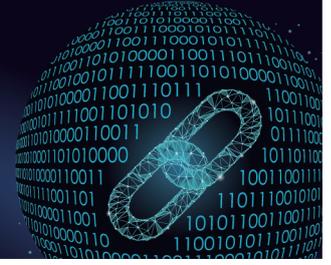




中国科技期刊卓越行动计划项目入选期刊

控制与决策

CONTROL AND DECISION



基于安全边界保护法的非线性系统自适应安全跟踪控制

李小华, 邹嵩楠

引用本文:

李小华, 邹嵩楠. 基于安全边界保护法的非线性系统自适应安全跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(9): 3023–3032.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2023.0757>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

带输入饱和的不确定非线性系统自适应模糊触发式补偿控制

Adaptive fuzzy trigger compensation control for uncertain nonlinear system with input saturation

控制与决策. 2021, 36(12): 3007–3014 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0907>

带有输出约束的柔性关节机械臂预设性能自适应控制

Prescribed performance adaptive control of flexible-joint manipulators with output constraints

控制与决策. 2021, 36(2): 387–394 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0974>

基于神经动态优化的非线性系统近似最优跟踪控制

Approximate optimal tracking control for nonlinear systems based on neurodynamic optimization

控制与决策. 2021, 36(1): 97–104 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0056>

基于数据驱动的非线性网络系统自适应迭代学习控制

Data driven adaptive learning control of nonlinear network system

控制与决策. 2021, 36(6): 1523–1528 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1182>

一类非线性大系统分散自适应预设性能有限时间跟踪控制

Decentralized adaptive prescribed performance finite-time tracking control for a class of large-scale nonlinear systems

控制与决策. 2020, 35(12): 3045–3052 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0623>

基于安全边界保护法的非线性系统自适应安全跟踪控制

李小华[†], 邹嵩楠

(辽宁科技大学 电子与信息工程学院, 辽宁 鞍山 114051)

摘要: 为解决因实际输出约束突变而与期望轨迹发生冲突所引起的系统跟踪的安全性问题, 针对一类具有未知控制方向、未建模动态及时滞的不确定非线性系统, 提出一种自适应安全跟踪控制策略. 基于一种新的预设有限时间性能函数 (prescribed finite-time performance function, PFTPF) 提出一种安全边界保护方法 (secure boundary protection method, SBPM). SBPM 可以自动构建两条自适应调整的安全边界, 确保系统同时满足安全边界约束和 PFTPF 规定的控制性能. 在该方法中提出一种双向滤波平滑机制 (bidirectional filtering smoothing mechanism, BFSM), 能够显著抑制控制输入的大幅抖动.

关键词: 非线性系统; 安全边界保护法; 双向滤波平滑机制; 输出约束; 安全跟踪控制

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2023.0757

引用格式: 李小华, 邹嵩楠. 基于安全边界保护法的非线性系统自适应安全跟踪控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(9): 3023-3032.

Adaptive safe tracking control of nonlinear systems based on a secure boundary protection method

LI Xiao-hua[†], ZOU Song-nan

(School of Electrons and Information Engineering, University of Science and Technology Liaoning, Anshan 114051, China)

Abstract: To address the safe tracking problem of systems caused by the conflict between desired trajectory and sudden changes of actual output constraints, an adaptive safe tracking control strategy is proposed in this paper for a class of uncertain nonlinear systems with unknown control direction, unmodeled dynamics and time delay. A secure boundary protection method (SBPM) is proposed based on a new prescribed finite-time performance function (PFTPF). The SBPM can automatically construct two adaptively adjusted secure boundaries to ensure that the system satisfies both the secure boundary constraints and the control performance specified by PFTPF. In this method, a bidirectional filtering smoothing mechanism (BFSM) is proposed, which significantly suppresses the large jitter of the control input.

Keywords: nonlinear systems; secure boundary protection method; bidirectional filtering smoothing mechanism; output constraints; safe tracking control

0 引言

在实际控制系统中, 系统的状态往往需要满足特定的约束条件, 这些约束包括物理边界约束和控制性能约束. 物理边界约束主要包括输出约束和全状态约束^[1-3]. 例如, 无人机穿越狭窄的山谷时, 需要保证安全的飞行范围, 否则会与周围的山壁发生碰撞. 因此, 这种约束控制的研究具有重要价值. 目前, 此类约束控制问题已被广泛研究^[4-6].

约束控制通常使用障碍李雅普诺夫函数 (barrier

Lyapunov function, BLF) 方法进行设计. BLF 的选择主要包括: 对数型 BLF^[7-8]、分数型 BLF^[4,9]、正切型 BLF^[10-11] 和积分型 BLF^[12-13]. 目前大多数的跟踪控制研究都假定期望轨迹总是在实际输出约束之内, 然而输出的实际约束范围在系统运行过程中可能会发生意外的变化, 这可能导致期望轨迹违反输出约束的情况, 因此传统的输出约束控制方法 (如 BLF 方法) 在该情形下失效. 为了解决这个问题, 文献 [14-17] 给出了一种通过修正期望轨迹而获得的安全跟踪控制方

收稿日期: 2023-06-01; 录用日期: 2023-09-07.

基金项目: 吉林大学汽车仿真与控制国家重点实验室开放基金项目 (20210219); 辽宁科技大学研究生科技创新项目 (LKDYC202206).

[†]通讯作者. E-mail: lixiaohua6412@163.com.

案,使系统通过跟踪输出约束改变后重新设计的新期望轨迹,确保系统输出不违反实际输出约束.然而,这类方法修改期望轨迹的过程是相当复杂的,并且当系统控制性能不佳时,输出可能会逃逸出输出约束范围.此外,这种方法会产生一个剧烈变化的期望轨迹^[15],从而造成控制输入的过度抖动.解决这个问题具有重要的实用价值.

除了考虑系统运行的物理边界约束外,控制性能约束也是一个重要问题.预设性能控制可以解决这个问题^[18],它可以同时确保系统的暂态和稳态性能.文献[19]通过将预设性能控制与有限时间控制相结合,提出了一种新的预设有限时间性能函数(prescribed finite-time performance function, PFTPF),它可以使系统在函数预设定的停息时间内收敛到稳态精度范围.然而,上述性能函数在收敛过程中只有一个可调参数,它只能通过调整系统的停息时间来调整性能约束函数的收敛率.如果停息时间固定了,则函数的收敛速度将不能调整.因此,需要设计一个新的函数来更灵活和全面地调整控制性能.

在实际应用中,有许多控制方向未知的非线性系统,如船舶转向系统、一些超混沌系统等.由于缺乏控制方向的先验知识,为这些系统设计控制器较为困难.文献[20]提出了Nussbaum方法来解决未知控制方向的问题.如今,越来越多的研究人员利用Nussbaum技术解决控制方向未知的非线性系统的自适应控制问题,并出现了大量的成果^[21-24].

在实际中,由于测量噪声、模型简化等因素的存在,使得未建模动态可能会在实际工程系统中出现.如果这些未建模动态没有在实际控制中被考虑,则可能会影响控制效果,甚至出现失控的情况.因此,在实际控制中考虑未建模动态是十分必要的.近年来,对于具有未建模动态的非线性系统的鲁棒控制问题的研究已有了许多成果^[25-28].

受上述分析的启发,本文将文献[14-17]中的方法与预设性能控制相结合而提出一个安全边界保护法,主要借鉴他们方法中调整期望轨迹的思路来设计这个安全边界,用预设性能控制来保证控制的性能和精度,从而实现系统的安全跟踪控制.本文中基于安全边界保护方法设计一个预设有限时间安全跟踪控制器,当期望轨迹与实际输出约束相冲突时,该控制器可以保证系统的安全运行.本文的主要贡献如下:

1) 提出一种安全边界保护方法(secure boundary protection method, SBPM).该方法生成的安全边界可以根据实际输出约束边界自动调整,保证系统的安全运行.与文献[14-17]提出的方案不同,本文所提出的

方法可以通过PFTPF约束输出的控制性能,将系统输出严格限制在安全边界内,并且该方法考虑了实际约束边界是时变的,并且可能发生突变.

2) 由于实际输出约束的边界可能会突然变化,安全边界也将会突然变化,系统输出会急剧变化以避免违反实际输出约束,这种情况将导致控制输入的过度抖动.本文提出一种双向滤波平滑机制(bidirectional filtering smoothing mechanism, BFSM),在不影响跟踪性能的情况下,使系统输出的变化尽可能平滑,可以显著抑制控制输入的大幅抖动.

3) 开发一种新的PFTPF,使其稳态精度、停息时间和收敛速度可以通过设计参数灵活调整.与现有PFTPF相比,所提出的PFTPF具有更好的收敛性能.

4) 与文献[14-17]中的方法相比,所提出的SBPM的计算复杂性大大降低,控制设计也得到了简化.

1 问题描述和预备知识

1.1 系统描述

考虑以下非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{z} = q(z, x); \\ \dot{x}_i = \\ f_i(\bar{x}_i) + g_i(\bar{x}_i)x_{i+1} + h_i(\bar{x}_i(t - \tau_i)) + \Delta_i(\bar{x}_i, z, t), \\ \quad i = 1, 2, \dots, n-1; \\ \dot{x}_n = \\ f_n(\bar{x}_n) + g_n(\bar{x}_n)u + h_n(\bar{x}_n(t - \tau_n)) + \Delta_n(\bar{x}_n, z, t); \\ y(t) = x_1(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbf{R}^n$, $\bar{x}_i = [x_1, \dots, x_i]^T \in \mathbf{R}^i$, $u \in \mathbf{R}$, $y \in \mathbf{R}$ 分别是系统状态、控制输入和系统输出; $f_i(\bar{x}_i)$, $g_i(\bar{x}_i)$, $h_i(\bar{x}_i(t - \tau_i))$, $i = 1, 2, \dots, n$, 代表未知非线性函数; z 被称为未建模的动态; $\Delta_i(\bar{x}_i, z, t)$ 代表时变但有界的外部干扰; $\Delta_i(\bar{x}_i, z, t)$ 和 $q(z, x)$ 是不确定的Lipschitz连续函数.

假设1^[21] 函数 $g_i(\bar{x}_i)$ 的符号未知,存在两个未知常数 \bar{g}_i 和 \underline{g}_i , 使得 $0 \leq \underline{g}_i < |g_i(\bar{x}_i)| < \bar{g}_i$.

假设2^[28] 对于 $\Delta_i(\bar{x}_i, z, t)$, 存在非负未知光滑函数 $\phi_{i1}(\cdot)$ 和非负递增未知光滑函数 $\phi_{i2}(\cdot)$, 使得

$$|\Delta_i| \leq \phi_{i1}(|(x_1, \dots, x_i)|) + \phi_{i2}(|z|). \quad (2)$$

假设3^[25] 式(1)中的未建模动态是指输入-状态实际稳定的(exp-ISpS), 即对于系统 $\dot{z} = q(z, x, t)$, 存在一个 exp-ISpS Lyapunov 函数 $V(z)$, 使得

$$\alpha_1(|z|) \leq V(z) \leq \alpha_2(|z|), \quad (3)$$

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} q(z, x) \leq -c_0 V(|z|) + \mu_0(|x|) + d_0. \quad (4)$$

其中: $\alpha_1, \alpha_2, \mu_0$ 是 K_∞ 函数, c_0 和 d_0 是已知正常数.

假设4^[21] 期望轨迹 y_d 以及它的高阶导数 $y_d^{(i)}$ 是连续且有界的, 其中 $i = 1, 2, \dots, n$.

控制目标: 1) 系统输出按照安全边界约束运行, 不违反实际输出约束; 2) 保证跟踪误差服从 PFTPF 的约束, 即满足预设的暂态和稳态性能.

1.2 预备知识

定义1^[19] 若一个连续函数 $\phi(t)$ 满足: 1) $\phi(t)$ 是 C^n 函数; 2) $\phi(t) > 0$; 3) $\dot{\phi}(t) \leq 0$; 4) $\lim_{t \rightarrow T} \phi(t) = l$, 当 $t \geq T, \phi(t) = l$, 则称 $\phi(t)$ 是 PFTPF. 其中: $l > 0$ 和 $T > 0$ 是设计参数, T 被称为停息时间, 表示预设性能进入稳态精度范围的时间.

本文采用以下函数作为 PFTPF:

$$\phi(t) = \begin{cases} \left(\frac{T-t}{T}\right)^q K + l, & 0 \leq t < T; \\ l, & t \geq T. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $K > 0, q \geq n + 1$ 是函数的设计参数. 显然, 式(5)中的函数符合上述性质1)~性质4).

为了说明该 PFTPF 的优越性, 图1和图2给出与文献[19]中 PFTPF 的比较. 文献[19]中的 PFTPF 为

$$\bar{\phi}(t) = \begin{cases} \left(v_0 - \frac{t}{T_f}\right) e^{\left(1 - \frac{T_f}{T_f - t}\right)} + v_{T_f}, & 0 \leq t < T_f; \\ v_{T_f}, & t \geq T_f. \end{cases} \quad (6)$$

其中: $v_0 > 1, v_{T_f} > 0$ 是设计参数; $T_f > 0$ 是停息时间. 图1显示了当 $T = 4$ 时, 不同的 q 对应的调整效果. 在图2中可以看到, 当 T 与 T_f 相同时, 本文的性能函数可以实现更好的约束性能.

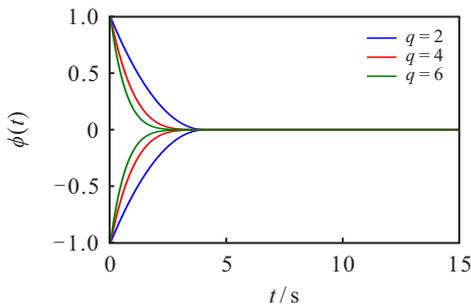


图1 不同q值下的PFTPF $\phi(t)$

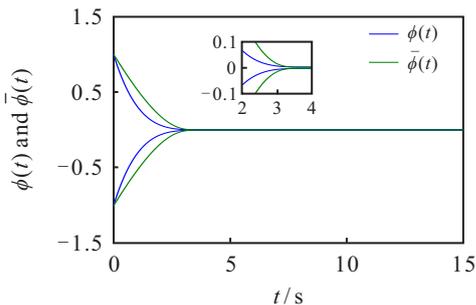


图2 $\phi(t)$ 与 $\bar{\phi}(t)$ 的对比

引理1^[27] 如果 V 是一个控制系统 $\dot{z} = q(z, x, t)$ 的 exp-ISpS Lyapunov 函数, 那么对于任何处于区间 $(0, c_0)$ 的常数 \bar{c} , 初始条件 $z_0 = z(0)$, 以及任意光滑函数 $\bar{\mu}(x_1) \geq \mu(|x_1|)$, 存在一个 $t \geq 0$ 时的非负函数 $D(t)$, 一个动态信号

$$\dot{r} = -\bar{c}r + \bar{\mu}(x_1(t)) + d_0, \quad r(0) = r_0, \quad (7)$$

以及一个有限时间 $T_0 = T_0(\bar{c}, r_0, z_0)$, 使得当 $t > T_0$ 时, 有 $D(t) = 0$, 并且

$$V(z(t)) \leq r(t) + D(t), \quad \forall t \geq 0. \quad (8)$$

其中: r_0 是 r 的初始条件, d_0 是一个已知正定常数. 根据文献[26], 选择 $\bar{\mu}(s) = s^2 \mu_0(s^2)$, 其中 $\bar{\mu}(\cdot)$ 是一个非负的平滑函数. 因此, 式(7)转变为

$$\dot{r} = -\bar{c}r + x_1^2 \mu_0(|x_1^2|) + d_0, \quad r(0) = r_0, \quad (9)$$

其中 μ_0 是一个非负光滑函数.

引理2^[27] 对于任意变量 $\eta \in \mathbf{R}$ 和常数 $\epsilon > 0$, 有

$$0 \leq |\eta| - \eta \tanh\left(\frac{\eta}{\epsilon}\right) \leq \delta \epsilon, \quad \delta = 0.2785. \quad (10)$$

引理3^[26] 考虑一类集合 $\Omega_\eta := \{\eta \mid \eta < 0.8814v\}$, 对于 $\forall \eta \notin \Omega_\eta$, 有下面不等式成立:

$$1 - 2 \tanh^2\left(\frac{\eta}{v}\right) \leq 0. \quad (11)$$

引理4^[26] 对于常数 $\eta > 0$ 和任意变量 $p \in \mathbf{R}$, 以下等式成立:

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p} \tanh^2\left(\frac{p}{\eta}\right) = 0. \quad (12)$$

定义2^[23] 如果连续函数 $N(\cdot)$ 满足

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \sup \frac{1}{s} \int_0^s N(\zeta) d\zeta = \infty, \quad (13)$$

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \inf \frac{1}{s} \int_0^s N(\zeta) d\zeta = -\infty, \quad (14)$$

则 $N(\cdot)$ 被称为 Nussbaum 函数. 本文选择 $\zeta^2 \cos(\zeta)$ 作为 Nussbaum 函数.

引理5^[21] 设 $V(\cdot)$ 和 $N(\cdot)$ 是定义在 $[0, t_f)$ 上的连续函数, $V(\cdot) \geq 0, \forall t \in [0, t_f), g(x(\tau))$ 是时变的变量, 在未知封闭区间 $I := [l^-, l^+]$ 内取值, 若满足

$$V(t) \leq c_0 + e^{-c_1 t} \left(\int_0^t g(x(\tau)) N(\zeta) \dot{\zeta} e^{c_1 \tau} d\tau + \int_0^t \dot{\zeta} e^{c_1 \tau} d\tau \right), \quad (15)$$

则 $V(\cdot)$ 和 $\zeta(\cdot)$ 在 $[0, t_f)$ 上是有界的, 其中 c_0 是适当的常数, $c_1 > 0$.

引理6^[6] 径向基函数神经网络被用来逼近一个连续有界函数 $f(Z): \mathbf{R}^v \rightarrow \mathbf{R}$, 有

$$f(Z) = \theta^{*T} \varphi(Z) + w(Z), \quad Z \in \Omega_Z \subset \mathbf{R}^v. \quad (16)$$

其中: θ^* 是理想权重; $\varphi(Z)$ 是高斯基函数; $Z \in \Omega_Z \subset \mathbf{R}^v$ 是输入向量, v 是输入维数; $w(Z)$ 表示逼近误差, $w(Z) \leq W$, $W > 0$ 是一个未知常数.

1.3 安全边界保护法

对于系统的输出约束 $\rho_2(t) < x_1 < \rho_1(t)$, 通常假设 $\rho_2(t) < y_d < \rho_1(t)$, 但在实际应用中, 实际输出约束可能由于某些意外情况而突然改变, 这将导致实际输出约束与 y_d 发生冲突, 使得系统输出进入危险范围, 见图3. 因此, 本文提出SBPM来解决该问题.

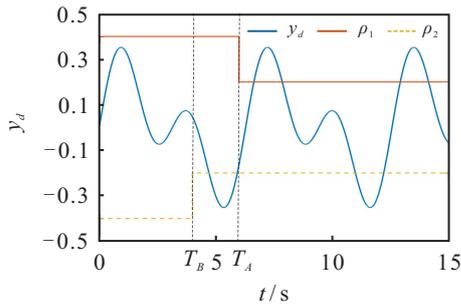


图3 实际输出约束和 y_d

考虑下面输出约束的突变情况:

$$\rho_1(t) = \begin{cases} \rho_{11}(t), & t < T_A; \\ \rho_{12}(t), & t \geq T_A; \end{cases} \quad (17)$$

$$\rho_2(t) = \begin{cases} \rho_{21}(t), & t < T_B; \\ \rho_{22}(t), & t \geq T_B. \end{cases} \quad (18)$$

其中: ρ_1 是上约束, ρ_2 是下约束; ρ_{11} 、 ρ_{12} 、 ρ_{21} 、 ρ_{22} 是平滑函数; T_A 、 T_B 表示上、下约束的突变时刻, 见图3, 实际应用中 T_A 和 T_B 可以通过检测得知.

为了处理这种实际输出约束突然变化时的安全跟踪问题, 提出一个安全边界的概念. 所谓安全边界是指两条不违反实际输出约束的曲线. 安全边界的构造思想是根据期望轨迹为被约束变量设置一个期望边界, 当期望边界不违反实际输出约束时, 系统输出可以根据PFTPF规定的性能跟踪期望轨迹; 当期望边界即将违反实际输出约束时, 期望边界将自动调整, 使其不违反实际输出约束, 从而形成安全边界. 安全边界形成的过程如下. 为了实现控制目标, 系统的输出应被约束在期望边界内, 即满足

$$\bar{k}_{\text{down}}(t) < x_1(t) < \bar{k}_{\text{up}}(t), \quad t \geq 0. \quad (19)$$

其中: $\bar{k}_{\text{up}}(t)$ 、 $\bar{k}_{\text{down}}(t)$ 是期望边界, 定义为

$$\bar{k}_{\text{up}}(t) = y_d(t) + \phi(t), \quad (20)$$

$$\bar{k}_{\text{down}}(t) = y_d(t) - \phi(t). \quad (21)$$

显然, 如果满足不等式(19), 系统输出将被严格限制

在期望边界内, 控制性能可以通过 $\phi(t)$ 来精确调整. 如果期望边界违反了实际输出约束, 它将被自动调整以形成安全边界. 由于实际输出约束的边界可能会突然改变, 为了避免违反实际输出约束, 安全边界将立即变化, 从而使安全边界出现折点, 不光滑. 这种情况也会导致系统输出剧烈变化, 以及控制输入的过度抖动. 为了获得一个平滑且不偏离期望轨迹的安全边界, 本文提出一种双向滤波的思想, 即BFSM方法.

注1 双向滤波是指常规的一阶滤波和反向滤波. 前者是指将被滤波函数作为输入, 将滤波后的函数及其导数作为输出, 而反向滤波是指将被滤波函数及其导数作为输入, 滤波后函数作为输出.

BFSM的大致思路是: 第1步对实际输出约束和期望边界进行反向滤波, 生成虚拟输出约束和虚拟安全边界; 第2步通过自调整规律(self-adjustment law, SAL)保证虚拟安全边界不违反虚拟输出约束, SAL将在稍后详细介绍; 最后一步对虚拟安全边界进行正向滤波, 生成安全边界. BFSM方法的具体描述如下.

首先, 使用反向滤波构建以下虚拟输出约束:

$$\hat{\rho}_1 = \begin{cases} \sigma \dot{\rho}_{11} + \rho_{11} = \hat{\rho}_{11}, & t < T_A; \\ \sigma \dot{\rho}_{12} + \rho_{12} = \hat{\rho}_{12}, & t \geq T_A; \end{cases} \quad (22)$$

$$\hat{\rho}_2 = \begin{cases} \sigma \dot{\rho}_{21} + \rho_{21} = \hat{\rho}_{21}, & t < T_B; \\ \sigma \dot{\rho}_{22} + \rho_{22} = \hat{\rho}_{22}, & t \geq T_B. \end{cases} \quad (23)$$

其中: σ 是一个滤波常数, $\hat{\rho}_1$ 、 $\hat{\rho}_2$ 代表虚拟输出约束. 同时, 使用反向滤波构建以下虚拟安全边界:

$$\hat{k}_{\text{up}} = \sigma \dot{\bar{k}}_{\text{up}} + \bar{k}_{\text{up}}, \quad (24)$$

$$\hat{k}_{\text{down}} = \sigma \dot{\bar{k}}_{\text{down}} + \bar{k}_{\text{down}}, \quad (25)$$

其中 \hat{k}_{up} 和 \hat{k}_{down} 是虚拟安全边界. 方程(22)~(25)的目的是对实际输出约束和期望边界进行反向滤波以获得虚拟输出约束和虚拟安全边界. 虚拟安全边界经过SAL调整后, 进行正向滤波, 从而获得安全边界. 通过将 \hat{k}_{up} 和 \hat{k}_{down} 作为滤波器的输入, k_{up} 、 k_{down} 、 \dot{k}_{up} 、 \dot{k}_{down} 可以由下式求解得到:

$$\dot{k}_{\text{up}} = \frac{\hat{k}_{\text{up}} - k_{\text{up}}}{\sigma}, \quad (26)$$

$$\dot{k}_{\text{down}} = \frac{\hat{k}_{\text{down}} - k_{\text{down}}}{\sigma}, \quad (27)$$

其中 k_{up} 、 k_{down} 是安全边界. 通过这种方式, 当期望轨迹与实际输出约束发生冲突时, 可以得到一个平滑的实际安全边界, 并且当期望轨迹与实际输出约束不发生冲突时, 安全边界还原为期望边界.

SAL的具体规则如下. 为了描述方便, 只考虑违反上约束边界的情况, 而违反下边界的情况类似, 这里省略. SAL的自调整可以被分为以下3种情况.

情况1: 当 $t \geq T_A$ 时, 如果 $\hat{k}_{up}(T_A) \leq \hat{\rho}_1(T_A)$, 则安全边界的SAL如下:

当 $\hat{k}_{up}(t) \geq \hat{\rho}_1(t)$, 有

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \hat{\rho}_1, \\ \hat{k}_{down} = \hat{\rho}_1 - 2\phi(t); \end{cases}$$

否则

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \hat{k}_{up}, \\ \hat{k}_{down} = \hat{k}_{down}. \end{cases} \quad (28)$$

情况2: 假设系统可以提前 t_m 时间获得实际物理边界突然变化的信息. 如果当 $t \geq T_A - t_m$ 时, 有 $\hat{k}_{up}(T_A) > \hat{\rho}_1(T_A)$ 和 $\hat{k}_{up}(T_A - t_m) \leq \hat{\rho}_1(T_A)$ 满足, 则安全边界的SAL如下:

当 $\hat{k}_{up}(t) \geq \hat{\rho}_{12}(t)$, 有

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \hat{\rho}_{12}, \\ \hat{k}_{down} = \hat{\rho}_{12} - 2\phi(t); \end{cases}$$

否则

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \hat{k}_{up}, \\ \hat{k}_{down} = \hat{k}_{down}. \end{cases} \quad (29)$$

情况3: 当 $t \geq T_A - t_m$ 时, 如果满足不等式 $\hat{k}_{up}(T_A) > \hat{\rho}_1(T_A)$ 和 $\hat{k}_{up}(T_A - t_m) > \hat{\rho}_1(T_A)$, 与情况1和情况2不同, 在该情况下需要SAL在 T_A 时刻之前将安全边界带回安全范围内. 为了达成此目标, 定义一条下降的直线 $\tilde{k}_{up}(t) = \hat{k}_{up}(T_A - t_m) - \omega t$ 以及一个可调整的虚拟输出约束 $\tilde{\rho}_{1i}(t)$. ω 和 $\tilde{\rho}_{1i}(t)$ 由图4中的搜索算法确定. 在图4中, ρ_m 和 ω_m 分别是 $\tilde{\rho}_{1i}(t)$ 和 ω 的搜索步长, ω_{max} 和 ω_0 是正的设计常数.

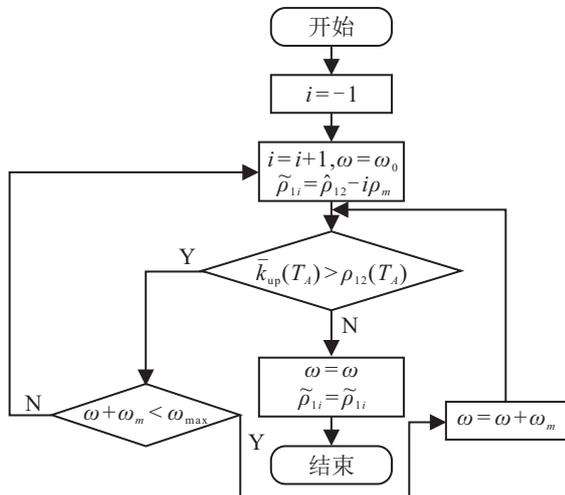


图4 ω 和 $\tilde{\rho}_{1i}$ 的选择过程

情况3)的SAL如下:

当 $\tilde{k}_{up}(t) > \tilde{\rho}_{1i}(t)$, $t < T_A$ 时, 有

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \tilde{k}_{up}(t) = \tilde{k}_{up}(T_A - t_m) - \omega t, \\ \hat{k}_{down} = \hat{k}_{up} - 2\phi(t); \end{cases}$$

当 $\tilde{k}_{up}(t) \leq \tilde{\rho}_{1i}(t)$, $t < T_A$ 时, 有

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \tilde{\rho}_{1i}(t), \\ \hat{k}_{down} = \tilde{\rho}_{1i}(t) - 2\phi(t); \end{cases}$$

当 $\hat{k}_{up}(t) \geq \tilde{\rho}_{1i}(t)$, $t \geq T_A$ 时, 有

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \tilde{\rho}_{1i}(t), \\ \hat{k}_{down} = \tilde{\rho}_{1i}(t) - 2\phi(t); \end{cases}$$

否则

$$\begin{cases} \hat{k}_{up} = \hat{k}_{up}, \\ \hat{k}_{down} = \hat{k}_{down}. \end{cases} \quad (30)$$

SBPM的实施步骤如图5所示.

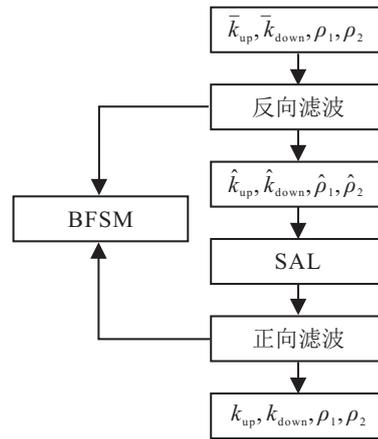


图5 SBPM的实施步骤

为了说明BFSSM的有效性, 这里给出一个仿真案例, 展示出未经滤波处理的安全边界(SBWF)、带有一阶滤波器的安全边界(SBWFOF)和带有BFSSM的安全边界之间的对比, 见图6. 仿真结果显示了3种不同方法生成的安全边界的平滑效果. 可以看出, 本文提出的BFSSM不仅可以平滑安全边界, 而且可以保证在不违反约束条件时安全边界更接近期望轨迹 y_d .

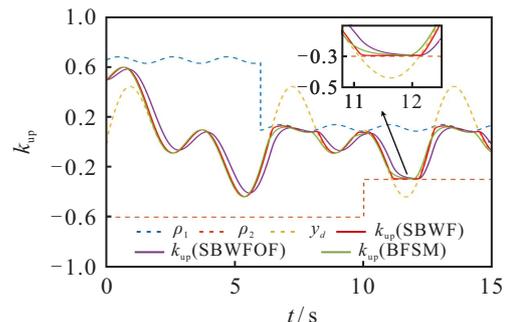


图6 不同方法生成的安全边界

2 控制器设计

构建以下坐标变换:

$$z_1 = x_1, \quad (31)$$

$$z_i = x_i - \alpha_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, n, \quad (32)$$

其中 α_{i-1} 是虚拟控制律. 引入一阶滤波器

$$j_i \dot{\hat{\alpha}}_i + \hat{\alpha}_i = \alpha_i, \quad \hat{\alpha}_i(0) = \alpha_i(0), \quad (33)$$

其中 j_i 是一个正常数. 将滤波误差定义为

$$e_i = \alpha_i - \hat{\alpha}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, \quad (34)$$

其中 $\hat{\alpha}_i$ 是滤波输出. 进行如下变量转换:

$$\varepsilon_1 = 0.5 \ln(-k_{\text{down}} + z_1) - 0.5 \ln(k_{\text{up}} - z_1). \quad (35)$$

对式(35)求导得

$$\dot{\varepsilon}_1 = M_1(f_1 + g_1 x_2 + h_1(x_1(t - \tau_1)) + \Delta_1) + \beta_1. \quad (36)$$

其中

$$M_1 = 0.5 \left(\frac{1}{-k_{\text{down}} + z_1} + \frac{1}{k_{\text{up}} - z_1} \right),$$

$$\beta_1 = \frac{\partial \varepsilon_1}{\partial k_{\text{down}}} \dot{k}_{\text{down}} + \frac{\partial \varepsilon_1}{\partial k_{\text{up}}} \dot{k}_{\text{up}}.$$

step 1: 构建以下李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 + e^{-(t-\tau_1)} \int_{t-\tau_1}^t e^\tau P_1(x_1(\tau)) d\tau + \frac{1}{\gamma} r + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1. \quad (37)$$

其中: $\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta}_1 - \theta_1^*$ 为神经网络权向量的估计误差, γ 为一个正常数. 将 $P_1(x_1(\tau))$ 选择为

$$P_1(x_1(\tau)) = \frac{1}{4} h_1^2(x_1). \quad (38)$$

结合式(38),对式(37)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \varepsilon_1(M_1(f_1 + g_1 x_2 + h_1(x_1(t - \tau_1)) + \Delta_1) + \\ & \beta_1) + \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 + \frac{e^{\tau_1}}{4} h_1^2(x_1) - \frac{1}{4} h_1^2(x_1(t - \tau_1)) - \\ & \frac{\bar{c}}{\gamma} r + \frac{1}{\gamma} x_1^2 \mu_0(|x_1|^2) + \frac{1}{\gamma} d_0 - \\ & e^{-(t-\tau_1)} \int_{t-\tau_1}^t e^\tau P_1(x_1(\tau)) d\tau. \end{aligned} \quad (39)$$

利用杨氏不等式和假设2,可以得到

$$\varepsilon_1 M_1 h_1(x_1(t - \tau_1)) \leq \varepsilon_1^2 M_1^2 + \frac{1}{4} h_1^2(x_1(t - \tau_1)), \quad (40)$$

$$\varepsilon_1 M_1 \Delta_1 \leq |\varepsilon_1 M_1| \phi_{11}(|x_1|) + |\varepsilon_1 M_1| \phi_{12}(|z|). \quad (41)$$

利用引理2,有

$$|\varepsilon_1 M_1| \phi_{11}(|x_1|) \leq \bar{\varepsilon} + \varepsilon_1 M_1 \hat{\phi}_{11}. \quad (42)$$

其中: $\bar{\varepsilon} = 0.2785\epsilon$, ϵ 是根据引理2引入的正常数;

$$\hat{\phi}_{11} = \phi_{11} \tanh\left(\frac{\varepsilon_1 M_1 \phi_{11}}{\epsilon}\right).$$

由式(3)和(8)可知 $|z| \leq \alpha_1^{-1}(r + D_1)$,又由假设2和假设3可知 α_1^{-1} 和 ϕ_{12} 是递增函数,结合杨氏不等式和引理2得

$$|\varepsilon_1 M_1| \phi_{12}(|z|) \leq |\varepsilon_1 M_1| \phi_{12} \circ \alpha_1^{-1}(r + D_1) \leq \bar{\varepsilon} + \varepsilon_1 M_1 \hat{\phi}_{12} + \varepsilon_1^2 M_1^2 + d_1. \quad (43)$$

其中

$$\hat{\phi}_{12} = \phi_{12} \circ \alpha_1^{-1}(2r) \tanh\left(\frac{\varepsilon_1 M_1 \phi_{12} \circ \alpha_1^{-1}(2r)}{\epsilon}\right),$$

$$d_1 = \frac{1}{4} (\phi_{12} \circ \alpha_1^{-1}(2D_1))^2, \quad \bar{\varepsilon} = 0.2785\epsilon.$$

将式(40)~(43)代入(39)得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & \varepsilon_1 M_1 \left(f_1 + \hat{\phi}_{11} + \hat{\phi}_{12} + \frac{e^{\tau_1}}{4\varepsilon_1 M_1} h_1^2(x_1) + \right. \\ & \left. \frac{1}{\gamma \varepsilon_1 M_1} x_1^2 \mu_0(|x_1|^2) \right) + \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 + \varepsilon_1 M_1 g_1 z_2 + \\ & \varepsilon_1 M_1 g_1 \alpha_1 + 2\varepsilon_1^2 M_1^2 - \frac{1}{\gamma} \bar{c} r + \varepsilon_1 \beta_1 + 2\bar{\varepsilon} + d_1 + \\ & \frac{1}{\gamma} d_0 - e^{-(t-\tau_1)} \int_{t-\tau_1}^t e^\tau P_1(x_1(\tau)) d\tau. \end{aligned} \quad (44)$$

为避免奇异问题,由引理4引入双曲正切函数

$$\begin{aligned} \frac{e^{\tau_1}}{4\varepsilon_1 M_1} h_1^2(x_1) + \frac{1}{\gamma \varepsilon_1 M_1} x_1^2 \mu_0(|x_1|^2) = \\ \frac{2}{\varepsilon_1 M_1} \tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right) H_1 + \frac{1}{\varepsilon_1 M_1} \left(1 - 2\tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right)\right) H_1. \end{aligned} \quad (45)$$

其中: v 是正常数, $H_1 = \frac{e^{\tau_1}}{4} h_1^2(x_1) + \frac{1}{\gamma} x_1^2 \mu_0(|x_1|^2)$. 令

$$F_1 = f_1 + \hat{\phi}_{11} + \hat{\phi}_{12} + \frac{2}{\varepsilon_1 M_1} \tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right) H_1,$$

进一步得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & \varepsilon_1 M_1 F_1 + \left(1 - 2\tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right)\right) H_1 + \tilde{\theta}_1^T \dot{\hat{\theta}}_1 + \\ & \varepsilon_1 M_1 g_1 z_2 + \varepsilon_1 M_1 g_1 \alpha_1 + 2\varepsilon_1^2 M_1^2 - \frac{1}{\gamma} \bar{c} r - \\ & e^{-(t-\tau_1)} \int_{t-\tau_1}^t e^\tau P_1(x_1(\tau)) d\tau + \varepsilon_1 \beta_1 + 2\bar{\varepsilon} + d_1 + \frac{1}{\gamma} d_0. \end{aligned} \quad (46)$$

由引理6得

$$F_1 = \theta_1^{*T} \phi_1 + w_1, \quad w_1 < W_1, \quad (47)$$

其中 W_1 是一个未知的正常数. 将虚拟控制律设定为

$$\alpha_1 = N_1(\zeta_1) \eta_1, \quad (48)$$

$$\dot{\zeta}_1 = \varepsilon_1 M_1 \eta_1, \quad (49)$$

$$\eta_1 = \frac{k_1}{2M_1}\varepsilon_1 + \frac{\beta_1}{M_1} + \hat{\theta}_1^T \phi_1 + 4\varepsilon_1 M_1, \quad (50)$$

其中 k_1 为正常数. 自适应律被设定为

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \varepsilon_1 M_1 \phi_1 - \lambda_1 \hat{\theta}_1, \quad (51)$$

其中 $\lambda_1 > 0$ 为设计参数. 将式(47)~(51)代入(46)中得

$$\dot{V}_1 \leq -\gamma_1 V_1 + m_1 + g_1 N(\zeta_1) \dot{\zeta}_1 + \dot{\zeta}_1. \quad (52)$$

其中

$$\gamma_1 = \min\{k_1, \lambda_1, \bar{c}, 1\},$$

$$m_1 = 2\bar{c} + d_1 + \frac{1}{\gamma} d_0 + \frac{W_1^2}{4} + \frac{\lambda_1}{2} \theta_1^{*T} \theta_1^* +$$

$$\left(1 - 2 \tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right)\right) H_1 + \frac{\bar{g}_1^2 z_2^2}{4}.$$

step i ($2 \leq i \leq n$): 构建以下李雅普诺夫函数:

$V_i =$

$$\frac{1}{2} z_i^2 + e^{-(t-\tau_i)} \int_{t-\tau_i}^t e^\tau P_i(x_i(\tau)) d\tau + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2} e_{i-1}^2. \quad (53)$$

其中: $\tilde{\theta}_i = \hat{\theta}_i - \theta_i^*$ 是神经网络权向量的估计误差, e_{i-1} 是式(34)定义的滤波误差, $P_i(x_i(\tau))$ 可以选择为

$$P_i(x_i(\tau)) = \frac{1}{4} h_i^2(x_i). \quad (54)$$

对式(53)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & z_i(f_i + g_i x_{i+1} + h_i(x_i(t - \tau_i))) + \Delta_i - \dot{e}_{i-1} - \\ & \dot{\alpha}_{i-1} + \tilde{\theta}_i^T \dot{\hat{\theta}}_i + e_{i-1} \dot{e}_{i-1} - \frac{1}{4} h_i^2(x_i(t - \tau_i)) + \\ & \frac{e^{\tau_i}}{4} h_i^2(x_i) - e^{-(t-\tau_i)} \int_{t-\tau_i}^t e^\tau P_i(x_i(\tau)) d\tau, \end{aligned} \quad (55)$$

其中 $\dot{e}_{i-1} = -\frac{e_{i-1}}{j_{i-1}} - \dot{\alpha}_{i-1}$. 因为 $\dot{\alpha}_{i-1}$ 是一个在紧集 G_{i-1} 上的连续函数, 所以在给定的初始条件下, $\dot{\alpha}_{i-1}$ 有一个最大值 B_{i-1} ^[15]. 利用杨氏不等式和假设2, 可以得到

$$-z_i \dot{e}_{i-1} \leq \frac{e_{i-1}^2}{4j_{i-1}} + \frac{(1+j_{i-1})z_i^2}{j_{i-1}} + \frac{1}{4} B_{i-1}^2, \quad (56)$$

$$e_{i-1} \dot{e}_{i-1} \leq -\frac{e_{i-1}^2}{j_{i-1}} + \frac{1}{2} e_{i-1}^2 + \frac{1}{2} B_{i-1}^2, \quad (57)$$

$$z_i h_i(x_i(t - \tau_i)) \leq z_i + \frac{1}{4} h_i^2(x_i(t - \tau_i)). \quad (58)$$

与 step 1 类似, 引入双曲正切函数得到

$$\dot{V}_i \leq z_i F_i + \left(1 - 2 \tanh^2\left(\frac{z_i}{v}\right)\right) H_i + \tilde{\theta}_i^T \dot{\hat{\theta}}_i +$$

$$z_i g_i z_{i+1} + \frac{3}{4} B_{i-1}^2 + z_i g_i \alpha_i + 2z_i^2 +$$

$$\frac{(1+j_{i-1})z_i^2}{j_{i-1}} - e^{-(t-\tau_i)} \int_{t-\tau_i}^t e^\tau P_i(x_i(\tau)) d\tau +$$

$$2\bar{c} + d_i - \left(\frac{3}{4j_{i-1}} - \frac{1}{2}\right) e_{i-1}^2. \quad (59)$$

其中

$$F_i = f_i + \hat{\phi}_{i1} + \hat{\phi}_{i2} + \frac{2}{z_i} \tanh^2\left(\frac{z_i}{v}\right) H_i,$$

$$H_i = \frac{e^{\tau_i}}{2} h_i^2(x_i), \quad \hat{\phi}_{i1} = \phi_{i1} \tanh\left(z_i \frac{\phi_{i1}}{\epsilon}\right),$$

$$\hat{\phi}_{i2} = \phi_{i2} \circ \alpha_i^{-1}(2r) \tanh\left(z_i \frac{\phi_{i2} \circ \alpha_i^{-1}(2r)}{\epsilon}\right),$$

$$d_i = \frac{1}{4} (\phi_{i2} \circ \alpha_i^{-1}(2D_i))^2, \quad \bar{c} = 0.2785\epsilon.$$

使用神经网络逼近 F_i . 将虚拟控制律设置为

$$\alpha_i = N_i(\zeta_i) \eta_i, \quad (60)$$

$$\dot{\zeta}_i = z_i \eta_i, \quad (61)$$

$$\eta_i = \frac{k_i}{2} z_i + \hat{\theta}_i^T \phi_i + \left(4 + \frac{1+j_{i-1}}{j_{i-1}}\right) z_i. \quad (62)$$

其中: k_i 是正常数, $\alpha_n = u$. 自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_i = z_i \phi_i - \lambda_i \hat{\theta}_i, \quad (63)$$

其中 $\lambda_i > 0$ 是设计参数. 将式(60)~(63)代入(59)中得

$$\dot{V}_i \leq -\gamma_i V_i + m_i + g_i N(\zeta_i) \dot{\zeta}_i + \dot{\zeta}_i. \quad (64)$$

其中

$$\gamma_i = \min\left\{k_i, \lambda_i, 1, \frac{3}{2j_{i-1}} - 1\right\},$$

$$m_i = 2\bar{c} + d_i + \frac{W_i^2}{4} + \frac{\lambda_i}{2} \theta_i^{*T} \theta_i^* + \left(1 - 2 \tanh^2\left(\frac{z_i}{v}\right)\right) H_i + \frac{3}{4} B_{i-1}^2 + \frac{\bar{g}_i^2 z_{i+1}^2}{4},$$

$$z_{n+1} = 0.$$

因此, 可以得到以下定理.

定理1 考虑满足假设1~假设4的不确定非线性系统(1). 如果按照式(48)~(51)、(60)~(63)设计虚拟控制律、实际控制律和自适应律, 则: 1) 闭环系统中的所有信号都是有界的; 2) 无论期望轨迹与实际输出约束是否冲突, 受控系统可以在预设停息时间内使系统输出满足约束 $k_{\text{down}} < x_1 < k_{\text{up}}$.

证明 使用引理3可知 $\left(1 - 2 \tanh^2\left(\frac{\varepsilon_1}{v}\right)\right) H_1$ 和 $\left(1 - 2 \tanh^2\left(\frac{z_i}{v}\right)\right) H_i$ 有界, 其中 $i = 2, 3, \dots, n$. 由式(64)得

$$V_n \leq$$

$$V_n(0) + \frac{m_n}{\gamma_n} + e^{-\gamma_n t} \left(\int_0^t g_n N(\zeta_n) \dot{\zeta}_n e^{\gamma_n \tau} d\tau + \int_0^t \dot{\zeta}_n e^{\gamma_n \tau} d\tau \right). \quad (65)$$

根据引理5, ζ_n 、 V_n 有界,故 z_n 有界.结合 $(1 - 2\tanh^2(\frac{z_n}{v}))H_n$ 的有界性可以得到 $m_{n-1} < \bar{m}_{n-1}$, \bar{m}_{n-1} 是正常数.类似地,可以得到 $m_i < \bar{m}_i$,以及

$$V_i \leq V_i(0) + \frac{\bar{m}_i}{\gamma_i} + e^{-\gamma_i t} \left(\int_0^t g_i N(\zeta_i) \dot{\zeta}_i e^{\gamma_i \tau} d\tau + \int_0^t \dot{\zeta}_i e^{\gamma_i \tau} d\tau \right), \quad i = n - 1, \dots, 2, 1. \quad (66)$$

综上所述,闭环系统中的所有信号都是有界的,不等式 $k_{down} < x_1 < k_{up}$ 成立,即系统在实际输出约束突变时可以实现安全跟踪,控制目标达成. □

3 仿真分析

考虑文献[26]中非线性系统

$$\begin{cases} \dot{z} = -z + 0.5x_1^2 + 0.5, \\ \dot{x}_1 = -x_1^2 e^{-0.5x_1} + x_2 + x_1 \sin(x_1)z + x_1(t - \tau_1) \sin(x_2^2(t - \tau_2)), \\ \dot{x}_2 = u + x_1x_2^2 + x_1^2 + x_1x_2z + x_2(t - \tau_2) \ln(1 + x_1^2(t - \tau_1)), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (67)$$

选取 $y_d(t) = 0.2 \sin t + 0.2 \sin(2t)$.控制参数选择为 $T = 2.5, q = 5, l = 0.007, \hat{\omega} = 1, \omega_m = 1, \rho_m = 0.01, K = 0.4, k_1 = 15, k_2 = 4, \lambda_1 = \lambda_2 = 15, \sigma = 0.05$.初始值设为 $[x_1(0), x_2(0)]^T = [0.1, -0.1]^T, [\theta_1(0), \theta_2(0)]^T = [0.1, 0]^T$.神经网络 $\hat{\theta}_1^T \phi_1$ 包含 7^4 个节点,中心 $\bar{\omega}_i (i = 1, 2, \dots, 7^4)$ 平均分布在 $[-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3]$ 上,宽度为 $\nu_1 = 1.1$.神经网络 $\hat{\theta}_2^T \phi_2$ 包含 7^5 个节点,中心 $\bar{\omega}_i (i = 1, 2, \dots, 7^5)$ 平均分布在 $[-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3] \times [-3, 3]$ 上,宽度为 $\nu_2 = 1.1$.输出约束为

$$\rho_1 = \begin{cases} 0.026 \sin(3t) + 0.65, & t \leq 7.7 \text{ s}; \\ 0.026 \sin(3t) + 0.11, & t > 7.7 \text{ s}; \end{cases} \quad (68)$$

$$\rho_2 = \begin{cases} -0.02 \sin(3t) - 0.6, & t < 11.5 \text{ s}; \\ -0.02 \sin(3t) - 0.3, & t \geq 11.5 \text{ s}. \end{cases} \quad (69)$$

按照定理1设计系统控制器,根据BFSM生成安全边界,所得仿真结果见图7和图8.图7表示输出跟踪响应,图8表示控制输入.从图7可以看到,在实际输出约束发生突变之前系统可以达到PFTPF所设定的跟踪性能,而当实际输出约束突然变化时,系统能够通过SBPM保证输出不违反实际输出约束,保证了系统的安全跟踪.从图8可知,使用BFSM后,控制输入的大幅抖动得到明显改善.

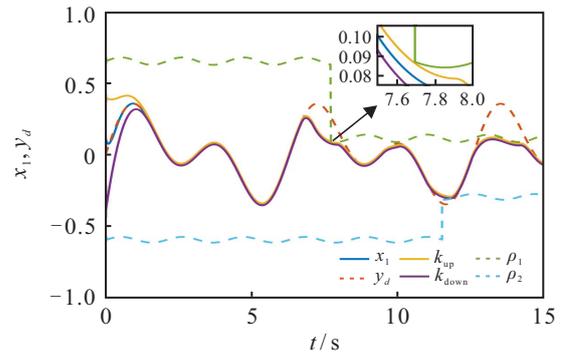


图7 系统跟踪响应

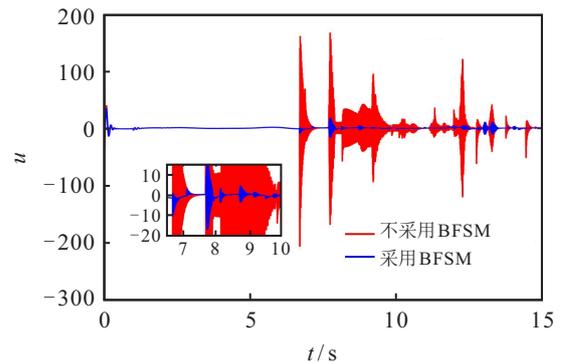


图8 控制输入u及对比

为了表明本文方法的优越性,与文献[15]中的方法进行对比研究.取 $y_d(t) = 0.2 \sin t + 0.2 \sin(2t)$.控制参数 $k_1 = 15, k_2 = 4, \lambda_1 = \lambda_2 = 15, \sigma = 0.05$.系统状态和自适应律的初始值为 $[x_1(0), x_2(0)]^T = [-0.05, 0]^T, [\theta_1(0), \theta_2(0)]^T = [0.1, 0]^T$.文献[15]控制器中特有的参数按照文献[15]仿真参数选取,具体为: $\Delta t_s = 0.01, \Delta t_{min} = 0.04, \Delta t_{max} = 0.2, c_{11} = c_{21} = -2, c_{12} = c_{22} = 2$.除本文和文献[15]中特有的参数外,其余参数均选择一致.考虑输出约束 $\rho_1 = 0.3, \rho_2 = -0.3$.仿真结果见图9和图10.

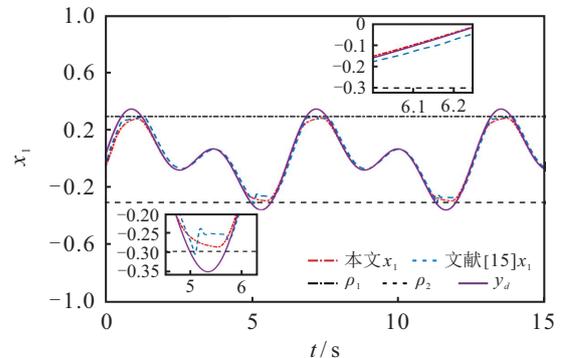


图9 跟踪响应及对比

从图9可以看出,文献[15]的方案只能使系统输出尽可能地不违反输出约束,在实际应用中可能造成风险.由图9和图10可见,本文控制方法能够以更小的控制输入、更高的跟踪性能将输出严格约束在输

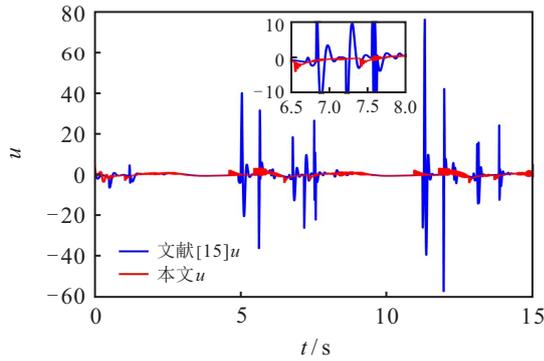


图10 控制输入 u (与文献[15]对比)

出约束之内,说明了本文方法的有效性和优越性。另外,值得注意的是,对于本文研究的输出约束边界是时变并具有突变的情况,文献[15]的方案无法处理。

4 结论

本文针对一类带有控制增益未知、未建模动态以及时滞的非线性系统,提出了一个基于SBPM的自适应神经网络预置有限时间安全跟踪控制方案。在3种可能的实际情况下,保证系统输出不违反实际输出约束。所提方法可以有效处理实际输出约束发生突然变化的情况,并且不需要预测系统输出值来调整期望输出轨迹。此外,该方法可以通过设计参数灵活地设定系统的跟踪精度和跟踪误差的收敛速度。为了缓和控制输入的大幅抖动,文中提出了BFMS,使安全边界尽可能平滑,并且跟踪性能不受影响。本文提出的控制方案具有较低的计算复杂度,可广泛应用于无人车、无人机等系统的自动安全轨迹跟踪控制,具有重要的实际意义与广阔的应用前景。

参考文献(References)

- [1] Tee K P, Ge S S, Tay E H. Barrier Lyapunov Functions for the control of output-constrained nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2009, 45(4): 918-927.
- [2] 王建晖, 杜泳萍, 邹涛, 等. 输入死区和全状态约束下不确定非线性系统的快速稳定事件触发控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(2): 490-498.
(Wang J H, Du Y P, Zou T, et al. Fast stability event-triggered control for uncertain nonlinear systems with input dead-zone and full-state constraints[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(2): 490-498.)
- [3] 朱新峰, 丁文武, 张天平. 具有输入量化和全状态约束的非严格反馈随机非线性系统的有限时间动态面控制[J]. *控制与决策*, 2022, 37(10): 2575-2584.
(Zhu X F, Ding W W, Zhang T P. Finite-time dynamic surface control for nonstrict-feedback stochastic nonlinear systems with input quantization and full-state constraints[J]. *Control and Decision*, 2022, 37(10): 2575-2584.)
- [4] Xie X J, Guo C, Cui R H. Removing feasibility conditions on tracking control of full-state constrained nonlinear systems with time-varying powers[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, 51(10): 6535-6543.
- [5] 王宇梁, 李一平, 李良. 考虑状态约束与执行器饱和的水下机器人轨迹跟踪控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(6): 1778-1786.
(Wang Y L, Li Y P, Li L. Trajectory tracking control of underwater vehicle considering state constraint and actuator saturation[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(6): 1778-1786.)
- [6] Liu Y C, Zhu Q D. Adaptive neural network finite-time tracking control of full state constrained pure feedback stochastic nonlinear systems[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(11): 6738-6759.
- [7] Li H Y, Zhao S Y, He W, et al. Adaptive finite-time tracking control of full state constrained nonlinear systems with dead-zone[J]. *Automatica*, 2019, 100: 99-107.
- [8] Xu Z B, Xie N G, Shen H, et al. Extended state observer-based adaptive prescribed performance control for a class of nonlinear systems with full-state constraints and uncertainties[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2021, 105(1): 345-358.
- [9] Liu X P, Wang H Q, Gao C, et al. Adaptive fuzzy funnel control for a class of strict feedback nonlinear systems[J]. *Neurocomputing*, 2017, 241: 71-80.
- [10] Sun W, Su S F, Wu Y Q, et al. Adaptive fuzzy control with high-order barrier Lyapunov functions for high-order uncertain nonlinear systems with full-state constraints[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2020, 50(8): 3424-3432.
- [11] Wang C X, Wu Y Q, Wang F H, et al. TABLEF-based adaptive control for uncertain nonlinear systems with time-varying asymmetric full-state constraints[J]. *International Journal of Control*, 2021, 94(5): 1238-1246.
- [12] Li D P, Liu L, Liu Y J, et al. Fuzzy approximation-based adaptive control of nonlinear uncertain state constrained systems with time-varying delays[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2020, 28(8): 1620-1630.
- [13] Sun T R, Pan Y P. Robust adaptive control for prescribed performance tracking of constrained uncertain nonlinear systems[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2019, 356(1): 18-30.
- [14] Unnikrishnan S, Prasad J V R, Yavrucuk I. Flight evaluation of a reactionary envelope protection system for UAVs[J]. *Journal of the American Helicopter Society*, 2011, 56(1): 12009.

- [15] Chen M, Ma H X, Kang Y, et al. Adaptive neural safe tracking control design for a class of uncertain nonlinear systems with output constraints and disturbances[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2022, 52(11): 12571-12582.
- [16] Ma H X, Chen M, Yang H, et al. Switched safe tracking control design for unmanned autonomous helicopter with disturbances[J]. *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, 2021, 39: 100979.
- [17] Yao Y G, Tan J Q, Wu J, et al. Decentralized adaptive neural safe tracking control for nonlinear systems with conflicted output constraints[J]. *ISA Transactions*, 2023, 137: 263-274.
- [18] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Robust adaptive control of feedback linearizable MIMO nonlinear systems with prescribed performance[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(9): 2090-2099.
- [19] Liu Y, Liu X P, Jing Y W. Adaptive neural networks finite-time tracking control for non-strict feedback systems via prescribed performance[J]. *Information Sciences*, 2018, 468: 29-46.
- [20] Nussbaum R D. Some remarks on a conjecture in parameter adaptive control[J]. *Systems & Control Letters*, 1983, 3(5): 243-246.
- [21] Ge S S, Hong F, Lee T H. Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2004, 34(1): 499-516.
- [22] Li Y X, Yang G H. Observer-based adaptive fuzzy quantized control of uncertain nonlinear systems with unknown control directions[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2019, 371: 61-77.
- [23] Huang J S, Wang W, Wen C Y, et al. Adaptive control of a class of strict-feedback time-varying nonlinear systems with unknown control coefficients[J]. *Automatica*, 2018, 93: 98-105.
- [24] Zhao J P, Li X M, Tong S C. Fuzzy adaptive dynamic surface control for strict-feedback nonlinear systems with unknown control gain functions[J]. *International Journal of Systems Science*, 2021, 52(1): 141-156.
- [25] Zhang T P, Xia M Z, Yi Y. Adaptive neural dynamic surface control of strict-feedback nonlinear systems with full state constraints and unmodeled dynamics[J]. *Automatica*, 2017, 81: 232-239.
- [26] Yin S, Shi P, Yang H Y. Adaptive fuzzy control of strict-feedback nonlinear time-delay systems with unmodeled dynamics[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2016, 46(8): 1926-1938.
- [27] Wang H Q, Bai W, Zhao X D, et al. Finite-time-prescribed performance-based adaptive fuzzy control for strict-feedback nonlinear systems with dynamic uncertainty and actuator faults[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2022, 52(7): 6959-6971.
- [28] 张天平, 邓伟伟, 吴自文, 等. 具有全状态约束和未建模动态的严格反馈系统有限时间自适应动态面控制[J]. *控制与决策*, 2022, 37(1): 108-118. (Zhang T P, Deng W W, Wu Z W, et al. Finite-time adaptive dynamic surface control for strict-feedback systems with full state constraints and unmodeled dynamics[J]. *Control and Decision*, 2022, 37(1): 108-118.)

作者简介

李小华(1964—), 女, 教授, 博士生导师, 从事复杂系统结构与控制、非线性系统控制理论、工业过程建模与控制等研究, E-mail: lixiaohua6412@163.com;

邹嵩楠(1998—), 男, 硕士生, 从事非线性系统预设性能控制、有限时间控制、安全跟踪控制等研究, E-mail: zousongnan@163.com.