

非线性动态突变系统的多模型自适应执行器故障补偿设计

文利燕^{1,2} 陶钢² 姜斌¹ 杨杰¹

摘要 本文针对因多重不确定执行器故障而引起系统动态突变的非线性系统,设计了一种基于多模型切换的自适应执行器故障补偿控制策略,以提高系统应对动态突变的能力,同时实现不确定执行器故障的快速精确补偿.针对执行器故障模式的不确定性问题,采用基于多模型的参数估计方法,设计了自适应控制器组;基于最优性能指标函数,提出了一种控制切换机制,以选择最佳的自适应控制器作为当前的控制器,从而实现期望的故障补偿控制.所设计的多模型自适应控制策略,可以保证所有闭环系统信号有界,且在出现有限数量的不确定性执行器故障情况下,系统输出渐近跟踪所选择的参考系统输出;同时,当系统中出现持续间歇性执行器故障时,此方法可以保证系统的输出跟踪误差是平均小的.最后,本文基于飞行器动力学模型,进行仿真研究,验证了所设计的自适应故障补偿策略的有效性.

关键词 自适应控制, 动态突变, 多模型控制, 执行器故障, 故障补偿, 输出跟踪,

引用格式 文利燕, 陶钢, 姜斌, 杨杰. 非线性动态突变系统的多模型自适应执行器故障补偿设计. 自动化学报, 2022, 48(1): 207–222

DOI 10.16383/j.aas.c200318

A Multiple-Model Based Adaptive Actuator Failure Compensation Scheme for Nonlinear Systems With Dynamic Mutations

WEN Li-Yan^{1,2} TAO Gang² JIANG Bin¹ YANG Jie¹

Abstract In this paper, a multiple-model switching based adaptive failure compensation scheme is developed for feedback linearizable nonlinear systems with uncertain actuator failures and dynamic mutations, for fast and accurate actuator failure compensation. To deal with uncertain failure pattern conditions, multiple adaptive controllers are designed based on multiple model parameter estimation. A control switching mechanism is employed based on finding the minimal performance cost index for selecting the best controller for failure compensation. The designed multiple model adaptive control scheme can ensure that all closed-loop system signals are bounded and the system output asymptotically tracks the reference output in presence of finite number of uncertain actuator failures. Moreover, it can ensure the tracking error is small in the mean for persistent failures. Simulation results for an aircraft dynamic model are shown to verify the effectiveness of our designed control method

Key words Adaptive control, dynamic mutation, multiple-model control, actuator failures, failure compensation, output tracking

Citation Wen Li-Yan, Tao Gang, Jiang Bin, Yang Jie. A multiple-model based adaptive actuator failure compensation scheme for nonlinear systems with dynamic mutations. *Acta Automatica Sinica*, 2022, 48(1): 207–222

随着科学技术的发展与进步,性能关键的新型

应用系统相继而出,如:航空器、航天器及智能电网系统等.由于新型应用系统自身结构特性及其复杂的工作环境,其系统动力学模型具有多变量、强耦合、快时变、强非线性等特点.特别地,当系统元部件发生故障时,系统会出现大幅度的参数或结构不确定,进而引起系统动态特性突变.若控制器无法有效应对系统的动态突变,则会导致系统性能下降,甚至不稳定,从而引发安全事故.例如:1986年,大力神火箭因推进器破裂而发生爆炸;1989年,联合航空232号航班因机件失灵致“苏城空难”等.因此,如何增强控制系统有效处理动态突变的能力,以提高系统的安全性能尤为重要.

目前,为了提高实际系统的安全性和可靠性,在系统容错控制领域出现了诸多研究成果^[1–5].典型

收稿日期 2020-05-16 录用日期 2020-07-21

Manuscript received May 16, 2020; accepted July 21, 2020

国家自然科学基金(62173179, 61703205, 61533009),江苏青年自然科学基金(BK20170814),高等学校学科创新引智计划(B20007),国家留学基金(201906835007)资助

Supported by National Natural Science Foundations of China (62173179, 61703205, 61533009), Youth Fund of Natural Science Fund of Jiangsu Province (BK20170814), the 111 Project (B20007), and China Scholarship Council (201906835007). This work was done when Wen Li-Yan was a visiting scholar in the Department of Electrical and Computer Engineering, University of Virginia, USA

本文责任编辑 倪茂林

Recommended by Associate Editor NI Mao-Lin

1. 南京航空航天大学自动化学院 南京 210016 中国 2. 弗吉尼亚大学电气与计算机工程系 夏洛茨维尔 22903 美国

1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China 2. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Virginia, Charlottesville 22903, USA

的方法有: 基于故障诊断与估计的方法^[6-14]、基于自适应控制的方法^[15-19]、基于鲁棒控制的方法^[20]、基于滑模变结构控制的方法^[21]、基于模糊控制的方法^[22]、基于最优控制的方法^[23-24]、基于概率的控制方法^[25]等. 这些方法往往可以应用于执行器故障补偿、传感器故障补偿、结构性损伤故障补偿等, 且在一定程度上解决了因系统故障而产生的系统不确定性问题. 文献 [26] 基于近空间飞行器的 T-S 模糊模型, 分别采用自适应控制和滑模控制技术, 研究执行器故障补偿控制方法. 文献 [27] 针对含执行器故障的切换多胞模型的飞行器系统, 设计自适应补偿控制策略; 文献 [28] 针对高超声速飞行器飞行中遇到的部分作动器故障问题, 提出基于非线性观测器与控制器一体化设计的自适应反演容错控制方法. 文献 [29] 针对含不匹配执行器故障和扰动的系统, 研究了一种基于滑模控制的容错控制方法. 然而, 当系统参数或结构出现大幅度不确定变化而导致系统动态突变时, 却很难快速精确地实现系统的可靠控制.

作为一种处理系统不确定性的有效工具, 自适应控制得到广泛研究^[2-3, 30-32], 且用于解决各种实际工程问题. 如: 文献 [33] 针对具有参数大范围变化的高超声速飞行器系统, 设计一种新型强鲁棒自适应控制器. 然而, 对于常规的自适应控制设计而言, 系统的跟踪误差通常会出现振荡特性, 这一特征往往导致常规的自适应控制方法很难直接应用于解决许多复杂的且对于系统性能要求很高的控制系统的控制问题. 此外, 就复杂的控制系统而言, 系统中多种不同类型的故障可能导致系统模型结构特征的改变, 从而导致系统由一种模态跳变到另一种模态. 基于此, 我们仍需要研究更加有效的容错控制方法, 以有效应对因控制系统结构和参数的不确定性而导致系统动态突变的问题, 从而提高系统应对突变的能力, 同时实现更快更准确的输出跟踪.

目前, 为了处理系统多重大不确定故障问题, 如: 执行器故障、结构性损伤故障以及传感器故障, 已取得了一些初步的研究成果, 包括多模型自适应控制^[34-36]、多设计融合控制^[37]等. 文献 [38] 针对具有不确定控制方向和无限数目不确定执行器故障的非线性系统, 设计一种新的自适应补偿控制方法. 文献 [39] 针对含多重执行器故障的不确定非线性系统, 设计一种基于切换的自适应学习控制方法. 文献 [40] 针对一类严格反馈的非线性大系统, 设计一种基于自适应模糊的分散容错控制方法. 文献 [41] 针对一类具有不确定参数和执行器故障的非线性系统, 提出一种基于切换策略的自适应容错控制方案. 文献 [42] 针对一类下三角非线性系统, 设计一种基

于自适应模糊的执行器失效补偿控制器. 与现有成果不同, 本文针对一般的不确定非线性系统, 考虑系统因发生多重不确定执行器故障 (故障发生的时间、故障值、发生故障的执行器数量及哪一个执行器发生故障均不确定) 而引起不确定的系统动态突变问题时, 如何设计一种自适应补偿控制策略, 以提高系统应对动态突变的能力, 同时实现快速准确的不确定执行器故障补偿和期望的渐近输出跟踪.

本文将考虑采用常规自适应控制与多模型切换控制相结合的策略, 旨在设计一种稳定、快速、准确的控制算法, 以提高系统应对因不确定执行器故障而引发的系统动态突变的能力. 基本思路为: 1) 针对一般的非线性系统, 考虑所有可能的系统执行器故障模式, 以构造执行器故障模式集; 2) 针对所有可能的执行器故障模式, 分别设计与其匹配的自适应控制器, 以构造自适应控制器组; 3) 设计一种新的控制切换机制, 用于从所设计的自适应控制器组中选择与实际运行系统执行器故障模式最匹配的控制器, 用于控制非线性系统, 以达到期望的控制系统性能. 下面, 将具体给出本文的主要创新点和贡献:

1) 针对因多重不确定执行器故障而引发系统动态突变的非线性系统, 采用基于多模型切换的控制策略, 设计了一种自适应执行器故障补偿控制方案, 其不仅可以应对系统的动态突变, 而且可实现快速准确的执行器故障补偿和输出跟踪.

2) 所考虑的多重不确定执行器故障是指系统运行中执行器故障发生的时间、故障值、发生故障的执行器数量及哪一个执行器发生故障都是未知的. 为此, 将常规自适应控制与“多模型”、“控制切换”相结合, 设计了一种基于多模型切换的自适应控制算法, 其不仅可解决执行器故障值的不确定性问题, 而且可有效解决执行器故障模式的不确定性问题, 从而大幅度提高了非线性系统的快速精确故障补偿和输出跟踪的能力.

3) 将基于多模型切换的自适应控制算法用于解决非线性系统中发生有限数目多重不确定执行器故障模式和无限数目多重不确定执行器故障模式 (持续间歇性执行器故障) 的补偿问题; 进而分析了两种情况下非线性闭环自适应控制系统的稳定性和渐近输出跟踪性能.

本文的结构安排为: 第 1 节给出非线性系统模型及相应的控制问题. 第 2 节考虑系统参数已知的情况, 设计与任意一种确定执行器故障模式相对应的标称控制器. 第 3 节考虑系统参数均未知的情况, 设计基于多模型切换的自适应执行器故障补偿控制方法, 并分析有限数目执行器故障下的系统性能.

第 4 节考虑系统存在持续间歇性执行故障时的自适应控制设计及性能分析. 第 5 节采用双水獭飞行器动力学模型, 进行仿真验证. 第 6 节给出主要结论.

1 问题描述

本节给出含有不确定执行器故障的非线性系统模型, 同时给出本文所要解决的控制问题.

1.1 系统模型和执行器故障模型

考虑如下含不确定系统参数的非线性系统模型:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f_0(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^l \theta_i f_i(\mathbf{x}) + \sum_{j=1}^m \mu_j g_j(\mathbf{x}) u_j(t) \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 为系统状态向量, $\mathbf{y} \in \mathbf{R}$ 为系统输出, $u_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, m$, 为系统输入, 其在系统运行过程中可能会发生未知的执行器故障 (执行器故障模式、故障发生时间及故障值均是不确定的), 从而导致所设计的控制信号无法作用于被控系统中; 此外, $f_i(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$, $i = 0, 1, \dots, l$, $g_j(\mathbf{x})$, $j = 1, 2, \dots, m$ 和 $h(\mathbf{x})$ 均为已知的光滑函数, 而 θ_i , $i = 1, 2, \dots, l$ 和 μ_j , $j = 1, 2, \dots, m$ 均为未知的系统常值参数.

本文所考虑的执行器故障是指执行器卡死在某一未知的固定位置或者某一未知的时变位置, 且一旦发生执行器故障, 所设计的控制信号将无法影响执行器的偏转. 基于此, 我们考虑一个实用的执行器故障表达式:

$$u_j(t) = \bar{u}_j(t), \quad t > t_j, \quad j \in \{1, 2, \dots, m\} \quad (2)$$

其中, $\bar{u}_j(t)$ 表示不确定的执行器故障信号, t_j 表示未知的故障发生时刻. 此不确定的执行器故障信号可近似描述为一个可参数化的数学模型^[2]:

$$\bar{u}_j(t) = \bar{u}_{j0} + \sum_{l=1}^{n_j} \bar{u}_{jl} f_{jl}(t) \quad (3)$$

其中, \bar{u}_{j0} 和 \bar{u}_{jl} 为未知的常值参数, $f_{jl}(t)$, $l = 1, 2, \dots, n_j \geq 1$ 为一些选定的已知基函数信号, 如: 正弦信号和余弦信号等. 模型 (3) 可近似表征系统中所发生的执行器故障, 如: $\bar{u}_j(t) = \bar{u}_{j0}$ 可近似表征执行器的卡死故障, $\bar{u}_j(t) = \sin(\omega t)$ 可近似表征系统中的时变故障. 在自适应控制设计中, 此可参数化的模型 (3) 对于系统故障估计尤为重要.

1.2 含执行器故障的系统模型

当系统发生执行器故障时, 系统的控制输入 $u(t)$ 可表示为如下形式:

$$\mathbf{u}(t) = (I_m - \sigma)\mathbf{v}(t) + \sigma\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (4)$$

其中, $\mathbf{v}(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_m(t)]^T \in \mathbf{R}^m$ 是待设计的控制信号, 且

$$\bar{\mathbf{u}}(t) = [\bar{u}_1(t), \bar{u}_2(t), \dots, \bar{u}_m(t)]^T \quad (5)$$

$$\sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m\} \quad (6)$$

需要注意的是, σ 表示执行器的故障模式, 用于表征所有执行器的当前工作状态 (故障状态或正常状态), 即: $\sigma_j = 1$ 表征第 j 个执行器发生故障, 而 $\sigma_j = 0$ 表征第 j 个执行器正常工作 (无故障), 其中, $j \in \{1, 2, \dots, m\}$. 将控制输入 (4) 代入系统模型 (1) 中, 则对于一个固定的执行器故障模式 σ 而言, 含执行器故障 (2) 的非线性系统模型可表示为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})\mu(I_m - \sigma)\mathbf{v}(t) + g(\mathbf{x})\mu\sigma\bar{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{y} &= h(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,

$$f(\mathbf{x}) = f_0(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^l \theta_i f_i(\mathbf{x}) = f_0(\mathbf{x}) + F(\mathbf{x})\boldsymbol{\theta} \quad (8)$$

$$F(\mathbf{x}) = [f_1(\mathbf{x}), f_2(\mathbf{x}), \dots, f_l(\mathbf{x})] \in \mathbf{R}^{n \times l} \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_l]^T \in \mathbf{R}^l \quad (10)$$

$$g(\mathbf{x}) = [g_1(\mathbf{x}), g_2(\mathbf{x}), \dots, g_m(\mathbf{x})] \in \mathbf{R}^{n \times m} \quad (11)$$

$$\mu = \text{diag}\{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_m\} \in \mathbf{R}^{m \times m} \quad (12)$$

由式 (7) 可知, 在单一执行器故障模式下, 系统所发生的不确定执行器故障不仅会带来不确定的系统扰动, 同时也会引起系统模型结构的改变 (系统动态函数突变), 进而诱发系统动态结构特征的突变, 比如: 系统相对阶结构突变.

1.3 系统故障模式的集合

为了保证非线性系统 (1) 发生执行器故障后仍能正常运行, 则在任一特定时间段内, 至少有一个执行器正常工作或者最多有 $m - 1$ 个执行器发生故障. 由此, 就含 m 个输入的非线性系统 (1) 而言, 理论上最多会存在 $N_0 = C_m^{m-1}$ 个可能的执行器故障模式, 然而在实际工程中往往只发生其中的几种常见的执行器故障模式. 下面, 将考虑几种常见的执行器故障模式, 定义执行器故障模式集合 Σ , 即:

$$\Sigma = \{\sigma_{(k)}, k = 1, 2, \dots, N\}, \quad N \leq N_0 \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{(k)} &= \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m\} = \\ &= \text{diag}\{\sigma_{(k)1}, \sigma_{(k)2}, \dots, \sigma_{(k)m}\} \end{aligned} \quad (14)$$

此外, 针对每一种执行器故障模式矩阵 $\sigma_{(k)}$, 我们定义一些执行器故障指示数 $j_{k1}, j_{k2}, \dots, j_{kp}$,

用于表征发生故障的执行器, 即

$$\sigma_j = \begin{cases} 1, & \text{当 } j = j_{k_1}, j_{k_2}, \dots, j_{k_p} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

式中, $\sigma_j = 1$ 表示第 j 个执行器发生故障. 需注意的是整数 $j = j_{k_1}, j_{k_2}, \dots, j_{k_p}$ 称为执行器故障指示数, 用于表征执行器故障模式 $\sigma_{(k)}$ 下发生故障的执行器.

本文所考虑的多重不确定执行器故障是指系统中执行器故障发生的时间、故障值、执行器发生故障的数量及哪一个执行器发生故障都是未知的. 由此, 所带来的另一个问题是: 在系统运行过程中, 执行器故障模式不是固定不变的, 而是伴随着新的不确定执行器故障的发生, 执行器故障模式也发生不确定的变化. 因此, 非线性系统的动态结构特性也将伴随着不确定执行器故障模式的改变而发生不确定的改变.

1.4 控制问题描述

本文所考虑的控制问题一个主要特征是: 在进行控制器设计时, 非线性系统所发生的执行器故障模式、执行器的故障时间、及故障值均是未知的. 由于系统参数 θ 和 μ 是不确定的、所发生的执行器故障模式 $\sigma \in \Sigma$ 以及执行器故障值 $\bar{\mathbf{u}}(t)$ 也是不确定的, 非线性系统模型 (7) 的系统结构可能会产生突变. 为了有效处理不确定的多重执行器故障及其所引发的系统结构特性突变, 本文将基于多模型的控制思想, 设计一种基于多模型的自适应控制方法, 以实现理想的故障补偿和输出跟踪性能.

1) 控制目标. 针对含多重不确定执行器故障的不确定非线性系统 (7), 设计一种基于多模型的自适应控制器, 以产生一个自适应控制输入 $\mathbf{v}(t)$, 从而保证闭环控制系统的所有信号均是有界的, 且系统输出 $y(t)$ 渐近跟踪参考输出信号 $y_m(t)$.

2) 参考模型. 参考输出信号由参考模型产生, 即

$$y_m(t) = W_m(s)[r](t), \quad W_m(s) = \frac{1}{P_m(s)} \quad (16)$$

其中, $P_m(s) = s^\rho + \alpha_1 s^{\rho-1} + \dots + \alpha_\rho$ 是一个稳定的多项式, $r(t)$ 是一个选定的已知有界信号, 符号 ρ 为非线性系统 (1) 的控制相对阶. 因为 $P_m(s)$ 为稳定的多项式, 且输入信号 $r(t)$ 有界, 故参考输出信号 $y_m(t)$ 及其各阶导数 $y_m^{(k)}(t), k = 1, 2, \dots, \rho$, 均有界.

此处, 我们给出一个基本假设条件, 其可以保证控制信号的存在性.

假设 1. 当任意 $m - q$ ($1 \leq q \leq m$) 个执行器发生故障时, 其余正常工作的执行器都可以保证非

线性系统 (1) 实现期望的控制目标.

3) 多模型自适应控制的基本框架. a) 构造执行器故障模式集: 考虑实际系统中可能发生执行器故障的情况, 构造式 (13) 中所定义的执行器故障模式集合 Σ . b) 设计自适应控制器组: 针对每一种执行器故障模式 $\sigma \in \Sigma$ 下的非线性系统模型 (7), 分别设计一种与之匹配的自适应控制器, 实现执行器故障补偿和输出跟踪; 进而, 考虑所有可能的执行器故障模式, 则可得到自适应控制器组 (共 N 个控制器). c) 设计控制切换机制: 在系统运行过程, 控制器组中的所有控制器均同时运行, 然而只有其中的一个控制器作为当前控制器被应用于控制系统中; 为了合理选择实际应用于控制系统中的控制器, 将设计一个有效的控制切换机制, 选择与当前系统执行器故障模式最为匹配的控制器的当前控制器.

4) 执行器驱动策略. 为了处理具有相似物理特性执行器的冗余问题, 选择下面的执行器驱动策略以产生每一个有效的控制输入信号 $v_j(t)$:

$$v_j(t) = b_j(\mathbf{x})v_0(t), \quad j = 2, 3, \dots, m \quad (17)$$

其中, $v_0(t)$ 为所设计的控制器中产生的控制信号, $b_j(\mathbf{x})$ 是关于状态 \mathbf{x} 的非线性函数, 用于表征第 j 个正常工作执行器的控制作用. 此处, 需选择 $b_j(\mathbf{x})$ 以保证对于所有的 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$, 均有 $\beta_{\sigma_{(k)}}(\mathbf{x}) \neq 0$, 其中, $\beta_{\sigma_{(k)}}(\mathbf{x})$ 具体可见第 2.1 节中式 (22).

2 任意确定故障模式的标称 (Nominal) 控制器设计

本节针对系统参数 θ , μ 及执行器故障信息均已知的情况, 设计一个标称控制器. 执行器故障信息已知是指执行器故障发生的时间、故障值、执行器发生故障的数量及哪一个执行器发生故障都是已知的.

考虑任意一种确定的执行器故障模式 $\sigma = \sigma_{(k)} \in \Sigma$ ($\sigma_{(k)}$ 是已知的), 此时非线性系统模型可表征为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})\mu b(\mathbf{x})\bar{\sigma}_{(k)}v_0(t) + g(\mathbf{x})\mu\sigma_{(k)}\bar{\mathbf{u}}(t) = \\ & f(\mathbf{x}) + g_{\sigma_{(k)}}(\mathbf{x}, \sigma_{(k)})v_0(t) + \bar{g}_{\sigma_{(k)}}(\mathbf{x}, \sigma_{(k)})\bar{\mathbf{u}}(t) \\ y &= h(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $b(\mathbf{x}) = \text{diag}\{b_1(\mathbf{x}), b_2(\mathbf{x}), \dots, b_m(\mathbf{x})\}$, $\bar{\sigma}_{(k)} = [I_m - \sigma_{(k)}][1, 1, \dots, 1]^T$, 并且

$$g_{\sigma_{(k)}}(\mathbf{x}, \sigma_{(k)}) = \sum_{j \neq j_{k_1}, j_{k_2}, \dots, j_{k_p}} \mu_j g_j(\mathbf{x}) b_j(\mathbf{x}) \quad (19)$$

$$\bar{g}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}, \sigma(k))\bar{\mathbf{u}} = \sum_{j=j_{k_1}, j_{k_2}, \dots, j_{k_p}} \mu_j g_j(\mathbf{x})\bar{u}_j(t) \quad (20)$$

为保证有效的执行器故障补偿, 针对非线性系统模型 (18) 给出基本的系统相对阶条件¹.

假设 2. 控制输入信号 v_0 到系统输出 y 的相对阶 ρ 小于或等于 \bar{u}_j 到 y 的相对阶 ν_j , 即: 对所有的 $j = j_{k_1}, j_{k_2}, \dots, j_{k_p}$, 均有 $\rho \leq \nu_j$.

需要注意的是, 随着系统执行器故障模式的改变, 系统控制子系统相对阶 ρ 及故障子系统相对阶 μ_j 可能会发生改变, 但是假设 1 是始终满足的. 这一假设条件对于执行器故障补偿设计是很关键的.

下面将基于假设 2, 针对故障模式 $\sigma(k)$ 下非线性系统模型 (18), 采用反馈线性化的方法, 设计标称控制信号 $v_0(t) = v_0^*(t) = v_{0(k)}^*(t)$.

2.1 反馈线性化

基于假设 2, 可以得到系统输出 $y(t)$ 的 ρ 阶时间导数为²

$$y^{(\rho)} = L_f^\rho h(\mathbf{x}) + \beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x})v_0^*(t) + \gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (21)$$

其中, 系统函数 $\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 和 $\gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}$ 为

$$\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = L_{g(\mathbf{x}, \sigma(k))} L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \quad (22)$$

$$\gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}} = L_{\bar{g}(\mathbf{x}, \sigma(k))} L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}} \quad (23)$$

由于 $\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 总是有界且 $\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) \neq 0$ (假设控制相对阶为 ρ), 因此设计状态反馈控制律 $v_0^*(t) = v_{0(k)}^*(t)$ 为

$$v_{0(k)}^*(t) = \lambda_{\sigma(k)}(\mathbf{x})v_{r(k)}^*(t) + \mu_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) \quad (24)$$

$$\lambda_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x})} \quad (25)$$

$$\mu_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = -\frac{1}{\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x})} L_f^\rho h(\mathbf{x}) \quad (26)$$

从而得到如下线性化的系统模型

$$y^{(\rho)} = v_{r(k)}^*(t) + \gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (27)$$

¹ 针对单输入单输出的非线性系统: $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})\mathbf{u} + p(\mathbf{x})\mathbf{d}$, $y = h(\mathbf{x})$, 若对所有的 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$, $L_g L_f^k h(\mathbf{x}) = 0$, $\forall k = 0, 1, 2, \dots, \rho - 2$, 且 $L_g L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \neq 0$, 则此非线性系统的控制相对阶为 ρ ; 若对所有的 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$, $L_p L_f^k h(\mathbf{x}) = 0$, $\forall k = 0, 1, 2, \dots, \nu - 2$, 且 $L_p L_f^{\nu-1} h(\mathbf{x}) \neq 0$, 则此非线性系统的扰动相对阶为 ν . 关于李导数的定义参见脚注 2.

² 若 $f(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$, $g(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$, $h(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}$, 定义李导数: $L_f h(\mathbf{x}) = \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}) = \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial x_1} f_1 + \dots + \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial x_n} f_n$, 且有 $L_f^0 h(\mathbf{x}) = h(\mathbf{x})$,

$L_f^{i+1} h(\mathbf{x}) = L_f(L_f^i h(\mathbf{x})) = \frac{\partial L_f^i h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x})$. 类似地, $L_g L_f h(\mathbf{x}) =$

$\frac{\partial L_f h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x})$, $L_g L_f^i h(\mathbf{x}) = \frac{\partial L_f^i h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x})$.

对于 $\xi \in \mathbf{R}^\rho$ 和 $\eta \in \mathbf{R}^{n-\rho}$, 存在微分同胚 $[\xi, \eta]^T = \mathbf{T}(\mathbf{x}) = [\mathbf{T}_c(\mathbf{x}), \mathbf{T}_z(\mathbf{x})]^T$ 可将非线性系统转化为线性化的系统模型. 所选定的 $\xi(\mathbf{x})$ 和 $\eta(\mathbf{x})$ 为

$$\xi(\mathbf{x}) = \mathbf{T}_c(\mathbf{x}) = [h(\mathbf{x}), L_f h(\mathbf{x}), \dots, L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x})]^T \quad (28)$$

$$\eta(\mathbf{x}) = \mathbf{T}_z(\mathbf{x}) = [\phi_1(\mathbf{x}), \phi_2(\mathbf{x}), \dots, \phi_{n-\rho}(\mathbf{x})]^T \quad (29)$$

采用上式中的微分同胚关系可将非线性系统 (18) 转化为线性化的系统模型

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= A\xi + B(\alpha(\xi, \eta) + \beta_{\sigma(k)}(\xi, \eta)v_0(t) + \\ &\quad \gamma_{\sigma(k)}(\xi, \eta)\bar{\mathbf{u}}(t)) \\ y &= C\xi \end{aligned} \quad (30)$$

$$\dot{\eta} = \Psi(\xi, \eta) + \bar{\Phi}_{\sigma(k)}(\xi, \eta)v_0(t) + \Phi_{\sigma(k)}(\xi, \eta)\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (31)$$

其中

$$\alpha(\xi, \eta) = \alpha(\mathbf{x}) = L_f^\rho h(\mathbf{x}) \quad (32)$$

$$\beta_{\sigma(k)}(\xi, \eta) = L_{g_{\sigma(k)}(\mathbf{x}, \sigma(k))} L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \quad (33)$$

$$\gamma_{\sigma(k)}(\xi, \eta) = L_{g(\mathbf{x})\mu_{\sigma(k)}} L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \quad (34)$$

且矩阵 A , B , C 为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_{\rho-1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = [0, \dots, 0, 1]^T \in \mathbf{R}^\rho \quad (35)$$

$$C = [1, 0, \dots, 0] \in \mathbf{R}^{1 \times \rho} \quad (36)$$

并且

$$\Psi(\xi, \eta) = \frac{\partial \mathbf{T}_z(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (37)$$

$$\Phi_{\sigma(k)}(\xi, \eta) = \frac{\partial \mathbf{T}_z(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} g_{\sigma(k)}(\mathbf{x}, \sigma(k)) \quad (38)$$

$$\bar{\Phi}_{\sigma(k)}(\xi, \eta) = \frac{\partial \mathbf{T}_z(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \bar{g}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}, \sigma(k)) \quad (39)$$

此处需指出, 参考输出 $y_m(t)$ 为参考系统模型 $y_m(t) = W_m(s)[r](t)$ 的输出. 为了使系统输出 $y(t)$ 渐近跟踪参考输出 $y_m(t)$, 将设计线性反馈控制策略 $v_{r(k)}^*(t)$. 下面先给出一个基本假设, 以保证期望的闭环系统的稳定性能.

假设 3. 本文所考虑的系统在任意的故障模式 $\sigma(k) \in \Sigma$ 下均为最小相位系统, 即: 对于任意的故障模式 $\sigma(k)$, 零动态子系统 (31) 的状态相对于输入 ξ 和 $\bar{\mathbf{u}}$ 均是输入状态稳定的 (Input-to-state stable, ISS).

2.2 线性反馈控制设计

基于上文中线性化的输入-输出模型 (27), 设计一个线性反馈信号 $v_{r(k)}^*(t)$:

$$v_{r(k)}^*(t) = y_m^{(\rho)}(t) + \alpha_1(y_m^{(\rho-1)}(t) - y^{(\rho-1)}(t)) + \dots + \alpha_\rho(y_m(t) - y(t)) - \gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (40)$$

其中, $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_\rho$, 均为参考模型 (16) 中稳定多项式 $P_m(s)$ 的已知系数. 下面给出定理 1 证明所设计的线性反馈信号可以保证系统的输出跟踪性能.

定理 1. 基于假设 2 和假设 3, 对于存在故障模式 $\sigma(k)$ 的系统 (18), 基于标称反馈线性化的故障补偿控制设计式 (24) 和式 (40) 可以保证闭环系统稳定以及系统输出 $y(t)$ 渐近跟踪参考输出 $y_m(t)$, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

证明. 将控制器 (24) 和 (40) 代入模型 (21), 可得

$$(s^\rho + \alpha_1 s^{\rho-1} + \dots + \alpha_\rho)[e](t) = 0 \quad (41)$$

其中, $e(t) = y(t) - y_m(t)$. 因为 $P_m(s) = s^\rho + \alpha_1 s^{\rho-1} + \dots + \alpha_\rho$ 是指数稳定的, 故 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} e^{(i)}(t) = 0$, $i = 1, 2, \dots, \rho$. 因为 $y_m(t), \dot{y}_m(t), \dots, y_m^{(\rho-1)}$ 是有界的, 则 $y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(\rho-1)}$ 也是有界的, 进而基于假设 3, $\boldsymbol{\xi}$ 和 $\boldsymbol{\eta}$ 有界. \square

从上述控制器设计可知, 对于任意确定的执行器故障模式 $\sigma(k)$, 式 (24) 及式 (40) 中所设计的标称控制器 $v_{0(k)}^*(t)$ 均可实现期望的故障补偿及输出跟踪性能. 下面将设计基于多模型的自适应控制策略.

3 基于多模型的自适应控制设计: 有限数目执行器故障

本节针对系统参数 $\boldsymbol{\theta}$, μ 及执行器故障信息未知的情况, 将设计一种基于多模型切换的自适应控制器. 执行器故障未知是指执行器故障发生的时间、故障值、执行器发生故障的数量及哪一个执行器发生故障都是不确定的; 同时也意味着系统运行中执行器故障模式 σ 会发生不确定的改变.

首先考虑发生有限数目执行器故障的情况, 即: 系统运行过程中执行器故障模式 σ 将会发生不确定改变, 但在一个有限的时间 T 之后, 执行器故障模式 σ 将不再改变, 即: 经过有限时间 T 之后, σ 为未知常值矩阵.

3.1 自适应控制器组

基于上文所设计的标称控制器 (24) 和 (40) 的结构, 设计一组自适应控制器

$$\hat{v}_{0(k)}(t) = \hat{\lambda}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\hat{v}_{r(k)}(t) + \hat{\mu}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) \quad (42)$$

$$\hat{v}_{r(k)}(t) = y_m^{(\rho)}(t) + \alpha_1(y_m^{(\rho-1)}(t) - L_f^{\rho-1}h(\mathbf{x})) + \dots + \alpha_\rho(y_m(t) - y(t)) - \hat{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) \quad (43)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, N$, 且式 (42) 和式 (43) 中的函数 $\hat{\lambda}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 和 $\hat{\mu}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 均为式 (25) 和式 (26) 中定义的标称函数 $\lambda_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 和 $\mu_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 的自适应估计值, 即

$$\hat{\lambda}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})} \quad (44)$$

$$\hat{\mu}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = -\frac{1}{\hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})} \widehat{L_f^\rho h(\mathbf{x})} \quad (45)$$

自适应估计值 $\hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$ 总是为非奇异的 (将在第 3.3 节中具体介绍), 并且, $\hat{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}})$ 是式 (23) 所定义的标称的执行器故障补偿项 $\gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}$ 的自适应估计值

$$\hat{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) = L_{\bar{g}(\mathbf{x}, \sigma(k))} \widehat{L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x})} \bar{\mathbf{u}} \quad (46)$$

在系统运行过程中, 所设计的自适应控制器组 $\hat{v}_{0(k)}(t)$, $k = 1, 2, \dots, N$, 将同时运行; 然而, 在任意特定时刻, 只有其中一个控制器被选定作为当前运行非线性系统的控制输入信号. 很显然, 所设计的自适应控制器组可以覆盖执行器故障模式集合 Σ 中的所有可能的故障模式 $\sigma(k)$, $k = 1, 2, \dots, N$, 并且任意单个控制输入 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 与一个特定的故障模式 $\sigma(k)$ 相匹配, 且控制器 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 可以保证不确定非线性系统在执行器故障模式 $\sigma(k)$ 下仍具有理想的闭环稳定和渐近输出跟踪性能 (将在第 3.5 节中介绍).

下面将推导闭环系统的误差模型并且对其进行参数化, 进而设计自适应参数估计器. 此为自适应控制的关键.

3.2 闭环系统的误差模型及其参数化

将所设计的自适应控制信号 (42) 和式 (43) 代入系统输出的 ρ 阶导数式 (21) 中, 可得闭环系统的输入-输出模型 (控制信号 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 与执行器故障模式 $\sigma(k)$ 相匹配的情况):

$$y^{(\rho)} = \alpha(\mathbf{x}) + (\beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) - \hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) + \hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}))\hat{v}_{0(k)}(t) + \gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}(t) \quad (47)$$

式 (47) 可进一步写成

$$y^{(\rho)} = \tilde{\alpha}(\mathbf{x}) + \tilde{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\hat{v}_{0(k)}(t) + \tilde{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) + y_m^{(\rho)}(t) + \alpha_1(y_m^{(\rho-1)}(t) - L_f^{\rho-1}h(\mathbf{x})) + \dots + \alpha_\rho(y_m(t) - y(t)) \quad (48)$$

其中, $\tilde{\alpha}(\mathbf{x}) = \alpha(\mathbf{x}) - \hat{\alpha}(\mathbf{x})$, $\tilde{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) = \beta_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) - \hat{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x})$, $\tilde{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) = \gamma_{\sigma(k)}(\mathbf{x})\bar{\mathbf{u}}(t) - \hat{\gamma}_{\sigma(k)}\bar{\mathbf{u}}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}})$. 定义系统跟踪误差为 $e(t) = y(t) - y_m(t)$, 因而可得

$$\begin{aligned}
e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \cdots + \alpha_\rho e(t) = & \\
\tilde{\alpha}(\mathbf{x}) + \tilde{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) \hat{v}_{0\sigma(k)}(t) + \tilde{\gamma}_{\sigma(k)} \bar{u}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) + & \\
\alpha_1 (y^{(\rho-1)}(t) - \widehat{L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x})}) + \cdots + & \\
\alpha_{\rho-1} (\dot{y}(t) - \widehat{L_f h(\mathbf{x})}) & \quad (49)
\end{aligned}$$

进而可推导出其参数化的模型

$$e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \cdots + \alpha_\rho e(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \boldsymbol{\omega}_k(t) \quad (50)$$

其中, $\boldsymbol{\omega}_k = [\boldsymbol{\omega}_1^T, \boldsymbol{\omega}_2^T, \boldsymbol{\omega}_3^T, \boldsymbol{\omega}_4^T]^T$ 是一个已知的有界信号, $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)} = \hat{\Theta}_{\sigma(k)} - \Theta_{\sigma(k)}^*$ 为未知的参数估计误差向量, 即未知参数的估计值和真值之差, 且 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T = [\tilde{\Theta}_1^T, \tilde{\Theta}_2^T, \tilde{\Theta}_3^T, \tilde{\Theta}_4^T]$. 同时, 式 (49) 中各项可描述为

$$\begin{aligned}
\tilde{\alpha}(\mathbf{x}) &= \tilde{\Theta}_1^T \boldsymbol{\omega}_1 \\
\tilde{\beta}_{\sigma(k)}(\mathbf{x}) \hat{v}_0(t) &= \tilde{\Theta}_2^T \boldsymbol{\omega}_2 \\
\tilde{\gamma}_{\sigma(k)} \bar{u}(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{u}}) &= \tilde{\Theta}_3^T \boldsymbol{\omega}_3
\end{aligned}$$

以及 $\alpha_1 (y^{(\rho-1)}(t) - \widehat{L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x})}) + \cdots + \alpha_{\rho-1} (\dot{y}(t) - \widehat{L_f h(\mathbf{x})}) = \tilde{\Theta}_4^T \boldsymbol{\omega}_4$. 需要指出, 因为非线性系统的参数化过程过于复杂, 且已在文献 [43] 中给出, 本文将不再提供详细过程, 详细过程可见文献 [43].

下面在设计自适应参数估计器前, 先给出一个基本假设, 其对自适应参数估计器组设计尤为重要.

假设 4. 对于每一个故障模式 $\sigma(k) \in \Sigma$, 闭环误差系统模型 (49) 均具有参数化形式 (50).

3.3 自适应参数估计器组设计

本节将设计自适应参数估计器以获得未知参数的估计值, 从而有效设计 $\hat{v}_{0(k)}(t)$. 首先, 假设非线性系统当前的执行器故障模式为 $\sigma(k)$, 则在自适应控制信号 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 作用下, 可得系统跟踪误差模型 (50).

1) 增广误差模型. 基于参数化误差系统模型 (50), 可得如下表达式

$$e(t) = W_m(s) [\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \boldsymbol{\omega}_k](t) \quad (51)$$

基于此, 定义增广误差为

$$\epsilon_k(t) = e(t) + \hat{\Theta}_{\sigma(k)}^T W_m(s) [\boldsymbol{\omega}_k](t) - W_m(s) [\hat{\Theta}_{\sigma(k)}^T \boldsymbol{\omega}_k](t)$$

因为 $\Theta_{\sigma(k)}^*$ 是常值, 上式可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
\epsilon_k(t) &= e(t) + \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T W_m(s) [\boldsymbol{\omega}_k](t) - \\
&W_m(s) [\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \boldsymbol{\omega}_k](t) \quad (52)
\end{aligned}$$

将误差模型 (51) 代入增广误差 (52) 中, 可得

$$\epsilon_k(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T W_m(s) [\boldsymbol{\omega}_k](t) \quad (53)$$

定义 $\boldsymbol{\varpi}_k(t) = W_m(s) [\boldsymbol{\omega}_k](t)$, 可得增广误差方

程为

$$\epsilon_k(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \boldsymbol{\varpi}_k(t) \quad (54)$$

显然, 增广误差模型 (54) 是一个完全参数化的模型. 基于此参数化的增广误差系统模型, 将设计自适应律以估计系统中的未知参数.

2) 自适应参数估计器组. 基于此参数化的误差模型 (54), 采用改进的梯度算法, 设计一组自适应参数估计器 (自适应参数投影算法) 为

$$\dot{\hat{\Theta}}_{\sigma(k)} = \frac{-\Gamma_k \boldsymbol{\varpi}_k \epsilon_k(t)}{m_k^2(t)} + \mathbf{f}_{(k)m}(t) \quad (55)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, N, \sigma(k) \in \Sigma$, $\Gamma_k = \Gamma_k^T > 0$ 是自适应增益矩阵, $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}(t_0) = \hat{\Theta}_{\sigma(k)0}$ 是自适应参数估计值 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}$ 的初始值, 并且

$$m_k^2(t) = 1 + \kappa \boldsymbol{\varpi}_k^T \boldsymbol{\varpi}_k \quad (56)$$

其中, $\kappa > 0$ 是一个待设计的参数.

下面介绍修正项 $\mathbf{f}_{(k)m}(t)$ 的设计. 首先根据先验知识, 定义已知的参数区间 $[\theta_{(k)j}^a, \theta_{(k)j}^b], j = 1, 2, \dots, n_\theta$, 此区间具有如下性质:

a) 此区间内含有系统真值, 即: 若 $\Theta_{\sigma(k)}^* = [\theta_{(k)1}^*, \theta_{(k)2}^*, \dots, \theta_{(k)n_\theta}^*]^T$, 则 $\theta_{(k)j}^* \in [\theta_{(k)j}^a, \theta_{(k)j}^b], j = 1, 2, \dots, n_\theta$.

b) 对包含在此区间中的任意参数估计值 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)} = [\hat{\theta}_{(k)1}, \hat{\theta}_{(k)2}, \dots, \hat{\theta}_{(k)n_\theta}]^T$, 均可以保证矩阵 $\hat{\beta}_{\sigma(k)}(x)$ 是非奇异的.

将 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}$, $\mathbf{f}_{m(k)}(t)$ 以及 $\mathbf{g}_k(t)$ 的第 j 个元素分别表示为 $\hat{\theta}_{(k)j}(t)$, $f_{m(k)j}(t)$ 和 $g_{(k)j}(t)$, 其中, $j = 1, 2, \dots, n_\theta$, 且 $\mathbf{g}_k(t)$ 为

$$\mathbf{g}_k(t) = \frac{-\Gamma_k \boldsymbol{\varpi}_k \epsilon_k}{m_k^2(t)} \quad (57)$$

基于此, 设计自适应参数投影修正项为

$$f_{m(k)j}(t) = \begin{cases} 0, & \text{若 } \hat{\theta}_{(k)j}(t) \in (\theta_{(k)j}^a, \theta_{(k)j}^b), \text{ 或} \\ & \text{若 } \hat{\theta}_{(k)j}(t) = \theta_{(k)j}^a, g_{(k)j}(t) \geq 0, \text{ 或} \\ & \text{若 } \hat{\theta}_{(k)j}(t) = \theta_{(k)j}^b, g_{(k)j}(t) \leq 0 \\ -g_{(k)j}(t), & \text{其他} \end{cases}$$

3) 性能分析. 就基于多模型的自适应控制设计而言, 在任何时刻 t , 尽管当非线性系统的执行器故障模式为 $\sigma(k)$ 时, 仅有一个最匹配的自适应控制器 $v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}$ 及自适应参数估计器 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}$, 即式 (55), 已应用于非线性系统的执行器故障补偿; 然而, 其他的不匹配自适应控制器 ($N - 1$ 个控制器) 也都处于工作状态. 因此, 在任意时刻, 研究两类自适应参

数估计器的性能: 匹配的自适应参数估计器的性能和不匹配的自适应参数估计器的性能.

a) 匹配的情况. 当系统的故障模式为 $\sigma_{(k)}$ 时, 选择 $v_{0(k)}(t)$ 作为当前的自适应控制器, 则有引理 1 成立^[30].

引理 1. 自适应参数更新律 (55) 具有如下性质:

- i) $\Theta_{\sigma_{(k)}}(t) \in L^\infty$, $\frac{\epsilon_k(t)}{m_k(t)} \in L^2 \cap L^\infty$;
- ii) $\dot{\Theta}_{\sigma_{(k)}}(t) \in L^\infty \cap L^2$, $k = 1, 2, \dots, N$.

b) 不匹配的情况. 当系统的故障模式为 $\sigma_{(k)}$ 时, 所运行的控制器为 $v_{0(j)}(t)$, $j \neq k$. 尽管 t 时刻控制器均处于工作状态, 但是可能该控制器并不适用于具有当下的故障模式的系统.

在这种情况下, 系统的跟踪误差方程可改写为

$$e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \dots + \alpha_\rho e(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}}^\top \omega_j(t) + \delta_j(t) \quad (58)$$

其中, $\delta_j(t)$ 表示因运行的控制器 $\hat{v}_{0(j)}(t)$ 与系统当前故障模式 $\sigma_{(k)}$ 不匹配而产生的误差. 基于此, 可得增广误差方程为

$$\epsilon_j(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}}^\top \varpi_j(t) + \bar{\delta}_j(t) \quad (59)$$

其中, $\bar{\delta}_j(t) = W_m(s)[\delta_j](t)$ (若 $\sigma_{(j)} = \sigma_{(k)}$, $\bar{\delta}_j(t) = 0$). 当 $\bar{\delta}_j(t) \neq 0$ 时, 用于估计 $\tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}}(t)$ 的自适应律将不具有引理 1 中的性质. 但是, 所设计的自适应参数估计器 (自适应参数投影算法) 仍然能保证自适应参数估计值的有界性.

3.4 控制切换策略

在上面的研究中, 基于“多模型”的思想, 已经设计了一个自适应控制器组 (N 个自适应控制器). 下面, 将设计一个控制切换策略以选择实际作用于系统的控制信号, 即: 如何从运行的自适应控制器组中, 快速有效地选择一个与当前控制系统故障模式相匹配的控制器, 以实现非线性系统执行器故障的快速补偿及渐近输出跟踪.

针对自适应控制器组中的每一个控制器, 分别引入相应的系统性能指标, 以构成性能指标集; 进而基于所定义的性能指标, 设计相应的控制切换机制. 考虑到引理 1 中标准估计误差 $\frac{\epsilon_k(t)}{m_k(t)}$ 具有 L^2 的性质, 定义一组新的性能指标函数:

$$J_{(k)}(t) = \int_0^t e^{-\lambda(t-\tau)} \frac{\epsilon_k^2(\tau)}{m_k^2(\tau)} d\tau \quad (60)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, N$, $\lambda > 0$ 是一个待设计的常值. 由引理 1 可知, 当执行器故障模式与选定的自适应控制器 (含自适应参数估计器) 相匹配时, $\frac{\epsilon_k(t)}{m_k(t)} \in$

L^2 , 此信号的 L^2 的性质, 可以保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} J_{(k)}(t) = 0$. 这一性质有利于实现控制信号的快速切换, 对于实现不确定非线性系统的快速故障补偿至关重要.

在任意时刻 t , 计算所有性能指标函数 $J_{(k)}(t)$, $k = 1, 2, \dots, N$ 的值, 进而定义 $k = \operatorname{argmin}_{k=1,2,\dots,N} J_{(k)}(t)$. 基于此, 将选择当前的控制信号 $v_0(t)$ 为

$$v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}(t), \quad k = \operatorname{argmin}_{k=1,2,\dots,N} J_{(k)}(t) \quad (61)$$

即在任意时刻, 分别计算每个性能指标函数的值, 以确定性能指标函数值中的最小值; 进而, 选择与最小性能指标函数相对应的自适应控制信号作为当前系统的控制信号. 预先设定一个任意小的量 $\epsilon_0 > 0$, 当 $J_{(k)}(t) \leq \epsilon_0$ 时, 控制切换停止 (具体可参考文献 [36]), 其保证了控制切换经过一个有限时间后停止. 此外, 为了防止任意的快速切换, 每次切换时, 均引入一个非零的等待时间 $T_{\min} > 0$, 这一技术在基于多模型的自适应控制中很常见, 可参见文献 [34-36].

在基于多模型的自适应控制设计中, 所有的自适应控制信号 $\hat{v}_{0(k)}$ 和性能指标函数 $J_{(k)}(t)$ 都是实时计算的. 就任一自适应控制信号而言, 根据切换机制 $k = \operatorname{argmin}_{k=1,2,\dots,N} J_{(k)}(t)$, 一旦被选中, 即: $v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}(t)$, 则可进一步获得反馈控制信号 $v(t) = [b_1(x)v_0(t), b_2(x)v_0(t), \dots, b_m(x)v_0(t)]^\top$, 直接应用于当前的被控系统.

3.5 闭环系统性能分析

下面将分析闭环系统的稳定性能, 具体可见以下分析.

1) 常规自适应控制系统的稳定性分析. 当所选择的自适应控制信号 $v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}$ 与当前系统的执行器故障模式 $\sigma_{(k)}$ 相匹配时, 则可以得到一个常规的非线性闭环自适应控制系统. 此时, 基于引理 1 中的性质, 很容易证明闭环系统所有信号均是有界的, 且系统输出跟踪误差渐近收敛于零, 即: $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. 具体证明可参见附录 A.

然而, 当具有执行器故障模式 $\sigma_{(k)}$ 的非线性系统, 若基于切换机制 $J_{(j)}(t) \leq J_{(k)}(t)$, 选择了与故障模式 $\sigma_{(k)}$ 不匹配的控制器 $\hat{v}_{0(j)}(t)$ 作为控制信号进行故障补偿, 即: $v_0(t) = \hat{v}_{0(j)}(t)$. 此时, 尽管 $\frac{\epsilon_j(t)}{m_j(t)}$ 的 L^2 性质不成立, 但是所设计的自适应参数投影算法仍然保证了参数估计值的有界性. 此外, 因为 $J_{(j)}(t) \leq J_{(k)}(t)$, 所以与执行器故障模式不匹配的第 j 个自适应控制器 $\hat{v}_{0(j)}(t)$ 相较于与其相匹配的自适应控制器 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ (匹配的控制器 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 保证了期望的 L^2 性质和输出跟踪) 具有更好的性能. 其实这

种不匹配的情况只是暂时的, 最终仍会选择与执行器故障模式相匹配的控制器 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 应用于被控系统以实现期望的故障补偿和输出跟踪。

2) 控制切换的影响. 随着执行器故障模式的改变, 除了出现不确定的系统参数和不确定的执行器故障外, 控制信号 $v_0(t)$ 中也引入了不确定的切换变化. 此外, 在控制切换机制的设计中, $J_{(k)}(t)$ 收敛于零, 同时引入 ϵ_0 和一个非零的等待时间 $T_{\min} > 0$, 其保证了控制切换的平均频率是小的³. 假设非线性系统因执行器故障模式的改变, 由 $J_{(j)}(t) < J_{(k)}(t)$, 系统控制信号由 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 切换为 $\hat{v}_{0(j)}(t)$, 则控制信号 $v_0(t)$ 中引入了新的突变. 这一突变可进一步使得闭环误差系统方程 (50) 突变为

$$e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \dots + \alpha_\rho e(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma(j)}^T \omega_j(t) \quad (62)$$

很显然, 在闭环误差系统方程中, 等号右边的参数化项 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k(t)$ 突变为 $\tilde{\Theta}_{\sigma(j)}^T \omega_j(t)$. 由式 (50) 和式 (62) 的形式可得, 此突变由两部分构成: 其一是参数估计值由 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}$ 突变为 $\hat{\Theta}_{\sigma(j)}$; 其二是已知的系统信号由 $\omega_k(t)$ 突变为 $\omega_j(t)$. 基于式 (50) 和式 (62), 式 (62) 可进一步表征为

$$e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \dots + \alpha_\rho e(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k(t) + \delta(t)$$

其中, $\delta(t)$ 为因切换而引起的系统摄动项

$$\begin{aligned} \delta(t) &= \tilde{\Theta}_{\sigma(j)}^T \omega_j(t) - \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k(t) = \\ &= \tilde{\Theta}_{\sigma(j)}^T (\omega_j(t) - \omega_k(t)) + (\tilde{\Theta}_{\sigma(j)} - \tilde{\Theta}_{\sigma(k)})^T \omega_k(t) \end{aligned}$$

因为系统经过一个有限的时间 T 之后, 其执行器故障模式将保持不变, 进而控制信号也将最终不再切换. 这就保证了因切换所引起的闭环自适应控制系统参数变化 $\tilde{\Theta}_{\sigma(j)} - \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}$ ($\hat{\Theta}_{\sigma(j)} - \hat{\Theta}_{\sigma(k)}$) 及信号 $\omega_j(t) - \omega_k(t)$ 变化的平均突变频率是足够小的, 且当 $t > T$ 时, 此突变频率将最终收敛到零. 此外, 由引理 1 知 $\dot{\Theta}_{\sigma(k)}(t) \in L^\infty \cap L^2$, $\dot{\Theta}_{\sigma(j)}(t) \in L^\infty \cap L^2$, 且信号 $\omega_k(t)$ 和 $\omega_j(t)$ 均是有界的. 这就保证了因切换所引起的系统不确定性 $\delta(t)$ 满足一定的 L^∞ 和 L^2 特性.

基于上述讨论的闭环系统信号的 L^2 和有界性及控制切换的收敛性, 可以证明闭环系统是稳定的, 且输出跟踪误差能收敛到零, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

3) 在基于多模型的自适应控制中, 尽管仅其中的一个控制信号 $v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}(t)$, $k = \operatorname{argmin}_{k=1,2,\dots,N} J_{(k)}(t)$ 被选择用于实现非线性系统的快速执行器故障补偿和输出跟踪, 然而自适应控制器组中的其他 $N - 1$

个控制器也都处于工作状态. 因此, 尽管已经证明了被选中的自适应控制信号可以保证期望的执行器故障补偿和输出跟踪, 但是仍需要进一步分析其他 $N - 1$ 个自适应控制信号 $\hat{v}_{0(j)}(t)$, $j \neq k$ 的有界性. 对于自适应控制信号 $\hat{v}_{0(j)}(t)$, $j \neq k$ 而言, 所设计的自适应参数投影算法保证了 $\hat{v}_{0(j)}(t)$ 中相关参数估计值的有界性, 同时所选择的自适应控制信号 $\hat{v}_{0(k)}(t)$ 保证了系统所有信号的有界性, 二者相结合进而可以保证其他 $N - 1$ 个自适应控制信号 $\hat{v}_{0(j)}(t)$, $j \neq k$ 的有界性.

基于以上 3 方面的研究分析, 将建立定理 2.

定理 2. 针对含有限数目的多重不确定执行器故障的非线性系统 (7), 基于假设 2~4, 所设计的基于多模型的自适应控制器 (42) 和 (43)、自适应参数更新律 (55) 以及控制切换策略 (61) 保证了所有闭环系统信号都是有界的, 且系统输出跟踪误差渐近收敛到零, 即: $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, 其中, $e(t) = y(t) - y_m(t)$.

上面的研究主要考虑非线性系统中发生有限数目的不确定多重执行器故障的情况, 也就说在经过一段有限的时间 T 之后, 系统的执行器故障模式将不再发生改变. 在接下来的研究中, 将考虑系统发生无限数目的不确定多重执行器故障的情况, 即系统发生持续间歇性的执行器故障.

4 基于多模型的自适应控制系统: 无限数目的多重不确定执行器故障

本节将上述所提出的基于多模型的自适应控制应用于解决系统中发生不确定的持续间歇性执行器故障 (无限数目执行器故障) 时的补偿控制问题.

与第 3 节的情况不同, 本节考虑发生不确定持续间歇性执行器故障的情况. 此时, 执行器故障模式 σ 将不可能固定于一个常值上, 随着执行器故障的持续间歇性发生, 其值也将持续间歇性地改变.

4.1 不确定的持续间歇性执行器故障

引入符号 $\{t_i\}_{i=0}^\infty$, 用于表示非线性系统运行过程中执行器发生故障的时刻, 其满足: $t_0 = 0$, $t_i < t_{i+1}$, 且 $t_i \rightarrow \infty$. 本节所考虑的持续间歇性执行器故障指的是在任意相邻的两个时间区间 $[t_i, t_{i+1})$ 与 $[t_{i+1}, t_{i+2})$ 内, 系统发生的执行器故障模式 $\sigma \in \Sigma$ 总是不相同, 并且在系统运行过程中会出现无穷多个这样的时间区间, 即: $t_\infty = \infty$. 此外, 执行器发生故障的时刻 t_i 未知, 且在任意时间区间 $[t_i, t_{i+1})$ 内, 系统发生故障的执行器数量及哪些执行器发生故障及执行器的故障值均是未知的.

³ 在自适应控制系统中, 平均小 (Small in the mean) 是很常用的概念, 其是保证闭环系统稳定的充分条件.

由上述可知,当系统发生持续间歇性执行器故障时,执行器故障模式矩阵 $\sigma \in \Sigma$ 将会发生持续间歇性的改变,但是满足如下条件:

假设 5. 在任意时间 $[t_i, t_i + T)$ 内,执行器故障模式的切换次数 n_i 满足 $n_i \leq \nu T + c_0$, 其中, $c_0 > 0$ 是一常数, $\nu > 0$ 是一个测度参数且其上限为足够小.

此假设条件保证了上述基于多模型切换自适应控制的有效性,其将在下面的性能分析中具体研究.

4.2 基于持续间歇性切换的多模型自适应控制设计

由于系统运行过程中执行器发生持续间歇性故障,执行器故障模式值 σ 总是会发生改变. 但就非线性系统 (1) 而言,其所有可能发生的执行器故障模式是不变的,也就是说式 (13) 所定义的执行器故障模式集 Σ 是固定不变的. 因此,针对非线性系统发生持续间歇性故障的情况,采用基于多模型自适应控制进行控制器设计时,所设计的自适应控制器组及自适应参数估计器组与第 3.1 节和第 3.3 节中的自适应控制器组设计和自适应参数估计器组设计是相同的. 假设在时间区间 $[t_i, t_{i+1})$ 内,非线性系统所发生的执行器故障模式为 $\sigma = \sigma_{(k)}$, 则通过第 3.4 节所设计的控制切换策略,仍可以选择相匹配的自适应控制器 $\hat{v}_{0(k)}$ 及式 (55) 所述的自适应参数估计器 $\hat{\Theta}_{\sigma_{(k)}}$ 应用于系统.

然而,由于执行器故障模式 $\sigma \in \Sigma$ 发生持续间歇性改变,因此,为了选择相匹配的自适应控制器作为当前系统的控制信号,则基于第 3.4 节所设计的控制切换策略 (60),控制信号 $v_0(t)$ 也将发生持续间歇性的控制切换. 假设 5 也保证了控制信号不会因为执行器故障模式的频繁改变而引起频繁切换.

4.3 闭环系统性能分析

本节分析含持续间歇性故障的非线性自适应控制系统的闭环稳定性和输出跟踪性能.

1) 根据第 3.5 节中的分析 1),我们知道每个自适应控制器 $\hat{v}_{0(k)}$ 对于一个特定的故障模式 $\sigma_{(k)}$ 是有效的,即闭环系统是稳定的,且跟踪误差 $e(t)$ 渐近收敛到零. 这将确保在任意时间段 $[t_i, t_{i+1})$ 内,系统均是稳定的,且随着时间的推移,系统输出跟踪误差 $e(t)$ 逐渐收敛,并当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e(t) \rightarrow 0$. 当然,在有限时间区间 $[t_i, t_{i+1})$ 内,通常可以得到误差信号的振荡幅度逐渐变小.

2) 控制切换的影响与上面的有限数目执行器故障的情况不同,当系统发生持续间歇性故障时,其执行器故障模式也相应地发生持续间歇性改变.

因此,自适应控制信号 $v_0(t) = \hat{v}_{0(k)}$ 也将出现持续间歇性地切换. 与第 3.5 节中类似,当系统中因执行器故障模式的改变而导致控制信号由 $\hat{v}_{0(k)}$ 切换为 $\hat{v}_{0(j)}$ 时,闭环误差控制系统模型也发生了突变,其可表征为

$$e^{(\rho)}(t) + \alpha_1 e^{(\rho-1)}(t) + \dots + \alpha_\rho e(t) = \tilde{\Theta}_{\sigma_{(k)}}^T \omega_k(t) + \delta(t)$$

其中,摄动项 $\delta(t)$ 为

$$\begin{aligned} \delta(t) = & \tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}}^T \omega_j(t) - \tilde{\Theta}_{\sigma_{(k)}}^T \omega_k(t) = \\ & \tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}}^T (\omega_j(t) - \omega_k(t)) + (\tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}} - \tilde{\Theta}_{\sigma_{(k)}})^T \omega_k(t) \end{aligned}$$

然而与第 3.5 节有限数目执行器故障的情况不同,随着系统发生持续间歇性执行器故障时,摄动项 $\delta(t)$ 也将发生持续间歇性的改变,即 $\tilde{\Theta}_{\sigma_{(j)}} - \tilde{\Theta}_{\sigma_{(k)}}$ 和 $\omega_j(t) - \omega_k(t)$ 持续间歇性的发生突变. 基于假设 5 (执行器故障模式改变的平均次数是足够小的),可得 $\delta(t)$ 的平均突变次数也是足够小的. 基于此,我们可以得到,在任意时间区间 $[t_i, t_i + T)$ 内,基于多模型切换的自适应控制系统中因执行器故障模式改变而引起的控制切换所带来的系统变化在平均意义下是小的.

基于上面的分析,结合系统在任意时间段 $[t_i, t_{i+1})$ 的系统的稳定性和输出跟踪误差的收敛特性,则仍然可以保证闭环自适应控制系统在整个时间段内是系统所有信号是有界的,且系统输出跟踪误差在平均意义下是小的,即:存在一个 $\nu^* > 0$, 当 $\nu \in (0, \nu^*)$ 时,有

$$\begin{aligned} \int_{t_i}^{t_i+T} \|e(\tau)\|_2^2 d\tau \leq & c + c\nu^2 T + \\ & c \int_{t_i}^{t_i+T} \|\delta(\tau)\|_2^2 d\tau \end{aligned} \quad (63)$$

3) 关于未被选中的 $N - 1$ 个控制器的有界性分析与第 3.4 节相同,此处不再重复.

基于上面的分析,可建立定理 3.

定理 3. 针对含持续间歇性多重不确定执行器故障的非线性系统 (7),基于假设 2~5,所设计的基于多模型的自适应控制器 (42) 和 (43)、自适应参数更新律 (55) 以及持续间歇性的切换机制 (61) 保证了所有闭环系统信号都是有界的,且系统的输出跟踪误差满足 (63),即输出跟踪误差是在平均意义下是小的.

当非线性系统中出现持续性的执行器故障故障时,上述设计的基于多模型的自适应控制方案,除了保证定理 3 中所述的闭环系统信号的有界性及跟踪误差平均小之外,还保证了系统的输出跟踪性能

在任意执行器故障模式固定的时间区间 $[t_i, t_{i+1})$ 内将会持续改善, 即: 每次出现新的执行器故障模式后, 系统的输出跟踪误差将随着时间的推移逐渐收敛, 这一结论可由本节分析 1) 中得出。

上面定理 3 中的结果是考虑非线性系统中出现持续间歇性执行器故障的情况. 假设系统中是存在有限数目的执行故障, 则摄动信号 $\delta(t)$ 将在一个有限时间内变为 0. 此时, 基于定理 3 中的结果, 可进一步推导出定理 2 的结果, 即: $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. 显然, 定理 3 是定理 2 的一种推广形式。

5 仿真研究

本节, 将采用双水獭飞机纵向运动方程进行仿真研究, 以验证所提出控制策略的有效性及其可行性。

5.1 飞行器动力学模型

双水獭飞行器的纵向运动方程^[2]可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{F_x \cos(\alpha) + F_z \sin(\alpha)}{m} \\ \dot{\alpha} &= q + \frac{-F_x \sin(\alpha) + F_z \cos(\alpha)}{mV} \\ \dot{\theta} &= q \\ \dot{q} &= \frac{M}{I_y} \end{aligned} \quad (64)$$

其中, V 为飞行速度, α 为攻角, θ 为俯仰角, q 为俯仰角速率, m 为飞行器质量, I_y 为转动惯量, M 为俯仰力矩. 作用于飞行器的力和力矩分别表示为

$$\begin{aligned} F_x &= \bar{q}SC_x + T_x - mg \sin(\theta) \\ F_z &= \bar{q}SC_z + T_z + mg \cos(\theta) \\ M &= \bar{q}cSC_m \end{aligned} \quad (66)$$

其中, $\bar{q} = \frac{1}{2}\rho V^2$ 为动压, ρ 为空气密度, c 为气动弦长, S 为翼展面积, T_x 和 T_z 分别表示飞行器推力 T 在机体坐标系 x 和 z 方向的分量, C_x , C_z 及 C_m 可分别表示为

$$\begin{aligned} C_x &= C_{x1}\alpha + C_{x2}\alpha^2 + C_{x3} + C_{x4}(d_1\delta_{e1} + d_2\delta_{e2}) \\ C_z &= C_{z1}\alpha + C_{z2}\alpha^2 + C_{z3} + \\ &\quad C_{z4}(d_1\delta_{e1} + d_2\delta_{e2}) + C_{z5}q \\ C_m &= C_{m1}\alpha + C_{m2}\alpha^2 + C_{m3} + \\ &\quad C_{m4}(d_1\delta_{e1} + d_2\delta_{e2}) + C_{m5}q \end{aligned}$$

其中, δ_{e1} 和 δ_{e2} 表示两片升降舵的舵面偏转角度. 具体的飞行器飞行参数参见文献 [2].

1) 飞行器系统模型的状态空间描述. 选择 V , α , θ , q 为系统状态, 分别记为 x_1 , x_2 , x_3 , x_4 . 升降舵偏转角 δ_{e1} 和 δ_{e2} 作为系统输入 u_1 和 u_2 , 则模型 (64) 表示为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (c_1^T \varphi_0(x_2)x_1^2 + \varphi_1(\mathbf{x})) \cos(x_2) + \\ &\quad (c_2^T \varphi_0(x_2)x_1^2 + \varphi_2(\mathbf{x})) \sin(x_2) + \\ &\quad d_1 g_1(\mathbf{x})u_1 + d_2 g_1(\mathbf{x})u_2 \\ \dot{x}_2 &= x_4 - \left(c_1^T \varphi_0(x_2)x_1 + \varphi_1(\mathbf{x}) \frac{1}{x_1} \right) \sin(x_2) + \\ &\quad \left(c_2^T \varphi_0(x_2)x_1 + \varphi_2(\mathbf{x}) \frac{1}{x_1} \right) \cos(x_2) + \\ &\quad d_1 g_2(\mathbf{x})u_1 + d_2 g_2(\mathbf{x})u_2 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \theta^T \phi(\mathbf{x}) + b_1 x_1^2 u_1 + b_2 x_1^2 u_2 \end{aligned} \quad (67)$$

其中, $\varphi_0(x_2) = [x_2, x_2^2, 1]^T$, 且

$$\begin{aligned} \varphi_1(\mathbf{x}) &= p_{11} + p_{12}x_4x_1^2 - p_0 \sin(x_3) \\ \varphi_2(\mathbf{x}) &= p_{21} + p_{22}x_4x_1^2 + p_0 \cos(x_3) \\ g_1(\mathbf{x}) &= a_1x_1^2 \cos(x_2) + a_2x_1^2 \sin(x_2) \\ g_2(\mathbf{x}) &= -a_1x_1 \sin(x_2) + a_2x_1 \cos(x_2) \\ \phi(\mathbf{x}) &= [x_1^2x_2, x_1^2x_2^2, x_1^2, x_1^2x_4]^T \end{aligned} \quad (68)$$

选择飞行器系统输出为 $y = x_3 = \theta$.

2) 系统相对阶. 通过计算 $y = x_3$ 的时间导数, 可得

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \theta^T \phi(\mathbf{x}) + b_1 x_1^2 u_1 + b_2 x_1^2 u_2 \end{aligned} \quad (69)$$

显然, u_1 到 y 的相对阶等于 u_2 到 y 的相对阶. 由此可知: 无论是 u_1 发生故障还是 u_2 发生故障, 假设 1 中的相对阶条件总是可以满足。

3) 零动态. 基于式 (67) 及式 (69), 可引入坐标变换 $\eta = [\eta_1, \eta_2]^T = [T_1(\mathbf{x}), T_2(\mathbf{x})]^T$, 将零动态方程转化为

$$\dot{\eta} = \psi(\eta, \xi) + \Psi(\eta, \xi)\theta \quad (70)$$

其中, $\xi = [x_3, x_4]^T$. 需要指出, 零动态的输入输出稳定性分析在文献 [2] 中已经给出, 此处不再赘述。

5.2 仿真结果: 有限数目执行器故障的情况

针对上述飞行器模型, 考虑下面的执行器故障:

$$u_1(t) = u_2(t) = v_0(t), \quad t < 50 \text{ s} \quad (71)$$

$$u_1(t) = \bar{u}_1(t) = 0.03, u_2(t) = v_0(t), \quad t \geq 50 \text{ s} \quad (72)$$

其中, $\bar{u}_1(t)$ 表示第 1 个执行器发生卡死故障, 且卡死时升降舵所处的角度未知 (可假定 $\bar{u}_1(t) = 0.03$).

选择执行器驱动策略 (17) 为 $b_j(x) = 1$, 其中 $j = 1, 2$. 此外, 参考系统输出为 $y_m(t) = W_m(s)[r](t)$, 其中, $W_m(s) = 1/(s^2 + 5s + 6)$, $r(t) = \sin(0.2t)$.

在仿真研究中, 给定系统的初始状态向量为 $\mathbf{x}_0 = [10, 0.1, 0.01, 0.01]^T$, 自适应增益矩阵为 $\Gamma_1 = 5I_5$, $\Gamma_2 = 5I_6$, 常值参数 $\lambda = 0.5$, $\kappa = 1$. 自适应参数估计初值 $\hat{\Theta}_{\sigma(k)}(t_0)$ 设定为其真值 $\Theta_{\sigma(k)}^*$ 的 90%.

基于以上设计的参数,可得到图1~3所示的仿真结果.图1给出了当参考输入信号为时变信号 $r(t) = \sin(0.2t)$ 时的系统的响应,含控制信号 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$,系统输出 $y(t)$ 及输出跟踪误差信号 $e(t)$ 的响应曲线.图3给出了性能指标函数 J_1 以及 J_2 的仿真曲线,基于此,给出了控制切换指数 $k = \operatorname{argmin}_{k=1,2} J_{(k)}(t)$ 随时间的变化曲线.由图1~3知,基于多模型的自适应控制器可保证当系统发生不确定的执行器故障时,闭环系统可以保持稳定及期望的渐近输出跟踪.

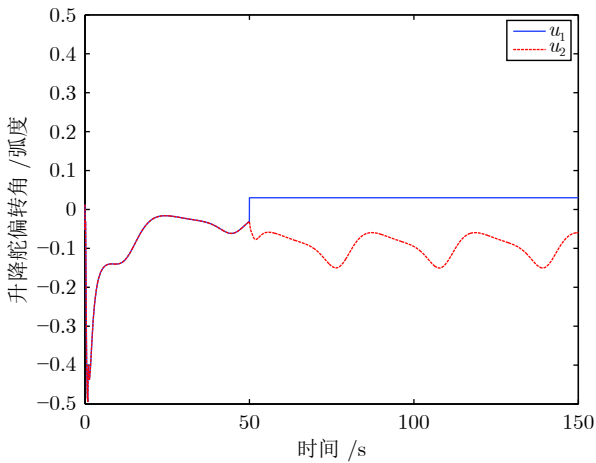


图1 系统输入:有限数目的执行器故障
Fig.1 System inputs: a finite number of actuator failures

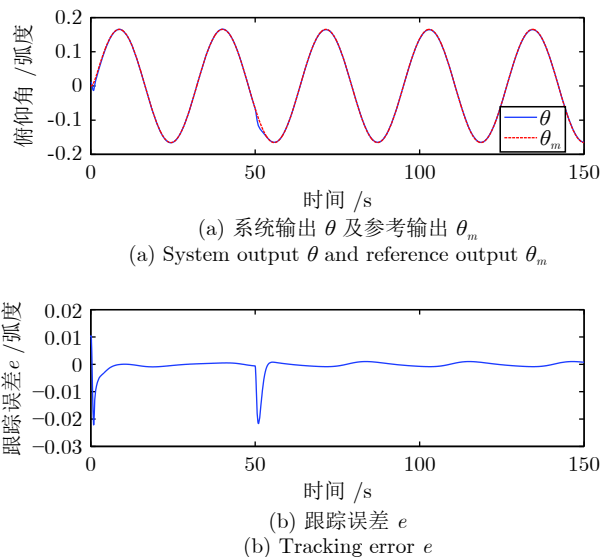


图2 系统输出响应:有限数目的执行器故障
Fig.2 System output responses: a finite number of actuator failures

5.3 仿真结果:无限数目执行器故障的情况

针对上面的飞行器系统模型(64),考虑一种无限数目执行器故障的形式

$$u_1(t) = \bar{u}_1(t) = 0.03, \quad t \in [2kT, (2k+1)T) \quad (73)$$

其中, $k = 1, 2, \dots$. 此故障的发生使得系统动态在无故障和故障两种动态模态下无限依次跳变,随之系统的相对阶结构也相应的发生改变.在系统运行过程中,时间常数 T 是未知的,可任意选择,此处选择 $T = 30$.选择上一节的设计参数仍可得仿真图4~6.由图4~6知,所设计的控制方法可保证系统期望

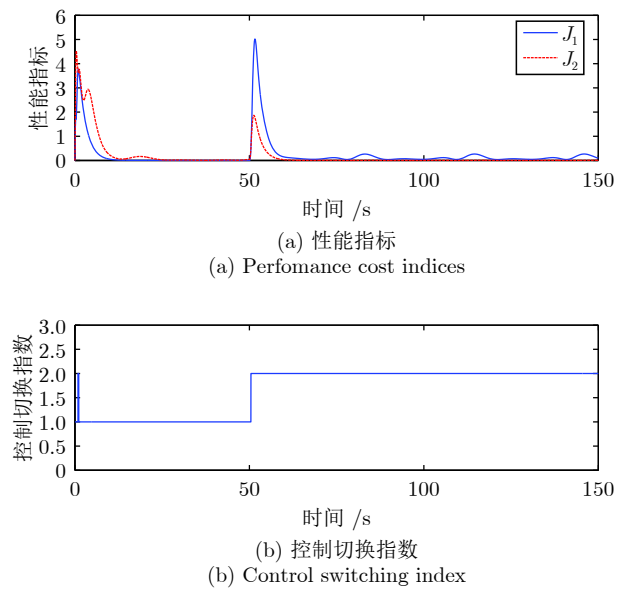


图3 控制切换机制:有限数目的执行器故障
Fig.3 Control switching mechanism: a finite number of actuator failures

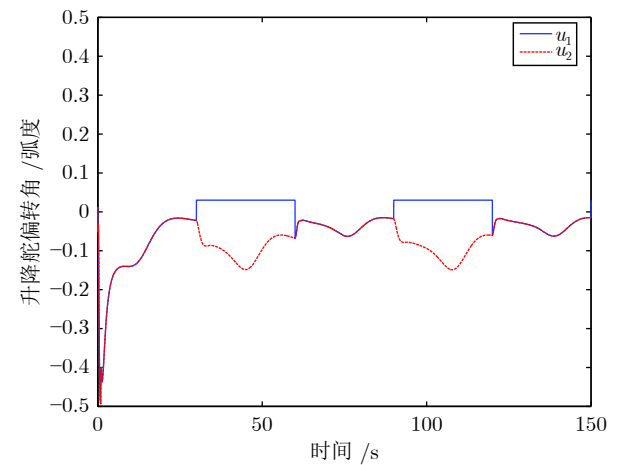


图4 系统输入:持续间歇性执行器故障
Fig.4 System inputs: persistent actuator failures

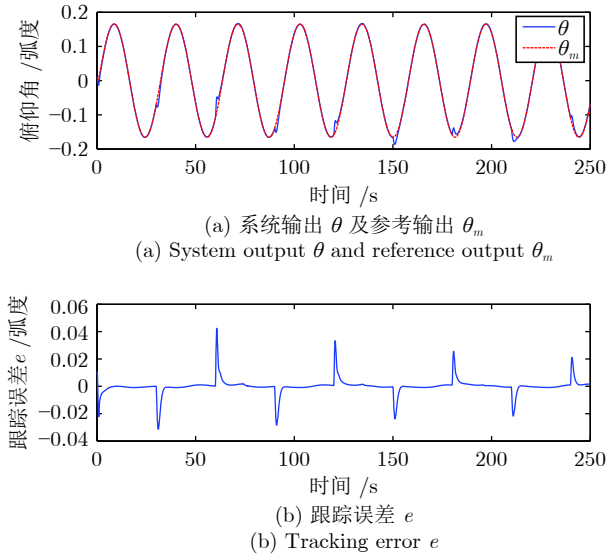


图5 系统输出响应: 持续间歇性执行器故障
Fig.5 System output responses: persistent actuator failures

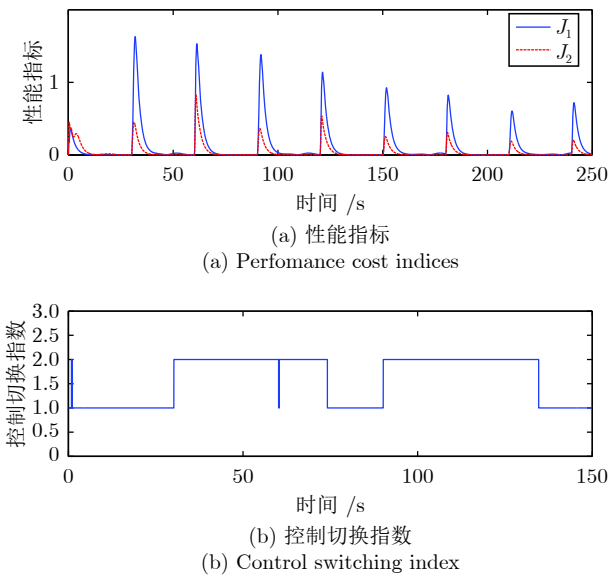


图6 控制切换机制: 持续间歇性执行器故障
Fig.6 Control switching mechanism: persistent actuator failures

的稳定和跟踪性能, 且切换机制是有效的。

6 结论

针对一类含不确定的多重执行器故障的非线性系统, 本文提出了一种基于多模型的自适应故障补偿控制策略, 其实现了执行器故障的快速补偿及期望的系统输出跟踪. 基于多模型参数估计, 针对多个故障模式, 设计了多个自适应控制器. 为了在出现不同的故障时选择最合适的控制器进行故障补

偿, 还提出了一种控制切换策略进行控制信号的选择. 本文所设计的多模型故障补偿策略能够保证在出现有限数量的不确定执行器故障时, 闭环系统是稳定的并且能够渐近地跟踪所选择的参考系统输出. 此外, 也能保证在系统出现持续间歇性故障时输出跟踪误差是平均小的. 最后, 采用高超声速飞行器模型验证了所提控制策略的有效性及其可行性. 本文所提出的自适应控制方法主要解决了最小相位非线性系统的多重不确定执行器故障补偿问题, 而针对非最小相位非线性系统的多重不确定执行器故障补偿控制问题, 仍有待进一步研究.

附录A 重要引理及其相关证明

A.1 重要引理

引理 A1 (BOBI (Bounded output and bounded input) 引理). 令 $y(t) = H(s)[u](t)$, 其中 $H(s)$ 是最小相位的传递函数真分式. 若对所有的 $t \geq 0$, $u, \dot{u} \in L^\infty$, 且 u 是正则的: $\|\dot{u}\|_t \leq l\|u\|_t + l$, 则 $\|u\|_t \leq l\|y\|_t + l$, 其中 l 为一有界常值.

引理 A2. 令 $y(t) = H(s)[u](t)$, 其中 $H(s)$ 是稳定的传递函数真分式. 若 $\|u\|_t \leq \gamma(t)\|q\|_t + \gamma(t)$, 则 $\|y\|_t \leq \gamma(t)\|q\|_t + \gamma(t)$, 其中, $\gamma(t) \in L^2 \cap L^\infty$. 此外, 若 $H(s)$ 为严格真分式, 则 $\|y\|_t \leq \beta(t)\|q\|_t + \beta(t)$, 其中 $\beta(t) \in L^2 \cap L^\infty$ 为一个可以趋于零的时间函数.

引理 A3 (Swapping 引理). 若 $H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ 是传递函数真分式的最小实现, 则

$$\begin{aligned} \tilde{\Theta}^T(t)H(s)[W](t) - H(s)[\tilde{\Theta}^T W](t) = \\ H_C(s)\{[H_B(s)W^T]\dot{\tilde{\Theta}}\}(t) \end{aligned} \quad (A1)$$

其中, $H_C(s) = C(sI - A)^{-1}$, $H_B(s) = (sI - A)^{-1}B$.

A.2 相关证明

下面给出常规非线性自适应控制系统的稳定性分析的证明, 类似证明可见文献 [30, 43].

证明.

1) 增广误差信号的有界性. 基于 Swapping 引理 (引理 A3), 可证明式 (52) 中增广项满足

$$\begin{aligned} \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T W_m(s)[\omega_k](t) - W_m(s)[\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k](t) = \\ W_m^c(s)\{[W_m^b(s)\omega_k^T]\dot{\tilde{\Theta}}_{\sigma(k)}\}(t) \end{aligned} \quad (A2)$$

其中, $W_m^c(s) = c_m(sI - A_m)^{-1}$, $W_m^b(s) = (sI - A_m)^{-1}b_m$, (c_m, A_m, b_m) 为 $W_m(s)$ 的最小实现形式. 由于 $W_m(s)$ 是一选定的稳定真分式, 则仍有 $W_m^b(s)$ 稳定的, 且 $W_m^c(s)$ 为严格真分式. 进而, 基于引理 A2, 因 $\dot{\tilde{\Theta}}_{\sigma(k)} \in L^\infty \cap L^2$, 则可推得⁴:

$$|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T W_m(s)[\omega_k](t) - W_m(s)[\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k](t)| \leq \beta(t)\|\omega_k\|_t + \beta(t) \quad (\text{A3})$$

其中, $\beta(t)$ 为一个满足 $L^\infty \cap L^2$ 的函数, 且有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta(t) = 0$.

2) 信号 ω_k , $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k$ 的正则性⁵. 基于信号 $\xi = [y, \dot{y}, \dots, y^{(\rho-1)}]^T$ 的形式, 可以有如下微分方程:

$$\xi = W_m(s) \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ s^{\rho-1} \end{bmatrix} [\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k](t) + \begin{bmatrix} y_m \\ \vdots \\ y_m^{(\rho-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{A4})$$

因为 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}$ 和 $y_m^{(k)}$ 均是有界的, $s^k W_m(s)$, $k = 0, 1, \dots, \rho - 1$, 均是稳定的真分式, 则

$$\|\xi\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A5})$$

其中, l 为一有界常值. 将式 (A5) 用于 ISS 零动态子系统 (31), 可得

$$\|\eta\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A6})$$

因为 $s^k W_m(s)$, $k = 0, 1, 2, \dots, \rho - 1$ 均为严格真分式, 则信号 $\dot{\xi}$ 和 $\dot{\eta}$ 也可以满足类似式 (A5) 和式 (A6) 的不等式. 考虑式 (A5) 和式 (A6) 及 x 是关于 ξ 和 η 的微分同胚, 则

$$\|x\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l, \|\dot{x}\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A7})$$

基于 $\|\frac{\partial \omega_k}{\partial x}\|$, $\|\frac{\partial \omega_k}{\partial \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}}\|$ 的有界性及式 (A7), 则

$$\|\dot{\omega}_k\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A8})$$

即信号 $\omega_k(t)$ 是正则的. 因为 $W_m(s)$ 是稳定的, 则 $\varpi_k(t) = W_m(s)[\omega_k](t)$ 也是正则的. 类似地, 也可推出 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k$ 是正则的. 因为

$$\frac{d}{dt}(\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k) = \dot{\tilde{\Theta}}_{\sigma(k)}^T \omega_k + \tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \dot{\omega}_k \quad (\text{A9})$$

且因为式 (A8), $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}$, $\dot{\tilde{\Theta}}_{\sigma(k)} \in L_\infty$, 则

$$\left\| \frac{d}{dt}(\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k) \right\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A10})$$

由于式 (A4) 和式 (31), 则 $\|x\|_t \leq l\|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k\|_t + l$. 进而, 考虑到信号 ω_k 的构造元素, 可得

$$\|\omega_k\|_t \leq l\|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k\|_t + l \quad (\text{A11})$$

将式 (A10) 用于式 (A11), 则得 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k$ 是正则的, 即

$$\left\| \frac{d}{dt}(\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k) \right\|_t \leq l\|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k\|_t + l \quad (\text{A12})$$

3) 闭环系统的稳定性分析. 将式 (A3) 用于式 (52) 得

$$|e(t)| \leq |\epsilon_k(t)| + \beta(t)\|\omega_k\|_t + \beta(t) \quad (\text{A13})$$

基于信号 $\frac{\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \varpi_k(t)}{1 + \|\varpi_k\|_t}$ 的 $L^\infty \cap L^2$ 性质及文献 [30] 中的命题 2.4.6, 可推导得出 $\epsilon_k(t)$ 满足

$$|\epsilon_k(t)| = |\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \varpi_k(t)| \leq \beta(t)(1 + \|\varpi_k\|_t) \quad (\text{A14})$$

其中, $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta(t) = 0$. 进而, 式 (A13) 可变为

$$|e(t)| \leq \beta(t)\|\varpi_k\|_t + \beta(t)\|\omega_k\|_t + \beta(t) \quad (\text{A15})$$

因为 $\varpi_k(t) = W_m(s)[\omega_k](t)$, 则

$$\|\varpi_k\|_t \leq l\|\omega_k\|_t + l \quad (\text{A16})$$

其中, l 是一有界常值. 将式 (A16) 应用于式 (A13), 则有

$$|e(t)| \leq \beta(t)\|\omega_k\|_t + \beta(t) \quad (\text{A17})$$

将式 (A11) 用于式 (A17), 则得

$$|e(t)| \leq \beta(t)\|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k\|_t + \beta(t) \quad (\text{A18})$$

因为 $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k$ 是正则的, 基于 BOBI 定理^[30, 43], 可由 $e(t) = W_m(s)[\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k](t)$ 得出 $\|\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k\|_t \leq l|e| + l$. 进而, 可由式 (A18) 得出

$$|e(t)| \leq \beta(t)|e(t)| + \beta(t) \quad (\text{A19})$$

因为 $\beta(t) \in L^\infty \cap L^2$, 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta(t) = 0$, 则由式 (A19) 可得 $e(t)$ 是有界的且 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. 进而, $\tilde{\Theta}_{\sigma(k)}^T \omega_k$ 是有界的, 故而有 $\omega_k(t) \in L^\infty$, $u(t) \in L^\infty$, $x(t) \in L^\infty$. \square

References

- Zhou Dong-Hua, Ye Yin-Zhong. Modern fault diagnosis and fault-tolerant control. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (周东华, 叶银忠. 现代故障诊断与容错控制. 北京: 清华大学出版社, 2000.)
- Tao G, Chen S H, Tang X D, Joshi S M. *Adaptive Control of Systems with Actuator Failures*, Springer, 2004.
- Tao G. Direct adaptive actuator failure compensation control: A tutorial. *Journal of Control and Decision*, 2014, 1(1): 75-101
- Li Jun-Ling, Yang Guang-Hong. Development and prospect of adaptive fault-tolerant control. *Control and Decision*, 2014, 29(11): 1921-1926 (李俊岭, 杨光红. 自适应容错控制的发展与展望. 控制与决策, 2014, 29(11): 1921-1926)
- Yang Hao, Jiang Bin, Zhou Dong-Hua. Review and perspectives on fault tolerant control for interconnected systems. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(1): 9-19 (杨浩, 姜斌, 周东华. 互联系统容错控制的研究回顾与展望. 自动化学报, 2017, 43(1): 9-19)
- Feng Li, Chai Yi, Xu Shui-Qing, Zhang Ke, Yang Zhi-Min. Iterative learning based intermittent fault estimation for a class of linear uncertain repeated systems. *Acta Automatica Sinica*, 2020, 46(2): 307-319 (冯莉, 柴毅, 许水清, 张可, 杨志敏. 基于迭代学习的线性不确定重复系统间歇性故障估计. 自动化学报, 2020, 46(2): 307-319)
- Tong S C, Huo B Y, Li Y M. Observer-based adaptive decentralized fuzzy fault-tolerant control of nonlinear large-scale systems with actuator failures. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2014, 22(1): 1-15
- Zhong M Y, Song Y, Ding S X. Parity space-based fault detec-

⁴ $\|q\|_t$ 为截断 L^∞ 范数, 即: $\sup_{\tau \leq t} \|q(\tau)\|$.

⁵ 若对所有的 $t \geq 0$, 有 $|\dot{z}(t)| \leq k_1 \|z_t\|_\infty + k_2$, 其中 $k_1 \geq 0$, $k_2 \geq 0$, 则信号 $z(t)$ 是正则的.

- tion for linear discrete time-varying systems with unknown input. *Automatica*, 2015, **59**(9): 120–126
- 9 Zhang Y M, Li X R. Detection and diagnosis of sensor and actuator failures using IMM estimator. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1998, **34**(4): 1293–1313
- 10 Xu D, Jiang B, Shi P. Robust NSV fault-tolerant control system design against actuator faults and control surface damage under actuator dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, **62**(9): 5919–5928
- 11 Chen G, Song Y D. Robust fault-tolerant cooperative control of multi-agent systems: A constructive design method. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, **352**(10): 4045–4066
- 12 Xiao Bing, Hu Qing-Lei, Zhang You-Ming. Sliding mode fault tolerant attitude control for flexible spacecraft under actuator fault. *Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2011, **43**: 5–9
(肖冰, 胡庆雷, 张友民. 执行器卡死并失效的航天器姿态稳定控制. 南京航空航天大学学报, 2011, **43**: 5–9)
- 13 Li Xiao-Hang, Zhu Fang-Lai. Simultaneous estimation of actuator and sensor faults for uncertain time-delayed markovian jump systems. *Acta Automatica Sinica*, 2017, **43**(1): 72–82
(李晓航, 朱芳来. 延迟不确定马尔科夫跳变系统的执行器和传感器故障同时估计方法. 自动化学报, 2017, **43**(1): 72–82)
- 14 Yan Rong-Yi, He Xiao, Zhou Dong-Hua. Robust diagnosis of intermittent faults for linear stochastic systems subject to time-varying perturbations. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(7): 1004–1013
(鄢锐易, 何潇, 周东华. 一类存在参数摄动的线性随机系统的鲁棒间歇故障诊断方法. 自动化学报, 2016, **42**(7): 1004–1013)
- 15 Wang W, Wen C Y. Adaptive compensation for infinite number of actuator failures or faults. *Automatica*, 2011, **47**(10): 2197–2210
- 16 Wang C L, Guo L. Adaptive compensation for infinite number of actuator failures with an application to flight control. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2016, **30**(3): 443–455
- 17 Zhang Y W, Qin S J. Adaptive actuator/component fault compensation for nonlinear systems. *AIChE Journal*, 2008, **54**(9): 2404–2412
- 18 Jin X Z, Yang G H. Robust adaptive fault-tolerant compensation control with actuator failures and bounded disturbances. *Acta Automatica Sinica*, 2009, **35**(3): 305–309
- 19 Song G, Tao G. Adaptive state feedback control with sensor failure compensation for asymptotic output tracking. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2019, **33**(1): 130–156
- 20 Ye D, Su L, Wang J L, Pan Y N. Adaptive reliable H_∞ optimization control for linear systems with time-varying actuator fault and delays. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2017, **47**(7): 1635–1643
- 21 Hu Qing-Lei, Zhang Ai-Hua, Li Bo. Adaptive variable structure fault tolerant control of rigid spacecraft under thruster faults. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2013, **34**(4): 909–918
(胡庆雷, 张爱华, 李波. 推力器故障的刚体航天器自适应变结构容错控制. 航空学报, 2013, **34**(4): 909–918)
- 22 Liu L, Liu Y J, Li D P, Tong S C, Wang Z S. Barrier Lyapunov function based adaptive fuzzy FTC for switched systems and its applications to resistance inductance capacitance circuit system. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2020, **50**(8): 3491–3502
- 23 Wang Z S, Liu L, Wu Y M, Zhang H G. Optimal fault-tolerant control for discrete-time nonlinear strict-feedback systems based on adaptive critic design. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2018, **29**(6): 2179–2191
- 24 Wen L Y, Tao G, Yang H, Jiang B. Adaptive Actuator failure compensation for possibly nonminimum-phase systems using control separation based LQ design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2019, **64**(1): 143–158
- 25 Ataei-Esfahani A, Wang Q. Robust failure compensation for a morphing aircraft model using a probabilistic approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, **15**(2): 324–331
- 26 Shen Q K, Shi P, Wang S Y, Shi Y. Fuzzy adaptive control of a class of nonlinear systems with unmodeled dynamics. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2019, **33**(4): 712–730
- 27 Hou De-Long, Wang Qing, Dong Chao-Yang. Adaptive actuator failure compensate control for switched polytopic system of flight vehicles. *Control and Decision*, 2014, **29**(12): 2235–2241
(后德龙, 王青, 董朝阳. 飞行器切换多胞系统执行机构失效自适应补偿控制. 控制与决策, 2014, **29**(12): 2235–2241)
- 28 Yu Jin-Yong, Chen Jie, Zhou Shao-Lei, Gu Wen-Jin. Hypersonic aircraft adaptive fault-tolerant controller design. *Scientia Sinica Informationis*, 2012, **42**(11): 1391–1402
(于进勇, 陈洁, 周绍磊, 顾文锦. 一类高超声速飞行器自适应容错控制器设计. 中国科学: 信息科学, 2012, **42**(11): 1391–1402)
- 29 Zhang K K, Jiang B, Yan X G, Mao Z H, Polycarpou M M. Fault-tolerant control for systems with unmatched actuator faults and disturbances. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2020: 1–1
- 30 Sastry S, Bodson M. *Adaptive Control Stability Convergence and Robustness*, Prentice Hall: Englewood Cliffs, NJ, 1989
- 31 Liu L, Liu Y J, Tong S C, Chen C L P. Integral barrier Lyapunov function based adaptive control for switched nonlinear systems. *Science China Information Sciences*, 2020, **63**(3): 132203:1–132203:14
- 32 Tang L, Li D J. Time-varying barrier Lyapunov function based adaptive neural controller design for nonlinear pure-feedback systems with unknown hysteresis. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2019, **17**(7): 1642–1654
- 33 Ren Zhang, Lian Cheng-Bin, Xiong Zi-Hao. Novel design method of strength robustness adaptive controller for hypersonic vehicle. *Navigation Positioning and Timing*, 2014, **1**(1): 22–30
(任章, 廉成斌, 熊子豪. 高超声速飞行器强鲁棒自适应控制器设计新方法. 导航定位与授时, 2014, **1**(1): 22–30)
- 34 Narendra K S, Balakrishnan J. Improving transient response of adaptive control systems using multiple models and switching. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, **39**(9): 1861–1866
- 35 Narendra K S, Balakrishnan J. Adaptive control using multiple models. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1997, **42**(2): 171–187
- 36 Tan C, Tao G, Qi R Y, Yang H. A direct MRAC based multivariable multiple-model switching control scheme. *Automatica*, 2017, **84**: 190–198
- 37 Yao X L, Yang Y, Su M. A novel adaptive actuator failure compensation scheme based on multi-design integration for half-car active suspension system. *Advances in Mechanical Engineering*, 2019, **11**(12): 1–12
- 38 Wang C, Wen C, Lin Y. Adaptive actuator failure compensation for a class of nonlinear systems with unknown control direction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2016, **62**(1): 385–392

- 39 Yang Q, Ge S S, Sun Y. Adaptive actuator fault tolerant control for uncertain nonlinear systems with multiple actuators. *Automatica*, 2015, **60**: 92–99
- 40 Tong S, Huo B, Li Y. Observer-based adaptive decentralized fuzzy fault-tolerant control of nonlinear large-scale systems with actuator failures. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2013, **22**(1): 1–5
- 41 Ouyang H, Lin Y. Adaptive fault-tolerant control for actuator failures: A switching strategy. *Automatica*, 2017, **81**: 87–95
- 42 Wang H, Liu X, Liu P X, Li S. Robust adaptive fuzzy fault-tolerant control for a class of non-lower-triangular nonlinear systems with actuator failures. *Information Sciences*, 2016, **336**: 60–74
- 43 Wen L Y, Tao G, Yang H, Zhang Y J. An adaptive disturbance rejection control scheme for multivariable nonlinear systems. *International Journal of Control*, 2016, **89**(3): 594–610



文利燕 南京航空航天大学副教授。2016 年获得南京航空航天大学自动化学院博士学位。主要研究方向为自适应控制, 故障诊断与容错控制及其应用。本文通信作者。

E-mail: wenliyan_2017@nuaa.edu.cn

(**WEN Li-Yan** Associate professor

at the College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA). She received her Ph.D. degree from NUAA in 2016. Her research interest covers adaptive control, adaptive fault isolation, and fault tolerant control and their applications. Corresponding author of this paper.)



陶 钢 美国弗吉尼亚大学教授。主要研究方向为自适应控制及应用。

E-mail: gt9s@virginia.edu

(**TAO Gang** Professor at University of Virginia, USA. His research interest covers adaptive control and its applications.)



姜 斌 南京航空航天大学自动化学院教授。主要研究方向为故障诊断与容错控制及应用。

E-mail: binjiang@nuaa.edu.cn

(**JIANG Bin** Professor at the College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics

and Astronautics. His research interest covers fault diagnosis and fault tolerant control and their applications.)



杨 杰 南京航空航天大学自动化学院硕士研究生。主要研究方向为自适应控制及应用。

E-mail: yj1036910954@163.com

(**YANG Jie** Master student at the College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics

and Astronautics. His research interest covers adaptive control and its application.)