

基于复合补偿的航空发动机大延迟系统内模控制*

杨仕美, 郭建胜, 翟旭升, 彭靖波

(空军工程大学工程学院, 西安 710038)

摘要:针对某发动机的大延迟控制通道,提出了一种基于前馈-反馈复合补偿的内模PID控制算法,该算法采用前馈的方式在被控量“未变化前”进行“超前补偿”,加大提前修正能力,从而提高系统的响应快速性,并减小稳态误差;采用内模控制的思想去整定PID参数,结构简单,在线调整参数少,调整容易,计算机仿真和地面试车结果证明了该方法的有效性。

关键词:大延迟;前馈;内模控制;反馈;航空发动机

中图分类号:V233.7 **文献标志码:**A

An Internal Model Control Algorithm Based on Composite Compensation for Aeroengine System with Long Time-delay

YANG Shimei, GUO Jiansheng, ZHAI Xusheng, PENG Jingbo

(The Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: In order to control a system with long time-delay of a certain turbofan engine, an internal model control algorithm based on composite feedback-feedforward compensation was proposed. By this method, feedforward was used to compensate the controlled variables before changing and strengthening the system's correcting ability, which would accelerate the response speed and reduce the steady-state error; The thought of internal model control was applied to adjust the parameters of PID controller, and this could reduce the parameters needed to be adjusted online and make the parameters be easy to adjust. The simulations and the trial run test results showed the validity of the proposed method.

Keywords: long time-delay; feedforward; internal model control; feedback; aeroengine

0 引言

大延迟系统的控制问题一直是控制领域的研究热点和难点,因为延迟的存在使得系统的稳定性变差,甚至不稳定^[1-2]。目前,国内外有多种时滞过程控制方法,可以分为传统方法和智能方法两大类。其中传统方法主要有微分先行算法、Smith 预估器、大林算法等,相比之下 Smith 预估器应用较多,但其鲁棒性较差,对过程模型较为敏感。智能方法主要有神经网络控制、模糊逻辑控制、专家系统等,这些方法简化了建模程序,能明显提高控制品质,但智能方法一般结构复杂且计算量大,在对可靠性、实时性要求极高的航空发动机控制领域鲜有实际应用。

内模控制(internal model control, IMC)是由学者 Garcia 和 Morari 于 1982 年提出的一种新型控制策略^[3]。IMC 的主要特点是结构简单,设计直观,在线调节参数少且调整容易,特别是对于鲁棒性及抗干扰

性的改善和大时滞系统的控制效果尤为显著^[4-8]。IMC 的这些优点使得其适宜于航空发动机控制领域。

某涡扇发动机的低压压气机进口导流叶片控制通道(α_1 通道)的主要作用^[9-10]是:根据低压转子换算转速 n_{1cor} 对低压压气机进口导流叶片角度 α_1 进行调节,从而在保证低压压气机稳定工作的基础上,获得发动机的最大推力。该通道的某型数字式控制器在试车过程中出现了参数摆幅较大的现象,经判读试车数据认定该通道存在较大的延迟,针对该问题,文中提出了一种新的基于前馈-反馈复合补偿的内模 PID 控制算法。

1 某涡扇发动机 α_1 通道模型

α_1 通道调节原理^[9-10]如图 1 所示。其电子部分的功用是:根据转速 n_1 传感器和总温 T_1^* 传感器来的信

* 收稿日期:2011-12-30

基金项目:中国博士后科学基金(20100481498)资助

作者简介:杨仕美(1986-),女,湖北恩施人,硕士研究生,研究方向:信息系统与决策支持系统研究。

号生成 n_{1cor} 信号 ($n_{1cor} = f(n_1, \sqrt{T_1^*})$), 并根据 n_{1cor} 信号形成与之对应的标准角度信号 α_1^0 ; α_1^0 与 α_1 传感器测来的 α_1 信号进行比较, 形成失调信号, 该失调信号经脉宽调制后形成占空比信号 S_8 , 由 S_8 信号去控制执行机构 - 电磁阀实施对 α_1 的调节。当 α_1 调整到与 α_1^0 相等时, 失调信号消失, 调节过程结束。 α_1 跟随 n_{1cor} 的控制规律如图 2 所示。

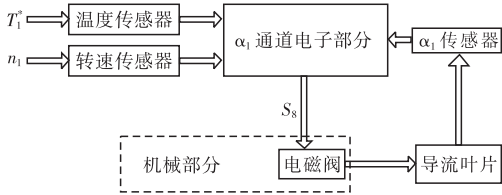


图 1 α_1 调节原理图

在纯滞后系统中, 当输入一个信号后, 输出要经过一定的纯滞后时间才反应出来。例如在某纯滞后控制系统中, 用 $y(t)$ 表示输出, $r(t)$ 表示输入, τ 表示纯滞后时间, 则有:

$$y(t) = r(t - \tau) \tag{1}$$

对上式两边取拉氏变换可得传递函数:

$$G(s) = Y(s)/R(s) = e^{-\tau s} \tag{2}$$

纯滞后对控制品质的影响不仅取决于 τ , 还与系统的惯性时间常数 T 有关, 通常认为, 当 $\tau/T \geq 0.3$ 时, 为大时滞过程, 需要采用特殊的控制方法; 当 $\tau/T < 0.3$ 时, 系统较易控制^[11]。

在文中, α_1 通道模型可以近似为一阶惯性环节加纯滞后的形式, 其标准形式为:

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{Ts + 1} \tag{3}$$

文中采用一阶拟合两点法进行模型参数的确定, 具体步骤可参阅文献[12]。经计算, 其时间常数 $T \approx 0.5s$, 放大系数 $K \approx 5$, 延迟时间 $\tau \approx 0.5s$, $\tau/T \approx 1$, 是一个大延迟系统, 若要获得理想的控制效果则需采用特殊控制方案。

2 基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制算法

2.1 内模 PID 控制算法

IMC 的典型结构如图 3 所示。其中 q 是内模控制器, G_p 是被控对象, G_m 是被控对象的模型, G_d 是干扰

通道的对象, d 为等效扰动信号。内模控制思想可以用来整定 PID 参数, 即得到具有内模结构的 PID 控制器^[11]。

图 3 经过变形后可以得到如图 4 所示的内模控制结构, 把虚线框中的部分等价于控制器 G_c , 就和一般的反馈控制系统结构一样了。

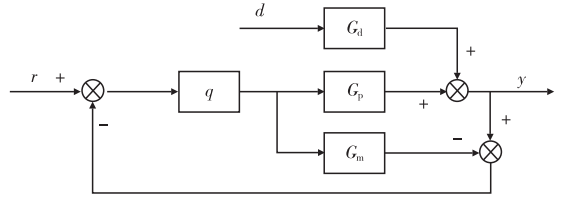


图 3 典型内部模型控制结构

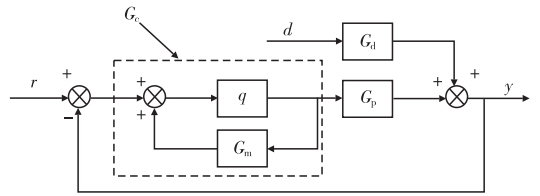


图 4 变形后的内模控制结构

由图 4 可以得到:

$$G_c(s) = \frac{q(s)}{1 - q(s)G_m(s)} \tag{4}$$

通过对 $G_c(s)$ 进行一定的近似处理可把它变成等价的 PID 控制器的表达式, 即:

$$G_c(s) = K_c(1 + 1/T_i s + T_d s) \tag{5}$$

因此只要能设计内模控制器 q , 就可以根据式 (5) 近似得到相应的 PID 控制器。

内模控制器设计过程主要分为以下两步:

首先, 将被控对象模型 $G_m(s)$ 分解为两项: $G_{m+}(s)$ 和 $G_{m-}(s)$, 即:

$$G_m(s) = G_{m+} + (s)G_{m-} - (s) \tag{6}$$

式中: $G_{m+}(s)$ 是一个全通滤波器函数, 对所有频率 ω 都满足 $|G_{m+}(j\omega)| = 0$, 事实上, $G_{m+}(s)$ 包含了所有时滞和右半平面零点, $G_{m-}(s)$ 是具有最小相位特征的传递函数。

其次, 定义控制器 q 的形式为:

$$q(s) = [G_{m-}(s)]^{-1}f(s) \tag{7}$$

式中, $f(s) = \frac{1}{(1 + \lambda s)^n}$ 为低通滤波器, 是为了保证系统的稳定性和鲁棒性, 其中 n 值可取足够大, 以保证内模控制器为有理分式, 而参数 λ 的取值将会影响系统的响应速度。

根据以上步骤, 文中给出针对 α_1 通道的内模 PID 控制器设计方法。

首先对纯滞后环节进行一阶 Pade 近似, 即:

首先对纯滞后环节进行一阶 Pade 近似, 即:

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - 0.5\tau s}{1 + 0.5\tau s} \quad (8)$$

故 α_1 通道模型可变换为:

$$G_m(s) = \frac{K(-0.5\tau s + 1)}{(Ts + 1)(0.5\tau s + 1)} \quad (9)$$

然后将模型分解成两项:

$$G_{m-}(s) = \frac{K}{(Ts + 1)(0.5\tau s + 1)} \quad (10)$$

$$G_{m+}(s) = -0.5\tau s + 1 \quad (11)$$

构造内模控制器 $q(s)$:

$$q(s) = [G_{m-}(s)]^{-1}f(s) = \frac{(Ts + 1)(0.5\tau s + 1)}{K} \frac{1}{(\lambda s + 1)} \quad (12)$$

把式(12)代入式(4),并综合式(5)可求得内模 PID 控制器的参数:

$$K_c = \frac{T + 0.5\tau}{K(\lambda + 0.5\tau)}, T_i = T + 0.5\tau$$

$$T_d = \frac{0.5T\tau}{T + 0.5\tau} \quad (13)$$

2.2 基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制算法

经典控制理论中的反馈控制是基于被控量的偏差进行的,是在被控量“变化了”的基础上的“滞后补偿”,当被控对象呈现大延迟或者受到的干扰较多,且要求系统快速反应时,反馈控制系统往往达不到控制要求。相比之下,前馈控制很好的弥补了这一缺点,它是针对系统的某种特定扰动而进行的补偿,是在被控量“未变化前”进行的“超前补偿”,提高了系统反应速度,非常有利于大延迟系统的控制。因此可利用两者优点组成前馈 - 反馈复合控制系统,以提高克服延迟的能力和实现高精度控制的要求。基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制系统如图 5 所示。

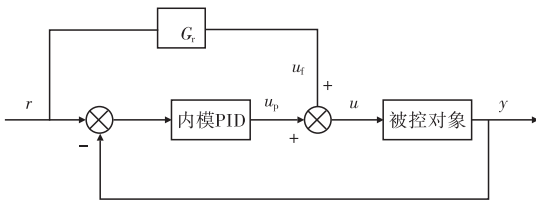


图 5 基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制器
其中前馈补偿控制器的输出为:

$$u_f = G_f r \quad (14)$$

总控制输出为内模 PID 控制输出和前馈控制输出之和:

$$u = u_p + u_f \quad (15)$$

G_f 采用不同的补偿方式,可以不同程度的改善控制效果;理想地,当 $G_f = \frac{1}{G}$ (G 为被控对象的精确模

型)时,有 $y = r$,即系统输出在任何时刻都可以完全无误地复现参考输入。

3 计算机仿真及试车试验

当采用普通 PID 控制器去控制具有大时滞的 α_1 通道模型时,仿真效果如图 6 所示,图中 α_1^0 为参考输入(即图 2 中理论曲线), α_1 为系统输出,可见:参数震荡剧烈,控制系统不稳定。

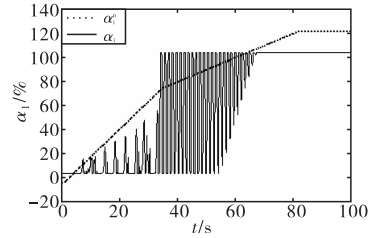


图 6 常规 PID 控制器仿真效果
(图中 α_1^0 为参考输入,即理论曲线, α_1 为系统输出,下同)

按照 2.1 节所述方法,文中为 α_1 通道设计了内模 PID 控制器(取 $\lambda = 0.5$),仿真结果如图 7 所示。可见:系统响应过程平稳,精度较高,但起调阶段响应过慢,这是因为内模 PID 控制器为了增加系统的稳定性,减小了系统控制量。

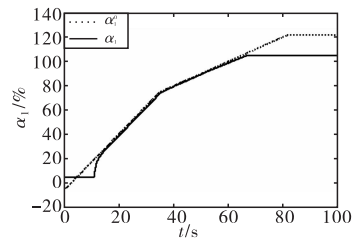


图 7 内模 PID 控制器仿真效果
为了增加系统的稳定性,减小了系统控制量。

为了克服这个问题,文中按照 2.2 节所述方法设计了基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制器。考虑到难以精确建立 α_1 通道模型,故文中取输入信号的一阶导数作为前馈补偿信号,即取 $G_f(s) = k_d s$,其中 k_d 采用变微分形式,在刚开始起调时采用较大的 k_d ,以提高起调快速性,在之后的阶段则采用较小的 k_d 以减小系统波动。其仿真效果如图 8 所示。可见:控制精度更高,并且起调阶段响应迅速。

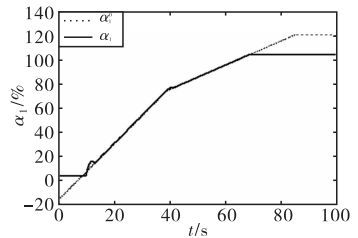


图 8 基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 仿真效果

图 9、图 10 为发动机地面试车结果,其中图 9 为内模 PID 控制器的试车结果,可见系统实现了平稳跟踪,但起调较慢。图 10 为基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制器的试车结果,可见该控制器不仅控制过程平稳,并且在起调阶段拥有良好的快速性,从而也实际验证了文中方法的可行性。

计算机的运算量。图 4 为衰减系数 s 分别为 1.0 与 1.05 时衰减记忆法扩展卡尔曼滤波的落点预测偏差。由图可知, 通过衰减记忆法可提高落点预测精度 10% ~ 20%。

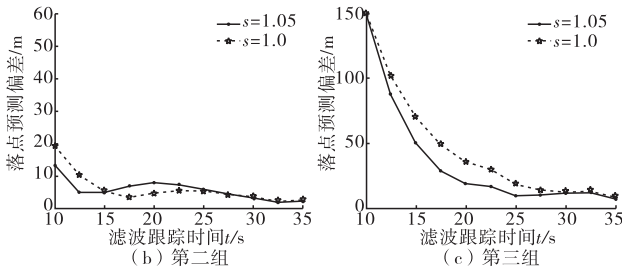


图 4 不同衰减系数卡尔曼滤波落点预测偏差比较

4 结论

利用卡尔曼滤波预测弹丸落点主要实现了对测量数据的滤波、未知弹道参数的估计以及弹丸飞行过程中不确定性因素的估算分析。采用式(1)质心弹道模型, 考虑风偏, 采用衰减记忆法扩展卡尔曼滤波实现弹丸实时落点预测。采用实际卫星导引头测量数据进行仿真验算, 实现了对风偏的拟合和未知弹道参数的估计, 并由此准确的估算出弹丸落点。其落点预测精度随滤波跟踪时间的增加而增加。

(上接第 113 页)

4 结论

针对试车过程中某型涡扇发动机 α_1 通道出现的大时滞现象, 对大时滞系统的控制算法进行了研究, 提出了一种新的基于前馈 - 反馈复合补偿的内模 PID 控制算法, 计算机仿真和地面试车结果证明了该方法的有效性。在实际工程问题中经常会遇到大时滞现象, 文中所提出的算法原理清晰, 结构简单, 参数易于调整, 起调迅速, 稳态误差较小, 可以推广到其他复杂大时滞系统中去。

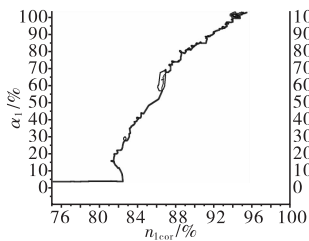


图 9 地面试车效果(内模 PID 控制器)

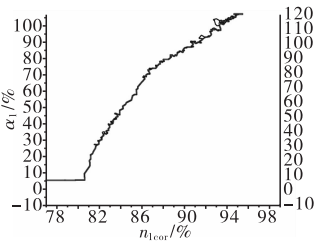


图 10 地面试车效果(增加前馈补偿环节)

参考文献:

[1] 高存臣, 陈文轶. 时间滞后变结构控制系统的研究新进展[J]. 中国海洋大学学报, 2009, 39(5): 1141 - 1144.

参考文献:

[1] 史金光, 徐明友, 王中原, 等. 卡尔曼滤波在弹道修正弹落点推算中的应用[J]. 弹道学报, 2008, 20(3): 41 - 43.
 [2] 陈映, 文树梁, 程臻. 一种基于多模型算法的纯弹道式弹道落点预报方法[J]. 宇航学报, 2010, 31(7): 1825 - 1831.
 [3] 巫春玲, 韩崇昭. 用于弹道目标跟踪的有限差分扩展卡尔曼滤波算法[J]. 西安交通大学学报, 2008, 42(2): 143 - 146.
 [4] 徐长爱, 李尚生, 殷勇, 刘军. 基于粒子滤波的弹道目标跟踪[J]. 电光与控制, 2008, 15(10): 81 - 83.
 [5] A FARINA, B RISTIC, D BENVENUTI. Tracking a ballistic target: Comparison of several nonlinear filters[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(3): 854 - 867.
 [6] SIMON J JULIER. Unscented filtering and nonlinear estimation[J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(3): 401 - 422.
 [7] 钱杏芳, 林瑞雄, 赵亚男. 导弹飞行力学[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2008.
 [8] 秦永元, 张洪钺, 汪叔华. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1998: 86 - 92.

[2] 张冬梅, 俞立. 线性时滞系统稳定性分析综述[J]. 控制与决策, 2008, 23(8): 841 - 849.
 [3] C E Garcia, M Morari. Internal model control[M]. Ind. Eng. Chem. Proc. Des. Dev., 1982.
 [4] 赵曜. 内模控制发展综述[J]. 信息与控制, 2000, 29(6): 526 - 531.
 [5] 陈娟, 潘立登, 曹柳林. 时滞系统的滤波器时间常数自适应内模控制[J]. 系统仿真学报, 2008, 18(6): 1630 - 1633.
 [6] 孙进, 霍红光, 曹建安, 等. 基于模型预测内模的实时控制算法[J]. 空军工程大学学报: 自然科学版, 2010, 11(4): 89 - 93.
 [7] 柴华伟, 冯俊萍, 李志刚. 火箭炮伺服系统的模糊内模控制[J]. 火力与指挥控制, 2011, 36(5): 198 - 200.
 [8] 张明光, 王鹏, 王兆刚, 等. 变论域模糊自整定 PID 内模控制在主汽温控制系统中的应用研究[J]. 工业仪表与自动化装置, 2008(3): 21 - 24.
 [9] 胡金竹, 谢寿生, 翟旭升. 基于 CMAC 和 PID 算法的发动机导流叶片控制系统[J]. 弹箭与制导学报, 2009, 29(4): 154 - 156.
 [10] 翟旭升. 某型航空发动机数字式电子调节器控制算法研究[D]. 西安: 空军工程大学工程学院, 2009.
 [11] 张峻颖. 时滞对象的控制方法研究及其在电加热器温控系统中的应用[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2003.
 [12] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2001.