引文格式:林翔,徐强,朱清,等. 多变量热工系统的改进耦合自抗扰控制设计[J]. 太原理工大学学报,2026,57(5):1094-1102.

LIN Xiang, XU Qiang, ZHU Qing, et al. Modified coupling active disturbance rejection control design for multivariable thermal systems[J]. Journal of Taiyuan University of Technology,2026,57(5):1094-1102.

多变量热工系统的改进耦合自抗扰控制设计

林 翔[1],徐 强[1],朱 清[2],钱白云[1],孔德安[1],刘 伟[1],杨超杰[3]

(1. 国网新疆电力有限公司 电力科学研究院,新疆维吾尔自治区 乌鲁木齐; 2. 国网新疆电力有限公司,新疆维吾尔自治区 乌鲁木齐; 3. 华北电力大学 控制与计算机工程学院,北京)

摘 要:**【目的】**为解决火电机组中存在的多变量热工系统耦合干扰严重、解耦器设计复杂及鲁棒性不足问题,提出了一种改进耦合自抗扰控制(MC-ADRC)。**【方法】**通过引入耦合观测器实现耦合干扰的实时估计与前馈补偿,并以全局带宽和全局耦合增益简化待调参数设置,进一步采用稳态增益逼近法优化参数整定。通过Lyapunov稳定性判据证明了控制器的稳定性,并在带汽-汽换热器系统中进行了时域性能及鲁棒性仿真试验。**【结果】**结果表明,MC-ADRC相比其他分散控制策略时域性能提高了30%,鲁棒性优势突出。此外,基于双路耦合温度控制平台(TCLab)的试验验证了其在工程应用中的优越性。该方法结构简单,便于在分散控制系统(DCS)中实现,适用于火电机组中协调系统、风烟系统等多变量复杂工况的控制需求。

关键词:热工系统;自抗扰控制;耦合系统;分散控制

中图分类号:TM621.4 **文献标识码**:A

DOI:10.16355/j.tyut.1007-9432.20240726 **文章编号**:1007-9432(2026)05-1094-09

Modified Coupling Active Disturbance Rejection Control Design for Multivariable Thermal Systems

LIN Xiang[1], XU Qiang[1], ZHU Qing[2], QIAN Baiyun[1], KONG Dean[1], LIU Wei[1], YANG Chaojie[3]

(1. *Electric Power Research Institute of State Grid Xinjiang Electric Power Co., Ltd., Urumqi, Xinjiang Uygur Autonomous Region, China*; 2. *State Grid Xinjiang Electric Power Co., Ltd., Urumqi, Xinjiang Uygur Autonomous Region, China*; 3. *School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Beijing, China*)

Abstract:**【Purposes】** To address the challenges of severe coupling disturbances, complex decoupler design, and insufficient robustness in multivariable thermal systems of coal-fired power plants, a modified coupling active disturbance rejection control (MC-ADRC) method is proposed. **【Methods】** In this method, coupling observers were introduced to achieve real-time estimation and feedforward compensation of coupling disturbances, while parameter tuning was simplified through global bandwidth and global coupling gain. Further more, it was optimized by using the steady-state gain approximation method. The stability of the controller was rigorously proven via the Lyapunov stability criterion. **【Results】** Time-domain performance and robustness simulations conducted on a steam-to-steam heat exchanger system demonstrate that MC-ADRC achieves more than a 30% im-

收稿日期:2024-09-25;**修回日期**:2024-11-25

基金项目:北京市自然科学基金资助项目(4182061);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2018ZD05)

第一作者:林翔,硕士研究生,(E-mail)linxgreat@126.com

通信作者:杨超杰,博士研究生,研究方向为火电机组自抗扰控制策略研究,(E-mail)120212127007@ncepu.edu.cn

provement in time-domain performance and significant robustness advantages compared with other decentralized control strategies. Additionally, experimental validation on a dual-path coupled temperature control laboratory confirms its superior applicability in engineering. The method features a simple structure, making it suitable for implementation in decentralized control systems and applicable to complex multivariable control scenarios such as coordinated systems and flue-gas systems in coal-fired power plants.

Keywords: thermal systems; active disturbance rejection control; coupled systems; decentralized control

火电机组中，热量传递需经过热管壁、介质蒸发、对流等多个环节，每个环节均会产生传热延迟和缓慢响应，形成典型的高阶惯性特性。此外，监测信号的采样延迟与数据传输时间导致了显著的时滞特性，对控制系统的实时性和响应精度造成影响。各子系统之间还存在复杂的耦合关系，例如机组负荷与主蒸汽压力、燃料量与给水流量、磨煤机系统以及过热器温度与压力系统等，这进一步增加了火电机组稳定性的控制难度。常用控制策略包括集中控制、解耦控制和分散控制。

集中控制策略通过中央单元协调各组成部分，适用于简单控制场景，如电梯PLC、风电机组SCADA等系统[1]。解耦控制策略通过设计解耦器将多变量矩阵转化为对角阵以提高系统稳定性，常见方法包括简化解耦[2]、伴随矩阵解耦[3]、正规解耦[4]和逆解耦[5]，但依赖系统模型且鲁棒性差，常见于火电机组中的简单耦合系统。分散控制[6]虽然无法完全解耦，但因结构简单、鲁棒性好，被广泛应用于火电机组。现有分散控制策略主要基于PID控制，但常常表现出抗干扰能力不足和响应延迟等问题，多变量系统中的耦合干扰进一步加剧了这些问题。

为了解决这些问题，1998年韩京清[7]提出了自抗扰控制（Active Disturbance Rejection Control, ADRC），通过扩张状态观测器（Extended State Observer, ESO）实时估计系统的总干扰，并将其视为“可观测状态”，通过前馈路径进行实时补偿。这种机制与传统PID控制依赖误差反馈不同，能够显著提高干扰抑制的响应速度。但ADRC参数整定复杂，不适用于工业大规模应用。为此，GAO[8]提出了线性（Linear ADRC, LADRC），简化了ADRC参数整定过程，但依然存在调参困难的问题。近年来，针对复杂热工对象，研究者们提出了多种ADRC参数整定方法，如最大目标灵敏度约束法[9]、稳态增益逼近法[10]和基于内模原理法[11]等，虽然简化了参数整定过程，但对于热工系统的耦合干扰和时滞问题仍未完全解决。

火电机组热工对象的动态特性表征方法分为高阶惯性或一阶惯性时滞两种，前者适用于传热惯性引起的滞后，如过热蒸汽温度、主蒸汽压力控制；后者适用于因监测或反应时滞引起的纯时滞场景，如选择性催化还原（Selective Catalytic Reduction, SCR）。因输入信号不同步导致观测误差放大，ESO难以准确估计干扰强度。为此，针对高阶惯性对象，Wu[10]提出模型辅助ADRC（Model-assisted ADRC, MADRC）；对于一阶惯性时滞对象，Wu[11]、SUN[12]等采用前馈补偿和Smith补偿改进ADRC，提出时滞ADRC（Time delay ADRC, TD-ADRC）和Smith预估ADRC（Smith prediction ADRC, SPADRC）[13-15]。为兼容这些特征，李健等[16]提出了复合ADRC（Composite ADRC，CADRC）和高阶惯性时滞ADRC（High order inertia delay ADRC, HTD-ADRC）[17]。

火电机组中，双输入双输出（Two-input two-output, TITO）热工对象不仅受到系统不确定干扰，还因双侧信号的跟随和抗干扰作用对耦合侧产生影响，导致长周期振荡。尽管改进的ADRC分散控制策略可以提升抗干扰性能，但耦合侧干扰限制了其应对外部干扰的能力，因此在分散控制系统（Decentralized control system, DCS）中，TITO系统内部的耦合干扰抑制尤为关键。

针对火电机组TITO热工对象，提出一种改进耦合ADRC（Modified coupling ADRC, MC-ADRC），在MADRC基础上增加双侧耦合观测器，以实现对耦合干扰的观测与前馈消除。为简化参数整定过程，采用全局带宽代替ESO和干扰观测器带宽，采用全局耦合增益替代双侧干扰观测器输入增益。然后，使用Lyapunov稳定性判据对MC-ADRC稳定性证明。最后，基于文献[18]中带汽-汽TITO换热器系统对MC-ADRC有效性进行仿真验证，并在双路耦合温度控制平台（Temperature Control

Laboratory，Tclab）对其工程适用性进行验证。

1 TITO热工对象自抗扰控制

1.1 双输入双输出（TITO）热工对象特性

图1是典型TITO热工对象示意图，a侧被控对象$G_{aa}(s)$输入u_a变化引起a侧输出y_a变化同时，会因耦合被控对象$G_{ba}(s)$影响导致b侧输出y_b产生相应变化，反之b侧变化同样会引起a侧输出变化，形成互相耦合干扰。

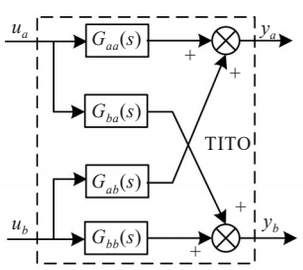


图1 TITO热工对象结构示意图

Fig. 1 TITO thermal object structure diagram

ab侧输出和输入关系可表征为：

$$\begin{cases} y_a(s)=u_a(s)G_{aa}(s)+u_b(s)G_{ab}(s) \\ y_b(s)=u_a(s)G_{ba}(s)+u_b(s)G_{bb}(s). \end{cases} \tag{1}$$

式中，$G_{aa}(s)$、$G_{ab}(s)$是u_a-y_a、u_b-y_a传递函数；$G_{bb}(s)$、$G_{ba}(s)$是u_b-y_b、u_a-y_b传递函数。

为统一表征热工系统特性，TITO热工对象矩阵采用矩阵形式表示为：

$$\begin{bmatrix} G_{aa} & G_{ab} \\ G_{ba} & G_{bb} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{K_{aa}}{(T_{aa}s+1)^{n_{aa}}} & \dfrac{K_{ab}}{(T_{ab}s+1)^{n_{ab}}} \\ \dfrac{K_{ba}}{(T_{ba}s+1)^{n_{ba}}} & \dfrac{K_{bb}}{(T_{bb}s+1)^{n_{bb}}} \end{bmatrix}. \tag{2}$$

式中，K、T和n是被控对象增益、时间常数和阶次，不同回路被控对象采用下标区分。

针对公式（2）中热工对象，随着阶次的增加，n阶ADRC在抑制系统噪声方面的性能显著下降，容易导致系统输出发生剧烈振荡，进而影响机组的稳定性。因此，在噪声较为严重的应用场景中，主流做法[9-17]是采用低阶ADRC来控制高阶对象。

1.2 自抗扰控制（ADRC）

根据一阶被控对象设计的ADRC控制系统结构，如图1所示。r是设定值，y是系统输出，e_z是反馈偏差，k_p是ADRC控制律增益，b_0是输入增益估计值，f是广义干扰；z_1、z_2是状态观测变量，ω_o是ESO带宽。

ADRC控制律为：

$$u=\frac{k_p(r-y)-z_2}{b_0}. \tag{3}$$

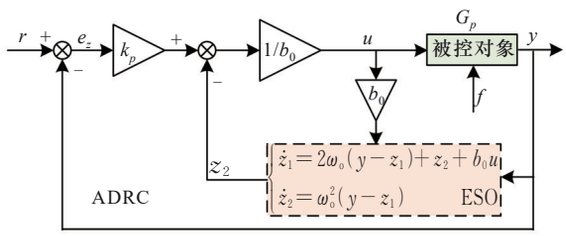


图2 ADRC示意图

Fig. 2 ADRC schematic diagram

ESO表达式为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1=2\omega_o(y-z_1)+z_2+b_0u \\ \dot{z}_2=\omega_o^2(y-z_1). \end{cases} \tag{4}$$

对于公式（2）这类热工对象，1阶ADRC的ESO被控对象输入u和反馈输入y因被控对象惯性时滞而产生（n-1）阶的滞后，从而限制状态观测精度，需对ADRC结构进行改进。

2 改进耦合ADRC（MC-ADRC）

2.1 改进ADRC（MADRC）

如图3所示，改进ADRC（Modified ADRC，MADRC）是在ADRC的ESO被控对象输入u串联前馈补偿器G_{cp}，实现ESO双侧输入信号同步，提升状态观测精度。其中，被控对象G_p和前馈补偿器G_{cp}表达式为：

$$G_p=\frac{K}{(Ts+1)^n},G_{cp}=\frac{1}{(Ts+1)^{n-1}}. \tag{5}$$

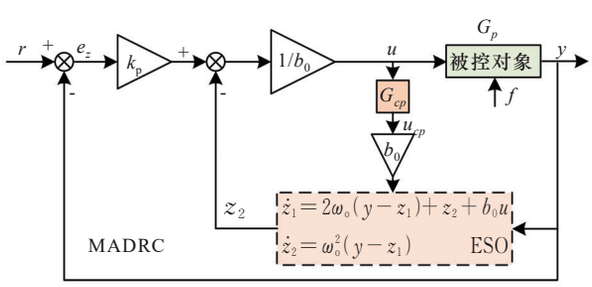


图3 MADRC示意图

Fig. 3 MADRC schematic diagram

对于TITO热工系统，相比于外界不确定干扰，耦合回路调控所引起的耦合干扰更加频繁，需对MADRC的耦合抗干扰性能提出改进策略。

2.2 MC-ADRC

如图4所示，MC-ADRC结构是在ab侧MADRC上增加耦合ESO（Coupled ESO，CESO）ab和ba，实现对TITO系统双侧耦合干扰估计和消除。为减少待调参数，双侧ESO采用全局带宽ω_o，双侧CESO采用全局增益b_c。

以a侧MC-ADRC为例，控制律为：

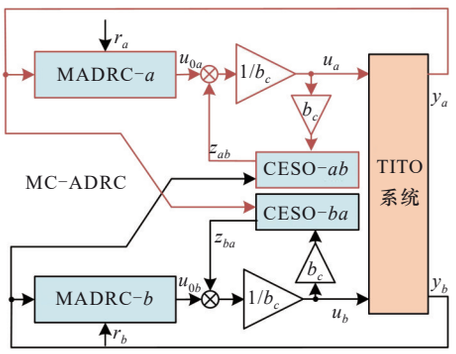


图 4　MC-ADRC 示意图

Fig. 4　MC-ADRC schematic diagram

$$\begin{cases} u_{0a}=\dfrac{k_{pa}(r_a-y_a)-z_{a2}}{b_a} \\ u_a=\dfrac{u_{0a}-z_{ab}}{b_c}. \end{cases} \tag{6}$$

式中，u_{0a} 是 a 侧 MADRC 控制输出；u_a 是 a 侧 MC-ADRC 控制输出；k_{pa} 是 a 侧控制律系数；r_a 是 a 侧设定值；z_{a2} 是 a 侧干扰估计值；z_{ab} 是 b 侧耦合干扰估计值；b_a 是 a 侧 MADRC 控制输出增益。

a 侧耦合观测器 CESO_{ab} 表达式为：

$$\begin{cases} \dot z_a=2\omega_o(y_b-z_a)+z_{ab}+b_cu_a \\ \dot z_{ab}=\omega_o^2(y_b-z_a). \end{cases} \tag{7}$$

式中，z_a、z_{ab} 是 CESO_{ab} 状态估计值，z_{ab} 是 b 侧回路对 a 侧回路耦合干扰估计值；$\dot z_a$、$\dot z_{ab}$ 是 CESO_{ab} 状态估计值导数。

b 侧 MC-ADRC 与 a 侧结构相同，其中，b 侧观测器 CESO_b 和 CESO_{ba} 采用与 a 侧相同全局带宽 ω_o 和耦合增益 b_c，其余结构与 a 侧 MC-ADRC 对称设计，此处不再赘述。

2.3　参数整定规则

根据被控对象结构，时间常数 T 越大，闭环系统响应时间越长，令控制律系数与时间常数 T 成正比，即：

$$\begin{cases} k_{pa}=\lambda_a/T_{aa} \\ k_{pb}=\lambda_b/T_{bb} \end{cases},\lambda_a,\lambda_b\in(0,+\infty]. \tag{8}$$

式中，λ_a、λ_b 是跟踪系数，与系统响应速度和抗干扰性能正比。

根据前馈补偿器和被控对象低频段差异，可得输入增益 b_a、b_b 为：

$$\begin{cases} b_a=\lim\limits_{s\to0}\dfrac{G_{pa}}{G_{cpa}}=\dfrac{K_{aa}}{T_{aa}} \\ b_b=\lim\limits_{s\to0}\dfrac{G_{pb}}{G_{cpb}}=\dfrac{K_{bb}}{T_{bb}}. \end{cases} \tag{9}$$

全局带宽 ω_o 调节区间为：

$$\omega_o\in(0,1]. \tag{10}$$

其中，ω_o 越大，系统抗干扰性能越强，但对系统噪声敏感度越高，现有火电机组 DCS 系统执行周期通常为 100～1 000 ms，因此默认 $\omega_o=0.1$。

全局耦合增益 b_c 决定双侧耦合观测器作用强度，b_c 越小，耦合干扰抑制能力越强，但会引起系统输出信号振荡，b_c 调节区间为：

$$b_c\in(0,1). \tag{11}$$

综合式(9)—(11)，简化后双侧 MC-ADRC 待调参数为：λ_a、λ_b、ω_o 和 b_c。

2.4　稳定性证明

为验证 MC-ADRC 稳定性，采用 Lyapunov 稳定性判据进行稳定性证明和参数区间约束。

以 a 侧控制回路为例，假定被控对象类型为高阶惯性，前馈补偿器 $G_{cpa}(s)$ 可采用状态空间表达式表示为：

$$\dot u_{ca}=A_{ca}u_{ca}+B_{ca}u_{0a}. \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{B}_{ca}=\begin{bmatrix}0 & \cdots & 0 & -\dfrac{1}{T}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}_{1\times(n-1)}$，

$$\boldsymbol{u}_{ca}=\begin{bmatrix}u_{ca} & u_{ca1} & \cdots & u_{ca(n-3)} & u_{ca(n-2)}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}_{(n-1)\times1},$$

$$\boldsymbol{A}_{ca}=\begin{bmatrix} -\dfrac{1}{T} & -\dfrac{1}{T} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{T} & -\dfrac{1}{T} & \cdots & 0 & 0 \\ & & \ddots & & & \\ \vdots & & & \ddots & & \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -\dfrac{1}{T} \end{bmatrix}_{(n-1)\times(n-1)}.$$

令设定值偏差 $e_{za}=r_a-y_a$，假定 r_a 为常数，则 $\dot r_a=0$；令状态观测偏差 $e_{a1}=y_a-z_{a1}$；耦合观测抑制偏差为：$e_{ab}=u_{0a}-z_{ab}$；假定耦合干扰估计值 z_{ab} 有界且可导，则可令 $\dot z_{ab}=h_{ab}$。在上述偏差和微分基础上，可得以下闭环表达式：

$$\begin{cases} e_{za}=r_a-y_a,\dot e_{za}=\dot r_a-\dot y_a=-\dot y_a=-b_au_{ca}-f_a \\ e_{a1}=y_a-z_{a1},\dot e_{a1}=-2\omega_oe_{a1}-z_{a2} \\ \dot z_{a2}=\omega_o^2(y_a-z_{a1})=\omega_o^2e_{a1} \\ e_{ab}=u_{0a}-z_{ab}=\dfrac{k_{pa}(r_a-y_a)-z_{a2}}{b_a}-z_{ab} \\ \dot e_{ab}=-\dfrac{k_{pa}}{b_a}\dot y_a-\dfrac{1}{b_a}\dot z_{a2}-\dot z_{ab} \\ \qquad=-\dfrac{k_{pa}}{b_a}(b_au_{ca}+f_a)-\dfrac{1}{b_a}\omega_o^2e_{a1}-h_{ab} \\ \dot z_{ab}=h_{ab}. \end{cases} \tag{13}$$

根据公式(13)可构建a侧闭环系统特征状态空间表达式为：

$$\dot{\boldsymbol{\Psi}}=\boldsymbol{\Upsilon}\boldsymbol{\Psi}+\boldsymbol{\Xi}f+\boldsymbol{\Theta}h_{ab}\,. \tag{14}$$

式中，$\boldsymbol{\Xi}=\begin{bmatrix}-1 & 0 & \cdots & 0 & -\dfrac{k_{pa}}{b_a} & 0 & 0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}_{1\times(n+4)}$，

$\boldsymbol{\Theta}=\begin{bmatrix}0 & \cdots & 0 & 1 & -1 & 0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}_{1\times(n+4)}$，$\boldsymbol{\Psi}=$

$$\begin{bmatrix}e_{za} & u_{ca} & u_{ca1} & \cdots u_{ca(n-2)} & z_{ab} & e_{ab} & e_{a1} & z_{a2}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}_{1\times(n+4)},$$

$$\boldsymbol{\Upsilon}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Upsilon}_1 & \times\\ \times & \boldsymbol{\Upsilon}_2\end{bmatrix}=$$

$$\begin{bmatrix}
0 & -b_a & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0\\
0 & -\dfrac{1}{T} & \dfrac{1}{T} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & 0\\
\vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\
0 & \cdots & 0 & -\dfrac{1}{T} & \dfrac{1}{T} & 0 & 0 & 0 & 0\\
\dfrac{k_{pa}}{b_aT} & 0 & \cdots & 0 & -\dfrac{1}{T} & 0 & \cdots & 0 & -\dfrac{1}{b_aT}\\
0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & -k_{pa} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -\dfrac{\omega_o^2}{b_a} & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -2\omega_o & -1\\
0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}_{\substack{(n+4)\times\\(n+4)}}.$$

根据公式(14)可得闭环系统特征根表达式为：

$$\begin{aligned}|sI-\boldsymbol{\Upsilon}|&=|sI-\boldsymbol{\Upsilon}_1||sI-\boldsymbol{\Upsilon}_2|\\&=\frac{1}{T^{n-1}}\left[k_p+s(Ts+1)^{n-1}\right]\left[s^3(s+2\omega_o)\right]=0\,.\end{aligned} \tag{15}$$

当公式(15)中所有特征根位于复平面左半侧，则闭环系统稳定，即可等价为：$\Delta_1=k_{pa}+s(Ts+1)^{n-1}=0$且$\Delta_2=s^3(s+2\omega_o)=0$特征根位于左半平面。因$\omega_o>0$，则$\Delta_2=0$特征根位于左半平面条件恒成立。闭环系统稳定条件可简化为：如果$\Delta_1=k_{pa}+s(Ts+1)^{n-1}=0$是Hurwitz，则$\boldsymbol{\Upsilon}$是Hurwitz，且偏差$\boldsymbol{\Psi}$有界，系统渐近稳定。因此，参数$k_{pa}$需在$\Delta_1=0$特征根位于左半平面条件下选择。稳定性得证。

同理，b侧闭环系统稳定性证明过程与之类似，本文不再赘述。

3 带汽-汽换热器TITO系统验证

为验证MC-ADRC有效性，以文献[18]带汽-汽换热器的200 MW多变量汽温系统为例与λ-PID[17]、ADRC[17]和MADRC[10]进行定值跟踪、抗干扰和鲁棒性验证。带汽-汽换热器耦合系统如图5所示：过热汽温通过一、二两级喷水来分级调节；再热汽温通过汽-汽换热器调节，改变旁通阀开度以改变进人汽-汽换热器的再热蒸汽流量，实现对再热汽温调节，再经过喷水作为辅助调节手段。因采用了汽-汽换热器，过热汽温和再热汽温之间存在强相互作用，为典型TITO耦合系统。

其中，TITO汽温系统耦合被控对象传递函数模型为：

$$\begin{bmatrix}T_{\mathrm{S}}\\T_{\mathrm{R}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{-3.65}{(60s+1)^5} & \dfrac{2.28}{(28s+1)^5}\\ \dfrac{-2.27}{(122s+1)^4} & \dfrac{-3.48}{(48s+1)^5}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}\\\boldsymbol{U}\end{bmatrix}. \tag{16}$$

式中，T_{S}是对流换热器冷段出口汽温，T_{R}为再热器出口汽温，$\boldsymbol{D}$为一级喷水量，$\boldsymbol{U}$为旁路阀开度。

为确保不同控制器在相同稳定下对比，采用最大灵敏度(Maximum sensitivity，M_{s})[17]进行参数调节约束。其中，M_{s}计算公式为：

$$M_{\mathrm{s}}=\max_{\omega}\left[1/\left|1+G_{ol}(\mathrm{j}\omega)\right|\right],\omega\in[0,+\infty)\,. \tag{17}$$

式中，$G_{ol}(\mathrm{j}\omega)$是开环频域表达式；ω是频率；j是复数变量。对比试验中，令双侧待对比控制器最大灵敏度约束为：$M_{\mathrm{s}}=1.197$。

3.1 定值跟踪和耦合回路抗干扰性能试验

为验证MC-ADRC定值跟踪和耦合回路抗干扰性能，在t=50 s，依次令T_{S}和T_{R}设定值单位阶跃，监测4种控制器定值跟踪和耦合侧对定值跟踪的抗干扰性能。控制器参数如表1所示，时域响应曲线如图6和图7所示，时域响应指标如表2，3所示，t_{sr}、υ_r是设定值跟踪响应时间和超调量，t_{sf}、υ_f是抗干扰响应时间和超调量。表1中，Re、λ是参考文献中控制器待调参数。

此外，表2和3中采用误差绝对值积分(Integral of absolute value of error，IAE)表征系统时域指标，计算公式为：

$$\mathrm{IAE}=\int_0^{t_{\max}}\left|r(t)-y(t)\right|\mathrm{d}t\,. \tag{18}$$

由图6、图7和表2可知，对流换热器出口温度T_{S}和再热器出口温度T_{R}设定值分别单位阶跃时，λ-PID[17]、ADRC[17]、MADRC[10]和MC-ADRC定值跟踪速度和耦合回路抗干扰性能依次提升，说明MC-ADRC对于TITO热工系统定值跟踪和耦合回路抗干扰性能方面具有明显优势。

3.2 抗干扰性能试验

为进一步测试MC-ADRC抗干扰性能以及该侧内扰对耦合回路影响大小，分别令一级喷水量D、

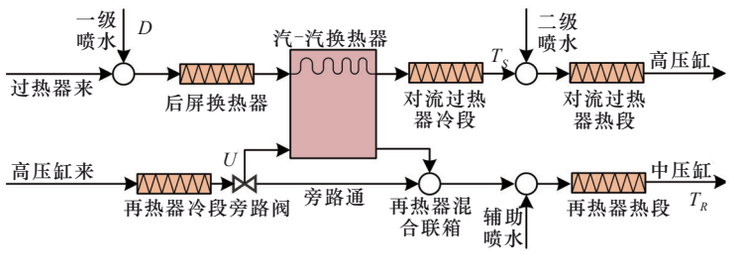


图 5　带汽-汽换热器耦合系统示意图

Fig. 5　Steam-steam heat exchanger coupling system schematic diagram

表 1　控制器参数

Table 1　Parameters of controllers

控制器	对流换热器侧控制器参数		再热器侧控制器参数	
	待调参数	参数	待调参数	参数
λ-PID[17]	$\begin{cases}R_e=-0.2,\\ \lambda=165\end{cases}$	$K_p=-0.045, K_i=-3.32\times10^{-4}, K_d=0$	$\begin{cases}R_e=-0.2,\\ \lambda=132\end{cases}$	$K_p=-0.047, K_i=-4.35\times10^{-4}, K_d=0$
ADRC[17]	$\begin{cases}R_e=-0.4,\\ \lambda=105\end{cases}$	$\omega_c=0.0038, \omega_o=0.0381, b_0=-0.1986$	$\begin{cases}R_e=-0.4,\\ \lambda=84\end{cases}$	$\omega_c=0.0048, \omega_o=0.0476, b_0=-0.2367$
MADRC[18]	$\begin{cases}\lambda=2\\ \omega_o=0.4\end{cases}$	$\omega_c=0.0085, \omega_o=0.4, b_0=-0.0608$	$\begin{cases}\lambda=2\\ \omega_o=0.4\end{cases}$	$\omega_c=0.0106, \omega_o=0.4, b_0=-0.0725$
MC-ADRC	$\begin{cases}\lambda_a=0.4\\ \omega_o=0.1\end{cases}$	$k_{pa}=0.0067, \omega_o=0.1, b_a=-0.061, b_c=0.4$	$\begin{cases}\lambda_b=0.4\\ \omega_o=0.1\end{cases}$	$k_{pb}=0.0083, \omega_o=0.1, b_b=-0.0725, b_c=0.4$

表 2　3.1 时域响应指标

Table 2　Time-domain response metrics for experiments in section 3.1

控制器	对流换热器侧定值跟随试验						再热器侧定值跟随试验					
	对流换热器侧跟随响应指标			再热器侧干扰响应指标			对流换热器侧干扰响应指标			再热器侧跟随响应指标		
	t_{sr}/s	v_r/%	IAE	t_{sf}/s	v_f/%	IAE	t_{sf}/s	v_f/%	IAE	t_{sr}/s	v_f/%	IAE
λ-PID	3 056	5.6	791.1	2 454	23.33	315.4	2 153	−35.22	435.9	2 925	7.0	688.9
ADRC	2 048	0	864.3	3 164	17.61	268.7	2 656	−26.94	350.1	1 660	1.6	740
MADRC	1 816	2.4	549.4	1 806	17.47	175.9	1 477	−29.34	232	1 831	3.4	477.7
MC−ADRC	**917**	**0**	**401.5**	**1 310**	**14.8**	**100.7**	**1 034**	**−40.54**	**128.8**	**750.4**	**0**	**344.7**

表 3　3.2 时域响应指标

Table 3　Time-domain response metrics for experiments in section 3.2

控制器	对流换热器侧定值干扰试验						再热器侧定值干扰试验					
	对流换热器侧干扰响应指标			再热器侧干扰响应指标			对流换热器侧干扰响应指标			再热器侧干扰响应指标		
	t_{sf}/s	v_f/%	IAE	t_{sf}/s	v_f/%	IAE	t_{sf}/s	v_f/%	IAE	t_{sf}/s	v_f/%	IAE
λ-PID	2 020	−31.94	344.7	2 755	−11.84	144.8	2 382	20.3	163.6	1 726	−29.46	261.9
ADRC	2 126	−30.18	278.6	2 381	−9.56	95.8	2 028	19.56	113.6	1 784	−27.49	217.2
MADRC	1 439	−25.67	183.2	1 793	−6.45	59.58	1 442	16.27	74.66	1 215	−23.69	143.6
MC−ADRC	**1 050**	**−20.78**	**101.4**	**1 270**	**−4.15**	**25.16**	**755**	**14.11**	**42.94**	**876**	**−19.13**	**80.54**

旁路阀开度 U 在 t=50 s 增加 0.1 的干扰,监测双侧温度时域响应曲线,如图 8 和 9 所示,时域指标如表 3 所示。

由图 8、图 9 和表 3 可知,在定值内扰试验中,双侧回路抗干扰性能由弱到强依次为:λ-PID、ADRC、MADRC 和 MC-ADRC,进一步说明 MC-ADRC 在 TITO 热工系统抗干扰性能优势。

3.3　Monte Carlo 鲁棒性试验

为进一步验证 MC-ADRC 在 TITO 热工系统中鲁棒性优势,令 4 种控制器参数保持表 1 不变,公式(16)中 4 个被控对象参数 K、T 在 ±10% 以内随机变化,阶次 n±1 随机变化,在此基础上重复试验 3.1 和 3.2 进行 600 次 Monte Carlo 试验,记录换热器和再热器出口温度在试验过程中的 IAE 随机指

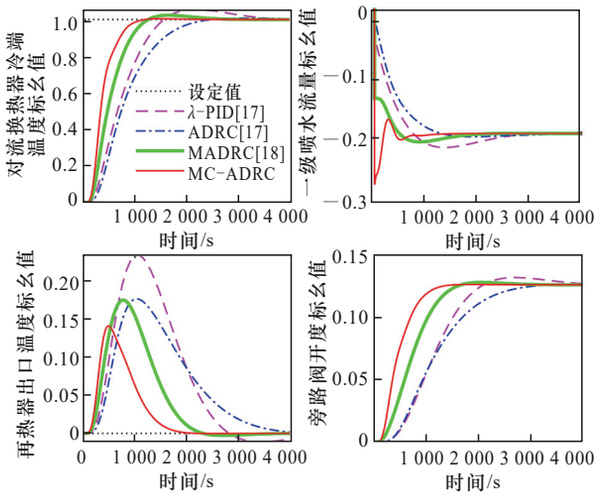


图6 T_S设定值单位阶跃双侧控制回路时域响应

Fig. 6 Time-domain responses of both sides of the control loop with setpoint T_S for unit step

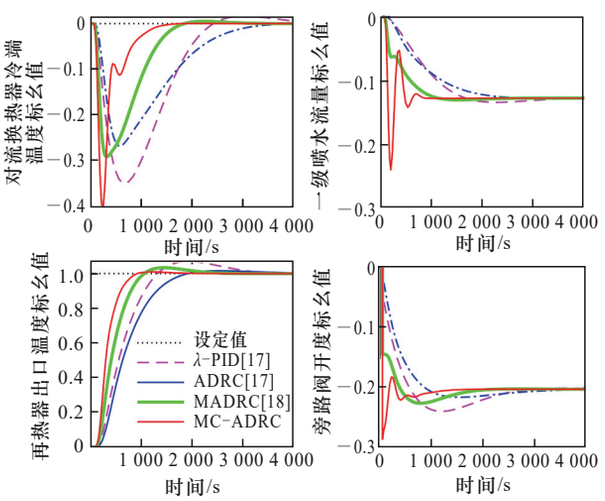


图7 T_R设定值单位阶跃双侧控制回路时域响应

Fig. 7 Time-domain responses of both sides of the control loop with setpoint T_R for unit step

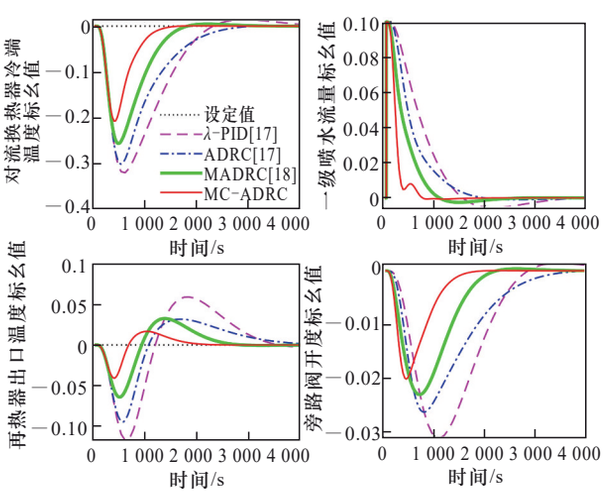


图8 D定值干扰双侧回路时域响应

Fig. 8 Time-domain responses of both sides of the loop with disturbance D

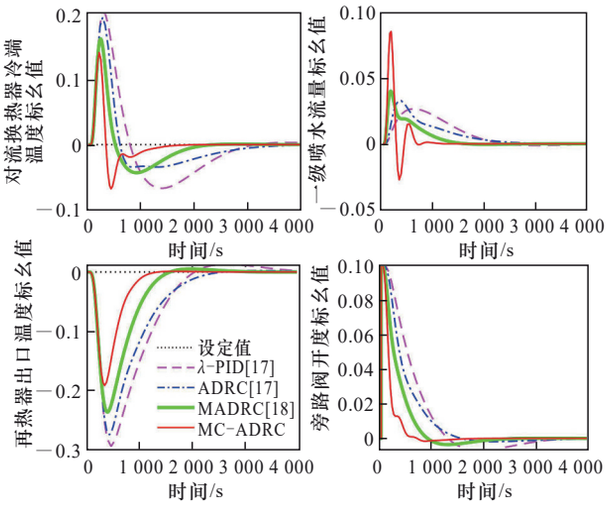


图9 U定值干扰双侧回路时域响应

Fig. 9 Time-domain responses of both sides of the loop with disturbance U

标二维分布，如图10所示。

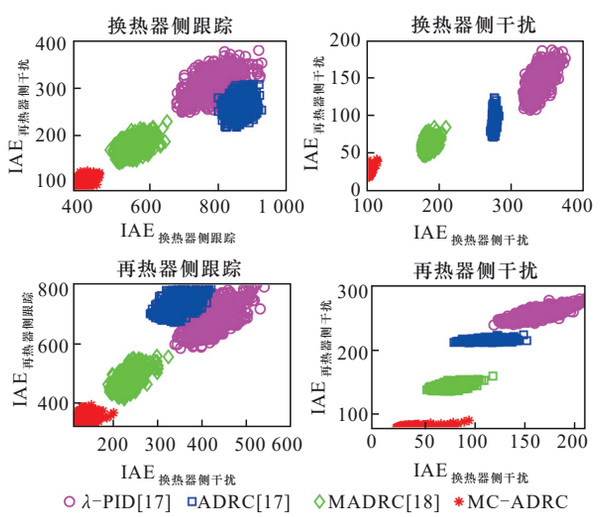


图10 Monte Carlo试验随机指标分布

Fig. 10 Distributions of random metrics in Monte Carlo simulation

由图10可知，MC-ADRC在3.1和3.2随机重复实验中IAE指标最集中，说明其鲁棒性最佳，且MC-ADRC的IAE指标最小，证明其时域性能最佳。综上试验，证明MC-ADRC在TITO热工系统综合性能优势。

4 双路耦合温控试验台验证

为进一步验证MC-ADRC在TITO热工耦合系统中的有效性，采用双路耦合温度控制试验台（Temperature control laboratory，TCLab）与PSO-PI和MADRC进行对比试验。Tclab试验台如图11所示，采用MATLAB/Simulink进行串行通信控制，通过调节PWM占空比（%）实现双侧温度（℃）调

节。在 Simulink 中搭建待对比的控制器和示波器。TCLab 系统包括 Arduino 开发板、A/B 侧加热模块、温度传感器、耦合散热片、散热风扇和驱动电源。通过耦合散热片，A/B 侧模块实现温度耦合。

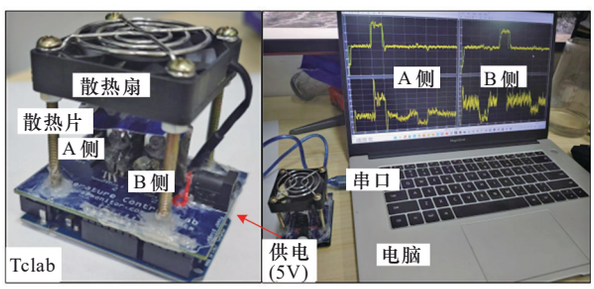


图 11　Tclab 温控试验台

Fig. 11　Tclab temperature control test bench

双侧 PWM 占空比（%）和温度（℃）传递函数矩阵为：

$$\begin{bmatrix} G_{AA} & G_{AB} \\ G_{BA} & G_{BA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{0.227}{(31.75s+1)^2} & \dfrac{0.034}{(33.697s+1)^3} \\ \dfrac{0.069}{(33.35s+1)^3} & \dfrac{0.107}{(37.38s+1)^2} \end{bmatrix}. \tag{19}$$

为确保不同控制器在相同稳定性指标下对比试验，双侧控制器共同寻优目标为：$M_s = 1.2265$，控制器参数如表 4 所示，试验结果如图 12 和 13 所示。

表 4　Tclab 试验控制器参数

Table 4　Parameters of Tclab test controllers

	控制器	控制器参数
A 侧	PSO-PI	$K_p = 3.1718, K_i = 0.0719$
	MADRC[10]	$k_p = 0.0756, \omega_o = 0.1, b_0 = 0.007$
	MC-ADRC	$\begin{cases} k_{pa} = 0.0756, \omega_o = 0.1, \\ b_a = 0.007, b_c = 0.6 \end{cases}$
B 侧	PSO-PI	$K_p = 6.729, K_i = 0.1296$
	MADRC[10]	$k_p = 0.064, \omega_o = 0.1, b_0 = 0.0029$
	MC-ADRC	$\begin{cases} k_{pb} = 0.064, \omega_o = 0.1, \\ b_b = 0.0029, b_c = 0.6 \end{cases}$

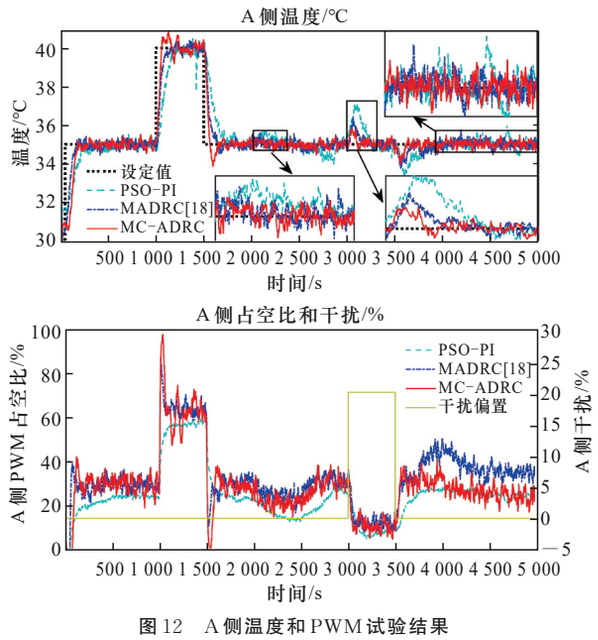


图 12　A 侧温度和 PWM 试验结果

Fig. 12　A side temperature and PWM test results

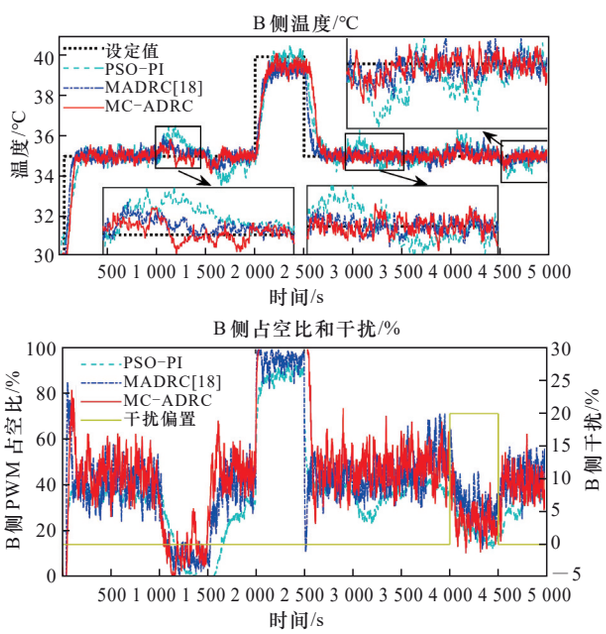


图 13　B 侧温度和 PWM 试验结果

Fig. 13　B side temperature and PWM test results

由图 12 和 13 的 A/B 侧双路耦合温控试验结果可知，MC-ADRC 相比于 PSO-PI 和 MADRC[6] 响应速度和抗干扰性能更强，且在耦合干扰影响下温度波动范围更小，从而证明 MC-ADRC 在 TITO 热工系统中的优势，可进一步在火电机组热工系统中应用。

5　结语

针对火电机组 TITO 热工对象耦合干扰严重、解耦器设计复杂和现有分散控制策略性能差的问题，提出一种无需解耦的 MC-ADRC 控制策略，相比于现有分散控制策略，具有以下优势：

1）增加的耦合观测器可提升控制系统鲁棒性和定值跟踪性能，同时有效提升系统抗干扰性能及火电机组热工系统综合性能指标；

2）全局带宽法、公共耦合增益和参数整定公式有效简化参数整定，在工程实际应用中可根据热工系统特性快速调参；

3）带汽-汽换热器试验证明 MC-ADRC 相比于现有分散控制策略具有更优鲁棒性同时时域性

能提升30%以上。

4）TCLab双路耦合温度控制试验进一步验证了MC-ADRC双侧信号跟踪和抗干扰性能优势，初步证明其工程实际优势。

此外，本文设计的MC-ADRC理论上同样适用于多输入多输出（Multiple-Input Multiple-Output，MIMO）系统。后续研究将集中于MIMO系统的MC-ADRC设计、应用和参数整定简化工作。

参考文献：

[1] 王南南. 煤矿井下瓦斯抽放泵站集中控制系统研发与应用[J]. 煤炭科技，2024，45(3)：142-144＋149.

[2] Gagnon E，Pomerleau A，Desbiens A. Simplified，ideal or inverted decoupling?[J]. ISA Transactions，1998，37(4)：265-276.

[3] SHEN Y，SUN Y，LI S. Adjoint transfer matrix based decoupling control for multivariable processes[J]. Industrial & Engineering Chemistry Research，2012，51(50)：16419-16426.

[4] Hung J H，Mangalara J H，Simmons D S. Heterogeneous rouse model predicts polymer chain translational normal mode decoupling[J]. Macromolecules，2018，51(8)：2887-2898.

[5] Wu J，Lu Y. Decoupling and optimal control of multilevel buck DC-DC converters with inverse system theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2019，67(9)：7861-7870.

[6] 王烁哲，韩民晓，范溢文，等. 基于改进自律分散控制的换流器型电网频率/电压调整与功率分配策略[J/OL]. 中国电机工程学报，1-13[2024-09-19].

[7] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策，1998(1)：19-23.

[8] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver：IEEE，2003：4989-4996.

[9] He T，Wu Z，Li D，et al. A tuning method of active disturbance rejection control for a class of high-order processes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2019，67(4)：3191-3201.

[10] Wu Z，Li D，Liu Y，et al. Performance analysis of improved ADRCs for a class of high-order processes with verification on main steam pressure control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2022，70(6)：6180-6190.

[11] Wu Z，Sui S，Li S，et al. Modified active disturbance rejection control design based on gain scheduling for selective catalytic reduction denitrification processes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2024，71(12)：11824-11833.

[12] Sun L，Xue W，Li D，et al. Quantitative tuning of active disturbance rejection controller for FOPTD model with application to power plant control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2021，69(1)：805-815.

[13] Sun L，Zhang Y，Li D，et al. Tuning of active disturbance rejection control with application to power plant furnace regulation [J]. Control Engineering Practice，2019，92：104122.

[14] ZHANG B，TAN W，LI J. Tuning of Smith predictor based generalized ADRC for time-delayed processes via IMC[J]. ISA Transactions，2020，99：159-166.

[15] 王佑，吴振龙，薛亚丽，等. 高阶大惯性系统的线性自抗扰控制器设计[J]. 控制与决策，2023，38(4)：999-1007.

[16] 李健，谭文，张彬文. SCR烟气脱硝系统线性自抗扰控制研究[J]. 动力工程学报，2019，39(3)：203-207.

[17] Liu C L，Yang C J，Liu W L，et al. Comprehensive quantitative tuning method for multiple LADRCs in high order plus time delay processes[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering，2024，24(4)：3418-3431.

[18] 刘长良，杨超杰，刘卫亮，等. 高阶时滞系统的改进线性自抗扰控制及参数整定方法[J]. 动力工程学报，2024，44(4)：599-606，640.

[19] 吕剑虹，张世军，陈来九. 自学习多变量汽温控制系统[J]. 东南大学学报，1995(5)：33-39.

（编辑：贾丽红）