

# 基于改进自适应反步和动态控制分配的指令跟踪方法研究

刘璟龙<sup>1</sup>, 文婧<sup>2</sup>, 刘小雄<sup>1</sup>, 何启志<sup>1</sup>

(1.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710129; 2.中国人民解放军陆军防化学院 指挥系, 北京 102205)

**摘要:**用改进的反步控制(backstepping)和动态控制分配(dynamic control allocation, DCA)相结合的方法使某战斗机在不同的飞行条件下能够自适应地跟踪不同的指令。首先介绍了经典的李雅普诺夫方法以及经典的反步控制方法,然后提出了适用于一般飞控系统模型的改进反步控制方法,最后针对一般控制分配方法无法补偿忽略舵机动态的问题,介绍了一种动态控制分配方法,并将其成功应用于整个闭环系统的设计中。通过反步法保留了系统中稳定的非线性项,将不稳定的非线性项消去,又通过动态分配使忽略舵机惯性造成的影响最小。仿真结果表明所设计的闭环方案具有良好的响应特性,在不同的飞行条件下均可以实现对指令信号的良好跟踪,并具有一定的鲁棒性。

**关键词:**李雅普诺夫方法;反步控制;控制分配;舵机动态;指令跟踪

**中图分类号:**V241.62

**文献标志码:**A

**文章编号:**1000-2758(2018)01-0117-07

现代飞行控制为研究领域带来了很多有趣并且富有挑战性的控制问题,其主导动态是非线性的,很多气动特性也是不确定的,而被控对象的输入又是具有位置限制和速率限制的。即便如此,对飞行控制系统的性能需求却是很高的,飞机需要在较大的飞行包线内具有较大的稳定裕度,并且要能充分利用所有的气动舵面和推力矢量控制发挥最大机动控制能力。在最近几年,由于在大迎角控制和在通过跨声速区的快速转化中使用传统的增益规划方法<sup>[1]</sup>会遇到很多问题,所以利用非线性的控制方法在上述极限条件下获得更好的性能已经变得非常重要。

反馈线性化<sup>[2]</sup>是一种非线性的设计方法,它可以明确处理这些类型的非线性动态。利用非线性反馈,这些对被控变量产生影响的非线性项会被消去,之后生成一个期望的闭环系统动态。这种专门设计的非线性控制方法开创了用单一控制器跟踪不同飞行条件下飞行指令的先例。文献[3-4]都成功地在飞控领域应用了该方法。为了完成反馈线性化方法,系统的非线性必须完全知道,包括一些一阶导数

项和二阶导数项。这就存在一个潜在的问题,因为在飞控系统中,气动力和气动力矩并不能被精确的建模。为了让该方法的鲁棒性提高,朱建文等<sup>[5]</sup>提出用一种线性鲁棒控制器增广反馈线性化控制器的方法。该方法能够依赖不精确的模型信息设计控制律。

Krstic等<sup>[6]</sup>提出的反步法为反馈线性化提出了一种新的设计方法。用该方法,系统的非线性项在控制器中不会被完全消去,它会保留对系统期望动态有利的非线性项。如何处理这些非线性项是反步法要考虑的核心问题,如果该非线性项是稳定的,那么就认为该非线性项是有用的,该项也会在闭环控制器设计中被保留。该方法对模型误差具有一定的鲁棒性,而且能用比较少的控制能量完成控制任务。Han等<sup>[7]</sup>将该方法应用于喷气式发动机的推力矢量控制中。

经典的反步法解决了鲁棒性的问题,但是作为反馈线性化方法的一类方法,它并不能处理作动器冗余的问题。为了提高性能和安全性,现代飞机大多具有多操纵面配置,如何利用多个操纵面组合完

成常规的飞行任务,这就需要研究过驱动系统的控制问题。上面介绍的控制律的设计方法可以产生一组总的控制效能(或称虚拟控制量),但是并没有规定如何利用现代飞机的多操纵面产生的各种组合来产生该组效能。在经典的线性二次型控制<sup>[8]</sup>中,控制效能对各个舵面的分配是用某种优化准则以加权矩阵的方式完成。为了完成同样的功能,控制分配的方法被提出。

Durham<sup>[9]</sup>首次在飞行控制设计中提出利用控制分配方法求解各控制舵面的偏转量以产生控制律给定的气动力矩。如果控制舵面多于3个,且控制舵面与气动力矩呈仿射非线性的关系,这就引出了欠定方程组的求解问题。一般的求解唯一的控制舵面组合的方法是利用二次型代价函数最小化为优化准则以产生理想的力矩。用该思路求出的最优解具有闭合解,称为加权伪逆解。

相比经典的线性二次型控制,利用独立的控制分配模块可以较好地考虑作动器的位置和速率限制。如果一个作动器饱和,则通过该分配器在每一个采样周期求解受限最小二乘问题,可以在不改变控制器结构和控制器参数的情况下,实时地产生剩余操纵面的偏转解。大多数方法是由针对非受限问题的标准伪逆法演变而来的,它们利用迭代的方式解决受限的控制分配问题。但是,广义逆类算法都不能保证找到最优解。为了控制器的所需控制效能输出和分配器的虚拟控制输入相一致,在应用控制分配方法时,作动器的动态必须被忽略。为了补偿忽略作动器动态所带来的影响,让较快的作动器产生总所需效能的高频成分,在控制分配器中引入了滤波器,将总的控制效能划分为高频成分和低频成分。但是由于加入了滤波器,这些成分将逐个被分配,所以作动器的全部能力并不能被全部利用,由于滤波器的带宽限制,很有可能一些作动器始终都不会被分配。这就需要引入新的方法完成此目的。

本文旨在导出一种控制方案,能对重量和飞行条件变化而产生的模型不确定性具有较好的鲁棒性,也能确保在上述不确定下对驾驶员指令信号的准确跟踪。本文提出了一种基于自适应反步和动态控制分配的指令跟踪方案,应用于三角鸭翼布局的单发固定翼飞机。该方案能在不同的飞行条件下和不同的操纵条件下实现稳定和控制,而且对建模误差具有一定的鲁棒性。仿真结果表明,针对非线性飞机模型,本文设计的控制器和分配器具有较高

的准确性和鲁棒性,能够补偿不同飞行条件下产生的模型误差,较为准确地跟踪指令信号。

## 1 李雅普诺夫控制理论与控制器模型描述

### 1.1 基于李雅普诺夫理论的控制器设计方法

用李雅普诺夫理论进行控制器设计,考虑系统

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (1)$$

$x$  为系统状态,  $u$  为控制输入,  $x = 0$  为控制目标。我们需要设计一个控制律

$$u = k(x) \quad (2)$$

使得  $x = 0$  为下列闭环系统全局渐进稳定(GAS)的平衡点

$$\dot{x} = f(x, k(x)) \quad (3)$$

利用基本的李雅普诺夫理论,需要建立李雅普诺夫函数  $V(x)$ 。如何建立控制律  $k(x)$  和李雅普诺夫函数  $V(x)$  就是基于李雅普诺夫理论的控制律设计方法所要考虑的。

一种寻找控制律  $k(x)$  的直接方法是选择一个正定的、径向无界函数  $V(x)$ , 使得  $k(x)$  满足

$$\dot{V} = V_x(x)f(x, k(x)) < 0, \quad x \neq 0 \quad (4)$$

满足下式的,一种正定的、径向无界、光滑标量函数  $V(x)$  称为控制李雅普诺夫函数(cLf)

$$\inf_u V_x f(x, u) < 0, \quad x \neq 0 \quad (5)$$

给定该控制李雅普诺夫函数后,我们就可以找出一种全局稳定的控制律。事实上,全局稳定控制律的存在就相当于控制李雅普诺夫函数的存在。该定理称为 Artstein 定理。

考虑下述仿射非线性系统

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (6)$$

如果控制律选为

$$u = k(x) = -\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \quad (7)$$

当

$$a = V_x(x)f(x)$$

$$b = V_x(x)g(x)$$

则该控制律使得李雅普诺夫函数的导数为

$$\dot{V} = V_x(x)(f(x) + g(x)u) = a + b \left( -\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \right) = -\sqrt{a^2 + b^2} \quad (8)$$

因此该控制律可以让原点  $x = 0$  全局渐进稳定,

该李雅普诺夫函数也是控制李雅普诺夫函数 (clf)。该定理称为 Sontag 定理。

选取最小化的控制效能来满足下式

$$\dot{V} \leq -W(x) \quad (9)$$

最小化是实时逐点进行的,用(9)式这样的不等式约束相比(8)式这样的等式约束,能够充分利用系统中自带的稳定特性。这样可以避免为达到  $\dot{V} = -W(x)$  而产生的控制效能的浪费。

## 1.2 基本的反步控制器方法

基本反步法的核心思想是利用系统的确定状态作为系统的虚拟控制量。考虑下面系统

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, \xi) \\ \dot{\xi} &= u \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $x \in \mathbf{R}^n$ ,  $\xi \in \mathbf{R}$  是状态变量,  $u \in \mathbf{R}$  为控制输入。假设  $\xi$  为控制输入,则假设控制律

$$\xi = \xi^{\text{des}}(x) \quad (11)$$

可以使得原点  $x = 0$  为全局渐进稳定的平衡状态。上式称为虚拟控制律。下面定理给出了,如何通过逐步回推,用  $\xi^{\text{des}}$  和  $W(x)$  建立真实控制律  $u$ 。

考虑(10)式所表示的系统,假设  $W(x)$  为控制李雅普诺夫函数,虚拟控制律(11)都为已知,使得

$$\dot{W}|_{\xi=\xi^{\text{des}}} = W_x(x)f(x, \xi^{\text{des}}(x)) < 0, \quad x \neq 0 \quad (12)$$

则增广系统(10)的一个控制李雅普诺夫函数为

$$V(x, \xi) = W(x) + \frac{1}{2}(\xi - \xi^{\text{des}}(x))^2 \quad (13)$$

而真实控制律为

$$\begin{aligned} u &= \frac{\partial \xi^{\text{des}}}{\partial x}(x)f(x, \xi) - \\ &W_x(x) \frac{f(x, \xi) - f(x, \xi^{\text{des}}(x))}{\xi - \xi^{\text{des}}(x)} + \xi^{\text{des}}(x) - \xi \end{aligned} \quad (14)$$

使得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= W_x(x)f(x, \xi^{\text{des}}(x)) - \\ &(\xi - \xi^{\text{des}}(x))^2 < 0, \quad x \neq 0, \xi \neq \xi^{\text{des}}(0) \end{aligned} \quad (15)$$

让原点  $x = 0$  和  $\xi = \xi^{\text{des}}(0)$  为全局渐进稳定的平衡状态。

这样,递归的应用反步法,针对下面形式的下三角形式的系统就可以逐个建立全局稳定的控制律

$$\begin{aligned} \dot{x} &= a(x) + b(x)\xi_1 \\ \dot{\xi}_1 &= a_1(x, \xi_1) + b_1(x, \xi_1)\xi_2 \\ &\vdots \\ \dot{\xi}_i &= a_i(x, \xi_1, \dots, \xi_i) + b_i(x, \xi_1, \dots, \xi_i)\xi_{i+1} \\ &\vdots \\ \dot{\xi}_m &= a_m(x, \xi_1, \dots, \xi_m) + b_m(x, \xi_1, \dots, \xi_m)u \end{aligned} \quad (16)$$

为了成功设计,一个具有全局稳定性的虚拟控制律  $\xi_1 = \xi_1^{\text{des}}(x)$  和一个控制李雅普诺夫函数必须被设计。

## 1.3 改进的反步控制器方法

如果系统满足可逆性条件,即  $b_i \neq 0$ ,且(10)式可以表示成仿射非线性的形式,即

$$\begin{aligned} \dot{x} &= a(x) + b(x)\xi \\ \dot{\xi} &= u \end{aligned} \quad (17)$$

则(14)式也可以约减为

$$\begin{aligned} u &= \frac{\partial \xi^{\text{des}}}{\partial x}(x)(a(x) + b(x)\xi) - \\ &W_x(x)b(x) + \xi^{\text{des}}(x) - \xi \end{aligned} \quad (18)$$

实际飞行控制系统的动态并不是都像(16)式严格仿射非线性化的下三角形式所描述的那样,所以要将经典反步法应用到飞控系统中,还必须进行改进。

考虑下面的 2 个状态都受控制输入影响的二阶系统

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \psi(x_1) + x_2 + \varphi(u) \\ \dot{x}_2 &= u \end{aligned} \quad (19)$$

如果非仿射项  $\varphi(u)$  全局可逆,则设  $\eta = x_2 + \varphi(u)$  为输入,在  $x_1$  子系统中需要首先设计一个能让  $x_1$  状态全局稳定的虚拟控制律。然后利用经典反步法的思路,可以将虚拟控制律转化为实际控制律。但是多数飞控系统的动态并不能保证非仿射项全局可逆,所以还要继续分析。为了在这种最一般的情况下,实现  $x_1$  子系统的稳定,引入控制律  $\alpha = -\psi(x_1) - x_1$ ,如果强制让  $\alpha$  和  $\eta$  相等,则  $\alpha = x_2(0) + \int_0^t u dt + \varphi(u)$  成立。这样,对该式两边微分可得

$$\dot{u} = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial u} \right)^{-1} (-u + \alpha) \quad (20)$$

对于一般情况,  $\eta \neq \alpha$ ,则定义如下误差参考系统

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 \\ z_2 &= \eta - \alpha = x_2 + \varphi(u) + \psi(x_1) + x_1 \end{aligned} \quad (21)$$

则(19)式变为

$$\begin{aligned} z_1 &= -z_1 + z_2 \\ z_2 &= u + \frac{\partial\varphi}{\partial u}\dot{u} - \alpha = u + \frac{\partial\varphi}{\partial u}\dot{u} - z_1 + z_2 + \dot{\psi} \end{aligned} \quad (22)$$

式中,  $\psi$  可以被显式地写成  $\frac{\partial\varphi}{\partial z_1}(-z_1 + z_2)$ , 利用(20)式, 针对(22)式也可以建立动态补偿器

$$\begin{aligned} \dot{u} &= \left(\frac{\partial\varphi}{\partial u}\right)^{-1}(-u + \alpha + v) = \\ &= \left(\frac{\partial\varphi}{\partial u}\right)^{-1}(-u + z_1 - z_2 - \dot{\psi} + v) \end{aligned} \quad (23)$$

式中,  $\alpha = -\dot{\psi} - z_1$ 。利用(22)式, 对李雅普诺夫函数  $V = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2)$  求微分可得

$$\dot{V} = -z_1^2 + z_1 z_2 + z_2 v = -z_1^2 + z_2(z_1 + v) \quad (24)$$

令  $v = z_1 - z_2$ , 则  $\dot{V} = -z_1^2 - z_2^2$  负定, 可得下列的三阶系统

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 &= -z_1 - z_2 \\ \dot{u} &= \left(\frac{\partial\varphi}{\partial u}\right)^{-1}(-u - 2z_2 - \dot{\psi}) \end{aligned} \quad (25)$$

该式为一个级联的二阶线性  $z$  子系统和一个非线性的  $u$  子系统。

令  $W = \frac{1}{2}u^2$ , 对两端微分可得

$$\begin{aligned} \dot{W} &= \left(\frac{\partial\varphi}{\partial u}\right)^{-1}(-u^2 - u(2z_2 + \dot{\psi})) \leq \\ &= \left(\frac{\partial\varphi}{\partial u}\right)^{-1}\left(-\frac{u^2}{2} - \frac{|u|}{2}(|u| - 2|2z_2 + \dot{\psi}|)\right) \end{aligned} \quad (26)$$

当  $|u| \geq 2|2z_2 + \dot{\psi}|$  时,  $\dot{W}$  是负定的, 如果  $z$  有界则  $u$  有界。对  $z$  子系统而言,  $\dot{V} = -2V$  可以证明  $z$  是有界而且收敛到 0 的。因此, 利用(23)式所定义的控制律可以使(25)式所表示的整个系统, 在平衡态  $z_1 = 0, z_2 = 0, u = 0$  处全局渐进稳定。

## 2 控制分配器的建立

### 2.1 基本的控制分配方法

控制分配的核心就是采用何种方法将控制效能合适地分配到各个舵上, 很可能多种方法的系统响应都是相同的。该方法的设计自由度就在于何种组合才算是合适, 可以寻找最小化控制能量、对各个舵

面划分优先级等来优化一些静态性能指标。

无论是采用何种方法(比如广义逆类方法、基于优化的分配方法、串链接法、直接控制分配等)的分配方法, 都是在时域定义, 都是一种静态的分配方法, 都是将当前时刻的虚拟控制量(或称控制效能)静态映射到实际舵指令上去

$$u(t) = f(v(t)) \quad (27)$$

### 2.2 改进的控制分配方法

引文中提到为了让控制器的所需控制效能输出和分配器的虚拟控制输入相一致, 所以忽略了作动器动态。而又为了补偿忽略作动器动态所带来的影响, 让较快的作动器产生总所需效能的高频成分, 将总的控制效能划分为高频成分和低频成分。这里, 为了在频域中将控制效能合适地分配给各个舵, 充分利用作动器偏转速率在频谱中的不同部分, 采用下面的方法来完成此目的

$$\begin{aligned} u(t) &= f(v(t), u(t-T), v(t-T), \\ &= u(t-2T), v(t-2T), \dots) \end{aligned} \quad (28)$$

该方法在对当前虚拟控制量  $v(t)$  映射到实际舵指令  $u(t)$  上时, 还会参考前一时刻的虚拟控制量  $v(t-T)$  和实际舵指令  $u(t-T)$ , 所以实际上该方法每一步的实际舵指令  $u(t)$  都是动态生成的, 故称为动态控制分配方法。

该方法本质上属于基于优化的分配方法, 是常规  $l_2$  范数优化控制分配方法的延伸, 它在目标函数中采用了额外的项来惩罚作动器速率, 从而该算法能够根据作动器速率的不同完成分配任务。该序列优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} u(t) &= \underset{u(t) \in \Omega}{\operatorname{argmin}} \|W_1(u(t) - u_s(t))\|^2 + \\ &= \|W_2(u(t) - u(t-T))\|^2 \\ \Omega &= \underset{u(t) \leq \bar{u}(t) \leq \underline{u}(t)}{\operatorname{argmin}} \|W_v(Bu(t) - v(t))\| \end{aligned} \quad (29)$$

式中,  $u \in \mathbf{R}^m$  为实际舵指令,  $u_s \in \mathbf{R}^m$  为期望的稳态实际舵指令,  $v \in \mathbf{R}^k$  为虚拟控制输入,  $B \in \mathbf{R}^{k \times m}$  为控制效能矩阵,  $W_1, W_2, W_v$  是相应维度的加权方阵。其中,  $\|\cdot\| = \|\cdot\|_2$  表示  $l_2$  范数。该序列优化问题首先考虑位置和速率限制, 且最小化由  $W_v$  加权的虚拟控制量误差, 实际可行控制量集合  $\Omega$  被给定。然后在该集合中选出使由  $W_1$  和  $W_2$  加权的代价函数最小的控制输入解  $u(t)$ 。该方法不仅比较位置误差  $u(t) - u_s(t)$ , 而且比较作动器的速率  $u(t) - u(t-T)$ 。

假定加权矩阵  $W_1$  和  $W_2$  是对称阵, 且满足  $W =$

$\sqrt{W_1^2 + W_2^2}$  为非奇异矩阵,则代价函数  $\|W_1(x - x_1)\|^2 + \|W_2(x - x_2)\|^2$  与代价函数  $\|W(x - x_0)\|^2$  等价,式中  $W = \sqrt{W_1^2 + W_2^2}, x_0 = W^{-2}(W_1^2 x_1 + W_2^2 x_2)$ 。

则(29)式有以下闭合解

$$u(t) = Eu_s(t) + Fu(t - T) + Gv(t) \quad (30)$$

式中

$$E = (I - GB)W^{-2}W_1^2$$

$$F = (I - GB)W^{-2}W_2^2$$

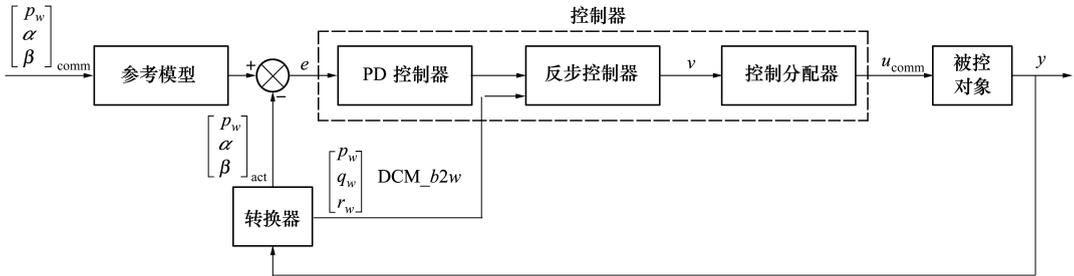


图 1 本方案整个闭环系统的框图

图中 PD 控制器负责消除添加在反步控制器输入端的常值持续扰动,转换器负责将机体轴的变量转换到需要的气流轴上,并输出对应的 DCM 阵以备反步控制器使用。

### 3 仿真验证

本文采用某鸭翼布局战斗机的非线性模型进行 Matlab/Simulink 仿真验证。

按照 1.3 节所述的方法设计反步法控制器,首先,在气流坐标系下定义的,所需要的期望角加速度信号为

$$\begin{aligned} \omega_w^{des} &= (a_1 \quad a_2 \quad a_3)^T \\ a_1 &= k_p(p_w^{ref} - p_w) \\ a_2 &= -k_q(q_w + k_\alpha \cos\beta(\alpha - \alpha^{ref}) + \\ &\quad \frac{1}{mV_T}(-L(\alpha^{ref}, \beta, p, q, r, \delta) + \\ &\quad mg_3(\alpha^{ref}, \beta, \theta, \varphi))) \\ a_3 &= k_r\left(-r_w + k_\beta\beta + \frac{1}{V_T}g\cos\theta\sin\varphi\right) \\ g_3 &= g(\sin\alpha\sin\theta + \cos\alpha\cos\varphi\cos\theta) \end{aligned} \quad (32)$$

$$G = W^{-1}(BW^{-1})^+$$

“+”代表矩阵的伪逆操作,  $A^+ = A^T(AA^T)^{-1}$ 。

如果作动器未出现饱和,则该分配算法具有线性滤波器的形式

$$u(t) = Fu(t - T) + Gv(t) \quad (31)$$

该滤波器的频域特性由加权矩阵  $F$  和  $G$  共同决定。

下面给出本方案整个闭环系统的框图,如图 1 所示。

式中,  $k_p, k_q, k_r, k_\alpha, k_\beta$  为设计参数,在  $a_2$  的计算中,忽略了发动机推力  $F_T$  对  $\alpha$  的影响。而在升力计算中,考虑了机体轴角速度  $p, q, r$  和气动舵面  $\delta$  的影响,这样做可以减轻 PD 控制器的工作负担。

由于定义控制分配的输入信号类型为三轴的力矩系数,所以需要上面的角加速度信号先转换为三轴力矩信号

$$T = IT_{bw}(\alpha, \beta)\omega_w^{des} + \omega \times I\omega \quad (33)$$

再将三轴力矩信号转换为三轴力矩系数信号

$$v = (C_l \quad C_m \quad C_n)^T = \frac{1}{S\bar{q}}\text{diag}(b, \bar{c}, b)^{-1}T \quad (34)$$

按照 2.2 节所述的方法设计动态控制分配器,将上述力矩系数信号转换为舵指令。

令  $p_{w\_ref}$  在 8 ~ 12 s 之间阶跃为  $50^\circ/s$ ,  $\alpha_{ref}$  在 6 ~ 10 s 之间阶跃为  $5^\circ$ ,  $\beta_{ref}$  始终为  $0^\circ$ 。仿真时,所有参数都是在  $0.5Ma, 1000$  m 的飞行条件下整定的,为了进行对比说明,所有控制结构不变、参数也不变,对  $0.22Ma, 200$  m,  $0.8Ma, 5000$  m 的飞行条件也进行了仿真。仿真结果如图 2 所示。

令  $\gamma_{ref}$  在 1~2 s 之间沿斜坡增大到  $30^\circ$ ,仿真结果如图 3 所示。

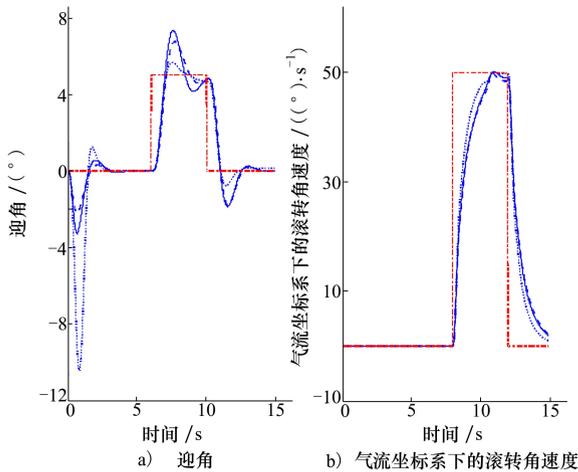


图2 不同飞行条件下机动指令跟踪控制的响应曲线

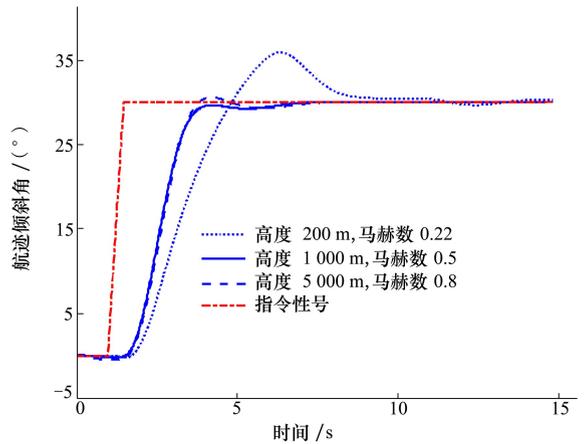


图3 不同飞行条件下航迹倾斜角指令跟踪控制的响应曲线

为了试验控制器对飞机质量变化的鲁棒性,在标称飞行条件下( $Ma = 0.5, h = 1\ 000\ \text{m}$ ),分别测试

飞机质量为 $0.3 \times$ 标称质量、 $1.0 \times$ 标称质量、 $1.5 \times$ 标称质量的情况下,飞机对指令信号的响应情况。

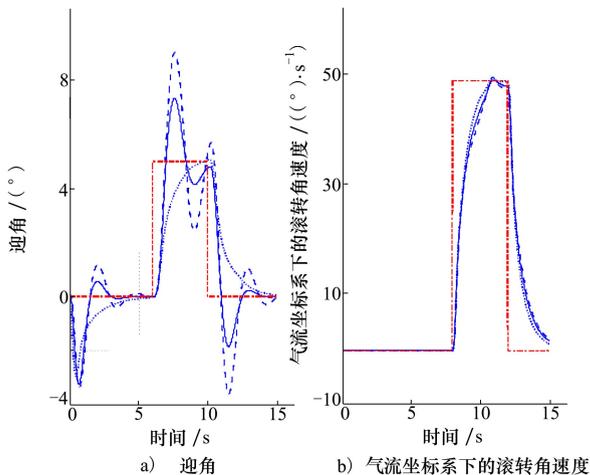


图4 不同空重下机动指令跟踪控制的响应曲线

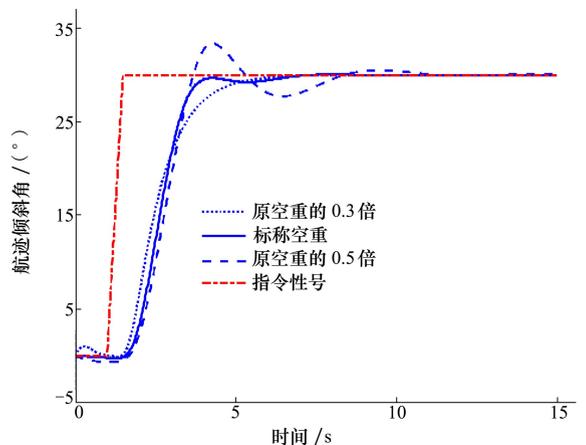


图5 不同空重下航迹倾斜角指令跟踪控制的响应曲线

上述仿真结果表明,无论是机动指令跟踪控制还是航迹倾斜角跟踪控制,采用本方案设计的控制系统,经过一次参数整定之后,无论飞行条件如何变化,飞机质量如何变化,其所有控制参数都不需要再次整定,控制系统均能够有效并准确地跟踪指令信号,所以该控制器是自适应的非线性控制器,且具有一定的鲁棒性。实验结果达到了设计要求。

## 4 结论

现代飞机大多具有多操纵面配置,而战斗机的飞行包线也是非常大的,如何让飞控系统自适应各种飞行条件、各种空重,准确地跟踪驾驶员给出的指令,充分发挥飞机全部的机动性能,这一愿景是飞控系统设计人员的毕生追求。本文主要以多操纵面战斗机为对象,研究了改进反步控制器与改进控制分

配器相结合的设计方法,主要考虑在不同飞行条件下、不同空重条件下,飞机能否稳定地跟踪指令信

号。应用本方案可以较好的跟踪飞机指令,从而实现飞行控制系统对准确性和鲁棒性的兼顾。

## 参考文献:

- [1] Zhang H, Zhang X, Wang J. Robust Gain-Scheduling Energy-to-Peak Control of Vehicle Lateral Dynamics Stabilisation[J]. Vehicle System Dynamics, 2014, 52(3): 309-340
- [2] Peresada S, Kovbasa S, Dymko S, et al. Dynamic Output Feedback Linearizing Control of Saturated Induction Motors with Torque Per Ampere Ratio Maximization[C] // 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems, 2016: 1-6
- [3] Guo Y, Yue T, Wang L. Unconventional Roll Axis Response-Type Nonlinear Dynamic Inversion Flight Control Law Design[C] // Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC), 2016: 1085-1090
- [4] VanZwieten T S, Gilligan E T, Wall J H, et al. Adaptive Augmenting Control Flight Characterization Experiment on an F/A-18 [J]. Science Education Article Collects, 2014, 4(2): 185-194
- [5] 朱建文, 刘鲁华, 汤国建, 等. 基于反馈线性化及滑模控制的俯冲机动制导方法[J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(2): 24-29  
Zhu Jianwen, Liu Luhua, Tang Guojian, et al. Diving Guidance with Maneuver Based on Feedback Linearization and Slide Mode Control[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(2): 24-29 (in Chinese)
- [6] Krstic M, Kokotovic P V, Kanellakopoulos I. Nonlinear and Adaptive Control Design[M]. Springer, Berlin Heidelberg, 2003, 4475-4480
- [7] Han D, Wang X, Chen L, et al. Command-Filtered Backstepping Control for a Multi-Vectored Thrust Stratospheric Airship[J]. Trans of the Institute of Measurement and Control, 2016, 38(1): 93-104
- [8] Chrif L, Kadda Z M. Aircraft Control System Using LQG and LQR Controller with Optimal Estimation-Kalman Filter Design[J]. Procedia Engineering, 2014, 80: 245-257
- [9] Durham W C. Constrained Control Allocation[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1993, 16(4): 717-725

# A Modified Backstepping Control and Dynamic Control Allocation Method for Command Tracking

Liu Jinglong<sup>1</sup>, Wen Jing<sup>2</sup>, Liu Xiaoxiong<sup>1</sup>, He Qizhi<sup>1</sup>

(1.School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China;  
2.Chemical Defense Command Department, Institute of NBC Defense of PLA, Beijing 102205, China)

**Abstract:** This paper uses the modified Backstepping (BS) Control method and the Dynamic Control Allocation (DCA) method to solve the problem that when the fighter aircraft under different flight conditions, it will be adaptively tracking different commands. Firstly, we introduce the classical Lyapunov method and classical backstepping control method, and then propose a modified backstepping control method to be applied by general flight control system model. Finally, for the problem that the common control allocation method can't compensate for ignoring the actuator dynamics, a dynamic control allocation method is introduced, and it is successfully applied to the design of the whole closed loop control system. The controller reserves the stable nonlinear term of the system, eliminates the unstable nonlinear term, and minimize the impact of ignoring the actuator dynamic through the dynamic allocation. The simulation results show that the methods in this paper have a good response. It can be implemented in different flight conditions with a good performance of command tracking and lots of robustness.

**Keywords:** Lyapunov method; backstepping; control allocation; actuator dynamic; command tracking