

航空发动机 PI 控制参数频域最优整定方法

黄金泉^{1,2}, 刘楠^{1,3}, 唐钰婷¹

- (1. 南京航空航天大学 能源与动力学院 江苏省航空动力系统重点实验室, 南京 210016;
2. 先进航空发动机协同创新中心, 北京 100191;
3. 中国商用飞机有限责任公司 上海飞机设计研究院, 上海 200232)

摘 要: 针对航空发动机高、低压转速和压比的控制回路,研究满足幅值裕度和相角裕度要求的比例-积分(PI)控制参数稳定域确定方法.根据系统在频域的稳定性解析模型,建立考虑 PI 控制器的系统参数频域稳定性域图形.根据典型的动态性能指标和鲁棒性指标定义的优化目标函数,在所得到的控制参数稳定域中找到一组最优的 PI 控制参数.该方法应用于航空发动机高、低压转速和压比回路控制器参数设计中,设计了不同状态下的 PI 控制器,仿真结果表明,这种整定方法能够使闭环系统满足性能指标和鲁棒性.

关 键 词: 航空发动机; 高阶系统; 幅值裕度; 相角裕度; PI 控制器; 最优整定

中图分类号: V233.7

文献标志码: A

Frequency domain optimal tuning method of PI control parameters for aero-engine

HUANG Jin-quan^{1,2}, LIU Nan^{1,3}, TANG Yu-ting¹

- (1. Jiangsu Province Key Laboratory of Aerospace Power System, College of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. Collaboration Innovation Center for Advanced Aero-Engine, Beijing 100191, China;
3. Shanghai Aircraft Design and Research Institute, Commercial Aircraft Corporation of China Limited, Shanghai 200232, China)

Abstract: For the aero-engine high and low rotor speed control loops and pressure ratio control loop, the method of determining the stability region of the proportion-integration (PI) control parameters satisfying the gain margin and phase margin was researched. According to the system stability analytical model in frequency domain, the stability region graphic of system parameters in frequency domain with PI controller considered was established. The optimal objective function was defined in terms of the typical dynamic performance indices and robustness indices, and a set of optimal PI control parameters were found in the obtained stability region of control parameters. This method was applied to controller parameters design of aero-engine for the high and low rotor speed control loops and pressure ratio control loop, and PI controllers under different states were designed. Simulation results demonstrate that the tuning method satisfies performance indices and robustness of closed loop system.

收稿日期: 2013-11-12

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金; 江苏省普通高校研究生科研创新计划(CXLX11_0212);

航空科学基金(2012ZB52023); 中航工业产学研专项(HCA10001)

作者简介: 黄金泉(1963—),男,江苏泰兴人,教授、博士生导师,博士,主要从事航空发动机建模、控制与故障诊断研究。

Key words: aero-engine; high order system; gain margin; phase margin;
PI controller; optimal tuning

比例-积分-微分(PID)控制是国内外现役航空发动机控制系统广泛采用的一种有效控制方法^[1]. PID控制中一个关键的问题就是控制参数的整定^[2],尽管有大量的文章是关于这方面的研究工作,但是航空发动机PID控制器的设计仍然需要在实际试车中不断调试. 频率响应分析法是一种控制系统设计的经典方法,国外已经应用于航空发动机控制系统的设计,但我国仍采用时域的设计方法.

Ho等人提出了基于幅值裕度和相角裕度整定PID控制参数的方法^[3],并根据误差最小二乘准则与时域优化设计相结合^[4],随后又有学者加以改进^[5-7],但是这些方法并不适用于控制对象传递函数为高阶系统的航空发动机. 另外还有一些通过幅值裕度和相角裕度整定PID控制参数的方法^[8-10],但大多都是通过近似获得参数调节公式或采用模糊神经网络辨识稳定裕度与控制参数之间的关系,而且很多研究都针对低阶系统或只适用于大时延^[11-14],因此采用这些方法很难获得能同时满足航空发动机系统动态性能和鲁棒性要求的最优PID控制器.

本文针对航空发动机高、低压转速和压比的控制,研究考虑执行机构动态的高阶开环传递函数,满足幅值裕度和相角裕度要求的PI控制参数稳定域确定方法;然后通过典型的动态性能指标和鲁棒性指标来定义目标函数,在所得到的控制参数稳定域中寻找一组最优的PI控制参数. 最后在包线内采用航空发动机非线性模型对设计的转速和压比控制系统性能进行数字仿真验证.

1 PI控制参数稳定域确定方法

1.1 PI控制参数稳定域图解法准则

航空发动机控制回路如图1所示. 其中 y_{ref} 为参考输入信号, y 为输出信号, $G(s)$ 为被控对象传递函数, $C(s)$ 为执行机构传递函数, $K(s)$ 为PI控制器传递函数.

设被控对象传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} \quad (1)$$

$C(s)$ 为带滞后因子的环节

$$C(s) = \frac{B_2(s)}{A_2(s)} e^{-Ls} \quad (2)$$

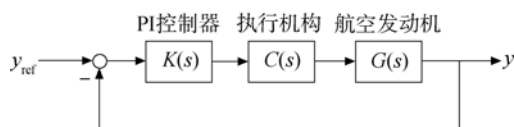


图1 航空发动机控制回路

Fig. 1 Control loop of aero-engine

式中 $L>0$ 为执行机构滞后时间.

PI控制器传递函数为

$$K(s) = K_p + \frac{K_{\text{int}}}{s} \quad (3)$$

式中 K_p 为比例增益, K_{int} 为积分增益.

针对图1所示的航空发动机控制回路,设计目标就是建立能使其稳定的PI控制器参数集. 令 $A(s) = A_1(s)A_2(s)$, $B(s) = B_1(s)B_2(s)$, 则闭环系统特征方程为

$$D(s) = sA(s) + (K_p s + K_{\text{int}})B(s)e^{-Ls} \quad (4)$$

两边同乘以 e^{Ls} , 令 $D^*(s) = D(s)e^{Ls}$, 得到

$$D^*(s) = sA(s)e^{Ls} + (K_p s + K_{\text{int}})B(s) \quad (5)$$

根据线性系统稳定的充分必要条件: 闭环系统特征方程的所有根均具有负实部; 又由于 e^{Ls} 无零点, 因此式(4)和式(5)具有相同的根. 从而, 闭环系统的稳定也就相当于式(5)无右半平面根.

Krall的研究指出^[15], 如果 $sA(s)$ 的阶次大于 $(K_p s + K_{\text{int}})B(s)$ 的阶次, 或者它们的阶次相等且 $(K_p s + K_{\text{int}})B(s)$ 最高阶次项系数的绝对值介于0和1之间, 则可分割出控制参数的稳定域.

令 $s=j\omega$, 代入式(5)得到

$$D^*(j\omega) = j\omega(A_r + jA_i)e^{jL\omega} + (jK_p\omega + K_{\text{int}})(B_r + jB_i) \quad (6)$$

式中

$$\begin{cases} A_r = A_{1r}A_{2r} - A_{1i}A_{2i} \\ A_i = A_{1r}A_{2i} + A_{1i}A_{2r} \\ B_r = B_{1r}B_{2r} - B_{1i}B_{2i} \\ B_i = B_{1r}B_{2i} + B_{1i}B_{2r} \end{cases}$$

式中下标 r, i 分别代表实部和虚部. 将 $e^{jL\omega} = \cos(L\omega) + j\sin(L\omega)$ 代入式(6), 并将 $D^*(j\omega)$ 分成实部和虚部的形式, 有

$$D^*(j\omega) = D_r(\omega) + jD_i(\omega) \quad (7)$$

式中

$$\begin{cases} D_r(\omega) = -A_i\omega\cos(L\omega) - A_r\omega\sin(L\omega) - K_p B_i\omega + K_{\text{int}} B_r \\ D_i(\omega) = -A_i\omega\sin(L\omega) + A_r\omega\cos(L\omega) + K_p B_r\omega + K_{\text{int}} B_i \end{cases}$$

由式(7)可以看出, D_r 与 D_i 为控制参数 K_p, K_{int} 和 ω 的连续函数,所以可以将其记为

$$\begin{cases} D_r(\omega) = D_r(K_p, K_{int}, \omega) \\ D_i(\omega) = D_i(K_p, K_{int}, \omega) \end{cases} \quad (8)$$

通过以上的推导,闭环特征方程式(6)的稳定性可以在控制参数空间(K_p, K_{int})进行研究.具体的方法是选择(K_p, K_{int}, ω)的取值,使得

$$\begin{cases} D_r(\omega) = D_r(K_{p0}, K_{int0}, \omega) = 0 \\ D_i(\omega) = D_i(K_{p0}, K_{int0}, \omega) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

即闭环系统的闭环极点在虚轴上.根据隐函数存在定理,若雅克比矩阵

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial D_r}{\partial K_p} & \frac{\partial D_r}{\partial K_{int}} \\ \frac{\partial D_i}{\partial K_p} & \frac{\partial D_i}{\partial K_{int}} \end{bmatrix}_{(K_{p0}, K_{int0}, \omega)} \quad (10)$$

是非奇异的,则解方程组式(9)可以得到局部唯一的连续解曲线($K_p(\omega), K_{int}(\omega)$),这条曲线即为分割控制参数空间的稳定边界线.更进一步的,有下面的引理成立.

引理^[16]:沿着 ω 增大的方向,若 $\det \mathbf{J} < 0$, 参数曲线($K_p(\omega), K_{int}(\omega)$)右侧的控制参数空间为使系统稳定的参数域;反之若 $\det \mathbf{J} > 0$, 参数曲线的左侧空间为使系统稳定的参数域.其中 $\mathbf{J}$ 即为式(10)中的雅克比矩阵.

1.2 PI 控制参数稳定域算法

首先由式(7)和式(9),将 ω 作为参变量,可得

$$\begin{cases} K_p = \frac{-B_i X(\omega) + B_r Y(\omega)}{B_r^2 + B_i^2} \\ K_{int} = \frac{B_i Y(\omega) + B_r X(\omega)}{B_r^2 + B_i^2} \omega \end{cases} \quad (11)$$

式中

$$\begin{cases} X(\omega) = A_i \cos(L\omega) + A_r \sin(L\omega) \\ Y(\omega) = A_i \sin(L\omega) - A_r \cos(L\omega) \end{cases}$$

可以看出,取适当的 ω ,根据式(11)就可以在 $K_p - K_{int}$ 平面上绘制出参数曲线($K_p(\omega), K_{int}(\omega)$),这条曲线就是稳定边界线.由式(7)和式(10),可得

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} -B_i \omega & B_r \\ B_r \omega & B_i \end{bmatrix} \quad (12)$$

则有

$$\det \mathbf{J} = -\omega(B_r^2 + B_i^2) < 0 \quad \omega \in (0, +\infty) \quad (13)$$

根据引理可知,沿 ω 增大的方向,参数曲线的右侧空间为使闭环系统稳定的参数域.

2 基于稳定裕度的PI控制参数最优整定

在频域分析法中,对控制参数的选择需要满足一定的幅值裕度和相角裕度原则^[17],因此在参数稳定域的基础上,进一步研究给定一个幅值裕度 h 或者一个相角裕度 γ ,在参数稳定域内如何确定满足 h 或 γ 要求的参数值.

根据幅值裕度和相角裕度的定义,可得

$$\frac{(jK_p \omega_x + K_{int})(B_r + jB_i)}{j\omega_x(A_r + jA_i)} e^{-jL\omega_x} = -\frac{1}{h} \quad (14)$$

$$\frac{(jK_p \omega_c + K_{int})(B_r + jB_i)}{j\omega_c(A_r + jA_i)} e^{-jL\omega_c} = -e^{j\gamma} \quad (15)$$

即

$$j\omega_x(A_r + jA_i)e^{jL\omega_x} + h(jK_p \omega_x + K_{int})(B_r + jB_i) = 0 \quad (16)$$

$$j\omega_c(A_r + jA_i)e^{j(L\omega_c + \gamma)} + (jK_p \omega_c + K_{int})(B_r + jB_i) = 0 \quad (17)$$

式中 ω_x 为穿越频率, ω_c 为截止频率.

比较式(6)、式(16)和式(17),发现仅有式(16)中的参数 h ,以及式(17)中的参数 γ 这两个差异.通过类似的推导,对幅值裕度可得

$$\begin{cases} K_{ph} = \frac{-B_i X_h(\omega) + B_r Y_h(\omega)}{h(B_r^2 + B_i^2)} \\ K_{inth} = \frac{B_i Y_h(\omega) + B_r X_h(\omega)}{h(B_r^2 + B_i^2)} \omega \end{cases} \quad (18)$$

式中

$$\begin{cases} X_h(\omega) = A_i \cos(L\omega) + A_r \sin(L\omega) \\ Y_h(\omega) = A_i \sin(L\omega) - A_r \cos(L\omega) \end{cases}$$

而对相角裕度可得

$$\begin{cases} K_{p\gamma} = \frac{-B_i X_\gamma(\omega) + B_r Y_\gamma(\omega)}{B_r^2 + B_i^2} \\ K_{int\gamma} = \frac{B_i Y_\gamma(\omega) + B_r X_\gamma(\omega)}{B_r^2 + B_i^2} \omega \end{cases} \quad (19)$$

式中

$$\begin{cases} X_\gamma(\omega) = A_i \cos(L\omega + \gamma) + A_r \sin(L\omega + \gamma) \\ Y_\gamma(\omega) = A_i \sin(L\omega + \gamma) - A_r \cos(L\omega + \gamma) \end{cases}$$

在计算满足幅值裕度的参数稳定域时,有 $\det \mathbf{J}_h = -\omega h^2(B_r^2 + B_i^2) < 0$;在计算满足相角裕度的参数稳定域时,有 $\det \mathbf{J}_\gamma = -\omega(B_r^2 + B_i^2) < 0$.因此当给定了期望的幅值裕度 h 或相角裕度 γ ,即可根据以上两式画出幅值裕度边界线或相角裕度边界线,寻找参数.若要同时满足期望的幅值裕度和相角裕度,可以在同一平面上绘制两条曲线,这两个区域的交集即为同时满足幅值裕度和相角裕度要求的控制参数稳定域.

幅值裕度和相角裕度可以用于评估系统的稳定鲁棒性能,在解决控制问题时,还有另外两个很重要的目标,就是期望系统对设定值的跟踪能力和抗干扰能力较好.评价对设定值跟踪能力的指标通常为超调量和调节时间,这两者越小,对设定值的跟踪能力越好;评价抗干扰能力的指标通常为最大灵敏度,由于被控对象的参数可能会发生改变,因此选择控制参数以使闭环系统对被控对象动态的改变不要太敏感是很重要的.最大灵敏度合理的取值范围为 $1.3 \sim 2$,它的值越小,系统的抗干扰能力越好.

由此定义了目标函数如下:

$$f(K_p, K_{int}) = \lambda_1 \sigma + \lambda_2 t_s + \lambda_3 M_s \quad (20)$$

式中 σ 为超调量, t_s 为调节时间, M_s 为最大灵敏度; λ_1, λ_2 和 λ_3 为满足 $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1$ 的权重系数.根据对系统不同控制品质的要求,通过调整权重系数的大小来进行加权优化.用 E 来表示达到幅值裕度和相角裕度要求的控制参数稳定域,则可表示为约束优化问题

$$\begin{cases} \min [f(K_p, K_{int})] \\ \text{s. t. } (K_p, K_{int}) \in E \end{cases} \quad (21)$$

求解上面的优化问题即可以得到控制参数的一组最优值.

3 仿真实证

以高度 $H=0\text{ km}$,马赫数 $Ma=0$ 条件下高压转速控制系统为例,航空发动机处于中间状态稳态时,航空发动机被控对象的燃油量-高压转速线性模型为

$$G_{N_h}(s) = \frac{0.3095s + 0.541}{s^2 + 4.825s + 7.155} \quad (22)$$

主燃油执行机构传递函数为

$$C_{N_h}(s) = \frac{1}{0.116s + 1} e^{-0.04s} \quad (23)$$

式中下标 N_h 表示高压转速.根据前两节推导的算法,并给定幅值裕度 h 为 $9.5(20\text{ dB})$,相角裕度 γ 为 70° ,将相应的参数代入式(11)、式(18)和式(19), ω 从0开始增加到适当大小,即可得到如图2所示的控制参数域,图中阴影部分即为满足幅值裕度和相角裕度要求的参数稳定域.

接下来在此区域上求解优化问题式(21),令 $\lambda_1 = 0.4, \lambda_2 = 0.3, \lambda_3 = 0.3$,得到最优控制参数 $(8.3756, 28.6729)$.将这组参数作为PI控制参数代入控制航空发动机的非线性模型,在时间 $t=10\text{ s}$ 时,令指定高压转速 N_{hr} 在 100% 转速附近做

2% 的阶跃,仿真结果如图3(图中 t 为时间).

由图3可见,高压转速阶跃响应曲线无超调,调节时间小于 1 s ,稳态误差为0,达到了具有良好控制效果的要求.接着用同样的方法计算包线内不同工作点处航空发动机中间状态的高压转速控制参数,将航空发动机非线性模型作为被控对象,限于篇幅,仅给出两个工作点的响应效果如图4.

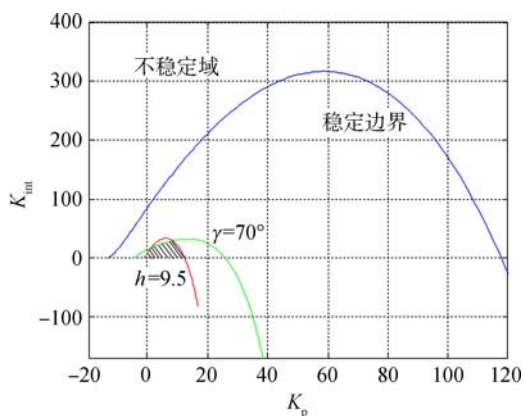


图2 满足 $h \geq 9.5, \gamma \geq 70^\circ$ 的控制参数域

Fig. 2 Parameter region of control for $h \geq 9.5, \gamma \geq 70^\circ$

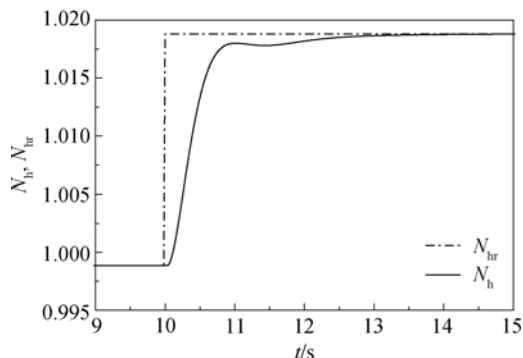
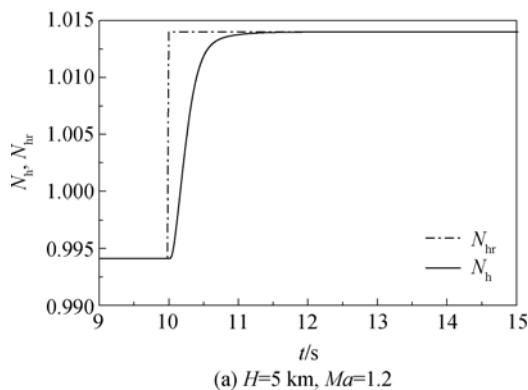


图3 $H=0\text{ km}, Ma=0$ 时高压转速阶跃响应

Fig. 3 Step response of high pressure rotor speed when $H=0\text{ km}, Ma=0$



(a) $H=5\text{ km}, Ma=1.2$

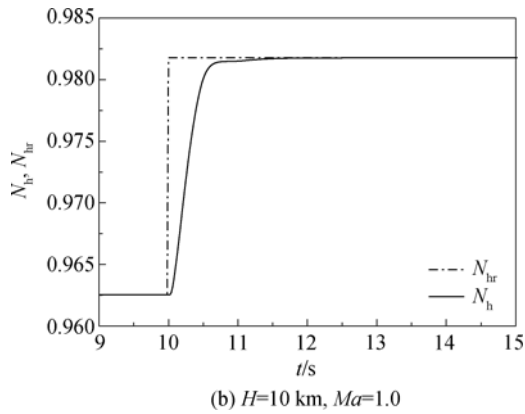


图4 不同工作点处高压转速阶跃响应

Fig. 4 Step response of high pressure rotor speed with different working points

由图4可见,不同飞行条件下的高压转速阶跃响应曲线均无超调,调节时间小于1s,稳态误差为0,控制效果良好.用同样的方法计算包线内不同工作点处中间状态低压转速控制参数并进行仿真,限于篇幅,仅给出两个工作点的响应效果如图5(图中 N_l 为低压转速, N_{lr} 为指定低压转速).

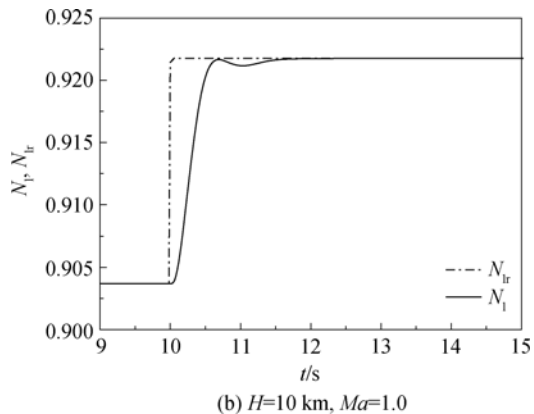
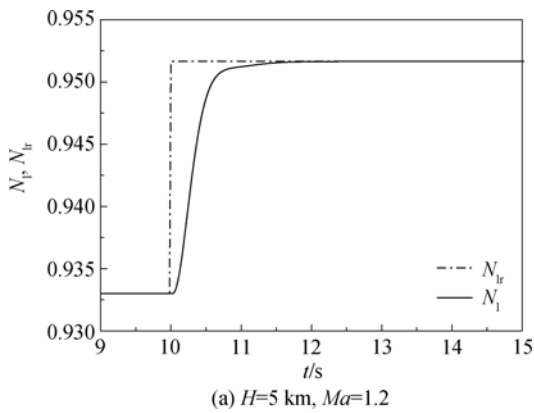


图5 不同工作点处低压转速阶跃响应

Fig. 5 Step response of low pressure rotor speed with different working points

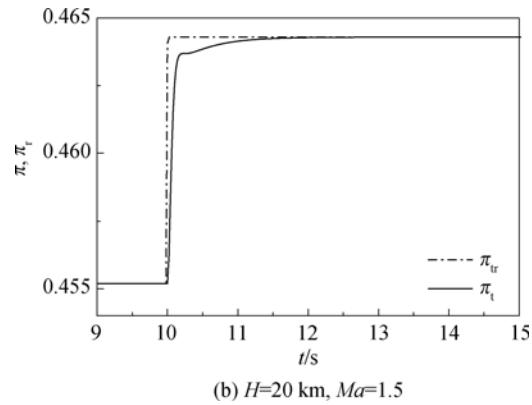
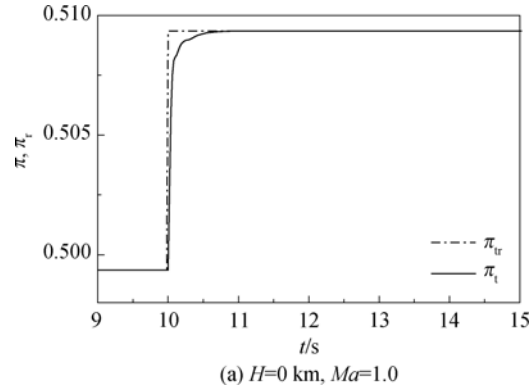


图6 不同工作点处压比阶跃响应

Fig. 6 Step response of pressure ratio with different working points

由图5可见,不同飞行条件下的低压转速响应阶跃曲线均无超调,调节时间小于1s,稳态误差为0,控制效果良好.用同样的方法计算包线内不同工作点处中间状态压比控制参数并进行仿真,限于篇幅,仅给出两个工作点的响应效果如图6(图中 π 为压比, π_r 为指定压比).

由图6可见,不同飞行条件下的压比响应阶跃曲线均无超调,调节时间小于0.5s,稳态误差为0,控制效果良好.

4 结 论

本文针对航空发动机控制系统,在将执行机构的动态加入考虑后开环传递函数为高阶系统的情况下,研究了基于稳定裕度的航空发动机PI控制参数最优整定方法.首先针对航空发动机控制系统研究了具有普遍意义的确定满足稳定裕度的PI控制参数稳定域的方法;然后通过目标函数寻找最优PI控制参数.利用这种方法整定了包线内不同工作点处航空发动机中间状态转速和压比的最优控制参数,并进行了仿真验证,均有良好的控制效果,为航空发动机控制参数的整定提供了一种灵活有效的方法.

参考文献:

- [1] 孙健国. 面向 21 世纪航空动力控制展望[J]. 航空动力学报, 2001, 16(2): 97-102.
SUN Jianguo. Prospects of the aeroengine control development in the early time of the 21st century[J]. Journal of Aerospace Power, 2001, 16(2): 97-102. (in Chinese)
- [2] Wang Q G, Lee T H, Fung H W, et al. PID tuning for improved performance [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1999, 7(4): 457-465.
- [3] Ho W K, Hang C C, Cao L S. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specification[J]. Automatica, 1995, 31(3): 497-502.
- [4] Ho W K, Lim K W, Xu W. Optimal gain and phase margin tuning for PID controllers[J]. Automatica, 1998, 34(8): 1009-1014.
- [5] Wang Y J. Graphical computation of gain and phase margin specifications: oriented robust PID controllers for uncertain system with time-varying delay [J]. Journal of Process Control, 2011, 21(4): 475-488.
- [6] Maghade D K, Patre B M. Decentralized PI/PID controllers based on gain and phase margin specifications for TITO processes [J]. International Society of Automation Transactions, 2012, 51(4): 550-558.
- [7] Paraskevopoulos P N, Pasgianos G D, Arvanitis K G. PID-type controller tuning for unstable first order plus dead time processes based on gain and phase margin specifications[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, 14(5): 926-936.
- [8] Ho W K, Lee T H, Han H P, et al. Self-tuning IMC-PID control with gain and phase margins assignment [J]. Control Systems Technology, 2001, 9(3): 535-541.
- [9] Lee C H. A survey of PID controller design based on gain and phase margins[J]. International Journal of Computational Cognition, 2004, 2(3): 63-100.
- [10] Chu S Y, Teng C C. Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specifications using fuzzy neural network[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1999, 101(1): 21-30.
- [11] Xiang C, Wang Q G. Stabilization of second-order unstable delay processes by simple controllers [J]. Journal of Process Control, 2007, 17(8): 675-682.
- [12] Silva G J, Datta A, Bhattacharyya S P. New results on the synthesis of PID controllers[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(2): 241-252.
- [13] Shafieit Z, Shentonf A T. Frequency-domain design of PID controllers for stable and unstable systems with time delay [J]. Automatica, 1997, 33(12): 2223-2232.
- [14] Lee Y, Lee J, Park S. PID controller tuning for integrating and unstable processes with time delay[J]. Chemical Engineering Science, 2000, 55(17): 3481-3493.
- [15] Krall A M. On the real parts of zeros of exponential polynomial[J]. American Mathematical Society, 1964, 70(2): 291-292.
- [16] Diekmann O, Van G, Lunel V. Delay equations: functional-, complex-and nonlinear analysis[M]. New York: Springer-Verlag, 1995.
- [17] 赵连春, 马丁利. 飞机发动机控制: 设计、系统分析和健康监视[M]. 北京: 航空工业出版社, 2011.