

基于分数阶 PID 控制器的非线性锅炉系统迭代学习控制

肖飞 杨永明

(中国石油乌鲁木齐石化公司, 乌鲁木齐 830017)

摘要: 在石油和化工企业中, 锅炉汽轮机机组通常作为厂用电与工艺蒸汽的联合动力源, 为反应、分离和输送等核心生产装置持续供能。要在高负荷波动与多设备耦合的复杂工况下同时实现供需平衡、能效优化与污染物减排, 对机组的协调控制结构提出了更高要求。然而, 汽轮机与锅炉的动态匹配、广泛的负荷变动范围以及众多用能设备的协同运行, 使得控制设计极具挑战。本文基于迭代学习控制 (Iterative Learning Control, ILC), 构建了一种混合模式控制框架, 通过精细调节节流压力与兆瓦输出功率, 使机组关键过程变量在设定值附近快速、稳定地收敛。仿真结果表明, 与现有主流方法相比, 所提出方案不仅显著提升了设定值跟踪精度和响应速度, 还能在典型化工负荷切换场景下有效抑制扰动, 满足化工行业绿色、低碳及高效安全生产的仪控设计与应用需求。

关键词: 锅炉-汽轮机机组; 协调控制; 节流压力控制; 迭代学习控制; 能源效率优化

中图分类号: TP273

文献标识码: A

0 引言

锅炉汽轮机机组作为石油和化工企业能源系统中的核心设备, 承担着为反应、分离、输送等主要生产装置提供稳定电力和工艺蒸汽的重要任务。其健康稳定运行直接关系到工厂整体生产的连续性与安全性, 因此, 针对锅炉汽轮机系统的协调控制技术开展研究, 具有重要的工程应用价值和实际意义。

近年来, 随着全球能源危机的加剧, 关于优化能源利用与开发新能源的研究不断深化。可再生能源作为绿色能源的代表, 受到了广泛关注, 全球范围内对太阳能、风能等装置的投入持续增长。然而, 由于可再生能源在稳定性、独立运行能力及对负荷变化的即时响应方面存在一定不足, 例如太阳能发电受限于天气变化, 需要依靠储能系统或外部电网支撑, 难以单独保障化工生产装置对持续稳定能源的需求^[1]。因此, 燃煤锅炉汽轮机系统凭借高效运行、良好的负荷适应性及可优化控制的特点, 在化工厂能源系统中仍占据不可替代的地位^[2]。

根据厂区装置的具体负荷需求及地理条件, 化工企业通常配置不同类型和规模的锅炉汽轮机机组。一方面, 通过高压蒸汽驱动汽轮机发电, 另一方面将余热蒸汽输送至工艺流程, 实现能源的梯级利用和整体能效的提升。相较于其他常规电站, 自备电厂具有成本低、响应灵活的特点, 但也对控制系统提出了更高要求。锅炉电站涉及大量输入、输出设备, 需要高效、实时的控制系统保障系统平稳运行。当前, 分散控制系统 (Distributed control system, DCS) 被广泛应用于化工厂过程控制中^[3], 通过多个子控制单元对设备实现独立调节, 同时将运行状态反馈

至主控制界面 (Human-Machine interface, HMI)^[4-5]。

DCS 结构有效提高了系统的稳定性与抗故障能力, 并显著缩短了指令执行及负荷变化的响应时间, 但由于缺乏上层统一协调机制, 往往在应对突变负荷、设备联动控制等复杂工况时存在响应迟缓、能效下降的问题^[6]。

目前, 针对锅炉汽轮机系统的协调控制研究主要集中在物理健康指标监测与经验规则优化上, 仍依赖人工经验进行参数整定, 难以适应复杂工况下实时调整和自主学习的需求。

针对上述问题, 本文提出一种基于分数阶 PID (Fractional-Order PID, FOPID) 与迭代学习控制 (Iterative Learning Control, ILC) 相结合的锅炉-汽轮机协调控制策略。该方法通过构建混合模式控制框架, 利用 FOPID 提升系统的动态响应特性, 结合 ILC 在周期性运行过程中不断修正控制律, 实现节流压力与兆瓦输出的快速、稳定跟踪, 并有效抑制负荷扰动对系统性能的影响。

1 锅炉系统

化工煤火锅炉轮机单元的能量转换与传输过程可分为三个主要环节。首先, 燃烧与热传输过程的动态行为可以通过以下传递函数来描述:

$$\delta DQ(s) = \frac{k_1}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \delta B(s) \quad (1)$$

管道传输过程: 在该过程中, 本文将锅炉和主蒸汽管道视作一个集中的热存储容器, 管道传输过程可用下式表示:

$$\Delta DQ(t) - \Delta DT(t) = C \left(\frac{d\Delta PD(t)}{dt} \right) \quad (2)$$

$$PD(t) - PT(t) = kTD_T^2(t) \quad (3)$$

$$DT(t) = k(T)\mu(t)PT(t) \quad (4)$$

对于带有再加热器的涡轮机，其工作过程的动态传递函数可以用下式表示：

$$N(s) = \frac{(\alpha T_s)3s+1}{(T_3s+1)} k_2 * D_T(s) \quad (5)$$

上述式(1)至(5)中的各项系数如表1所示。系统的整体动态模型如图1所示。如图1所示的锅炉涡轮机系统依据Chere等提出的简化非线性模型进行线性化处理，并已在多个不同容量的单元中得到验证^[7]。

表1 系统参数值

参数	值	参数	值
T_0	135	T_1	150
T_3	6	T_b	30
k_1	1	k_μ	1
α	0.25	k_μ	6.89
P_{T0}	105	-	-

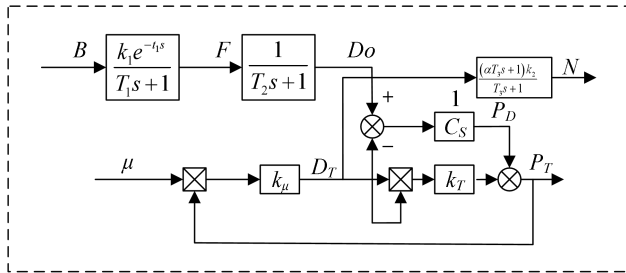


图1 系统的整体动态模型

上述锅炉-汽轮机方程组可进一步转换为状态空间形式，其通用的状态空间表示如下：

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (6)$$

2 控制设计

GorPodlubny 等^[8]提出 FOPID 控制器，该控制器结合了分数阶积分器和分数阶微分器，数学表达式如下所示：

$$G_{FOPID}(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} + k_d s^\beta \quad (7)$$

式中， k_p 为比例增益， k_i 为积分增益， k_d 为微分增益， α 和 β 分别表示积分器和微分器的分数阶。

根据式(6)和(7)，FOPID 控制器包含五个未知参数，其中三个是 PID 控制器的参数，另外两个参数 α 和 β 则通过不同的组合构成多种控制器^[9]。如图2所示为 FOPID 控制器的框图。

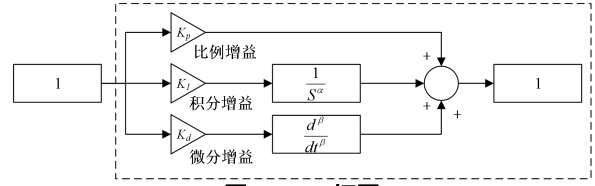


图2 FOPID框图

传统反馈系统的问题在于，重复执行相同过程时，系统会产生相同的响应和误差。ILC 通过利用前一次试验的信息，在后续试验中减少误差。通过从前一次试验中提取控制输入并与误差函数结合，生成新的控制信号，实现精确跟踪。为此，可以采用 P、PD、PI 控制器或简单的比例、积分和微分控制法则来更新控制输入^[10]。在 ILC 的设计过程中，满足以下假设以提高学习效果：每次迭代的起始点一致，即系统从 $t=0$ 开始，且初值为零，所有试验需从相同初始条件开始；每次迭代的误差应逐步收敛，第二次试验的误差小于第一次试验的误差，并且试验时间一致。如果第一次试验时间为 10 s，则其他试验也应保持相同时间。如图3所示为 ILC 的基本结构，其中 $u=(i,k)$ 为当前控制输入， $y(i,k)$ 为当前输出， $u(i,k+1)$ 为通过 ILC 生成的新控制输入。

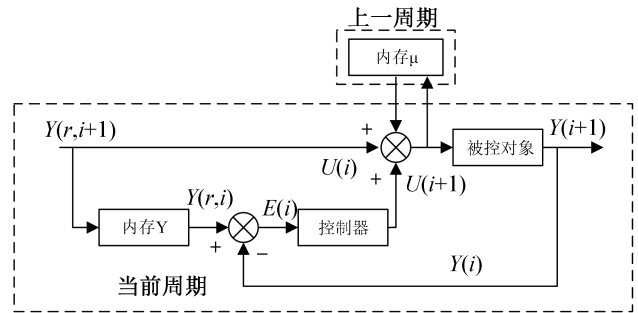


图3 ILC基本结构

PID 型 ILC 控制器在设计时可以采用多种更新律，其中引入积分项能够消除控制系统响应中的稳态误差。PID 型 ILC 的更新律数学表达式如下：

$$u(i,k+1) = u(i,k) + k_p e(i,k) + k_i \int e(i,k) dt + k_d \frac{de(i,k)}{dt} \quad (8)$$

式中给出了 PID 型 ILC 的完整更新方程，用以产生驱动系统的新控制输入。

在上述控制策略中，实现 ILC 通常需要重新设计现有控制回路并增加前馈 ILC。若要将 ILC 与现有控制系统结合以提升性能，往往需要重新编写整个控制程序，甚至在某些情况下更换控制所用的微控制器。

基于此，对于绝大多数需要精确跟踪参考设定的控制任务而言，级联 ILC 是一种在不干扰现有控制回路的前提下提升系统性能的控制策略，如图4所示为 ILC 的基本结构。在这种结构中，ILC 作为外层控制器引入，不改变原有反馈控制器的结构和

参数，而是根据上一周期的误差信息生成新的参考轨迹，仅对原控制指令施加微小修正，无需对现有控制回路进行重大改动。只要满足收敛条件，每次迭代试验的控制结果都将优于前一次^[11]。

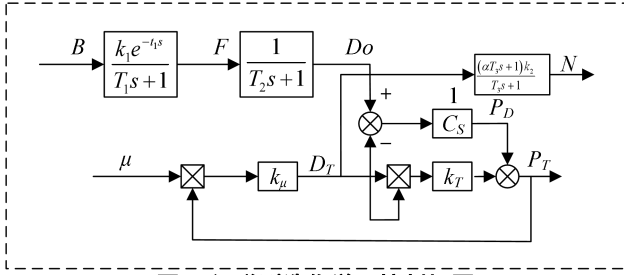


图4 级联型迭代学习控制框图

通过将 ILC 应用于外环控制回路，可以有效简化对现有控制回路的调节过程，从而实现系统性能的期望目标。面对复杂过程时，通常难以在实验环境中构建精确的模型，因此，级联 ILC 提供了一种通过简洁的控制策略来实现完美跟踪的有效替代方案。在本文中，FOPID 被用作现有的控制器，而 ILC 则作为新输入控制器，与现有控制系统协同工作，以优化系统的整体性能。

3 实验分析

FOPID 控制器相较于传统 PID 控制器增加了两个额外的调节参数 α 和 β ，因此，在控制性能上具备更多优势。本文通过计算系统的主导极点来构造控制器的目标函数，并采用“非线性内点法”极小化代价函数，从而确定控制器参数 k_p 、 k_i 和 k_d 的最优值。本系统的设计指标为：阻尼比 $\xi=0.9$ ；调节时间 $t_s = \frac{4}{\omega_n} \leq 1s$ 。

$$t_s = \frac{4}{\omega_n} \leq 1s$$

根据上述指标，由系统特征方程 $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$ 可计算得到系统的主导极点为：

$$s_{1,2} = -3.996 \pm 1.934i \quad (9)$$

通过极小化目标函数，可以获得 FOPID 控制器的参数：

$$f = |R| + |I| \quad (10)$$

式中， R 表示将 s_1 代入特征方程 $I + G_p(s_1)G_c(s_1) = 0$ 后所得方程的实部， I 则为其虚部。

$G_c(s_1)$ 是 FOPID 控制器的传递函数：

$$G_c(s_1) = k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} + k_d s^\beta \quad (11)$$

$G_p(s_1)$ 为系统的传递函数。如图 5 所示为引入 FOPID 控制器后的系统闭环框图。

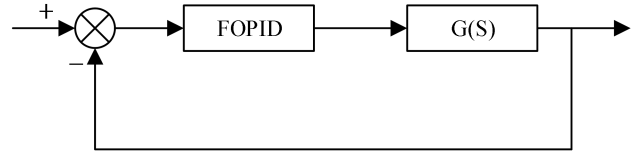


图5 反馈系统框图

引入 FOPID 控制器后，闭环系统的特征方程满足：

$$1 + G_p(s)G_c(s)^{\alpha,\beta} = 0 \quad (12)$$

将系统的具体传递函数代入上式，可得：

$$1 + \frac{-1.226 \times 10^4 \left(k_p + \frac{k_i}{s^\alpha} + k_d s^\beta \right)}{s^3 + 231.9s^2 - 1687s - 3.912 \times 10^5} = 0 \quad (13)$$

进而，将前述主导极点 $s_1 = -3.996 + 1.934i$ 代入式 (13)，定义得到：

$$1 + \frac{(-1.226 \times 10^4) \left(k_p + \frac{k_i}{s_1^\alpha} + k_d s_1^\beta \right)}{s_1^3 + 231.9s_1^2 - 1687s_1 - 3.912 \times 10^5} = 0 \quad (14)$$

将式 (14) 按实部和虚部分离，可得：

$$R = (1 + 0.031)k_p + \frac{0.0316}{4.394^\alpha} \times \cos(25.82\alpha) - \frac{2.8435 \times 10^{-7}}{4.394^\alpha} \times \sin(25.82\alpha) \cdot k_i + \frac{0.0316 \times 4.394^\beta \times \cos(25.82\beta)}{4.394^\beta} \cdot k_d - \frac{2.8434 \times 10^{-7} \times \sin(25.82\beta)}{4.394^\beta} \cdot k_d \quad (15)$$

$$I = -2.8437 \times 10^{-7} k_p + \frac{-0.0316}{4.394^\alpha} \times \sin(25.82\alpha) k_i - \frac{2.8435 \times 10^{-7}}{4.394^\alpha} \times \cos(25.82\alpha) k_i + \frac{0.0316 \times 4.394^\beta \times \sin(25.82\beta)}{4.394^\beta} k_d - \frac{2.8434 \times 10^{-7} \times \cos(25.82\beta)}{4.394^\beta} k_d \quad (16)$$

基于式 (15) 和式 (16)，构建目标函数 $f = |R| + |I|$ ，并对控制器参数 k_p 、 k_i 、 k_d 、 α 、 β 进行优化求解。所采用的“非线性内点法”算法描述如下：在约束条件 $h_i(x) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, p$) 和 $g_j(x) \leq 0$ ($j = 1, 2, \dots, m$) 下极小化 $f(x)$ ，其中

$f(x)$ 为目标函数, $h_i(x)$ 和 $g_j(x)$ 分别表示等式和不等式约束。其内部惩罚函数定义为:

$$p(x, \lambda_k) = f(x) + \lambda_k \sum_{j=1}^m \frac{1}{g_j(x)^f} \quad (17)$$

在上式中, λ_k 为惩罚系数, $p(x, \lambda_k)$ 为惩罚函数。表 2 列出了 FOPID 控制器参数的初始猜测值、参数取值范围, 以及在 MATLAB 中利用 FMINCON 工具优化代价函数后得到的控制器参数最终值。

表2 FOPID参数值

参数	初值	下限	上限	最终值
k_p	-50.95	-51.15	-50.35	-50.45
k_i	-225.55	-225.95	-224.9	-225.8
k_d	-6.9	-7.1	-6.4	-7.086
α	0.80	0.2	0.975	0.900
β	0.60	0.1	0.65	0.5497

如图 6 所示, 本文选取了文献[12]中的一个实际 500 MW 非线性锅炉汽轮机模型作为仿真对象, 用于测试所提出控制方案的性能。仿真目标是在一段时间内将蒸汽阀门前压力 P_T 保持在期望值, 然后降低其值并维持在较低水平。具体而言, P_T 在最初 100 s 内保持 17 MPa, 随后突降至 14 MPa 并保持不变; 汽轮机功率 N 在前 100 s 内保持 500 MW, 之后降至 380 MW。本工作选择的 P_T 和 N 期望轨迹的变化速率比文献[1]中快了 3 倍。之所以选取较大加速度的快速变化轨迹, 旨在直观对比并进一步凸显本文所提混合控制策略相较于文献[12]控制方法在工程可实施性与鲁棒性方面的优势。因此, 为将 P_T 保持在期望水平, 本文提出并在该系统上应用了一种 ILC 前馈与 FOPID 反馈相结合的混合控制策略。首先, 对非线性锅炉汽轮机系统进行线性化, 并按照上一节的方法设计 FOPID 控制器以实现预期的控制目标; 然后, 将设计好的 FOPID 控制器作为反馈作用于锅炉系统。仿真结果如图 6 所示。可见 FOPID 能够基本跟踪期望轨迹, 但在 P_T 和 N 的跟踪中仍存在较大的稳态误差; 同时, N 信号中出现显著的高频噪声, 这会导致微控制器发热, 降低系统可靠性。因此, 为消除稳态误差并抑制噪声, 在图 6 所示控制结构的基础上引入 PID 型迭代学习控制器 (ILC), 构成基于 FOPID 的混合控制策略。

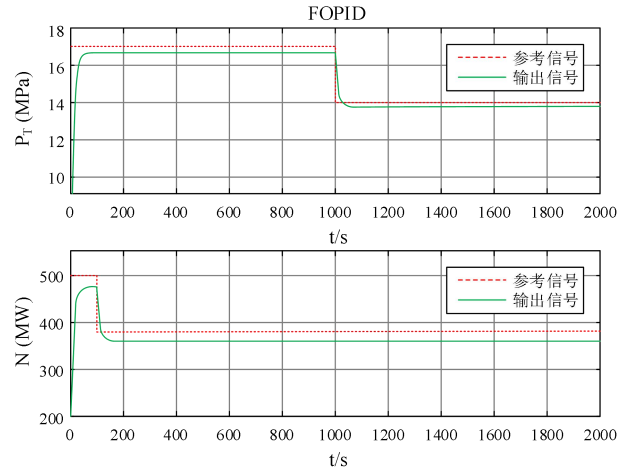


图 6 FOPID 控制器的闭环系统

随后, 按照齐格勒-尼科尔斯法则确定 PID 控制器参数^[13]。表 3 给出了相关公式, 其中按照第一法则可得:

$$G_c(s) = \frac{1.2T}{L} \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4)$$

式中 T , L , T_i 及 T_d 由系统性能指标确定。

表3 Ziegler - Nichols PID 整定表

控制器	k_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	<i>inf</i>	0
PI	$(0.9) \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$(1.2) \frac{T}{L}$	$2L$	$0.55L$

利用上述设计值可计算得到 PID 型 ILC 控制器的增益 k_p 、 k_i 及 k_d 。仿真中首先采用 P 型 ILC, 得到如图 7 所示的迭代响应结果: 随着迭代次数增加, 系统对参考信号的跟踪性能逐步提升, 即每次迭代的稳态误差均小于上次。然而, N 信号中的高频波动依然存在, 系统未能完全消除该波动。

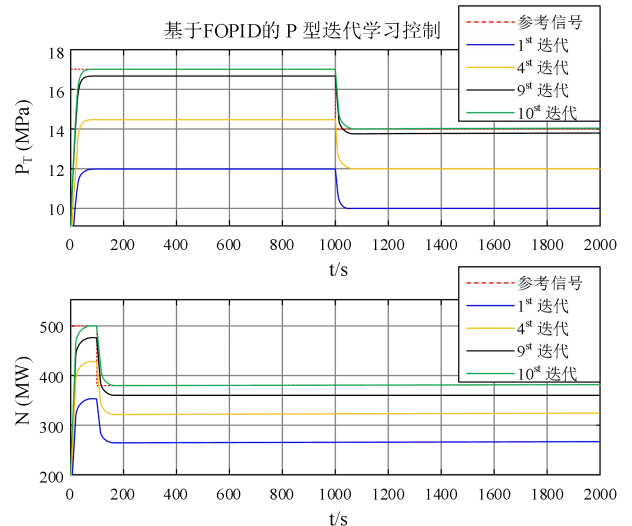


图7 基于FOPID的P型ILC的系统闭环响应

在图8中给出了误差随迭代次数的变化曲线，可见在10次迭代后，FOPID基于P型ILC的稳态跟踪误差降至0.025，即2.5%。其中最大绝对误差定义为：

$$|e|_{max} = \max(|PT_{ref} - PT|, |N_{ref} - N|) \quad (4)$$

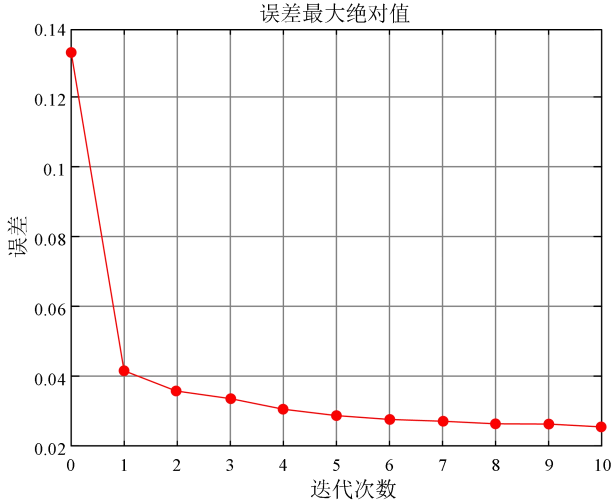


图8 混合ILC条件下各迭代闭环稳态误差

由于系统输出为向量形式，该误差取两个分量误差的最大值来评估。为进一步消除 N 信号中的残余高频波动，本文设计了基于FOPID的PD型ILC控制器。图9显示了采用PD型ILC后闭环系统的仿真响应结果：随着迭代进行，参考轨迹的跟踪精度持续提高，即每次迭代的稳态误差均低于上次；同时，输出 N 的响应变得更加平滑。这表明PD型ILC有效抑制了系统中的高频噪声，从而避免了控制作用快速变化导致的微控制器发热等问题，验证了所提基于FOPID的PD型ILC控制策略的有效性。

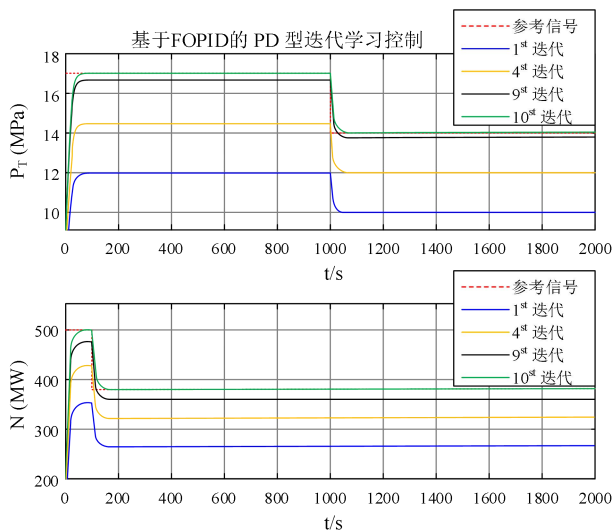


图9 基于FOPID的PD型ILC控制的闭环响应
为进一步验证所提混合ILC策略的优越性，本

文将其与文献[12]提出的 $H_{\infty}-LQR$ 方案在MATLAB环境下进行了对比仿真，并绘制结果如图10。对比可见，本文方法在保持目标稳态性能不变的前提下，具有明显更快的设定跟踪速度；此外，相较文献[1]的 $H_{\infty}-LQR$ ，混合ILC在动态过渡阶段的超调更小、收敛更平滑。因此，所提出的控制策略在综合响应速度与稳态精度方面表现出更显著的优势。

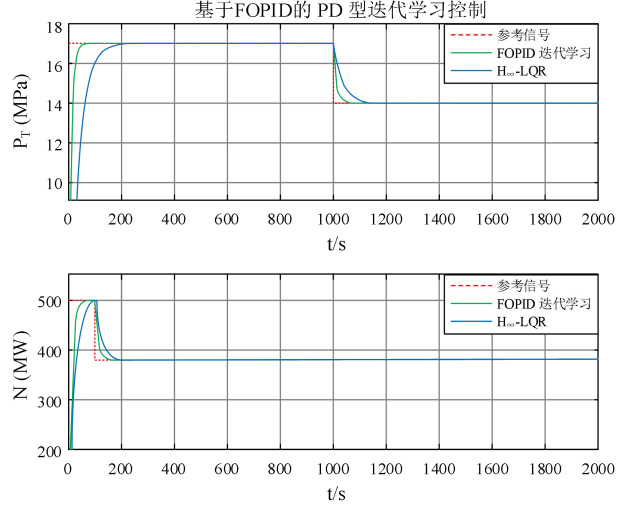


图10 基于FOPID的PD型ILC与 H_{∞} -LQR 的比较

4 结论

本文基于节流压力与机组功率的快速变化特性，提出FOPID反馈与ILC前馈相结合的混合控制方案。仿真结果显示，单独应用FOPID虽能完成跟踪，但仍残留明显稳态误差；此外，功率通道 N 中伴随高频波动，易导致控制量剧烈变化并引发硬件过热。为此，本文首先采用P型ILC几乎消除稳态误差，随后在其基础上引入微分环节构成PD型ILC，从而有效抑制高频噪声。进一步仿真验证表明：FOPID-PD-ILC可将跟踪误差压缩至3.5%以内，且输出波形平滑，充分证明了所提方法的有效性。

[参考文献]

- [1] 武鹏, 吴秀章. 浅析煤化工对我国能源解决方案的现实意义[J]. 煤质技术, 2010 (4): 45-48.
- [2] 张广才, 周科, 鲁芬, 等. 燃煤机组深度调峰技术探讨[J]. 热力发电, 2017, 46(9): 17-23.
- [3] 庄玺睿, 张航. 浅谈氧化铝生产过程 DCS 控制系统[J]. 轻金属, 2012 (10): 58-62.
- [4] 冯初彦, 任慧敏, 童心, 等. 一种使用 UI 资源的显控软件快速实现方法[J]. 航天控制, 2022, 40(6): 53-61.
- [5] 赵康康, 刘波. 煤矿井下水处理装置智能控制系统设计[J]. 工矿自动化, 2022, 48(12): 151-157.
- [6] 友吉李. 化工企业抗晃电技术措施分析与应用[J]. 水电科技, 2025, 8(4): 103-106.
- [7] de las Nieves Camacho M, Jurburg D, Tanco M. Hydrogen fuel cell heavy-duty trucks: Review of main research topics[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2022, 47(68): 29505-29525.

- [8] Sakuragi, Y.; Sato, T.; Araki, N.; Konishi, Y. Self-tuning PI control for a boiler control system. In Proceedings of the 2013 IEEE 18th Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA), Cagliari, Italy, 10-13 September 2013; pp.1-5.
- [9] 潘志锋, 王孝洪, 吴春台, 等. 基于分数阶 PID 控制器和滑动平均滤波器的三相锁相环设计[J]. 高电压技术, 2022, 48(11): 4393-4402.
- [10] Lloyds Raja G, Ali A. New PI-PD controller design strategy for industrial unstable and integrating processes with dead time and inverse response[J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2021, 32: 266-280.
- [11] 杜少通, 刘杰, 周娟, 等. 一种基于 NPC 和 H 桥混合级联的 6 kV 静止无功发生器[J]. 电网技术, 2022, 46(12): 5012-5020.
- [12] Wei L, Fang F. H_∞ -LQR -Based Coordinated Control for Large Coal-Fired Boiler-Turbine Generation Units[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(6): 5212-5221.
- [13] 李小彭, 陈国文, 尹猛, 等. 柔性机械臂运动速度的 PI 控制策略[J]. 东北大学学报 (自然科学版), 2024, 45(10): 1409.