

# 基于稳定域性能优化的精密温控回路自整定方法

文国军 杨自强 董河<sup>†</sup>

(中国地质大学(武汉)机械与电子信息学院,武汉 430074)

**摘要** 精密温控系统在半导体制造中对于维持环境温度的稳定性至关重要。然而,由于系统具有时滞、非线性和大惯性等特性,确定最优控制参数变得困难。此外,当系统状态发生变化时,控制参数需要重新整定以适应新的工况。现有的控制器参数整定方法主要分为工程整定法和优化算法。前者简单易用、计算便捷,但仅适用于控制精度要求较低的场景,且依赖于操作人员的经验,需多次反复调节,耗时耗力。后者虽然在参数寻优效率和控制精度方面表现较好,但难以保证系统稳定性,且存在陷入局部最优的风险。针对上述问题,本文提出了一种基于稳定域性能指标的控制器参数自整定方法。该方法首先通过模型辨识获取系统模型,在此基础上应用稳定边界轨迹法确定控制器参数稳定域。为评价系统的设定值跟踪能力和抗扰动性能,提出了相应的性能指标。对稳定域划分网格,计算网格点参数对应的性能指标,确保整定结果为全局最优。此外,本方法使用实际系统数据作为模型扰动输入进行性能评估,使整定结果更具可靠性。实验验证表明,与人工调参相比,基于本文方法得到的控制器参数在系统控制精度上具有显著优势。

**关键词** 精密温控, 稳定域, 控制器, 参数自整定

中图分类号:TP273

文献标志码:A

## Precision Temperature Control Loop Self-Tuning Method Based on Stability Region Performance Optimization

Wen Guojun Yang Ziqiang Dong He<sup>†</sup>

(School of Mechanical and Electronic Information, China University of Geosciences (Wuhan), Wuhan 430074, China)

**Abstract** Precision temperature control systems are critical in semiconductor manufacturing to maintain the stability of the ambient temperature. However, determining the optimal control parameters becomes difficult due to the characteristics of the system such as time lag, nonlinearity and large inertia. In addition, when the system state changes, the control parameters need to be recalibrated to adapt to the new operating conditions. The existing controller parameter tuning methods are mainly divided into engineering tuning method and optimization algorithm. The former is easy to use and convenient to calculate, but it is only applicable to the scenarios with low control accuracy requirements, and it depends on the experience of the operator, which is time-consuming and labor-intensive as it needs to be adjusted repeatedly. Although the latter performs better in terms of parameter optimization efficiency and control accuracy, it is difficult to ensure the stability of the system, and there is a risk of falling into the local optimum. Aiming at the above problems, this paper proposes a controller parameter self-tuning method based on stability region performance optimization. The method firstly obtains the system model through model identification, and then applies the stability region locus method to determine the stability region of the controller parameters on this basis. In order to evaluate the set value tracking ability and

disturbance resistance of the system, corresponding performance indexes are proposed. The stability region is divided into grids and the performance indexes corresponding to the grid point parameters are calculated to ensure that the calibration results are globally optimal. In addition, this method uses actual system data as model perturbation inputs for performance evaluation, which makes the tuning results more reliable. Experimental validation shows that the controller parameters obtained based on the method of this paper have significant advantages in system control accuracy compared with manual parameter tuning.

**Key words** precision temperature control, stability region, controller, parameter self-tuning

## 引言

光刻机是芯片制造的关键设备. 国产商用光刻机<sup>[1]</sup>的制程仅停留在 90 nm, 而荷兰 ASML 生产的全世界最先进的极紫外光刻机(EUV)<sup>[2]</sup>制程已突破 7 nm. 温度控制是影响光刻制程稳定和可靠性的关键因素之一. 精密温控技术的发展对推动光刻机制程提升意义重大.

常用的温度控制手段是暖通空调, 但一般的暖通空调系统在温度稳定性上达不到光刻机精密温控的要求. 国内外也有许多关于精密温控的研究, 例如 Lawton 等<sup>[3]</sup>提出建立串级结构结合前馈控制, 实现了对输入扰动的提前抑制. 聂宏飞等<sup>[4]</sup>提出了多阶段 PI 算法, 可以平衡控制回路设定值追踪和抗扰动性能. 赵艺文<sup>[5]</sup>基于自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)提出 ADRC-PID 串级控制, 使控制回路具有更强的扰动抑制性能和鲁棒性. 这些研究工作为精密温控系统的回路设计提供了方案, 但在系统的控制器参数整定上缺少探究.

PID 控制是工业过程控制的常用控制方式, 关于 PID 参数整定的研究已经有很多. Ziegler-Nichols 法<sup>[6]</sup>是经典的 PID 参数整定方法, 主要通过系统的阶跃响应或临界增益来确定控制器参数. 该方法具有简单、易于实现的优点, 但是难以适应系统的非线性动态特性. Cohen-Coon 法<sup>[7]</sup>主要用于开环阶跃响应模型, 通过推导出时间常数和延迟时间来计算控制器参数. 该方法在处理带有显著延迟的系统时表现良好, 但是对非线性系统适应性不强. Gauri Mantri<sup>[8]</sup>采用遗传算法进行 PID 参数整定, 在上升时间和稳定时间方面都比 Z-N 法更好. Meng<sup>[9]</sup>提出了改进的粒子群模糊 PID 控制器, 显著降低了最大超调量并缩短了稳态时间. 使用优化

算法进行参数整定能够显著提高控制效率和控制精度, 但优化过程通常依赖于专家知识和规则设计, 而且计算复杂度较高, 同时初始种群的设计对算法的收敛性和最终结果的稳定性影响较大. 在处理系统稳定性约束方面, Tan<sup>[10]</sup>提出了稳定边界轨迹法, 利用系统的传递函数模型推导出控制器参数稳定域. SMIC(简化内模控制)<sup>[11]</sup>通过简化模型并添加适当的滤波器, 确保系统在不确定环境下的稳定性. AMIGO(近似 M 约束积分增益优化)<sup>[12]</sup>通过基于 FOPDT 模型的整定和优化准则, 确保系统参数调优时始终考虑稳定性因素. 由于精密温控系统具有大惯性、时滞和非线性等特点, 为控制器的参数整定带来了困难. 同时为了适应系统在运行中的状态变化, 控制器的参数也需要随之进行相应调整, 保持良好的控制性能. 现有研究中针对精密温控系统缺少有效的参数整定方法.

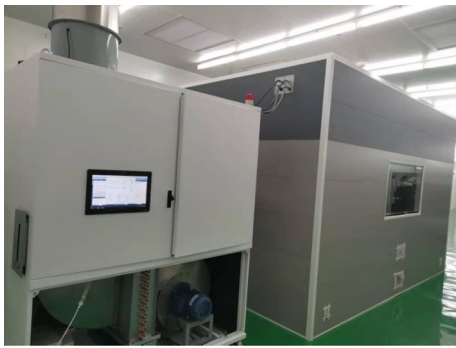
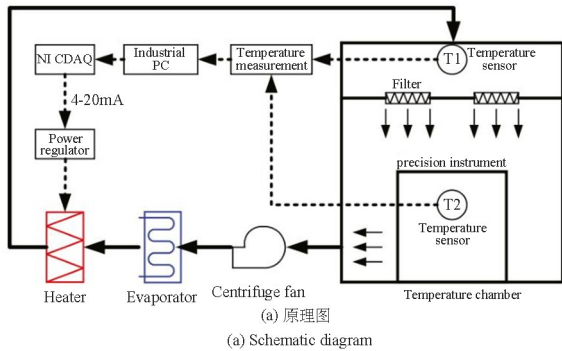
本文提出了一种应用于精密温控系统的参数整定方法. 首先对系统进行模型辨识以得到系统的传递函数模型, 使用稳定边界轨迹法解决稳定性问题. 然后, 对稳定域划分网格, 覆盖整个稳定域范围, 以确保参数整定结果是全局最优. 最后提出评价网格点参数性能优良度的指标, 包括设定值追踪性能指标 IAE 和抗扰动性能指标 ISE. 在计算抗扰动指标 ISE 时采用的是实际扰动输入数据, 因此参数整定结果更加适合当下系统运行情况, 有利于系统进行实时参数自整定.

## 1 微环境精密温度控制系统

微环境温控装置的结构和实物图如图 1 所示.

微环境精密温控系统由加热器、冷却装置、离心风机、腔室和温度传感器组成. 该系统的目标是确保温控腔室内精密设备处的温度( $T_2$ )在允许的

范围内.具体过程为腔室内的空气流出,与环境空气混合后,通过离心风机进入管道回路.混合空气经过冷却装置降温后,再流经加热器.加热器根据电流信号调节加热功率,从而控制流经加热器的空气温度, $T_1$ 为加热器出口的空气温度,也即腔室入口空气温度.



(b) Physical diagram

图 1 微环境温度控制系统原理图和实物图

Fig. 1 Schematic and physical diagram of microenvironment temperature control system

加热器和腔室是系统中的关键组件.加热器的功率由可控硅功率调节器控制,该调节器通过模拟输出模块产生的电流信号调整加热功率,确保输入电流与加热功率之间的线性关系.使用 PI 算法来控制加热器的输入电流,从而实现加热功率的精确调节.腔室(即衰减器)在系统中主要作用是平缓温度波动.由于其大容积和热容,衰减器可以在温度骤然变化时吸收或释放能量,从而避免温度的快速升高或降低,使系统温度变化更加平稳.

由于加热器存在时滞效应,而衰减器具有大惯性特点,这些因素给系统的控制带来了极大的挑战.时滞效应使得系统的输入信号发生变化后,输出信号不会立即响应,而是经过一段时间的延迟.大惯性意味着在面对控制器调节时,动态响应非常缓慢.系统的输出变化滞后于控制器的输入.而合适的控制回路和控制器参数能够保证系统存在时滞和惯性的情况下保持稳定性和响应速度.必须建

立有效的控制回路并设计合适的控制器及参数整定方法,以应对系统的难控制特性.

## 2 控制回路建立和模型辨识

图 2 是温度控制系统的控制回路框图.

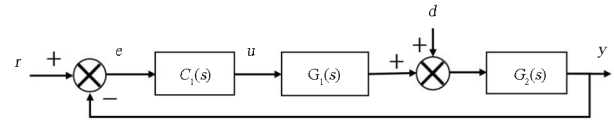


图 2 气体温度控制系统闭环回路

Fig. 2 The closed loop of liquid temperature control system

其中  $C_1(s)$ 、 $G_1(s)$  和  $G_2(s)$  分别为控制器、加热器和衰减器的传递函数模型. $r$ 、 $u$  和  $y$  分别为温度设定值、加热器的控制电流输入和衰减器出口温度. $e$  是设定值与目标点温度偏差, $d$  是外界环境温度变化带来的扰动输入.控制器  $C_1(s)$  是比例-积分控制器,其传递函数模型如下

$$C_1(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (1)$$

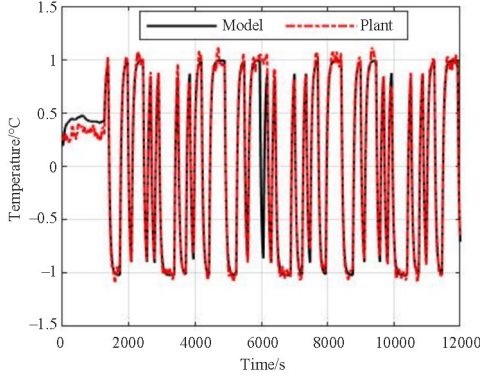
其中, $k_p$  和  $k_i$  分别是控制器的比例系数和积分系数.

为了得到系统的传递函数模型,需要对加热器和衰减器进行模型辨识.而模型辨识需要采集输入输出信号.需要采集的信号包括:加热器入口温度、加热器出口温度、衰减器出口温度,以及控制加热器功率的电流信号.加热器出口温度主要受控制电流、入口空气温度和环境温度的影响.电流作为操纵输入变量,入口空气温度为可测扰动输入,环境温度等因素则视为不可测扰动输入.为减少不可测扰动对模型辨识的干扰,可以通过将加热器出口温度减去入口温度,得到的温差作为输出信号,仅反映电流对加热器的影响,从而排除环境温度的干扰.在辨识衰减器的传递函数模型时,可以直接使用衰减器出口温度作为输出信号,加热器出口温度作为输入信号.为了提高模型辨识的准确性,需要对数据进行预处理.由于信号中的直流分量和趋势项会影响辨识精度,必须在模型辨识前进行去均值和去趋势处理. MATLAB 中的模型辨识工具箱提供了有效的信号预处理功能,可以消除这些不利因素.预处理完成后,选择合适的模型类型并进行辨识操作,最终获得加热器和衰减器的传递函数模型.该模型准确反映了加热器和衰减器的动态行为,为系统控制提供了可靠的数学依据.通过实验,得到了加热器和衰减器的传递函数模型,如式(2)

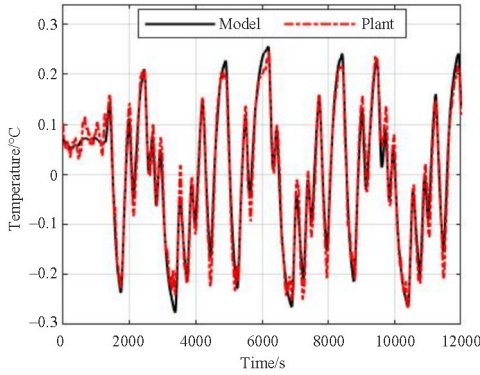
和(3)所示.图3展示了模型输出与实际输出的对比情况.

$$G_1(s) = \frac{0.2}{40s + 1} e^{-15s} \quad (2)$$

$$G_2(s) = \frac{0.28}{153s + 1} \quad (3)$$



(a) 加热器模型输出和实际输出  
(a) Modeled and actual outputs of heater



(b) 衰减器模型输出和实际输出  
(b) Modeled and actual outputs of attenuator

图3 加热器和衰减器的模型输出和实际输出

Fig. 3 Modeled and actual outputs of heater and attenuator

### 3 自整定方法

在模型辨识得到加热器和衰减器的传递函数模型后,求出系统的闭环传递函数,进而得到系统

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{N(s)}{D(s)} e^{-\tau s} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4 + a_5 s^5 + \dots}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4 + b_5 s^5 + \dots} e^{-\tau s} \\ &= \frac{(a_0 + a_2 s^2 + a_4 s^4 + \dots) + s(a_1 + a_3 s^2 + a_5 s^4 + \dots)}{(b_0 + b_2 s^2 + b_4 s^4 + \dots) + s(b_1 + b_3 s^2 + b_5 s^4 + \dots)} e^{-\tau s} = \frac{N_e(s^2) + sN_o(s^2)}{D_e(s^2) + sD_o(s^2)} e^{-\tau s} \end{aligned} \quad (7)$$

用  $j\omega$  替换掉  $s$ ,得到式(8)

$$G(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} e^{-j\tau\omega} = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} [\cos(\tau\omega) - j\sin(\tau\omega)] \quad (8)$$

为了简化后续推导,记  $N_e(-\omega^2)$  为  $N_e$ ,其余三项也做相同处理.将对  $G(s)$  进行的处理应用于

$$\Delta(j\omega) = [(k_i N_e - k_p \omega^2 N_o) \cos(\omega\tau) + \omega(k_i N_o + k_p N_e) \sin(\omega\tau) - \omega^2 D_o] + j[\omega(k_i N_o + k_p N_e) \cos(\omega\tau) - (k_i N_e - \omega^2 k_p N_o) \sin(\omega\tau) + \omega D_e] = R_\Delta + jI_\Delta \quad (9)$$

令特征多项式  $\Delta(j\omega)$  为 0,要求实部和虚部同时为 0,由此得到式(10)和式(11):

的特征方程.稳定边界轨迹法能根据特征方程得到控制器参数关于频率的方程组,根据方程组在参数坐标平面绘制稳定域图像.提出设定值追踪和抗扰动性能指标,在稳定域上划分网格计算性能指标,从而确定全局最优参数组合.

#### 3.1 稳定边界轨迹法

以图4所示的单输入单输出(SISO)系统为例,介绍稳定边界轨迹法.  $C(s)$  为 PI 控制器,包含两个待定参数:比例增益  $k_p$  和积分增益  $k_i$ . PI 控制器的传递函数模型如式(4)所示.

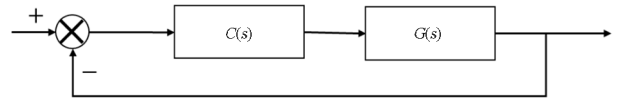


图4 SISO系统  
Fig. 4 SISO system

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (4)$$

$G(s)$  表示被控装置的传递函数,其传递函数模型如式(5).

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} e^{-\tau s} \quad (5)$$

$N(s)$  和  $D(s)$  分别是  $G(s)$  的分子和分母多项式,  $\tau$  代表延迟时间,单位是秒.

由图3所示 SISO 系统的结构框图可以得到系统的闭环传递函数为  $\frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)}$ ,其中  $1+C(s)G(s)$  的分子部分是闭环传递函数的特征多项式  $\Delta(s)$ .

$$\Delta(s) = sD(s) + (k_p s + k_i)N(s)e^{-\tau s} \quad (6)$$

将  $G(s)$  的分子和分母的多项式写成关于  $s$  的偶数幂项和奇数幂项组合的形式.具体过程如式(7).

$$k_p[-\omega^2 N_o \cos(\omega\tau) + \omega N_e \sin(\omega\tau)] + k_i[N_e \cos(\omega\tau) + \omega N_o \sin(\omega\tau)] = \omega^2 D_o \quad (10)$$

$$k_p[\omega N_e \cos(\omega\tau) + \omega^2 N_o \sin(\omega\tau)] + k_i[\omega N_o \cos(\omega\tau) - N_e \sin(\omega\tau)] = -\omega D_e \quad (11)$$

为了便于求解  $k_p$  和  $k_i$  关于  $\omega$  的等式,令

$$A(\omega) = -\omega^2 N_o \cos(\omega\tau) + \omega N_e \sin(\omega\tau)$$

$$B(\omega) = N_e \cos(\omega\tau) + \omega N_o \sin(\omega\tau)$$

$$E(\omega) = \omega^2 D_o$$

$$C(\omega) = \omega N_e \cos(\omega\tau) + \omega^2 N_o \sin(\omega\tau)$$

$$D(\omega) = \omega N_o \cos(\omega\tau) - N_e \sin(\omega\tau)$$

$$k_p = \frac{(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e) \cos(\omega\tau) + \omega(N_o D_e - N_e D_o) \sin(\omega\tau)}{-(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)}$$

$$k_i = \frac{\omega^2(N_o D_e - N_e D_o) \cos(\omega\tau) - \omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o) \sin(\omega\tau)}{-(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)}$$

$\omega$  从 0 开始逐步增加,每一个  $\omega$  值对应一个  $k_p$  和  $k_i$ 。根据式(14)和式(15),在  $k_p$ - $k_i$  平面上可以绘制出一条曲线,曲线长度随  $\omega$  增大而延伸。这条曲线与  $k_i=0$  的直线相交后,将  $k_p$ - $k_i$  平面分成多个区域,其中部分区域为稳定区域,另一些为不稳定区域。为了确定稳定区域,可以在区域内任意选择一个测试点。若该点对应的  $k_p$  和  $k_i$  参数使系统输出稳定,则该区域为稳定区域。稳定区域内的所有参数组合都能保证系统稳定运行。因此,控制器参数的选择范围可以由此确定,最优控制器参数必然在这个范围内。

### 3.2 系统性能指标 IAE 和 ISE

性能指标是衡量控制系统性能优劣的一种标准。误差积分准则是通过系统实际输出与期望输出之间偏差的某个函数的积分式表示的一种性能指标。对于单变量系统,常用的误差积分准则有 IAE 和 ISE,分别表示绝对误差积分准则和平方误差积分准则。

$$IAE = \int |e(t)| dt$$

$$ISE = \int e^2(t) dt$$

IAE 是对误差的绝对值进行积分,能较好地反映误差的积累影响,尤其是对系统偏差的长期存在较为敏感,适合用来衡量设定值追踪性能。当对系统施加阶跃输入信号作为设定值时,计算系统从开始到输出达到稳定值期间的误差绝对值积分,即为 IAE。ISE 是对误差进行平方再积分,对大误差更敏

$$F(\omega) = -\omega D_e$$

等式(10)和(11)可以进一步表示为

$$k_p A(\omega) + k_i B(\omega) = E(\omega)$$

$$k_p C(\omega) + k_i D(\omega) = F(\omega)$$

解该方程组得到

$$k_p = \frac{E(\omega)D(\omega) - F(\omega)B(\omega)}{A(\omega)D(\omega) - B(\omega)C(\omega)} \quad (12)$$

$$k_i = \frac{F(\omega)A(\omega) - E(\omega)C(\omega)}{A(\omega)D(\omega) - B(\omega)C(\omega)} \quad (13)$$

将  $A(\omega)$ 、 $B(\omega)$ 、 $C(\omega)$ 、 $D(\omega)$ 、 $E(\omega)$  和  $F(\omega)$  代入式(12)和式(13),得到式(14)和式(15)

$$k_p = \frac{(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e) \cos(\omega\tau) + \omega(N_o D_e - N_e D_o) \sin(\omega\tau)}{-(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad (14)$$

$$k_i = \frac{\omega^2(N_o D_e - N_e D_o) \cos(\omega\tau) - \omega(N_e D_e + \omega^2 N_o D_o) \sin(\omega\tau)}{-(N_e^2 + \omega^2 N_o^2)} \quad (15)$$

感,小误差对其影响较小。因此,ISE 在处理突然扰动或大幅度偏差时效果更为显著,适合衡量系统的抗扰动性能。设定系统的目标值为 0,在图 2 中表示扰动的  $d$  处施加扰动输入信号,扰动信号如图 5 所示。然后,计算系统在扰动存在时间内输出值与设定值偏差的平方积分,即为 ISE。

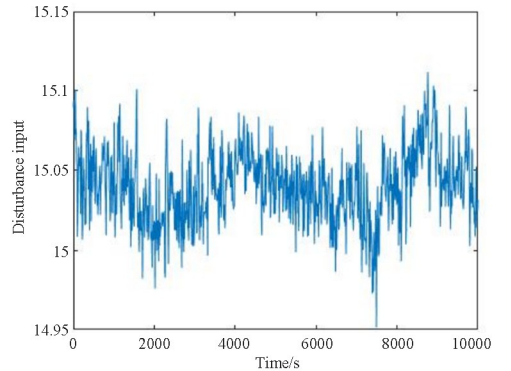


图 5 扰动输入信号  
Fig. 5 Disturbance input signal

### 3.3 参数整定过程

假定通过稳定边界轨迹法得到的控制器参数稳定域范围如图 6(a)所示。从图 6(a)中可以确定使系统稳定的控制器比例系数和积分系数取值范围。设  $a$  和  $b$  为比例系数  $k_p$  取值范围端点, $c$  和  $d$  为积分系数  $k_i$  的取值范围端点。这样在  $k_p$ - $k_i$  平面构成了一个矩形范围,该矩形完全包含了系统的稳定区域。在区间  $(a, b)$  和  $(c, d)$  内按适当的间隔取值,形成如图 6(b)所示的网格。网格中的每一个点对应一组比例系数和积分系数。将每一组系数代入图 2 所示控制器  $C_1(s)$  中,计算系统的 IAE 和 ISE

数值. 具体过程可以在 MATLAB 中通过代码和模型实现. 将得到的稳定域内每组参数组合的 IAE 值绘制成以  $k_p$ 、 $k_i$  和 IAE 为坐标轴的三维图像. 通过图像可以直观地观察到在哪部分参数组合区域 IAE 较小, 这意味着这些区域的控制器设定值追踪效果更优. 同样的方法处理 ISE, 将其数值绘制为三维图像. ISE 值较低的区域表明控制器参数扰动抑制效果更佳. 通过数据分析, 可以得到 IAE 和 ISE 最小值点对应的参数组合. 在  $k_p$ - $k_i$  平面上标注出 IAE 和 ISE 最小值点对应的参数坐标, 同时绘制出 IAE 和 ISE 在该平面上的部分等高线. 等高线图能够更加清晰展示 IAE 和 ISE 在  $k_p$ - $k_i$  平面上的变化趋势. 如果优先考虑设定值追踪性能, 则可以直接选择 IAE 最小值点对应的参数组合作为 PI 控制器的参数. 如果更关注扰动抑制性能, 则应选择 ISE 最小值点对应的参数组合作为 PI 控制器的参数.

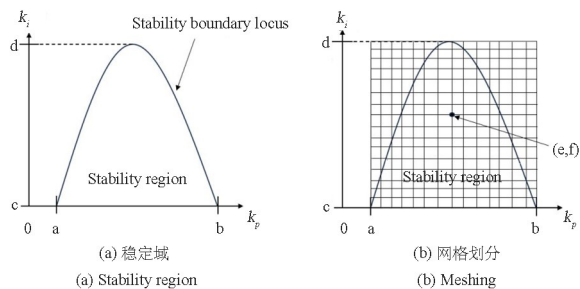


图6 稳定域及网格划分示意图

Fig. 6 Diagram of stability region and meshing

## 4 实验验证

由式(2)和式(3)可以得到被控装置传递函数  $G(s)$ .

$$G(s) = G_1(s)G_2(s) = \frac{0.056}{6120s^2 + 193s + 1} e^{-15s} \quad (16)$$

对  $G(s)$  的分子和分母多项式按  $s^2$  的偶次幂和奇次幂分解, 然后用  $j\omega$  替换  $s$ . 得到

$$N_e = 0.056$$

$$N_o = 0$$

$$D_e = 6120 \times (-\omega)^2 + 1$$

$$D_o = 193$$

将上述四项以及  $\tau = 15$  代入公式(14)和(15)可以求得

$$k_i = \frac{(6120\omega^2 - 1)\cos(15\omega) + 193\omega\sin(15\omega)}{0.056}$$

$$k_i = \frac{193\omega^2 \cos(15\omega) + (-6120\omega^2 + 1)\omega \sin(15\omega)}{0.056}$$

在 MATLAB 中绘制出稳定域图像, 如图 7.

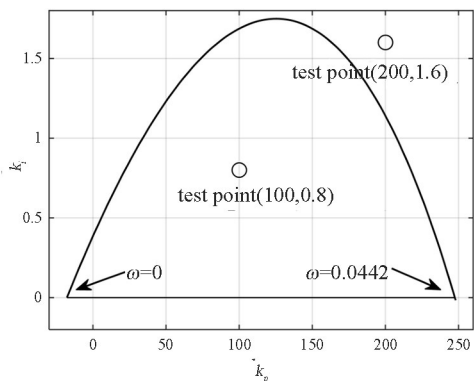
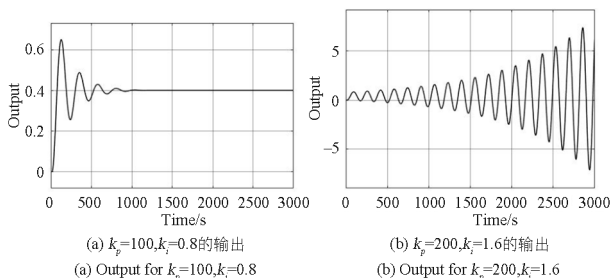


图7 稳定边界轨迹

Fig. 7 Stability boundary locus

在图 7 中, 在两个区域分别找出测试点 (100, 0.8) 和 (200, 1.6), 将其坐标作为 PI 控制器参数, 测试系统输出是否稳定.

测试结果如图 8, 结果表明测试点 (100, 0.8) 所在的区域为稳定区域, 测试点 (200, 1.6) 所在的区域为不稳定区域.

图8  $k_p = 100, k_i = 0.8$  和  $k_p = 200, k_i = 1.6$  时的输出  
Fig. 8 Output for  $k_p = 100, k_i = 0.8$  and  $k_p = 200, k_i = 1.6$ 

观察稳定域范围, 可以将比例系数  $k_p$  的取值范围定为  $(-20, 250)$ , 取值间隔为 1. 将积分系数  $k_i$  的取值范围定为  $(0, 1.8)$ , 取值间隔为 0.01. 利用 MATLAB 绘制出三维图像和  $k_p$ - $k_i$  平面上的等高线图像.

图 9 直观展示 IAE 和 ISE 在  $k_p$ - $k_i$  上的分布情况, 并且在图中标明了 (58, 0.27) 处是 IAE 最小值点, (112, 0.09) 处是 ISE 最小值点. 图 10 展示了稳定域内 IAE 和 ISE 的部分等高线分布情况. 在稳定域内取点与最小值点进行比较, 输出信号图像如图 11 所示. IAE 最小值点的阶跃响应曲线能够最快稳定在设定值处, 且超调量最小. ISE 最小值点的输出信号与其他点相比波动幅度更小.

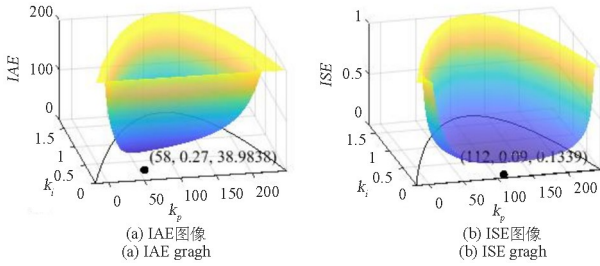


图 9 IAE 和 ISE 的三维图像

Fig. 9 Three-dimensional graphs of IAE and ISE

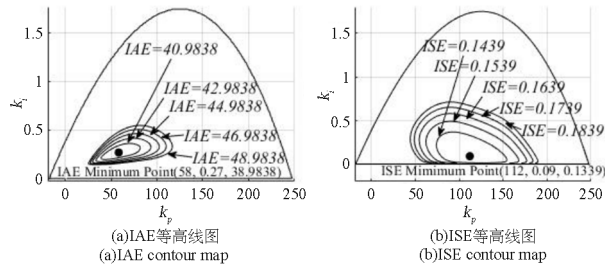


图 10 IAE 和 ISE 在  $k_p-k_i$  平面的等高线

Fig. 10 The contour of IAE and ISE in the  $k_p-k_i$  plane

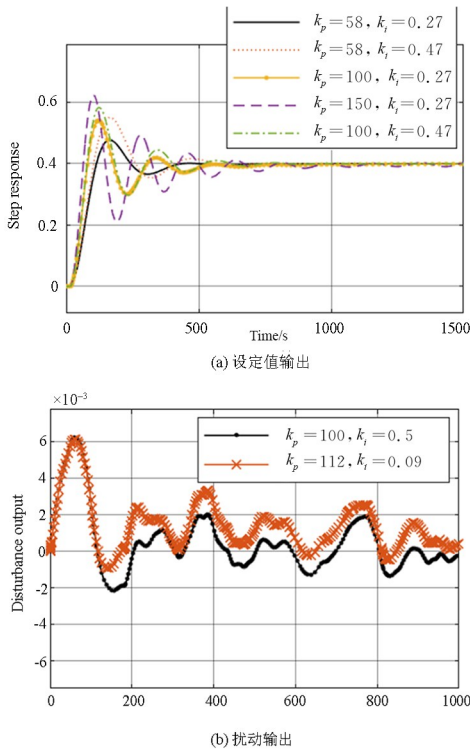


图 11 设定值输出与扰动输出

Fig. 11 Setpoint output and disturbance output

## 5 结论

本文针对精密温控系统中的控制器参数整定问题,开发了一种基于稳定域性能优化的精密温控回路自整定方法.对于控制器参数整定中的稳定性问题,利用稳定边界轨迹法得到了 PI 控制器参数

稳定域范围.在评价控制器参数的设定值追踪和抗扰动性能上,本文选取 IAE 和 ISE 两种误差积分准则作为性能指标,并通过自整定方法得到了指标关于参数的三维图像,通过图像确定了性能最优.实验结果表明,IAE 最小的点对应的输出信号在响应速度、超调量和调节时间上的综合表现最佳.本文提出的基于稳定域性能优化的精密温控回路自整定方法,既保证了系统的稳定性又能够得到性能指标最优的参数,与人工调试的参数整定方法相比,在控制精度上得到了提升.

## 参考文献

[1] 张霞,刘宏波,顾文,等.全球光刻机发展概况以及光刻机装备国产化[J].无线互联科技,2018,15(19):110-111,118.  
ZHANG X, LIU H B, GU W, et al. A survey on the development of global lithography machines and the localization of lithography equipment [J]. Wireless Internet Technology, 2018, 15(19): 110-111, 118. (in Chinese)

[2] 胡楚雄,周冉,付宏,等.集成电路装备光刻机发展前沿与未来挑战[J].中国科学:信息科学,2024,54(1):130-143.  
HU C X, ZHOU R, FU H, et al. Development frontier and future challenges of lithography machines for integrated circuit manufacturing [J]. Scientia Sinica: Informationis, 2024, 54(1): 130-143. (in Chinese)

[3] LAWTON K M, PATTERSON S R. A high-stability air temperature control system [J]. Precision Engineering, 2000, 24(2): 174-182.

[4] 聂宏飞,李小平,张玲莉.光刻机投影物镜的温度控制算法[J].中国机械工程,2008,19(10):1135-1139.  
NIE H F, LI X P, ZHANG L L. Temperature control algorithm for optical lithography projection lens [J]. China Mechanical Engineering, 2008, 19(10): 1135-1139. (in Chinese)

[5] 赵艺文.基于自抗扰控制的浸液高精度温度控制技术[D].武汉:华中科技大学,2017.  
ZHAO Y W. Research on active disturbance rejection control in high precision temperature control system for immersion liquid [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017. (in Chinese)

- [6] ZIEGLER J G, NICHOLS N B. Optimum settings for automatic controllers [J]. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, 1942, 64(8): 759–765.
- [7] COHEN G H, COON G A. Theoretical consideration of retarded control [J]. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, 1953, 75(5): 827–834.
- [8] MANTRI G. Design and optimization of pid controller using genetic algorithm [J]. International Journal of Research in Engineering and Technology, 2013, 2(6): 926–930.
- [9] MENG J T, SUN W, PAN Q F, et al. Research and application of improved particle swarm fuzzy PID algorithm based on self-disturbance rejection in temperature control system of plastic extruder [J]. IEEE Access, 2024, 12: 41620–41630.
- [10] TAN N. Computation of stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay [J]. ISA Transactions, 2005, 44(2): 213–223.
- [11] SKOGESTAD S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning [J]. Journal of Process Control, 2003, 13(4): 291–309.
- [12] ÅSTRÖM K J, HÄGGLUND T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control [J]. Journal of Process Control, 2004, 14(6): 635–650.