第 36 卷第 6 期
2019 年 6 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 36 No. 6
Jun. 2019

输出重定义方法设计垂直/短距起降飞机高度控制器

朱　斌†, 陈庆伟

(南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要: 垂直/短距起降飞机是一类典型的非最小相位系统. 系统的负调特性使得飞机高度响应比较缓慢, 并且会在初始阶段响应为负, 从而出现不期望的掉高现象. 针对该问题, 本文设计了新的最小相位输出预估控制器, 通过调节近似输出零点的方法提高系统的动态响应; 对于负调部分, 采用两步参数整定的方法设计PID控制器, 达到抑制负调的作用. 最后, 对飞机的高度俯仰控制进行了仿真验证, 结果表明设计的控制器对飞机高度初始负调具有明显的抑制作用, 并且缩短了回复上升所需的时间.

关键词: 非最小相位系统; 输出重定义; Smith预估控制器; 两步参数整定

引用格式: 朱斌, 陈庆伟. 输出重定义方法设计垂直/短距起降飞机高度控制器. 控制理论与应用, 2019, 36(6): 1009 – 1016

DOI: 10.7641/CTA.2019.80141

Altitude controller design for vertical or short takeoff and landing aircraft with output redefinition method

ZHU Bin†, CHEN Qing-wei

(Institute of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210094, China)

Abstract: Vertical or short takeoff and landing (V/STOL) aircraft is a typical non-minimum phase system. The undershoot of the system slows down the height response of the aircraft, and the negative initial stage of the response may also result in undesired fall-out. To solve these problems, a new minimum phase output estimation controller is designed in this paper to improve the dynamic response by adjusting the approximate output zeros, and a PID controller using the two-step parameter tuning method is designed to suppressing the negative regulation. The results of altitude pitch control simulation show that the controller designed here has a significant inhibitory effect on the initial negative adjustment of the aircraft altitude, and the rise time of the height recovery is shorter.

Key words: non-minimum phase system; output redefinition; Smith predictive controller; two-step tuning method

Citation: ZHU Bin, CHEN Qingwei. Altitude controller design for vertical or short takeoff and landing aircraft with output redefinition method. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(6): 1009 – 1016

1　引言

线性非最小相位系统是指传递函数至少有一个极点或零点在右半平面, 或者包含延时环节的系统. 垂直/短距起降飞机是一种典型的非最小相位系统. 体现在飞机纵向运动的高度控制上主要有两种情况: 第一是在飞行模态转换的初始阶段, 推力转向造成纵向合力在气动力建立起之前不足以抵消重力, 飞机出现掉高; 第二是在水平飞行阶段, 执行机构产生的俯仰力矩与气动力存在耦合, 也会使得飞机在开始爬升之前掉高. 飞机的这种掉高现象反映了非最小相位的初始负调特性, 因此研究如何抑制或者消除负调并且满足系统动态响应要求是设计非最小相位控制器的关键.

目前, 大多数非最小相位的控制思路可以分为两大类: 1) 转化为镇定问题; 2) 转化为最小相位系统跟踪问题[1]. 前者一般采用反馈或者前馈加反馈的设计方法实现跟踪控制[2–5]. 后者则通过改变输出来改变相应的零动态, 因为输出决定外部动态, 从而内部状态和零动态也相应确定, 所以输出与零动态具有一一对应的关系. 在此基础上, 通过输出重定义的方法可以将非最小相位系统转化为最小相位系统, 从而设计跟踪控制器. 针对系统具有不稳定零点的非最小相位系统, 文献[6–7]提出了扩展Smith预估器(generalized Smith predictor)控制方法, 借鉴了Smith预估器处理滞后环节的思想将其应用到非最小相位系统中. 该方法

收稿日期: 2018−03−05; 录用日期: 2019−03−21.
†通信作者. E-mail: carezyc@163.com; Tel.: +86 18651985876.
本文责任编委: 高会军.

的特点是将非最小相位部分移到闭环之外, 以最小相位部分作为新的输出设计反馈控制器. 文献[8–9]提出了零相位误差跟踪控制和零幅值误差跟踪控制. 利用重新定义输出的方法实现了系统的近似跟踪, 并且保证了系统内部动态的稳定性.

对于线性非最小相位系统的负调抑制问题, 一般是将非最小相位系统近似拟合成一个稳定的大滞后系统来考虑. 文献[10]通过两步PID参数整定的方法, 设计PID参数达到对时滞和负调的抑制. 文献[11]提出一种二自由度控制方法, 结合Smith预估器和内模控制器, 实现对设定值的跟随和对干扰的抑制. 文献[12]针对具有积分和时滞特性的过程对象, 设计一种内模PID鲁棒控制器, 可以克服PID参数整定的盲目性, 实现系统良好的动态响应和鲁棒性. 文献[13]对于一阶和二阶延时系统, 使用主极点分配的方法保证系统的增益裕度和相位裕度, 获得了对于PI/PID控制器参数的整定方法. 综上所述, 对于具有负调和时滞的系统, PID控制器通过一定的方法进行参数整定是可以实现对负调的抑制, 但是并不能提高系统的动态响应.

本文利用输出重定义的方法设计了新的带有负调抑制的最小相位预估控制器. 通过进一步研究不同近似输出零点对于系统响应的影响, 发现当选取的近似零点离原点相对较远时, 系统可以获得较快的动态响应, 但是会使得系统负调变大. 为了抑制系统负调并且提高系统的动态响应, 本文在最小相位预估控制器的结构上结合了两步参数整定的PID控制器, 实现了对负调的有效抑制并且兼顾了系统的动态响应速度.

2 输出重定义

2.1 非最小相位系统的扩展Smith预估器

Smith预估控制是一种广泛的对纯滞后对象进行补偿的控制方法. 在系统的反馈回路中引入补偿装置, 将控制通道传递函数中的纯滞后部分与其他部分分离. 如果预估模型准确, 该方法能够获得较好的控制效果, 从而消除纯滞后对系统的不利影响, 使系统品质与无纯滞后时相同. 扩展Smith预估器则将上述方法应用到具有非最小相位特性的系统中. 考虑一个单输入单输出的开环稳定线性系统, 传递函数为$G_{\mathrm{p}}(s)$, 将传递函数写成 $G_{\mathrm{p}}(s)=G_{\mathrm{p}}^{+}(s)\cdot G_{\mathrm{p}}^{-}(s)$, 其中: $G_{\mathrm{p}}^{-}(s)$表示稳定的最小相位部分, $G_{\mathrm{p}}^{+}(s)$表示零点在S平面右半部分的非最小相位部分, 且$G_{\mathrm{p}}^{+}(0)=1$. 系统反馈回路的补偿器设为δ_{y}, y^*为近似最小相位系统输出, 作为$G_{\mathrm{c}}(s)$的反馈量. 总体的设计结构如图1(a)所示.

由图1(a)的传递函数结构图可以写出系统的闭环传递函数

$$\frac{y(s)}{y_{\mathrm{d}}(s)}=\frac{G_{\mathrm{c}}(s)G_{\mathrm{p}}^{-}(s)}{1+G_{\mathrm{c}}(s)G_{\mathrm{p}}^{-}(s)}G_{\mathrm{p}}^{+}(s). \tag{1}$$

根据式(1)可以得到完全等效的传递函数结构, 如图1(b)所示. 图中的闭环回路以及反馈信号y^*表明, 通过准确的预估模型, 原系统等效成对最小相位系统$G_{\mathrm{p}}^{-}(s)$的控制器$G_{\mathrm{c}}(s)$的设计, 而具有右半平面零点的非最小相位部分$G_{\mathrm{p}}^{+}(s)$被移到了闭环之外. 因此, 通过上述扩展Smith预估器应用到非最小相位系统中, 可以将非最小相位系统的输出跟踪控制转换为最小相位的跟踪控制.

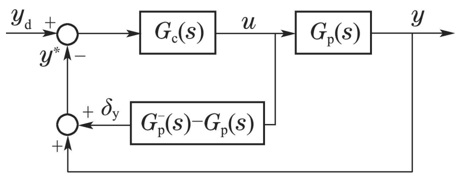

图 1(a) 扩展Smith预估器结构图

Fig. 1(a) Generalized Smith predictor structure

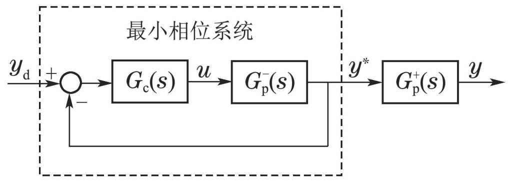

图 1(b) 等效扩展Smith预估器结构图

Fig. 1(b) Equivalent structure for the generalized Smith predictor

2.2 最小相位输出预估控制器设计

考虑一个线性系统, 具有相对阶r(极点数n和零点数m的差, 即$r=n-m$):

$$\begin{cases}\dot{x}=Ax+Bu,\\ y=Cx,\end{cases} \tag{2}$$

其传递函数可以写成

$$\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{C\mathrm{Adj}(sI-A)B}{\det(sI-A)}, \tag{3}$$

其中A是Hurwitz矩阵, 且$C\mathrm{Adj}(sI-A)B$至少有一个右半平面的零点. 定义系统(2)的近似输出$y^*=C^*x$, 可以写出近似输出的传递函数

$$\frac{Y^*(s)}{U(s)}=\frac{C^*\mathrm{Adj}(sI-A)B}{\det(sI-A)}, \tag{4}$$

并且传递函数(4)所有的零点都在左半平面, 那么可以定义

$$G_{\mathrm{p}}(s)=\frac{C\mathrm{Adj}(sI-A)B}{\det(sI-A)}, \tag{5}$$

$$G_{\mathrm{p}}^{-}(s)=\frac{C^*\mathrm{Adj}(sI-A)B}{\det(sI-A)}. \tag{6}$$

根据$G_{\mathrm{p}}(s)=G_{\mathrm{p}}^{+}(s)\cdot G_{\mathrm{p}}^{-}(s)$, 可以得到非最小相位部分传递函数

$$G_{\mathrm{p}}^{+}(s)=\frac{C\mathrm{Adj}(sI-A)B}{C^*\mathrm{Adj}(sI-A)B}, \tag{7}$$

可以知道系统(4)是稳定的最小相位系统, 并且y与y^*有相同的静态增益, 那么可以通过$u-y^*$最小相位系统来设计控制器. 对于线性系统来说, 可以给出所需的闭环传递函数, 定义$H(s)$表示$y_\mathrm{d}\to y^*$之间的闭环传递函数, 可以求得控制器如下:

$$G_\mathrm{c}(s)=\frac{\det(sI-A)}{C^*\mathrm{Adj}(sI-A)B}\cdot\frac{H(s)}{1-H(s)}=\frac{1}{G_\mathrm{p}^-(s)}\cdot\frac{H(s)}{1-H(s)}. \tag{8}$$

同时, 还需要对系统反馈回路进行补偿, 用δ_y表示近似的最小相位系统输出与原系统输出之间的误差, 根据图1(a)中的结构图可以知道$\delta_\mathrm{y}=u(G_\mathrm{p}^-(s)-G_\mathrm{p}(s))$得到补偿器为

$$\delta_\mathrm{y}=C^*x-Cx. \tag{9}$$

通过对最小相位系统设计控制器, 可以使得近似输出y^*完美跟踪y_d, 从而实现对原系统的近似跟踪[14]. 该控制器的设计结构图如图2所示.

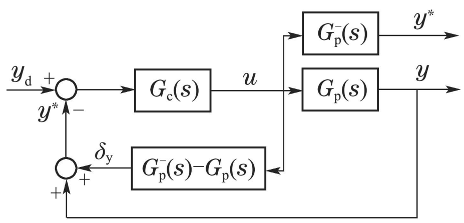

图 2 最小相位预估输出控制器结构图

Fig. 2 General structure of minimum phase output estimation controller

综上所述, 对于含有右半部分零点的线性非最小相位系统, 这种基于输出重定义方法的最小相位输出预测控制器的关键是找到一个合适的$G_\mathrm{p}^-(s)$, 以最小相位系统来设计原系统的控制器. 该方法可以实现对原系统输出的近似跟踪, 但是存在一个$G_\mathrm{p}^-(s)$的选取问题, 因为$G_\mathrm{p}^-(s)$的零点都在左半平面, 该近似输出零点的位置对系统的响应性能有较大的影响, 在下一节会详细阐述.

2.3 近似输出零点对系统响应的影响

考虑含有一个右半平面零点的非最小相位二阶系统

$$G_\mathrm{p}(s)=\frac{k(1-bs)}{(1+\lambda_1 s)(1+\lambda_2 s)}, \tag{10}$$

其中b,k,λ_1,λ_2均大于零. 根据第2.1节中所提出的最小相位预估控制器设计的方法, 其近似的最小相位系统可以写成

$$G_\mathrm{p}^-(s)=\frac{k(1+b^*s)}{(1+\lambda_1 s)(1+\lambda_2 s)}, \tag{11}$$

其中$b^*>0$. 给出闭环传递函数

$$H(s)=\frac{1}{1+\varepsilon s}, \tag{12}$$

从而可以得到系统的控制器

$$G_\mathrm{c}(s)=\frac{1}{G_\mathrm{p}^-(s)}\cdot\frac{H(s)}{1-H(s)}=\frac{(1+\lambda_1 s)(1+\lambda_2 s)}{k\varepsilon s(1+b^*s)}. \tag{13}$$

将参数$k=5,\ b=0.8,\ \lambda_1=0.4,\ \lambda_2=4.8$代入上述式(10)–(13)中. 由于$G_\mathrm{p}^-(s)$中$b^*$的取值并不唯一, 通过变化不同的$b^*$值给出相对应的系统阶跃响应, 如图3所示.

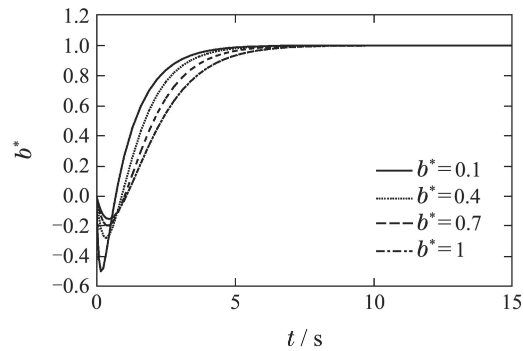

图 3 不同近似输出零点对系统响应的影响

Fig. 3 Effects of different approximate output zeros on system response

从图3的阶跃响应曲线看出, 在开始阶段, 系统响应朝着相反方向运动. 通过负调部分曲线可以看出b^*越大, 所取的近似输出零点就越靠近原点, 系统的非最小相位的负调特性越小. 然而系统的动态响应也相应的会变得越慢, 达到期望指令所需的时间也越长. 由此可以得出一个结论: 对于一个线性非最小相位系统, 利用输出重定义方法的最小相位预估控制器, 当期望的输出响应需要有较好的动态特性时, 可以适当选取离原点较远的近似输出零点, 但要容许相对较大的负调特性. 相反, 若不期望系统响应有较大的负调响应, 则可以适当选择离原点较近的近似输出零点. 那么对于希望有较快动态响应又不希望有较大负调的系统, 最小相位预估控制器通过选取近似输出零点只能实现系统响应快慢的调节. 因此, 还需要考虑对系统的负调特性的抑制.

3 两步整定PID参数方法设计负调抑制控制器

为了消除或者降低线性非最小相位系统负调特性的影响, 文献[10]通过配置一个延迟环节$\mathrm{e}^{-\tau s}$将原线性非最小相位系统转化成了带滞后环节的最小相位系统, 设计了一种两步参数整定的PID控制器, 其控制结构如图4所示.

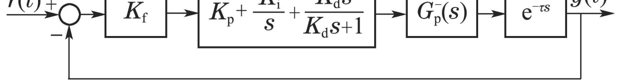

图 4 两步参数整定PID控制器

Fig. 4 Two-step parameter tuning PID controller

图4中, PID控制器:

$$C(s)=K_{\rm p}+\frac{K_{\rm i}}{s}+\frac{K_{\rm d}s}{K_{\rm d}s+1}. \tag{14}$$

两步整定PID参数的方法: 第1步, 对不带纯滞后部分设计PID参数$K_{\rm p}, K_{\rm i}, K_{\rm d}$, 然后在所得到的PID控制器前面增设前置系数$K_{\rm f}$, 通过调节前置系数以克服纯滞后部分对闭环系统性能的不利影响及非最小相位系统的负调. 实际上, 转换成带延迟环节的最小相位系统是含有右半平面零点的非最小相位系统的特殊形式, 两步参数整定法设计的PID控制器是可以直接应用到含有右半平面零点的非最小相位系统中的, 其等价的控制结构如图5所示.

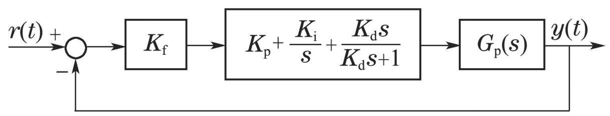

图 5 等价的两步参数整定PID控制器

Fig. 5 Equivalent two-step parameter tuning PID controller

4 包含负调抑制控制的最小相位预估控制器

对于图 2 中的最小相位预估控制器结构, 通过$G_{\rm p}^{-}(s)$中b^*的调节设计相应的控制器, 由第2.3节中对不同近似零点对系统响应的影响可知, 当设计的控制器使得响应较快时, 负调特性也相应的非常大. 因为图2结构中含有右半平面零点部分的$G_{\rm p}(s)$依然存在闭环系统中. 因此, 对于系统$G_{\rm p}(s)$, 可以设计两步参数整定的PID控制器, 用来抑制系统的负调特性. 基于该思想, 本文将两步参数整定PID控制器添加到最小相位预估控制器结构中, 得到新的控制器结构如图6所示.

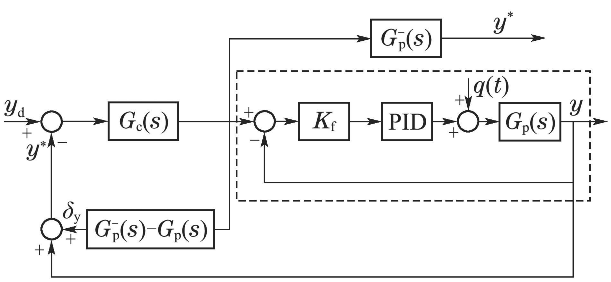

图 6 含有负调抑制控制的最小相位预估控制器

Fig. 6 Minimum phase estimation controller with negative suppressing control

对于图6的新的控制器结构, 设计时需要分两步: 第1步, 将系统$G_{\rm p}(s)$中的右半平面零点通过输出重定义, 选取较小的b^*得到最小相位系统. 然后按照第2.3节中的控制器设计方法得到最小相位预估控制器. 选取较小的b^*是为了获得较快的系统动态响应. 第2步, 对系统$G_{\rm p}(s)$设计两步参数整定PID控制器, 通过设置$K_{\rm f}$同时调节PID中的参数, 达到对系统负调特性的调节与抑制. 控制器结构中的$q(t)$是引入的扰动, 表示控制器输出执行机构的误差.

进一步分析扰动误差对输出的影响, 首先把$q(t)$产生的扰动输入定义为$N(s)$. $G_{\rm c}(s)$与$G_{\rm p}^{-}(s)-G_{\rm p}(s)$之间的闭环传递函数定义为$G_1(s)$. $K_{\rm f}$与PID控制器组成整体控制器定义为$G_2(s)$. 扰动点之后的非最小相位系统定义为$G_3(s)$. 输入为$R(s)$, 输出为$C(s)$. 那么根据图6可以写出由扰动产生的输出

$$C(s)=\frac{G_3(s)}{1-G_1(s)G_2(s)G_3(s)+G_2(s)G_3(s)}N(s). \tag{15}$$

当$R(s)=0$, 系统的理想输出应为零, 则扰动产生的输出误差为

$$E_n(s)=-\frac{G_3(s)}{1-G_1(s)G_2(s)G_3(s)+G_2(s)G_3(s)}N(s). \tag{16}$$

由终值定理可得

$$e_{\rm ssn}=\lim_{s\to0}sE_n(s)=-\lim_{s\to0}\frac{sG_3(s)}{1-G_1(s)G_2(s)G_3(s)+G_2(s)G_3(s)}N(s). \tag{17}$$

由于给定的扰动输入为阶跃信号, 即$N(s)=\dfrac{1}{s}$.

$$e_{\rm ssn}=-\lim_{s\to0}\frac{G_3(s)}{1-G_1(s)G_2(s)G_3(s)+G_2(s)G_3(s)}. \tag{18}$$

假设$G_1(s)$和$G_2(s), G_3(s)$分别可以写成如下形式:

$$G_1(s)=\frac{K_1(\tau_{1,1}s+1)(\tau_{1,2}s+1)\cdots(\tau_{1,m}s+1)}{s^{\nu}(T_{1,1}s+1)(T_{1,2}s+1)\cdots(T_{1,n}s+1)}, \tag{19}$$

$$G_2(s)=\frac{K_2(\tau_{2,1}s+1)(\tau_{2,2}s+1)\cdots(\tau_{2,l}s+1)}{s^{\mu}(T_{2,1}s+1)(T_{2,2}s+1)\cdots(T_{2,q}s+1)}, \tag{20}$$

$$G_3(s)=\frac{K_3(\tau_{3,1}s+1)(\tau_{3,2}s+1)\cdots(\tau_{3,n}s-1)}{s^{\omega}(T_{3,1}s+1)(T_{3,2}s+1)\cdots(T_{3,p}s+1)}, \tag{21}$$

其中: $K_1(s), K_2(s), K_3(s)$分别表示系统比例系数; ν, μ, ω分别表示这3部分所含串联积分单元的数目, 并且$\nu\geqslant0,\ \mu\geqslant0,\ \omega\geqslant0$. 由于当$s\to0$时, 因子$(\tau_{i,j}s+1)$, $(T_{i,j}s+1)$化为1, $G_3(s)$中因子$(T_{i,j}s-1)$化为

-1. 将式(19)–(21)代入式(18)中, 于是得到

$$e_{\rm ssn}=\lim_{s\to 0}\frac{K_3s^{\nu+\mu}}{s^{\nu+\mu+\omega}+K_1K_2K_3-K_2K_3s^{\nu}}. \tag{22}$$

下面分两种情况来研究式(22):

1) 当ν, u有一个大于零, 对于任意ω, 式(22)化为

$$e_{\rm ssn}=0. \tag{23}$$

这表明只要在整定量与扰动量之间有积分单元, 则系统在阶跃扰动作用下没有静态误差.

2) 当$\nu=0,\ u=0$, 这时式(22)化为

$$e_{\rm ssn}=\begin{cases}\dfrac{K_3}{1+K_1K_2K_3-K_2K_3}, & \omega=0,\\ \dfrac{K_3}{K_1K_2K_3-K_2K_3}, & \omega>0.\end{cases} \tag{24}$$

通过上述分析可以知道, 扰动稳态误差只与作用点前的结构和参数有关. 扰动作用点后的$G_3(s)$, 其增益$K_3(s)$的大小和是否有积分环节, 它们均对减小或消除扰动引起得稳态误差不起作用.

5　控制器仿真验证

对系统(10)中的二阶非最小相位系统, 设计图6所示的控制系统, 其中的系统参数与上文一致. 负调抑制部分的参数为$K_{\rm f}=0.08,\ K_{\rm p}=0.85,\ K_{\rm i}=0.286,\ K_{\rm d}=0.1$. 保持其他参数不变, 首先给出在不同近似输出零点下, 增加负调抑制控制器的系统响应, 结果如图7所示. 与图3中只有最小相位输出预估控制器的阶跃响应对比可以看出, 本文设计的控制器具有较好的负调抑制效果, 而且不同近似输出零点下的负调部分都非常小. 该仿真结果说明, 本文设计的控制器达到了调节系统动态响应速度并且减小负调特性的目的.

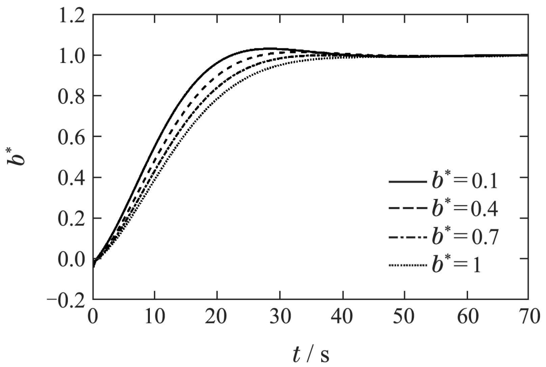

图 7　本文设计控制器的阶跃响应

Fig. 7　Step response of designed controller

进一步与两步参数整定PID控制器以及最小相位预估控制器进行对比, 需要说明的是此处选取的近似输出零点保持一致. 仿真结果如图8–9所示.

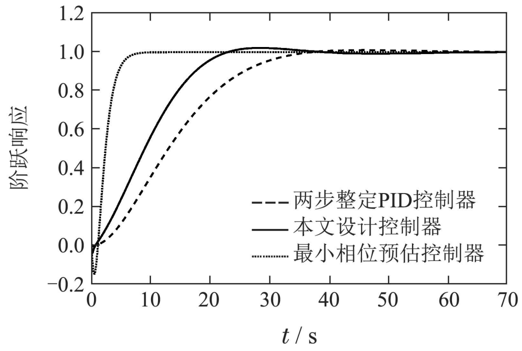

图 8　3种不同控制器的阶跃响应

Fig. 8　Step response of three different controllers

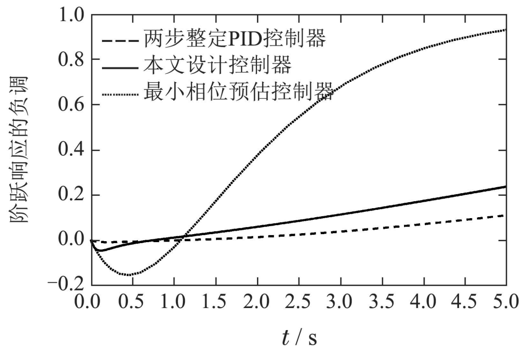

图 9　3种不同控制器阶跃响应的负调部分

Fig. 9　Undershoot part of step response of three different controllers

从图8–9中3种控制器的仿真结果可以看出, 本文设计的控制器虽然在系统响应速度上要比单独的最小相位预估控制器慢, 但是明显减小了系统的负调程度. 系统的阶跃响应只有很小的初始负调, 并且恢复上升的时间也更短. 同样的, 与两步参数整定PID控制器相比, 虽然该控制器通过参数调整基本上消除了系统负调, 但是本文设计的控制器显然具有更快的动态响应速度.

为了进一步验证闭环系统的鲁棒性, 在图6的系统结构中增加扰动$q(t)$, 表示控制器输出执行机构的误差. 分别加入±3% , ±5%的阶跃信号误差. 仿真结果如图10所示.

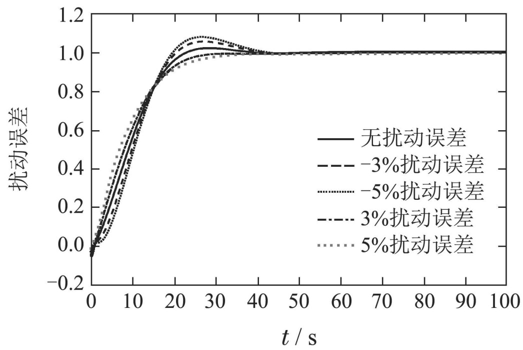

图 10　扰动鲁棒性验证

Fig. 10　Robustness verification under different disturbance

由图10的不同扰动误差下的系统响应可以看出，当执行机构扰动为负值时，系统的调节时间相对较慢，并且具有一定的超调. 而当执行机构扰动为正值时，系统的调节时间相对较快，并且不产生超调. 与此同时，所有的扰动对负调的影响均非常小. 以上仿真结果都是针对分子只含有一个右半平面零点的二阶系统，那么对于高阶非最小相位系统，并且分子部分既含有右半平面零点又含有左半平面零点的情况，本文通过飞机的俯仰角调节飞行高度的控制系统实例进行控制器仿真验证.

飞机的高度控制与稳定系统一般采用俯仰角调节方案，如图11所示.

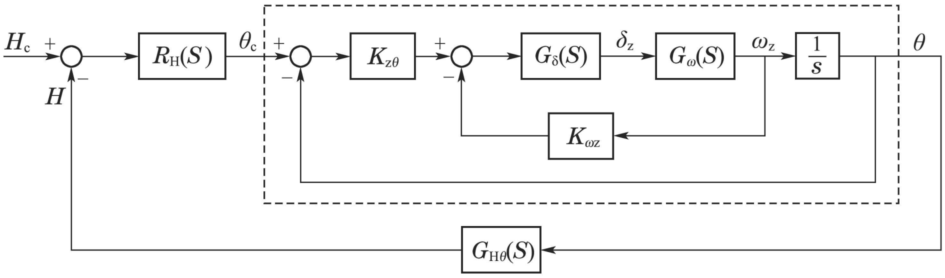

图 11 垂直/短距起降飞机俯仰控制结构图

Fig. 11 Pitch control structure for V/STOL aircraft

图中: $R_{\mathrm{H}}(\theta)$为所需设计的控制器, $G_\delta(s)$表示舵机系统, $G_\omega(s)$表示舵机与俯仰角速度之间的传递函数，虚线框内的系统构成飞机的俯仰角控制系统. 飞机爬升时，升降舵的偏转会产生一个瞬间向下的作用力，从而在飞机质心产生初始向下的速度，使得飞机在初始阶段先向下运动，随着转动力矩产生俯仰角的变化，飞机的升力最终超过了作用于舵偏角向下的力，飞机才恢复期望的高度.

相关飞机参数如表1，飞机高度控制的传递函数简化过程见附录部分. 将具体参数代入后可以得到

$$G_\omega(s)=\frac{0.5(12s+1)}{0.2s^2+0.1s+1}, \tag{25}$$

$$G_{\theta\theta_{\mathrm{c}}}(s)=\frac{18s+1.5}{0.2s^3+12.1s^2+8s+0.5}. \tag{26}$$

取$b=2$可以得到最终的传递函数为

$$G_{\mathrm{H}}(s)=\frac{0.1(1-2s)(18s+1.5)}{s(1+s)(0.2s^3+12.1s^2+8s+0.5)}. \tag{27}$$

表 1 飞机参数

Table 1 The plane parameters

$m=9000\,\mathrm{kg}$	$\mathrm{I_y}=7447\,\mathrm{kg\cdot ms^2}$	$V_0=266\,\mathrm{m/s}$
$V=200\,\mathrm{m/s}$	$\rho=0.037\,\mathrm{kg/m^3}$	$c_{\mathrm{A}}=3.097\,\mathrm{m}$
$S_{\mathrm{w}}=27.95\,\mathrm{m^2}$	$C_{\mathrm{L}\alpha}=3.9$	$C_{\mathrm{mq}}=-7.06$
$C_{\mathrm{D}}=0.369$	$C_{\mathrm{m}\alpha}=-0.562$	$T_{\mathrm{H}\theta}=1$
$K_{\mathrm{z}\theta}=3$	$K_{\omega\mathrm{z}}=2$	$K_{\mathrm{H}}=0.1$
$M_{\delta_{\mathrm{e}}}=26.1$		

给定闭环传递函数

$$H_{\mathrm{Z}}(s)=\frac{1}{(1+s)^5}. \tag{28}$$

根据上文介绍的方法设计控制器$R_{\mathrm{H}}(s)$，再按照图6控制器结构对系统$G_{\mathrm{H}}(s)$进行仿真，选取相同的近似输出零点对应的$b^*=2$，得到3种控制器作用下的高度响应，结果如图12–13所示.

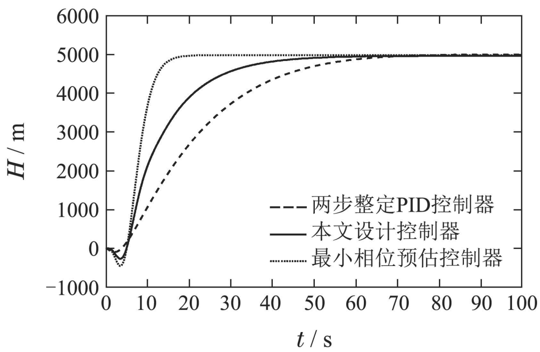

图 12 飞机高度控制阶跃响应

Fig. 12 Step response of altitude controller

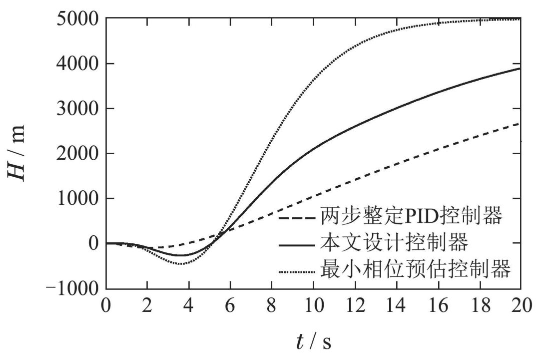

图 13 飞机高度响应负调特性部分

Fig. 13 Undershoot part of altitude controller response

从图12–13的飞机高度响应对比曲线可以看出，对于含有左半平面与右半平面零点的高阶非最小相位系统，本文设计的控制器依然能兼顾系统的动态响应与负调的抑制. 本文设计的控制器与最小相位预估控

制器选取的近似输出零点是相同的, 通过图13的系统负调部分可以看出, 本文设计的控制器对负调有较好的抑制效果.

6 结论

对于含有右半平面零点的线性非最小相位系统, 本文设计了一种结合最小相位预估控制与两步调参的PID控制方法的新的控制器. 针对非最小相位的负调特性与动态响应成反比的问题, 本文设计的控制器首先通过选取不同的近似输出零点设计最小相位预估控制器对系统的动态响应进行调节, 当系统需求较快的动态响应时可以选取相对较远的近似输出零点. 对于伴随产生的较大的负调特性, 通过两步参数整定的PID控制器进行抑制. 飞机俯仰角控制高度系统的仿真结果表明, 对于既含有右半复平面零点又含有左半复平面的高阶非最小相位系统, 本文设计的控制器在实现对负调特性的抑制的同时也提高了系统的动态响应速度. 由于本文控制器需要根据原系统不稳定的零点选取新的近似输出零点, 所以输出跟踪并不能做到精确的跟踪. 同时该控制器是基于线性系统设计的, 而对于非线性非最小相位系统还需要进一步研究.

参考文献:

[1] YE Linqi, ZONG Qun, TIAN Bailing, et al. Tracking control of non-minimum phase systems: an overview. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(2): 141 – 158.
(叶林奇, 宗群, 田栢苓, 等. 非最小相位系统跟踪控制综述. 控制理论与应用, 2017, 34(2): 141 – 158.)

[2] YE L, ZONG Q, ZHANG X. Adaptive control for a non-minimum phase hypersonic vehicle model. *Proceedings of the 34th Chinese Control Conference*. Hangzhou: IEEE, 2015: 991 – 996.

[3] SU S. Output feedback dynamic surface control for a class of nonlinear non-minimum phase systems. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2016, 3(1): 96 – 104.

[4] BOKER A M A, KHALIL H K. Semi-global output feedback stabilization of a class of non-minimum phase nonlinear systems. *Proceedings of the 2013 American Control Conference*. Washington DC, USA: IEEE, 2013: 5270 – 5275.

[5] ANSARIFAR G R, TALEBI H A, DAVILU H. An adaptive dynamic sliding mode controller for non-minimum phase system. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2012, 17(1): 414 – 425.

[6] KAYA I. A new Smith predictor and controller for control of processes with long dead time. *ISA Transactions*, 2003, 42(1): 101 – 110.

[7] NIEMIEC M P, KRAVARIS C. Nonlinear model state feedback control for non-minimum-phase processes. *Automatica*, 2003, 39(7): 1295 – 1302.

[8] ALNUMAY M S. Unified approximate tracking control of linear systems with unacceptable zeros. *Journal of King Saud University, Engineering Sciences*, 2007, 19(2): 239 – 251.

[9] ALNUMAY M S, ADAMALI SHAN N M. Unified output tracking control of non-minimum phase PWM systems using output redefinition. *Proceedings of 2014 International Conference on Modelling, Identification and Control*. Melbourne: IEEE, 2014: 47 – 52.

[10] MA Zenghui, LIU Changliang. Tuning method for a PID controller in a nonminimum phase system. *Information and Control*. 2015, 44(2): 147 – 151.
(马增辉, 刘长良. 一类非最小相位系统的PID控制器整定方法. 信息与控制, 2015, 44(2): 147 – 151.)

[11] XU Guangzhi, ZHANG Jinggang. Control of two-degree of freedom smith predictor for invers response processes with time delay. *Journal of Applied Sciences*, 2015, 33(4): 449 – 458.
(徐广治, 张井岗. 反向响应时滞过程的二自由度Smith预估控制. 应用科学学报, 2015, 33(4): 449 – 458.)

[12] HOU Mingdong, WANG Yinsong, TIAN Jie. An IMC–PID robust control method for process of integrator plus time delay. *Journal of Shandong University (Engineering Science)*, 2016, 46(5): 64 – 67.
(侯明冬, 王印松, 田杰. 积分时滞对象的一种内模PID鲁棒控制方法. 山东大学学报(工学版), 2016, 46(5): 64 – 67.)

[13] SAURABH SRIVASTAVA, PANDIT V S. A PI/PID controller for time delay systems with desired closed loop time response and guaranteed gain and phase margins. *Journal of Process Control,* 2016, 37(6): 70 – 77.

[14] WRIGHT R A, KRAVARIS C. Nonminimum phase compensation for nonlinear processes. *AIChE Journal*, 1992, 38(1): 26 – 40.

附录

飞机的纵向运动方程组为

$$\begin{cases} m\dot{V} = T\cos\alpha - D- \\ \qquad mg(\cos\alpha\sin\theta - \sin\alpha\cos\theta), \\ mV\dot{\mu} = T\sin\alpha + L- \\ \qquad mg(\sin\alpha\sin\theta - \cos\alpha\cos\theta), \\ \dot{\alpha} = q - \dot{\mu}, \\ M = I_{\mathrm{y}}\dot{q}. \end{cases} \tag{A1}$$

先将飞机运动方程写成隐式的非线性状态方程:

$$f(\dot{X}, X, U) = 0, \tag{A2}$$

式中: X为n维的系统状态向量, U为m维的控制输入向量, $f(\cdot)$为由n个标量的非线性函数$f_i(\cdot)(i=1,\cdots,n)$组成的n维向量函数. 将非线性状态方程改写成标量的方程组形式, 在平衡点上利用泰勒级数展开, 并保留一次项. 可以将已经线性化的方程改写成下列线性状态方程的形式, 即

$$E\dot{X} = AX + BU. \tag{A3}$$

这样通过小扰动线性化的方法就将非线性状态方程(A2)变成了线性小扰动方程式(A3). 确定纵向线性化小扰动运动的状态向量和控制输入向量为

$$\begin{aligned} X &= [\Delta V \quad \Delta\alpha \quad \Delta\theta \quad \Delta q], \\ U &= \left[\Delta\delta_{\mathrm{T}} \quad \Delta\delta_{\mathrm{e}},\right], \end{aligned}$$

从而可以得到飞机纵向运动进行拉普拉斯变换之后的方程组:

$$\begin{cases} [s - (X_{\mathrm{V}} + X_{\mathrm{TV}}\cos\alpha_{\mathrm{e}})]\Delta V(s) - \\ X_{\alpha}\Delta\alpha(s) + \mathrm{g}\cos\mu_{\mathrm{e}}\Delta\theta(s) = \\ \bar{X}_{\delta\mathrm{T}}\Delta\delta_{\mathrm{T}}(s) + X_{\delta\mathrm{e}}\Delta\delta_{\mathrm{e}}(s) - \\ (ZV - XTV\sin\alpha_{\mathrm{e}})\Delta V(s) + [(V - Z_{\dot{\alpha}})s - Z_{\alpha}]\Delta\alpha(s) + \\ \mathrm{g}\sin\mu_{\mathrm{e}}\Delta\theta(s) - (V + Z_{\mathrm{q}})\Delta q(s) = \\ -\bar{Z}_{\delta\mathrm{T}}\Delta\delta_{\mathrm{T}}(s) + Z_{\delta\mathrm{e}}\Delta\delta_{\mathrm{e}}(s), \\ s\Delta\theta(s) - \Delta q(s) = 0 - (M_{\mathrm{V}} + M_{\mathrm{TV}})\Delta V(s) - \\ (M_{\dot{\alpha}}s + M_{\alpha})\Delta\alpha(s) + (s - Mq)\Delta q(s) = \\ M_{\delta\mathrm{T}}\Delta\delta_{\mathrm{T}}(s) + M_{\delta\mathrm{e}}\Delta\delta_{\mathrm{e}}(s). \end{cases}$$

写成矩阵$(sE - A)$和B的形式如下:

$(sE - A) =$

$$\begin{bmatrix} s-(X_{\rm V}+X_{\rm TV}\cos\alpha_{\rm e}) & -X_\alpha & {\rm g}\cos\mu_{\rm e} & 0 \\ -(Z_{\rm V}-X_{\rm TV}\sin\alpha_{\rm e}) & (V-Z_{\dot\alpha})s-Z_\alpha & {\rm g}\sin\mu_{\rm e} & V+Z_{\rm q} \\ 0 & 0 & s & -1 \\ -(M_{\rm V}+M_{\rm TV}) & -(M_{\dot\alpha}s+M_\alpha) & 0 & s-M_{\rm q} \end{bmatrix},$$

$$B=\begin{bmatrix} \bar X_{\delta{\rm T}} & X_{\delta{\rm e}} \\ -\bar Z_{\delta{\rm T}} & Z_{\delta{\rm e}} \\ 0 & 0 \\ M_{\delta{\rm T}} & M_{\delta{\rm e}} \end{bmatrix}.$$

由于飞机纵向运动的初始阶段, 短周期运动占主导地位, 飞行速度和俯仰角的增量变化不大. 因此对飞机纵向俯仰角控制系统做短周期运动传递函数简化. 近似认为飞行速度和俯仰角增量为常量, 即$\Delta V=\Delta\theta=0$. 写出纵向短周期运动方程传递函数矩阵为

$$C(sE-A)^{-1}B=\frac{C}{\Delta_{\rm sp}}\begin{bmatrix} (s-M_{\rm q})Z_{\delta_{\rm e}}+(V+Z_{\rm q})M_{\delta_{\rm e}} \\ (sM_{\dot\alpha}+M_\alpha)Z_{\delta_{\rm e}}+[s(V-Z_{\dot\alpha})-Z_\alpha]M_{\delta_{\rm e}} \end{bmatrix}, \tag{A4}$$

其中

$$\Delta_{\rm sp}=(V-Z_{\dot\alpha})s^2-[Z_\alpha+(V-Z_{\dot\alpha})M_{\rm q}+(V+Z_{\rm q})M_{\dot\alpha}]s+M_{\rm q}Z_\alpha-(V+Z_{\rm q})M_\alpha.$$

通常情况下因为$Z_{\rm q}$和Z_α要远远小于V, 可以忽略. 这样关于俯仰角速度的传递函数则为

$$\frac{\Delta q(s)}{\Delta\delta_{\rm e}(s)}=\frac{(VM_{\delta_{\rm e}}+Z_{\delta_{\rm e}}M_{\dot\alpha})s+(M_\alpha Z_{\delta_{\rm e}}-Z_\alpha M_{\delta_{\rm e}})}{Vs^2-(Z_\alpha+VM_{\rm q}+VM_{\dot\alpha})s+M_{\rm q}Z_\alpha-VM_\alpha}.$$

由上式可以得到短周期运动的固有频率和阻尼比关系式, 表示成量纲–导数的形式如下:

$$\omega_{\rm sp}=\frac{1}{2}\rho VS_{\rm w}c_{\rm A}\Big(\frac{-C_{\rm mq}(C_{\rm D}+C_{\rm L\alpha})-4mC_{\rm m\alpha}/(\rho S_{\rm w}c_{\rm A})}{2mI_{\rm y}}\Big)^{1/2},$$

$$\xi_{\rm sp}=\frac{-c_{\rm A}}{4}\cdot\Big(\frac{m}{I_{\rm y}}\Big)^{1/2}\Big(\frac{C_{\rm mq}+C_{\rm m\dot\alpha}-2I_{\rm y}(C_{\rm D}+C_{\rm L\alpha})/(mc_{\rm A}^2)}{-\frac{1}{2}C_{\rm mq}(C_{\rm D}+C_{\rm L\alpha})-2mC_{\rm m\alpha}/(\rho S_{\rm w}c_{\rm A})}\Big)^{1/2}.$$

写成短周期固有频率和阻尼比关系的舵机偏转量与俯仰角速度之间的传递函数:

$$\frac{q(s)}{\delta_{\rm e}(s)}=\frac{M_{\delta_{\rm e}}(s+Z_\alpha^*)}{s^2+2\xi_{\rm sp}\omega_{\rm sp}s+\omega_{\rm sp}^2}, \tag{A5}$$

其中: $Z_\alpha^*=-\dfrac{Z_\alpha}{V}$, $Z_\alpha=-\dfrac{\rho V_0^2S_{\rm w}}{2m}(C_{\rm D}+C_{\rm L\alpha})$. 根据式(A5)可以写出$\theta$的短周期传递函数

$$\frac{\theta(s)}{\delta_{\rm e}(s)}=\frac{M_{\delta_{\rm e}}(s+Z_\alpha^*)}{(s^2+2\xi_{\rm sp}\omega_{\rm sp}s+\omega_{\rm sp}^2)s}. \tag{A6}$$

按照式(A4)可以得到α的短周期传递函数:

$$\frac{\alpha(s)}{\delta_{\rm e}(s)}=\frac{M_{\delta_{\rm e}}}{s^2+2\xi_{\rm sp}\omega_{\rm sp}s+\omega_{\rm sp}^2}. \tag{A7}$$

对于飞机俯仰控制结构中, $R_{\rm H}(\theta)$为所需设计的控制器, $G_\delta(s)$表示舵机系统, 这里近似认为舵机按指令一比一偏转. $G_\omega(s)$表示舵机偏转增量$\delta_{\rm e}$与俯仰角速度q之间的传递函数.

进一步对式(A5)进行处理, 得到如下形式:

$$G_\omega(s)=\frac{K_\theta(1+T_\theta s)}{T_{\rm sp}^2s^2+2\xi_{\rm sp}T_{\rm sp}s+1}.$$

根据系统结构图11可以得到$G_{\theta\theta_{\rm c}}(s)$的表达式:

$$G_{\theta\theta_{\rm c}}(s)=\frac{K_{{\rm z}\theta}\phi_{{\rm z}\omega}(s)}{s+sK_{{\rm z}\theta}\phi_{{\rm z}\omega}(s)},$$

其中$\phi_{{\rm z}\omega}(s)=\dfrac{K_\theta(1+T_\theta s)}{T_{\rm sp}^2s^2+2\xi_{\rm sp}T_{\rm sp}s+1+K_{\omega{\rm z}}K_\theta(1+T_\theta s)}$为内回路闭环传递函数. 上式可以改写成

$$G_{\theta\theta_{\rm c}}(s)=\frac{1+T_\theta s}{A_3s^3+A_2s^2+A_1s+1},$$

式中:

$$A_3=\frac{T_{\rm sp}^2}{K_{{\rm z}\theta}K_\theta},\ A_2=\frac{2\xi_{\rm sp}T_{\rm sp}+T_{\rm sp}^2K_{\omega{\rm z}}K_\theta T_\theta}{K_{{\rm z}\theta}K_\theta},$$
$$A_1=\frac{1+K_{\omega{\rm z}}K_\theta+K_{\omega{\rm z}}K_\theta T_\theta}{K_{{\rm z}\theta}K_\theta}.$$

将传递函数的分母写成因式相乘形式:

$$A_3s^3+A_2s^2+A_1s+1=(1+\tau_1s)(\tau_2s^2+2\xi_2\tau_2s+1).$$

上式可以表示成

$$G_{\theta\theta_{\rm c}}(s)=\frac{1+T_\theta s}{(1+\tau_1s)(\tau_2s^2+2\xi_2\tau_2s+1)}.$$

当忽略高度变化对大气密度, 发动机推力等的影响时, 高度对升降舵的传递函数由

$$\dot H=V\sin\gamma=V\sin(\theta-\alpha)$$

线性化后, 得到

$$\frac{H(s)}{\delta_{\rm e}(s)}=\frac{V}{s}\Big[\frac{\theta(s)}{\delta_{\rm e}(s)}-\frac{\alpha(s)}{\delta_{\rm e}(s)}\Big].$$

由式(A6)–(A7)可以得到H和θ对$\delta_{\rm e}$的传递函数导出, 用$(1-bs)$表示飞机的非最小相位特性:

$$G_{{\rm H}\theta}(s)=\frac{K_{\rm H}(1-bs)}{s(1+T_{{\rm H}\theta}s)},$$

因此, 外回路的高度稳定系统开环传递函数:

$$G_{\rm H}(s)=\frac{K_{\rm H}(1-bs)(1+T_\theta s)}{s(1+T_{{\rm H}\theta}s)(1+\tau_1s)(\tau_2s^2+2\xi\tau_2s+1)}.$$

作者简介:

朱 斌 博士研究生, 主要研究方向为飞行控制技术与非最小相位控制, E-mail: carezyc@163.com;

陈庆伟 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能控制与网络化控制系统、运动体高精度跟踪控制系统, E-mail: cqw1002@sina.com.