量机对未来的预测误差对预测模型进行补偿. 基于支持向量机的智能预测控制策略如图 12 所示.

基于支持向量机的智能预测控制策略的在第 k 步采样时刻的主要计算流程如下:

1) 利用 $k-1$ 步的系统输入 $u(k-1)$ 、输出历史数据 $y(k-1)$ 构造支持向量机预测模型的输入 $x(k) = [\Delta y_0(k-1) \quad \Delta U_a(k-1)]^T$, 利用 SVM 预测模型得到系统当前时刻输出的预测值 $y_{svm}(k)$;

2) 用当前系统的输出 $y(k)$ 减去 SVM 模型的预测值 $y_{svm}(k)$, 得到 SVM 模型的预测误差 $e_{svm}(k)$, 对预测误差 $e_{svm}(k)$ 进行滤波后得到 $\bar{e}_{svm}(k)$, 用于后续的反馈校正;

3) 在系统输入信号的有效范围内 $u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$ 对目标函数进行优化计算. 可采用内点法、遗传算法等方法求解该优化问题. 在该优化问题的求解过程中需考虑反馈校正, 即在计算下一时刻系统误差时, 其中系统的预测输出 $y_p(k+1)$ 应在支持向量机的输出 $y_{svm}(k-1)$ 基础上叠加预测误差 $e_{svm}(k)$, 与敏感原件参考温度信号 $y_r(k+1)$ 进行比较.

本文采用的支持向量机智能预测控制器的基

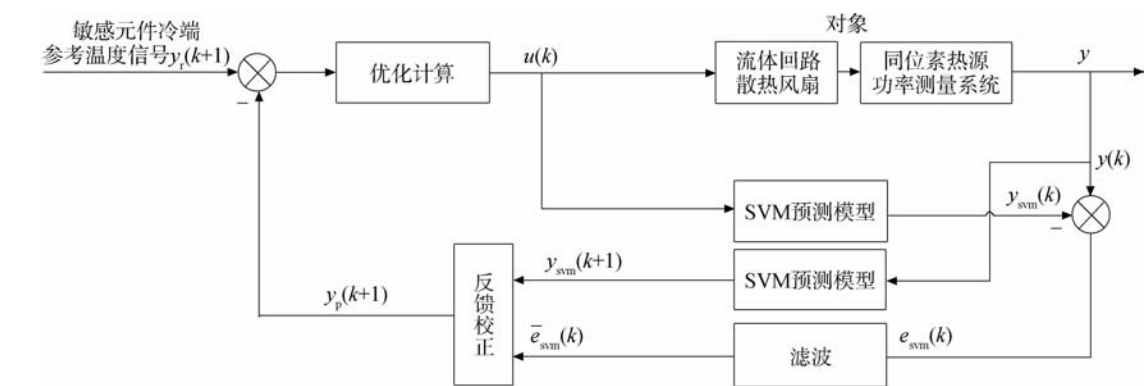


图 12 SVM 智能预测控制策略

Fig. 12 SVM intelligent predictive control strategy

本原理为通过 SVM 模型预测下一步的系统输出,对输出误差最小化方差意义下目标函数进行全局寻优,并采用反馈校正机制消除模型失配、随机扰动等因素,从而得到最优控制器输出。

以环境温度的阶跃扰动为例研究 SVM 控制策略下的敏感元件冷端温度自主控温效果。初始热源功率设定为 100 W,环境温度为 20℃,散热风扇的驱动电压为 12 V。系统初始为稳定状态,仿真开始后 200 s 时刻,给环境温度施加 1℃的扰动,系统响应过程如图 13 所示。

当环境温度施加 1℃的阶跃信号后,敏感元件温度上升,散热风扇驱动电压逐渐升高,以增加散热器的散热能力,从而使敏感元件的冷端温度逐渐下降。随着敏感元件冷端温度逐渐接近参考值,散热风扇的驱动电压进入微调阶段,从而维持敏感元件冷端温度的恒定。从图 13(d)中可以看出,在敏感元件热端温度的波动不到 0.01℃。核

同位素热源测量系统在闭环控制的作用下,对于环境温度的阶跃扰动,冷端温度能够很快的恢复到初始的稳定状态,热端温度需要很长时间才能恢复稳定状态,但其温度波动非常小。

4.4 不同控制方法仿真对比

通过将常规 PID 控制策略、模糊控制策略以及支持向量机智能预测控制策略的阶跃响应结果进行对比。其中,系统初始热源功率设定为 100 W,环境温度为 20℃,散热风扇的驱动电压为 12 V。系统初始为稳定状态,从采样 200 s 时起,闭环系统跟踪设定值信号阶跃 0.5℃,系统的响应结果如图 14 所示。

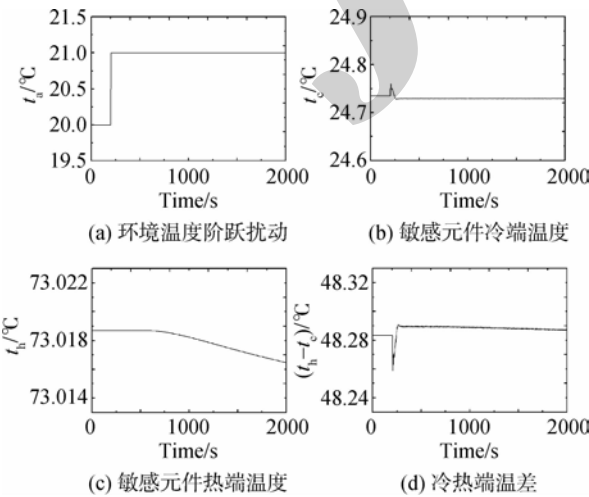


图 13 SVM 控制策略下阶跃扰动控温性能曲线

Fig. 13 Temperature control performance curves of SVM control strategy

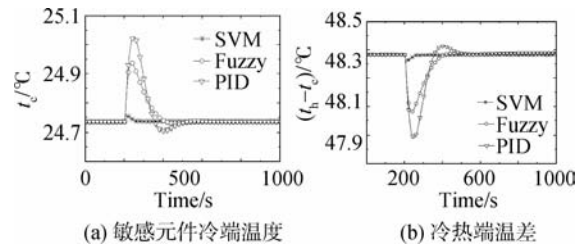


图 14 PID, fuzzy 与 SVM 预测控制器对环境温度阶跃干扰响应的对比

Fig. 14 Predictive controller step disturbance response of temperature compared to the environment among PID, fuzzy and SVM

可以看出,3 种控制策略均可以将冷端温度控制在扰动前状态,起到抑制阶跃扰动的效果。3 种控制策略中,PID 控制策略的冷端温度在环境温度阶跃时,冷端温度超调量最大,达到稳态需要的调节时间较长;模糊控制的冷端温度在扰动加载时温度超调量介于支持向量机智能预测控制器和 PID 控制器冷端温度控制超调量之间,控制调节时间居于两者之间。PID 控制策略、模糊控制以及支持向量机预测控制策略的冷端温度超调量分

别为 0.3, 0.2, 0.01 °C。3 种控制器在误差抑制结果来看, 稳态控制误差方面三者的差别较小, 稳态控制误差均小于 0.1 °C。

从仿真结果看, 对于实际的核热源功率测量系统, 为了抑制环境的阶跃扰动带来的误差, 采用常规 PID 控制策略即可满足实际工程需要。为了使得环境扰动抑制得更快, 采用基于支持向量机的智能预测控制器效果更好。

5 结 论

1) 通过对所建立的 Gardon 型热流传感器系统的动态特性模型进行仿真分析发现, 若对传感器冷端温度不施加控制, 微小的环境温度扰动会导致系统热平衡状态被破坏, 大大延长测量过程, 同时对测量精度也会造成不利的影响。

2) 对测量系统分别设计了常规 PID 控制策略、模糊控制策略以及支持向量机智能预测控制 3 种控制算法。仿真结果表明, 基于散热风扇驱动电压控制实现的热源测量系统的控温方案可行, PID 控制策略能够满足测量要求, 基于支持向量机的智能预测控制策略能取得更好的扰动抑制效果。

参考文献:

- [1] 胡其正, 杨芳. 宇航概论[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 2010.
- [2] 蔡善钰. 空间放射性同位素发电体系的应用现状与展望[J]. 核科学与工程, 1994, 14(4): 373-379.
CAI Shanyu. Present status and prospects of space isotope power systems[J]. Chinese Journal of Nuclear Science and Engineering, 1994, 14(4): 373-379. (in Chinese)
- [3] 蔡善钰, 何舜尧. 空间放射性同位素电池发展回顾和新世纪应用前景[J]. 核科学与工程, 2004, 24(2): 97-104.
CAI Shanyu, HE Shun Yao. Retrospection of development for radioisotope power systems in space and its prospect of application in new century[J]. Chinese Journal of Nuclear Science and Engineering, 2004, 24(2): 97-104. (in Chinese)
- [4] 马宗诚. 空间核动力电源[J]. 国际太空, 1998(7): 11-14.
MA Zongcheng. Space nuclear power[J]. Space International, 1998(7): 11-14. (in Chinese)
- [5] 张红生. 空间同位素热源功率测量方法及其分析与实验研究[D]. 郑州: 华北水利水电学院, 2011.
ZHANG Hongsheng. Method and analysis of space isotope heat source measurement and experimental study[D]. Zhengzhou: North China University of Water Resource and Electric Power, 2011. (in Chinese)
- [6] 侯旭峰, 张红生, 刘海港. 同位素热流量热方法研究[J]. 电源技术, 2012(9): 1309-1312.
HOU Xufeng, ZHANG Hongsheng, LIU Haigang. Method

- of radioisotope heat source measurement[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2012(9): 1309-1312. (in Chinese)
- [7] LI Miao, LI Yunze, ZHANG Hongsheng, et al. Study of amplification coefficient in a water-cooling Gardon-type heat power measuring apparatus[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(1): 410-417.
- [8] 苏亚欣. 传热学[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2009.
- [9] 张敏. 一种提高模糊控制器稳态控制精度方法的研究[J]. 工业仪表与自动化装置, 2006(2): 6-9.
ZHANG Min. A study of improving the control accuracy for a fuzzy logical controller[J]. Industrial Instrumentation and Automation, 2006(2): 6-9. (in Chinese)
- [10] 王伟. 中和反应装置的区间预测控制及其机理模型的输出变量变换[D]. 北京: 中国石油大学, 2008.
WANG Wei. Interval predictive control of the neutralization reaction unit and its mechanism of output variable transformation model[D]. Beijing: China University of Petroleum, 2008. (in Chinese)
- [11] 张浩然, 韩正之, 李昌刚. 基于神经网络的非线性模型预测控制[J]. 计算机仿真, 2003, 20(5): 60-62.
ZHANG Haoran, HAN Zhengzhi, LI Changgang. Neural network based nonlinear model predictive control[J]. Computer Simulation, 2003, 20(5): 60-62. (in Chinese)
- [12] 殷业飞, 万少松, 柳世考. 应用神经网络的飞行器动力学自适应控制[J]. 战术导弹技术, 2006(6): 63-67.
YIN Yefei, WAN Shaosong, LIU Shikao. Adaptive control of aircraft dynamics based on neural networks[J]. Tactical Missile Technology, 2006(6): 63-67. (in Chinese)
- [13] 刘玲玲, 刘德平, 李保强. 基于最小二乘支持向量机的 PID 参数整定研究[J]. 机械设计与制造, 2010(11): 187-189.
LIU Lingling, LIU Deping, LI Baoqiang. PID controller based on least-squares support vector machines[J]. Machinery Design and Manufacture, 2010(11): 187-189. (in Chinese)
- [14] 张浩然, 韩正之, 李昌刚. 基于支持向量机的非线性模型预测控制[J]. 系统工程与电子技术, 2003, 25(3): 330-334.
ZHANG Haoran, HAN Zhengzhi, LI Changgang. Support vector machine based nonlinear predictive control[J]. Systems Engineering and Electronics, 2003, 25(3): 330-334. (in Chinese)
- [15] 郭崇慧, 唐焕文. 演化策略的全局收敛性[J]. 计算数学, 2001, 23(1): 105-110.
GUO Chonghui, TANG Huanwen. Global convergence properties of evolution strategies[J]. Mathematica Numerica Sinica, 2001, 23(1): 105-110. (in Chinese)
- [16] 张丽叶, 郑绍钰, 张霞. 武器装备成本预测和控制研究[J]. 装备指挥技术学院学报, 2009, 20(1): 32-35.
ZHANG Liye, ZHENG Shaoyu, ZHANG Xia. Research on the costs' prediction and weapon equipment[J]. Journal of the Academy of Equipment Command and Technology, 2009, 20(1): 32-35. (in Chinese)