

# 基于 LM I 的涡扇发动机抗积分饱和 PI 控制<sup>\*</sup>

王 磊, 王 曦, 何 皓, 程 茵

(北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100191)

**摘 要:** 针对航空发动机控制计划中加减速供油线对主燃油限制的控制计划, 基于状态空间理论和线性矩阵不等式 LM I (Linear Matrix Inequality) 的方法, 提出了用于解决航空发动机控制中由于主燃油供油量超加减速供油线后导致控制效果明显变差甚至出现震荡问题的抗积分饱和 WP (Integral Wind-up Protection) 算法, 给出了同时保证闭环稳定性和饱和抑制性的 LM I 解。以某涡扇发动机为被控对象, 基于 LM I 方法在已有的控制器上进行了 WP 的设计, 并进行了发动机非线性动态系统性能仿真验证。结果表明, 在已设计的 PI 控制器结构中嵌入 WP 补偿器构成具有抗积分饱和作用的 PI 控制器, 能提高控制系统的动静态性能。

**关键词:** 涡扇发动机; 抗积分饱和控制; 线性矩阵不等式

中图分类号: V235.13 文献标识码: A 文章编号: 1001-4055 (2010) 02-0210-06

## Integral wind-up protection PI control for turbofan engine based on LM I

WANG Lei, WANG Xi, HE Ai, CHENG Yin

(College of Energy and Power Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract** Integral wind-up protection control algorithm based on LM I (Linear matrix inequality) method, which used the engine limiting scheme of propulsion control to solve integrator saturation for aero-engine, was proposed. In order to avoid degraded performance when the system encounters an actuation system range limit, the integral wind-up protection control law with the designed PI controllers for turbofan engine was designed. The simulation results show that the performance requirement, which has good servo tracking performance, disturbance rejection and integral wind-up protection for PI controller, is satisfied.

**Key words** Turbofan engine; Wind-up protection control; LM I

### 1 引 言

现代航空发动机的发展, 提高了对发动机控制系统的性能要求, 现代航空发动机控制计划十分复杂, 通常包含了过渡态与稳态燃油量的选择问题、参数极限限制问题、执行机构极限位置和变化速率等限制问题, 由此产生的积分器饱和问题使发动机控制性能大大下降<sup>[1,2]</sup>, 如何采用有效措施防止积分器饱和问题带来的不利影响, 是控制算法中面临且必须解决的一个重要问题<sup>[2]</sup>。文献[2]采用基于传递函数的方法提出了增量算法、积分跟踪法和偏差修正法三种抗积分饱和算法, 并在航空发动机全权限数字发动机控制

(FADEC)系统中进行了抗积分器饱和 PI 控制器的有效性验证, 文献[7]提出了静态抗积分饱和补偿器的设计方法。

20世纪 90年代, 凸优化理论在自动控制、信号处理等领域得到广泛发展和应用<sup>[3]</sup>。控制理论中的许多问题可以简化为关于矩阵不等式的凸优化或准凸优化问题。而实际问题中, 许多目标及约束都可用 LM I (线性矩阵不等式) 表述, 求解 LM I 是一个凸优化问题, 对一些没有解析解的矩阵方程, 可在 LM I 结构中得到其数值解<sup>[4]</sup>。本文采用基于状态空间的方法, 将 WP 方法和 LM I 理论进行综合, 探讨在航空发动机控制中出现上述问题的有效解决方法, 并以某涡

\* 收稿日期: 2008-07-08 修订日期: 2009-01-19

作者简介: 王 磊 (1981—), 男, 博士生, 研究领域为航空发动机控制、建模与仿真。Email: wangxi\_406@sina.com

扇发动机为控制对象,在已有 PI 控制器上进行了抗积分饱和 PI/IM I 控制器的设计,并通过数字仿真验证了这一方法的有效性。

## 2 问题的提出

某型航空发动机的控制结构如图 1 所示。

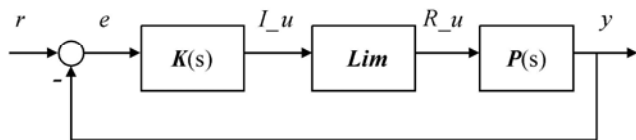


Fig. 1 Scheme for aeroengine control

图中  $P(s)$  为发动机被控对象状态空间描述

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p \cdot R_u$$

$$y = C_p x_p$$

$K(s)$  为不存在控制输出饱和以及各种物理限制 (如参数极限限制问题、执行机构极限位置和变化速率等限制问题, 加减速限制线) 时的理想状态下的控制器状态空间描述

$$\dot{x}_k = A_k x_k + B_k e$$

$$I_u = C_k x_k + D_k e$$

$Lim$  为带限制的各种物理量饱和函数矩阵, 包括执行机构各种物理量限制  $U_{max}$ 、 $U_{min}$  以及加减速线的控制计划限制等

$$R_u = \begin{cases} U_{max} & (I_u > U_{max}) \\ I_u & (U_{min} < I_u < U_{max}) \\ U_{min} & (I_u < U_{min}) \end{cases}$$

当理想控制器输出  $I_u$  超过各种物理量限制  $U_{max}$  和  $U_{min}$  或加减速线时, 就会造成理想控制量  $I_u$  和真实控制量  $R_u$  的差异, 用  $R_u$  作为被控对象的输入, 按闭环系统的负反馈纠偏原理进行控制时, 损失了原控制器的部分纠偏能力, 因此按控制器性能损失后的真实控制量  $R_u$  控制闭环系统时, 不可避免

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_k \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_k \\ A_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_k \\ B_p C_k \end{bmatrix} (R_u - I_u) = \begin{bmatrix} A_k & -B_k C_p \\ B_p C_k & A_p - B_p D_k C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_k \\ B_p \end{bmatrix} (R_u - I_u) \\ I_u &= C_k \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + D_k (R_u - I_u) = \begin{bmatrix} C_k & -D_k C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + D_k (R_u - I_u) \end{aligned}$$

限制条件可作为一种控制器输出对饱和限制作用的控制器输出能量损失因子处理, 定义能量损失因子和能量损失因子矩阵为

地会影响闭环系统的性能, 从而导致控制效果变差, 严重时会引起系统震荡、不稳定现象的发生等。

## 3 基于 IM I 的 W P 设计

### 3.1 具有 WP 作用的闭环控制系统结构

为了避免控制器设计时由于物理量输出饱和带来的控制能量损失工程化问题, 一个基本方法是采用补偿原理, 即将真实控制量  $R_u$  与理想控制量  $I_u$  的偏差构成局部内环反馈, 这样在原闭环系统中嵌入 WP 补偿器  $H$ , 以此补偿因控制器输出受限所带来的性能损失问题, 具有抗积分饱和能力的闭环控制系统结构如图 2 所示

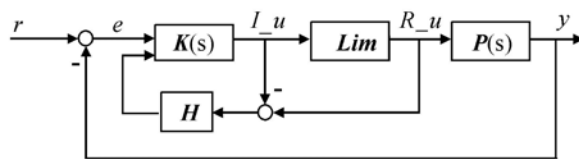


Fig. 2 Scheme for aeroengine control with integral wind-up protection

图中抗积分饱和补偿器  $H$  要满足两个要求:

- (1) 对于含有控制器输出饱和的闭环系统鲁棒稳定性, 要求稳定范围尽可能宽;
- (2) 当控制器输出饱和时, 能够抑制过渡态响应中的超调恶化问题。

### 3.2 闭环稳定性 IM I 条件

对图 2 所示的闭环系统, 原控制器  $K$  和补偿器  $H$  进行组合, 增广后的 WP 控制器为

$$\dot{x}_k = A_k x_k + B_k e + H (R_u - I_u)$$

$$I_u = C_k x_k + D_k e$$

式中  $A_k$ ,  $B_k$ ,  $C_k$ ,  $D_k$  为原控制器的结构矩阵参数。对状态空间进行扩维, 定义新的状态变量为  $\begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix}$ , 输入变量为  $R_u - I_u$ , 输出变量为  $I_u$ , 则整个闭环系统的状态空间  $G(s)$  方程则为

$$m_i = \frac{R_{ui}}{I_{ui}} \quad M = \text{diag}(m_1, m_2, \dots, m_p)$$

其表示受饱和限制条件影响的大小程度, 当  $0 \leq m_i < 1$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ ), 表示饱和限制起作用.  $m_i$  越小表示饱和限制作用对输出的影响越大; 当  $m_i = 1$  时, 表示饱和限制不起作用. 由以下引理 1 的圆盘定理来保证整个闭环系统的稳定性.

引理 1<sup>[8]</sup> 圆盘定理: 闭环系统  $G(s)$  的鲁棒稳定性充分条件为

$$(MG(j\omega) + I) + (MG(j\omega) + I)^* > 0 \quad \forall \omega$$

式中  $m_i$  越小, 表示抗积分饱和的稳定效果越明显, 越能抗苛刻的限制条件.

引理 2<sup>[9]</sup>:  $T(s) = C(SI - A)^{-1}B + D \in RH_\infty$ , 则下述二个问题等价

$$(1) T(j\omega) + T(j\omega)^* > 0 \quad \forall \omega$$

(2) 当且仅当存在一个对称正定矩阵  $N = N^T > 0$ , 使得下式成立

$$\begin{bmatrix} NA^T + AN & B - NC^T \\ B^T - CN & -D - D^T \end{bmatrix} < 0$$

对于系统  $G(s)$ , 由于  $MG(j\omega) + I = MC_g(sI - A_g)^{-1}B_g + I$ , 由引理 1 和引理 2 的等价性, 可得增广后的含 WIP 补偿器闭环控制系统的鲁棒稳定的 IMI 条件为: 存在对称正定矩阵  $X = X^T > 0$ , 使得下述

$$\begin{aligned} T_{y, R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}}(s): \quad \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} &= A_g \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + B_g(R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}) = \begin{bmatrix} A_k & -B_k C_p \\ B_p C_k & A_p - B_p D_k C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H \\ B_p \end{bmatrix} (R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}) \\ y &= C_y \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + D_y(R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}) = \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} (R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}) \end{aligned}$$

为了获得  $\|T_{y, R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}}\|_\infty < \varepsilon$  这一抗干扰抑制性能的 IMI 表达式, 考虑如下引理 3.

引理 3<sup>[6]</sup> (有界实引理):

系统  $T(s) = C(SI - A)^{-1}B + D$  渐进稳定, 且  $\|T\|_\infty < \gamma$ , 当且仅当存在一个对称正定矩阵  $L = L^T > 0$ , 使得下式成立

$$\begin{bmatrix} AL + LA^T & LC^T & B \\ CL & -\gamma I & D \\ B^T & D^T & -\gamma I \end{bmatrix} < 0$$

由引理 3 可得  $\|T_{y, R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}}\|_\infty < \varepsilon$  相对应的 IMI 表达式为: 存在  $Y = Y^T > 0$  使下式 IMI 成立

$$\begin{bmatrix} A_g Y + Y A_g^T & Y C_y^T & B_g \\ C_y Y & -\varepsilon I & 0 \\ B_g^T & 0 & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (2)$$

IMI 成立

$$\begin{bmatrix} X A_g^T + A_g X & B_g - X C_g^T M^T \\ (B_g - X C_g^T M^T)^T & -2I \end{bmatrix} < 0 \quad (1)$$

### 3.3 饱和抑制性 IMI 条件

对于图 2 所示的闭环控制系统, 当控制器输出受饱和限制时, 闭环系统的性能品质会受到劣化, 因此, 在设计具有抗积分饱和补偿器  $H$  时, 不仅要考虑上述闭环系统的鲁棒稳定性问题, 而且要抑制闭环系统的性能品质因饱和限制带来的劣化问题.

理想控制器输出受到饱和限制的损失能量为  $R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}$ , 控制器输出受饱和限制所产生的闭环系统的性能品质劣化问题就是由其引起的. 它使得被控对象的输出量  $y$  的超调量增大, 因此, 应考虑由损失能量  $R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}$  为输入,  $y$  为输出的传递函数  $T_{y, R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}}$  的  $H_\infty$  范数的抗干扰抑制性能, 即

$$\|T_{y, R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}}\|_\infty < \varepsilon$$

式中  $\varepsilon$  为抗饱和和干扰抑制性能指标,  $\varepsilon$  越小, 则设计出的抗积分饱和效果就越好, 越能接受苛刻的限制条件.

从图 2 可得以损失能量  $R_{\underline{u}} - I_{\underline{u}}$  为输入,  $y$  为输出的状态空间描述为

### 3.4 同时保证闭环稳定性和饱和抑制性的 IMI 解及其等价解

对于如图 2 所示的具有同时保证闭环稳定性和饱和抑制性的 IMI 解为: 给定理想控制器  $K(s)$  及其输出能量损失因子  $0 \leq m_i < 1$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ ) 和抗干扰抑制性能指标  $\varepsilon$ , 设计 WIP 补偿器  $H$  的问题归结为联立求解线性矩阵不等式 (1) 和 (2).

求解上述两个线性矩阵不等式 (1) 和 (2) 时, 由于存在  $B_g = \begin{bmatrix} H \\ B_p \end{bmatrix}$ , 无法利用 IMI 工具箱对其进行求解, 采用矩阵分解的方法作如下处理

$$B_g = \begin{bmatrix} H \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_p \end{bmatrix} = H + B_p$$

则上述两个线性矩阵不等式 (1) 和 (2) 可等价为下述两个线性矩阵不等式

$$\begin{vmatrix} XA_g^T + A_gX & H + B_p - XC_g^T M^T \\ (H + B_p - XC_g^T M^T)^T & -2I \end{vmatrix} < 0 \quad (3)$$

$$\begin{vmatrix} A_gY + YA_g^T & YC_y^T & H + B_p \\ C_yY & -\varepsilon I & 0 \\ (H + B_p)^T & 0 & -\varepsilon I \end{vmatrix} < 0 \quad (4)$$

可见,线性矩阵不等式 (3) 和 (4) 满足 IM I 工具箱的求解条件,可得如下定理:对于如图 2 所示的具有同时保证闭环稳定性和饱和抑制性的 IM I 解为:给定理想控制器  $K(s)$  及其输出能量损失因子  $0 \leq m_i < 1$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ ) 和抗干扰抑制性能指标  $\varepsilon$ , 设计 WP 补偿器  $H$  的问题归结为联立求解线性矩阵不等式 (3) 和 (4)。

## 4 算 例

### 4.1 主燃油流量控制计划

以某涡扇发动机为例,从慢车到加力最大其主燃烧室燃油流量  $W_{fm}$  控制计划分别由慢车、加减速、节流、中间、加力状态组成,主燃烧室燃油流量控制计划如下:

慢车状态控制计划:  $n_{2idle} = f_{idle}(T_1)$

加速供油控制计划:  $|W_{fm}/p_{31}|_{cor} = f_{ac}(n_{2cor})$

节流状态控制计划:  $n_{2cor} = f_{ss}(PLA)$

减速供油控制计划:  $|W_{fm}/p_{31}|_{cor} = f_{dc}(n_{2cor})$

中间状态控制计划:由低压转子转速  $n_1$  控制、高压转子转速  $n_2$  控制和低压涡轮后温度  $T_6$  控制组成,并采用供油量低选的方式进行主燃油流量控制。

加力状态控制计划:与中间状态相同。

上述控制计划中,各物理变量及其下标意义为: idle 表示慢车, ac 表示加速, dc 表示减速, ss 表示节流, cor 表示换算,  $T_1$  表示风扇进口总温,  $p_{31}$  表示压

气机出口总压, PLA 表示油门杆角度。

### 4.2 设计 WP 补偿器

中间状态、飞行高度 10 km, 飞行马赫数 1.6 输入为供油量、输出为低压转子转速的发动机归一化状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{n}_2 \\ \dot{n}_1 \end{bmatrix} = A_p \begin{bmatrix} n_2 \\ n_1 \end{bmatrix} + B_p |w_{fm}|$$

$$|n_1| = C_p \begin{bmatrix} n_2 \\ n_1 \end{bmatrix} + D_p |w_{fm}|$$

$$A_p = \begin{bmatrix} -2.6269 & -0.10628 \\ 2.0197 & -4.7268 \end{bmatrix}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} 0.58143 \\ 0.71846 \end{bmatrix} \quad C_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D_p = 0$$

主燃油 IM I/PI 控制器以此设计点进行设计<sup>[10]</sup>, 所求控制器参数为

$$K_p = 6.2674 \quad K_I = 17.9303$$

其状态空间参数为

$$A_k = 0 \quad B_k = 4 \quad C_k = 4.483 \quad D_k = 6.267$$

根据上述 WP 设计方法,选取  $m = 0.9$   $\varepsilon = 1.2$  求得 WP 补偿器为

$$H = 0.6694$$

根据频域控制通道增益匹配方法<sup>[5]</sup>、主燃烧室燃油流量控制计划及其上述 WP 设计方法,构建的全状态稳态控制和过渡态控制逻辑如图 3 所示。

### 4.3 仿真验证

为检验设计的抗积分饱和 WP/PI 控制器的可行性,首先在发动机非线性仿真平台上按未嵌入 WP 的 PI 控制器运行,仿真时间为 0~40 s 仿真过程如下(图中下标 0 均代表不同物理参数指令):

0~5 s 油门杆 PLA 给定在慢车位置  $PLA = 15^\circ$ , 控制计划要求按  $n_{2idle} = f_{idle}(T_1)$  进行控制,如图 4 所

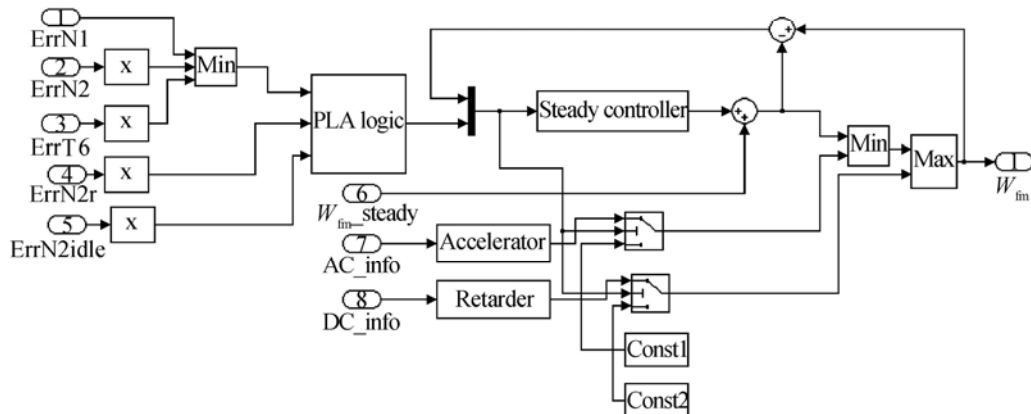


Fig. 3 Control logic of coordination of steady controller and dynamic controller

示(图中  $N_{2idle0}$  为 0~5 s 的慢车指令,  $N_{2idle}$  为跟踪响应曲线). 在 0~1.5 s 内  $n_2$  转速有较大的超调, 超过 4%, 调节时间为 2 s.

在第 5 s 时, 油门杆 3 s 内快推到中间状态  $PLA = 66^\circ$ , 要求从 8~18 s 按  $n_1 = f_{n1}(T_1)$  进行调节, 如图 5 所示(图中  $N_{10}$  为 8~18 s 的中间状态指令,  $N_1$  为跟踪响应曲线), 在 9~13 s 内有较大的超调, 高达 9%.

在第 18 s 时, 油门杆 2 s 内快推到加力最大状态  $PLA = 120^\circ$ , 要求从 20~28 s 按  $n_1 = f_{n1}(T_1)$  进行调节, 如图 5 所示(图中  $N_{10}$  为 20~28 s 的中间状态指令,  $N_1$  为跟踪响应曲线), 超调量不大.

在第 28 s 时, 油门杆 3 s 内从加力最大状态快拉回到慢车状态  $PLA = 15^\circ$ , 要求从 31~40 s 按  $n_2 = f_{n2}(T_1)$  进行调节, 如图 6 所示(图中  $N_{2idle0}$  为 31~40 s 的慢车指令,  $N_{2idle}$  为跟踪响应曲线), 存在 1% 的静态误差.

0~40 s 的稳态供油量  $W_{fm}$ , 加速供油量  $W_{fmAc}$ , 减速供油量  $W_{fmDc}$  变化曲线如图 7 所示, 在状态切换时,  $W_{fm}$  的输出量约是  $W_{fmAc}$  和  $W_{fmDc}$  的 4 倍左右. 由此可见, 在状态快速变化时, 若不考虑 WPP 问题, PI 控制器无法满足性能要求. 相应的 0~40 s 压气机出口总压  $p_{31}$ , 低压涡轮出口总温  $T_6$  的响应曲线如图 8 图 9 所示.

作为对比, 在发动机非线性仿真平台上按图 3 嵌入 WP/PI 控制器, 仿真时间为 0~40 s 仿真过程进行的给定条件与上述过程相同, 仿真曲线如图 10~15 所示.

如图 10 所示, 在 0~1 s 内  $n_2$  慢车转速超调最大为 1%, 无静差.

如图 11 所示, 在 5~8 s 从慢车到中间状态的过渡态调节中, 无超调, 调节时间为 1 s 即在第 9 s 时, 已实现  $n_1 = f_{n1}(T_1)$  控制计划要求, 且无静差.

同时, 在 18~20 s 从中间状态到加力最大状态的过渡态调节中, 超调量仅有 0.4%, 调节时间为 2 s 即在第 22 s 时, 已实现  $n_1 = f_{n1}(T_1)$  控制计划要求, 且无静差, 如图 11 所示.

在第 28 s 时, 油门杆 3 s 内从加力最大状态快拉回到慢车状态  $PLA = 15^\circ$ , 要求从 31~40 s 按  $n_2 = f_{n2}(T_1)$  进行调节, 如图 12 所示, 调节时间为 1.5 s 无静差.

0~40 s 的稳态供油量  $W_{fm}$ , 加速供油量  $W_{fmAc}$ , 减速供油量  $W_{fmDc}$  变化曲线如图 13 所示, 在状态切换时,  $W_{fm}$  的输出量已降到  $W_{fmAc}$  和  $W_{fmDc}$  的 2.5 倍左右. 相应的 0~40 s 压气机出口总压  $p_{31}$ , 低压涡轮出口总温  $T_6$  的响应曲线如图 14 图 15 所示.

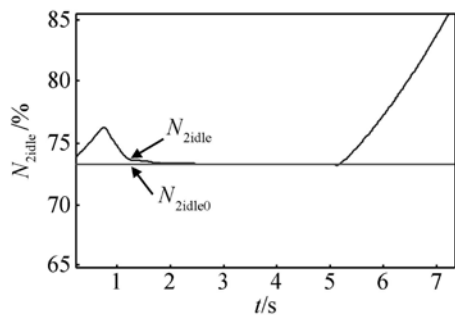


Fig. 4  $N_{2idle}$  tracing curve from 0 to 5 s without WP

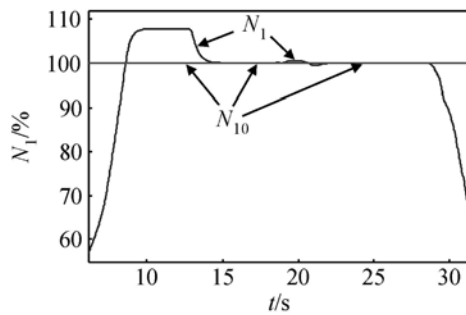


Fig. 5  $N_1$  tracing curve from 8 to 28 s without WP

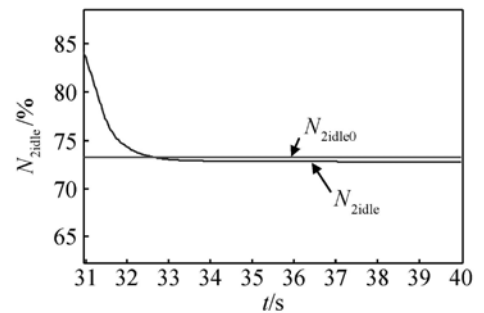


Fig. 6  $N_{2idle}$  tracing curve from 31 to 40 s without WP

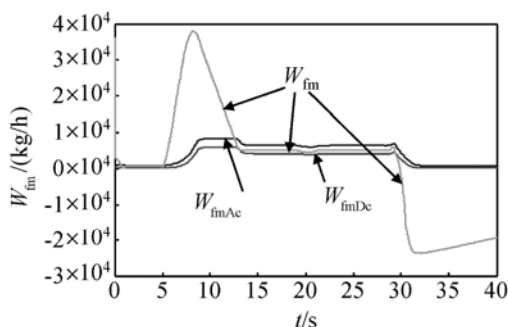


Fig. 7  $W_{fm}$  tracing curve from 0 to 40 s without WP

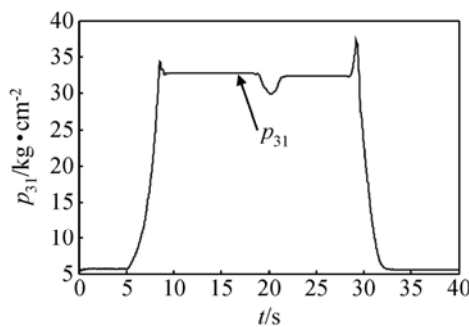


Fig. 8  $p_{31}$  tracing curve from 0 to 40 s without WP

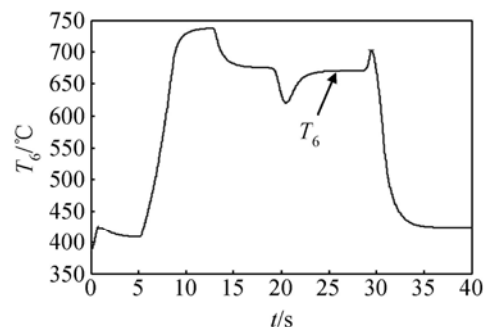


Fig. 9  $T_6$  tracing curve from 0 to 40 s without WP

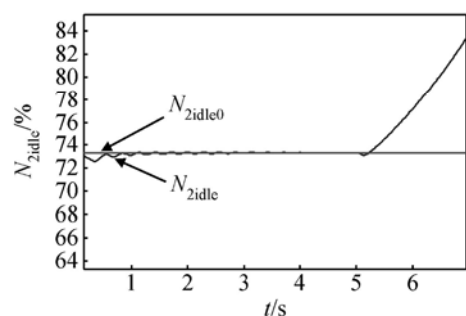


Fig. 10  $N_{2idle}$  tracing curve from 0 to 5 s with WP

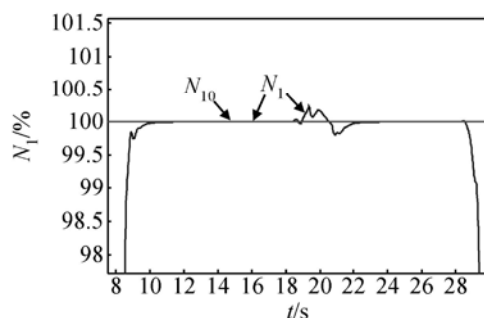


Fig. 11  $N_1$  tracing curve from 8 to 28 s with WP

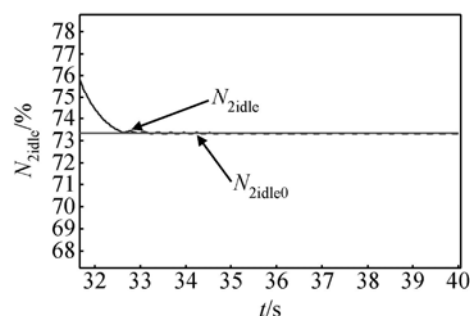


Fig. 12  $N_{2idle}$  tracing curve from 31 to 40 s with WP

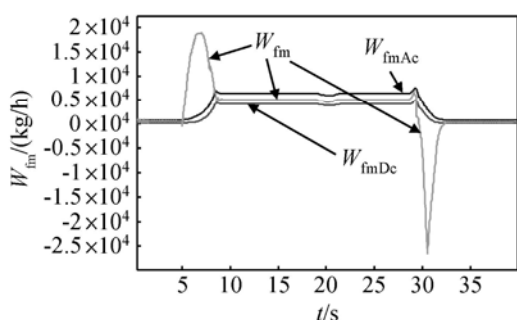


Fig. 13  $W_{fm}$  tracing curve from 0 to 40 s with WP

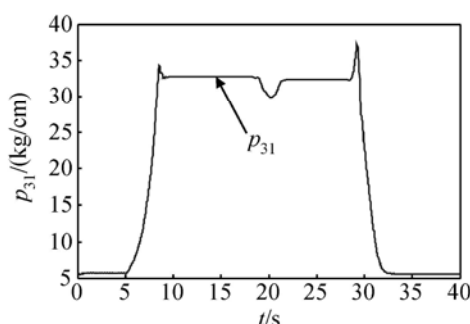


Fig. 14  $p_{31}$  tracing curve from 0 to 40 s with WP

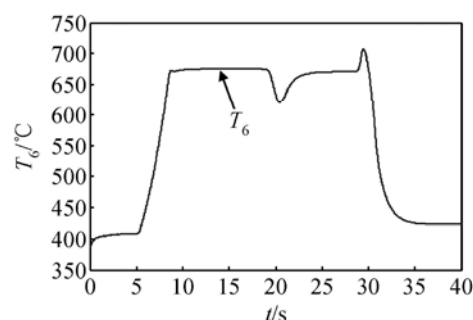


Fig. 15  $T_6$  tracing curve from 0 to 40 s with WP

综上所述,在主燃油流量控制计划中,如果考虑 WP 问题,构造具有 WP 功能的 PI 控制器,即使状态快速变化时,WP/PI 控制器能够满足性能要求。

## 5 结 论

本文提出的基于 IM I 的抗积分饱和 PI 控制器的设计方法,在涡扇发动机非线性数字仿真平台上进行了慢车到加力最大状态的过渡态和稳态性能验证。结果表明:同时保证闭环稳定性和饱和抑制性的 WP/PI 控制器的 IM I 求解方法,能够实现主燃油流量控制计划,具有较好的伺服跟踪性能和抗积分饱和干扰抑制性能。

## 参考文献:

- [1] Adibhatla S, Collier G J, Zhao X, et al  $H_{\infty}$  control design for a jet engine[R]. AIAA 98-3753
- [2] 蒋平国,孙健国.航空发动机数控系统抗积分器饱和算法研究[J].推进技术,2006,27(6). (JIANG Ping-guo, SUN Jian-guo. Investigation of integrator wind-up protection algorithms in aeroengine digital control system[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2006, 27(6).)
- [3] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004

- [4] Gahinet P, Nemirovski A, Laub A J, et al. LM I control toolbox [M]. Natick: The Math Works Inc., 1995
- [5] 郑铁军,王曦,罗秀芹,等.实现复杂控制计划的控制通道增益匹配方法[J].推进技术,2006,27(3). (ZHEN Tie-jun, WANG X i, LUO X iu-qin, et al. Channel gain schedule method on the aeroengine complex control scheme realization[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2006, 27(3).)
- [6] 俞立.鲁棒控制——线性矩阵不等式处理方法[M].北京:清华大学出版社,2002
- [7] 和田信敬,佐伯正美.  $\chi^2$  安定性を保証する静的 Antiwindup 補償器の設計[J]....制御情報学会論文誌,1999,12(11).
- [8] Rosenbrock H H. Multivariable circle theorems recent math. Developments in control[M]. London: Academic Press, 1973
- [9] Boyd S, Ghaoui L E, Feron E. Linear matrix inequalities in system and control theory[M]. Philadelphia: Kluwer Academic Publishers, 1994
- [10] 王曦,覃道亮.一种基于 IM I 的航空发动机输出反馈 PI 控制[J].推进技术,2004,25(6). (WANG X i, TAN Dao-liang. PI output feedback control for aero-engine based on IM I[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2004, 25(6).)

(编辑:姚懿巧)