

基于 ACP 理论的微型扑翼飞行器的姿态控制

金龙^{1,2} 李嘉昌^{1,2} 常振强^{1,2} 卢经纬³ 程龙³

摘要 微型扑翼飞行器 (Flapping wing micro aerial vehicle, FWMAV) 因飞行效率高、质量轻、耗能低、机动性强等显著优点, 在飞行器研究和应用中占据重要地位. 目前, FWMAV 姿态控制成为飞行器控制研究领域的研究热点. 针对 FWMAV 姿态控制问题, 基于平行智能理论框架提出了一种 FWMAV 抗扰动姿态控制器. 通过建立人工系统 (Artificial systems, A)、计算实验 (Computational experiments, C)、平行执行 (Parallel execution, P) 三个过程, 得到一个能够有效解决 FWMAV 姿态控制过程中扰动问题的控制器, 并通过理论分析和数值仿真证明了该控制器的有效性.

关键词 微型扑翼飞行器, 姿态控制, 神经动力学, 平行智能

引用格式 金龙, 李嘉昌, 常振强, 卢经纬, 程龙. 基于 ACP 理论的微型扑翼飞行器的姿态控制. 自动化学报, 2023, 49(12): 2532-2543

DOI 10.16383/j.aas.c210646

Attitude Control for Flapping Wing Micro Aerial Vehicle Based on ACP Theory

JIN Long^{1,2} LI Jia-Chang^{1,2} CHANG Zhen-Qiang^{1,2} LU Jing-Wei³ CHENG Long³

Abstract Flapping wing micro aerial vehicle (FWMAV) plays an important role in the research and application of aircraft, due to its significant advantages, such as high flight efficiency, low weight, low energy conservation, high flexibility and so on. Currently, the attitude trajectory tracking control of FWMAV has become a research hotspot in the field of aircraft control. To this end, an anti-disturbance controller based on parallel intelligence theory is proposed in this paper. Specifically, via the construction of artificial systems (A), computational experiments (C), and parallel execution (P), the proposed controller can effectively address the disturbance issue in FWMAV attitude tracking. Moreover, the effectiveness and feasibility of the proposed controller are proved by theoretical analyses and numerical simulations.

Key words Flapping wing micro aerial vehicle (FWMAV), attitude trajectory tracking control, neural dynamics (ND), parallel intelligence

Citation Jin Long, Li Jia-Chang, Chang Zhen-Qiang, Lu Jing-Wei, Cheng Long. Attitude control for flapping wing micro aerial vehicle based on ACP theory. *Acta Automatica Sinica*, 2023, 49(12): 2532-2543

微型扑翼飞行器 (Flapping wing micro aerial vehicle, FWMAV) 是一种模仿自然界中鸟类和昆虫飞行的机器人, 具有飞行效率高、质量轻、耗能低和机动性强等优点^[1-2], 在民用和军事领域有着广阔

的应用前景. 因此, FWMAV 成为飞行器领域的热门研究方向^[3-4].

FWMAV 因其优秀的飞行能力可应用于各种复杂环境, 但其飞行机理较为复杂, 控制难度较大. 近年来, 研究人员通过空气动力学、风洞试验和数值模拟等方法对扑翼飞行机理进行分析, 取得了显著成果, 这为 FWMAV 的发展奠定了理论基础. 随着科学技术的发展, 尤其是微机电系统技术和复合材料领域的技术革新, FWMAV 具有了更高的集成度和更完善的飞行性能, 使其完成长时间、远距离、无能源补充条件下的特殊任务成为可能. 例如美国加州大学伯克利分校 Rose 等^[5] 研制的名为 H2bird 的 FWMAV, 采用了滑翼与扑翼相结合的飞行方式, 其飞行速度可达 1.2 m/s, 持续飞行可达 10 min; 美国国防高级研究计划局 (Defense Advanced Research Projects Agency, DARPA) 资助的纳米蜂鸟计划在 2011 年发布的一款小型仿蜂鸟, 它能够空中悬停 3 ~ 4 min, 飞行速度可以达到 6.7 m/s,

收稿日期 2021-03-04 录用日期 2021-07-15

Manuscript received March 4, 2021; accepted July 15, 2021

国家自然科学基金 (62176109), 甘肃省自然科学基金 (21JR7RA531, 22JR5RA487), 中央高校基本科研业务费项目 (lzujbky-2023-ct05, lzujbky-2023-ey07), 兰州大学超级计算中心资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (62176109), Natural Science Foundation of Gansu Province (21JR7RA531, 22JR5RA487), Fundamental Research Funds for the Central Universities (lzujbky-2023-ct05, lzujbky-2023-ey07), and Supercomputing Center of Lanzhou University

本文责任编辑 莫红

Recommended by Associate Editor MO Hong

1. 兰州大学信息科学与工程学院 兰州 730000 2. 高原科学与可持续发展研究院 西宁 810008 3. 中国科学院自动化研究所复杂系统管理与控制国家重点实验室 北京 100190

1. School of Information Science and Engineering, Lanzhou University, Lanzhou 730000 2. Academy of Plateau Science and Sustainable Development, Xining 810008 3. State Key Laboratory of Management and Control for Complex Systems, Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190

机身上带有摄像头, 可以向地面实时发送彩色视频^[6]; 美国哈佛大学的 Ma 等^[7] 研制的一款仿苍蝇的 FWMAV, 重量只有 80 mg, 可以模仿苍蝇的飞行姿态, 并且能够在空中稳定悬停. 国内西北工业大学宋笔锋团队在 2001 年开始对仿鸟飞行机构进行研究和实验, 并研制了多个样机^[8]; 哈尔滨工业大学周超英团队成功设计重量只有 23.8 g 可垂直起飞的仿昆虫 FWMAV^[9] 和一款可悬停的 FWMAV^[10]. 然而, 以上飞行器均采用遥控控制手段. FWMAV 要完成如侦察、搜救等特殊任务, 就必须具备自主飞行能力, 能够自主调节飞行姿态^[11-12]. 因此, FWMAV 姿态控制成为一个亟需解决的问题.

目前, 针对 FWMAV 姿态控制问题开展的研究基本都采用状态反馈控制方法进行分析, 进而完成控制器设计. 例如, Banazadeh 等^[13] 提出的一种 FWMAV 自适应滑模控制器; He 等^[14] 提出的一种全状态神经网络 FWMAV 控制器. 上述控制器均采用状态反馈控制法进行控制分析. 然而, 利用状态反馈控制法设计的控制器在作用于控制系统时, 只与控制系统相关, 与控制器特性无关. 而这将会导致控制信号随状态变化产生较大波动, 为控制器的执行带来困难. FWMAV 控制系统是一个非线性非定常的复杂系统, 且容易受到扰动的影响, 因此需要设计一个可靠的控制器实现 FWMAV 姿态稳定控制. 传统的比例微分 (Proportional-derivative, PD) 控制算法难以满足 FWMAV 控制需求^[15]. 为进一步优化控制器, 研究人员将人工智能相关理论与技术应用到 FWMAV 控制中, 例如基于神经网络的 FWMAV 控制法, 而这种方法控制精度虽高却较难实现^[16].

神经动力学 (Neural dynamics, ND) 是在脱胎于 Hopfield 神经网络的递归神经网络 (Recurrent neural network, RNN) 的基础上发展起来的. 近年来, 在工业和学术领域, ND 方法在处理复杂计算或最优化问题方面扮演着重要的角色. 文献 [17] 利用基于梯度的更新律在线估计动态反馈控制器的最优增益, 并通过李雅普诺夫分析证明了该控制器的稳定性; 文献 [18] 在强化学习框架下求解哈密顿-雅可比-贝尔曼方程, 设计了具有非对称输入约束的连续时间非线性系统的最优神经控制方案; 文献 [19] 证明了 ND 模型求解非线性方程的有效性. 鉴于此, 采用 ND 方法设计 FWMAV 姿态控制器是一次有效尝试.

为进一步提高 FWMAV 姿态控制性能, 本文基于平行智能理论框架 ACP (Artificial systems,

computational experiments, parallel execution) 方法, 结合 ND 法提出一种用于 FWMAV 姿态控制的抗扰动 ND 姿态控制器. ND 方法可以实现将状态变量描述的非线性系统转化为误差形式的线性微分系统, 从而实现对复杂非线性系统的建模分析. 本文采用 ND 法中一种基于误差函数的调零动力学方法, 不断递归更新问题的解, 使得误差函数能够理论收敛到 0^[20-21]. 平行智能框架下的 ACP 方法指包括人工系统 (Artificial systems, A)、计算实验 (Computational experiments, C) 和平行执行 (Parallel execution, P) 的智能控制策略, 具有数据驱动和虚拟现实交互的特点^[22-24]. ACP 方法的主要思想是通过构建平行系统将实际问题扩展到虚拟空间, 利用人工系统对复杂系统进行重新建模; 在计算实验中, 分析评估系统性能并确定控制方案; 在平行执行过程中, 将控制输入作用于人工系统和实际系统, 并通过人工系统和实际系统的相互作用对控制输入进行优化^[25]. 在以上过程中, 建立人工系统来近似实际系统, 而不是直接解析系统动力学模型. 实际系统与人工系统之间为平行关系, 可以改善系统模型结构, 为处理复杂系统提供了诸多便利. 自 2004 年中国科学院自动化研究所王飞跃研究员提出 ACP 方法以来^[26], 这一理论创新吸引了大量理论研究者和从业人员的关注, 且在智能车辆系统、智能交通系统和计算机视觉等领域取得了巨大成就^[27-31]. 基于 ACP 理论的平行控制方法在处理线性和非线性系统问题时也都展现出良好的适用性和有效性^[32-35].

1 问题描述

FWMAV 的结构如图 1 所示, 其中, (X^B, Y^B, Z^B) 为机体坐标系, 用于确定 FWMAV 的飞行相对方向, 其原点在 FWMAV 机体重心处. FWMAV 的飞行姿态由机体坐标系中的欧拉角表示, 即横滚角、俯仰角和偏航角.

1.1 FWMAV 姿态控制问题

用于 FWMAV 姿态控制的拉格朗日动力学模型可以写为^[13-14]

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= I_p \dot{\omega} + \omega \times I_p \omega = \\ I_p \frac{d}{dt}(T\dot{\gamma}(t)) + T\dot{\gamma}(t) \times I_p(T\dot{\gamma}(t)) &= \\ M_r(t)\ddot{\gamma}(t) + C_r(t)\dot{\gamma}(t) &= \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

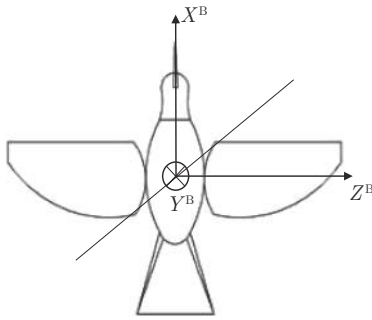


图 1 FWMAV 结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of FWMAV

其中, $\gamma = [\theta, \phi, \psi]^T$ 为欧拉角, I_p 为转动惯量矩阵, \times 表示向量叉乘运算操作, ω 为角速度向量, $M_r(t)$ 定义为 $M_r(t) = I_p T$, $C_r(t)$ 表示为 $C_r(t) = I_p \dot{T} + W$, 其中 W 由式 $(T\dot{\gamma}(t)) \times I_p(T\dot{\gamma}(t)) = W\dot{\gamma}(t)$ 确定, T 表示为

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin(\phi) \\ 0 & \cos(\theta) & \cos(\phi)\sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\phi)\sin(\theta) \end{bmatrix}$$

FWMAV 的非线性运动方程如式 (1) 所示, 其姿态控制系统可以描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{r1}(t) = \mathbf{x}_{r2} \\ \dot{\mathbf{x}}_{r2}(t) = M_r^{-1}[\mathbf{u} - C_r(\mathbf{x}_{r1}, \mathbf{x}_{r2})\mathbf{x}_{r2}] \end{cases} \quad (2)$$

其中, \mathbf{x}_{r1} , \mathbf{x}_{r2} 均为姿态状态变量, $\mathbf{x}_{r1} = \gamma = [\theta, \phi, \psi]^T$, $\mathbf{x}_{r2} = \dot{\gamma} = [\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi}]^T$. 该系统的控制目标是获得控制力矩以使 FWMAV 飞行状态变量 \mathbf{x}_{r1} 跟踪到期望姿态轨迹 $\mathbf{x}_{r1d}(t) = [\theta_d, \phi_d, \psi_d]^T$.

1.2 ND 控制器

利用 ND 法对 FWMAV 姿态控制问题进行讨论. 首先, 定义姿态误差函数 $\delta_{r1} = \gamma - \mathbf{x}_{r1d}$, 并根据式 (2) 将误差函数进一步写为

$$\delta_{r1} = \gamma - \mathbf{x}_{r1d} = \mathbf{x}_{r1} - \mathbf{x}_{r1d} \quad (3)$$

接着, 根据 ND 法设计误差函数的演化式为 $\dot{\delta}_{r1} = -\alpha\delta_{r1}$, 其中 $\alpha \in \mathbf{R}$, 且 $\alpha > 0$, \mathbf{R} 表示实数集. 由此, 式 (3) 可以写为

$$\dot{\mathbf{x}}_{r1} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d} = -\alpha\delta_{r1} \quad (4)$$

式 (4) 还可进一步写为

$$\mathbf{x}_{r2} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d} + \alpha(\mathbf{x}_{r1} - \mathbf{x}_{r1d}) = 0 \quad (5)$$

再次利用 ND 法构造误差函数 δ_{r2} :

$$\delta_{r2} = \mathbf{x}_{r2} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d} + \alpha(\mathbf{x}_{r1} - \mathbf{x}_{r1d}) \quad (6)$$

同样, 利用 ND 法可以得到

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{r2} - \ddot{\mathbf{x}}_{r1d} + \alpha(\dot{\mathbf{x}}_{r1} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d}) = \\ -\alpha(\mathbf{x}_{r2} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d} + \alpha(\mathbf{x}_{r1} - \mathbf{x}_{r1d})) \end{aligned} \quad (7)$$

结合式 (2), (5) 和 (7), 可以得到 ND 控制器 \mathbf{u}_r 的表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_r &= M_r \ddot{\gamma}_r + C_r \mathbf{x}_{r2} = \\ M_r \ddot{\gamma}_r &+ (I_p \dot{T} + W) \mathbf{x}_{r2} = \\ M_r \ddot{\gamma}_r &+ I_p \dot{T} \mathbf{x}_{r2} + T \mathbf{x}_{r2} \times I_p(T \mathbf{x}_{r2}) \end{aligned} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{aligned} \ddot{\gamma}_r &= \ddot{\mathbf{x}}_{r1d} - 2\alpha\mathbf{x}_{r2} + 2\alpha\dot{\mathbf{x}}_{r1d} - \\ &\alpha^2\mathbf{x}_{r1} + \alpha^2\mathbf{x}_{r1d} \end{aligned}$$

至此, 结合式 (3), 可以将整个 FWMAV 控制系统描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{r1} = \mathbf{x}_{r2} \\ \dot{\mathbf{x}}_{r2} = M_r^{-1}[\mathbf{u}_r - C_r(\mathbf{x}_{r1}, \mathbf{x}_{r2})\mathbf{x}_{r2}] \end{cases} \quad (9)$$

上述公式中均省略了自变量时间 t . 我们期望通过不断地迭代更新得到一个合适的控制输入 \mathbf{u}_r , 使得 FWMAV 实际飞行姿态轨迹可以很好地与预设姿态轨迹重合.

2 平行控制

在本节中, 采用 ACP 方法, 提出一种基于 ND 控制器的抗扰动姿态控制器, 以用于 FWMAV 姿态控制.

2.1 基于 ACP 的控制结构

通过 ACP 方法, 即人工系统、计算实验、平行执行, 完成控制器设计, 其具体过程如图 2 所示^[34].

首先, 通过观察和分析真实系统, 基于 ND 法构建一个 FWMAV 姿态控制人工系统. 该系统与

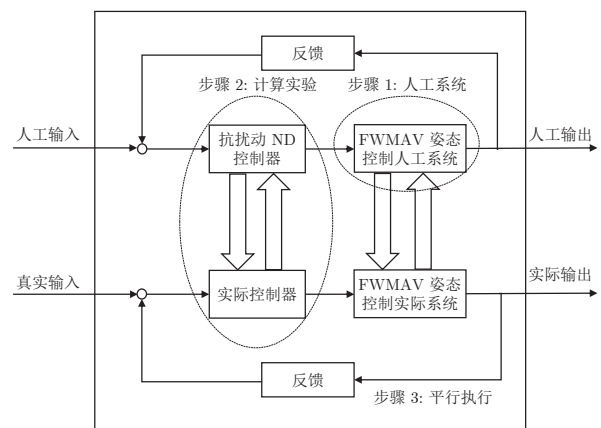


图 2 FWMAV 姿态控制 ACP 过程

Fig.2 ACP processes of FWMAV attitude control

实际系统等价, 对于人工系统的控制等价于实际系统的控制. 接着, 从人工系统中提出一种新的抗扰动 ND 姿态控制器, 并通过分析计算来验证控制器的有效性; 最后, 通过人工系统与真实系统的交互执行, 对控制器进行进一步更新, 以得到满足设计要求的控制器.

2.2 人工系统

建立人工系统是 ACP 方法的基础. 对于 FWMAV 姿态控制而言, FWMAV 人工系统也可以看作是 FWMAV 的系统模型. 而 FWMAV 的原始系统模型不利于其控制器设计和姿态控制, 因此需要重新建立一个人工系统. 通常采用一些重构动力学的近似方法来建立人工系统, 例如神经网络、支持向量机和回声状态网络等方法^[36-38]. 本节将在 ND 法的基础上设计考虑扰动情况的 FWMAV 人工系统.

第 1.2 节中, 我们初步得到的 ND 控制器可视为初始化 FWMAV 人工系统, 但在其建立过程中, 并没有考虑 FWMAV 在姿态控制中遇到扰动的情况. 这些扰动在姿态控制过程中会影响飞行控制精度和稳定性, 因此在建立人工系统时需要解决这一问题. 为建立考虑扰动的 FWMAV 姿态控制人工系统, 误差函数的演化公式可改进为^[39]

$$\dot{\delta} = -\alpha\delta(t) - \beta \int_0^t \delta(\tau) d\tau \quad (10)$$

其中, $\delta(t)$ 表示误差函数, β 和 α 为大于 0 的实数. 构造 FWMAV 姿态控制人工系统误差函数 δ_{a1} 和 δ_{a2} , $\delta_{a1} = \mathbf{x}_{a1} - \mathbf{x}_{r1d}$, 此处 \mathbf{x}_{a1} 为人工系统输出. 根据设计式 (10), 误差函数可以进一步写为

$$\dot{\delta}_{a1} = -\alpha\delta_{a1}(t) - \beta \int_0^t \delta_{a1}(\tau) d\tau \quad (11)$$

则 δ_{a2} 可以写为

$$\delta_{a2} = \mathbf{x}_{a2} - \dot{\mathbf{x}}_{r1d} + \alpha(\mathbf{x}_{r1} - \mathbf{x}_{r1d}) + \beta \int_0^t \delta_{a1}(\tau) d\tau \quad (12)$$

其中, $\mathbf{x}_{a2} = \dot{\mathbf{x}}_{a1}$. 同理, 根据式 (10) 可进一步将 δ_{a2} 写为

$$\dot{\delta}_{a2} = -\alpha\delta_{a2}(t) - \beta \int_0^t \delta_{a2}(\tau) d\tau \quad (13)$$

于是, 抗扰动 ND 控制器 \mathbf{u}_a 可以表示为

$$\mathbf{u}_a = \mathbf{M}_r \ddot{\gamma}_a + \mathbf{I}_p \dot{\mathbf{T}} \dot{\gamma}_a + \mathbf{T} \dot{\gamma}_a \times \mathbf{I}_p (\mathbf{T} \dot{\gamma}_a) \quad (14)$$

其中,

$$\begin{aligned} \dot{\gamma}_a &= \dot{\mathbf{x}}_{r1d} - \alpha(\mathbf{x}_{a1} - \mathbf{x}_{r1d}) - \beta \int_0^t \delta_{r1}(\tau) d\tau \\ \ddot{\gamma}_a &= \ddot{\mathbf{x}}_{r1d} - 2\alpha\dot{\mathbf{x}}_{a2} + 2\alpha\dot{\mathbf{x}}_{r1d} - (\alpha^2 + \beta)\mathbf{x}_{a1} + \\ &\quad (\alpha^2 + \beta)\mathbf{x}_{r1d} - \beta \int_0^t \delta_{a2}(\tau) d\tau \end{aligned}$$

考虑到 FWMAV 姿态控制中不可避免地受到外界干扰, 将扰动 \mathbf{d} 考虑进构造的人工系统中

$$\mathbf{u}_a + \mathbf{d} = \mathbf{M}_r \ddot{\gamma}_a + \mathbf{C}_r \dot{\gamma}_a \quad (15)$$

其中, \mathbf{d} 表示作用于整个控制系统的扰动, 具体为, 当扰动为恒定扰动时, $\mathbf{d}_1 = [d_{11}, d_{12}, d_{13}]^T$, d_{11} , d_{12} , d_{13} 为某一恒定实数; 当扰动为线性扰动时, $\mathbf{d}_2 = [d_{21}, d_{22}, d_{23}]^T$, d_{21} , d_{22} , d_{23} 为关于时间 t 的线性时变函数; 当扰动为有界随机扰动时, $\mathbf{d}_3 = [d_{31}, d_{32}, d_{33}]^T$, d_{31} , d_{32} , d_{33} 为零均值的有界随机数. 一般情况下, 实际扰动是上述 3 类扰动的叠加, 即 $\mathbf{d} = \mathbf{d}_1 + \mathbf{d}_2 + \mathbf{d}_3$, 进一步地, 可以将 FWMAV 姿态控制人工系统描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{a1} = \mathbf{x}_{a2} \\ \dot{\mathbf{x}}_{r2} = \mathbf{M}_r^{-1}[\mathbf{u}_a - \mathbf{C}_r(\mathbf{x}_{a1}, \mathbf{x}_{a2})\mathbf{x}_{a2}] \\ \mathbf{u}_a = \mathbf{M}_r \ddot{\gamma}_a + \mathbf{C}_r \dot{\gamma}_a - \mathbf{d} \end{cases} \quad (16)$$

2.3 计算实验

通过计算式 (16) 可以得到用于控制 FWMAV 姿态的力矩 \mathbf{u}_a , 而通过 \mathbf{u}_a 可以控制 FWMAV 按照预设姿态轨迹飞行, 使姿态误差 $\delta(t)$ 保持在可接受范围内.

定理 1. 对于任意可微且有界的期望姿态轨迹 $\mathbf{x}_{r1d}(t)$, FWMAV 姿态控制人工系统利用抗扰动 ND 控制器, 从任意初始状态 $\mathbf{x}_{r1}(0)$ 开始, 都可以追踪到预设的飞行姿态轨迹.

证明. 对于设计式 (10) 的第 i 个子系统可以写为

$$\ddot{m}_i = -\alpha\dot{m}_i(t) - \beta m_i(t) \quad (17)$$

其中, $\mathbf{m}(t) = \int_0^t \delta(\tau) d\tau$, $\mathbf{m}_i(t)$, $\dot{\mathbf{m}}_i(t)$, $\ddot{\mathbf{m}}_i(t)$ 分别表示 $\mathbf{m}(t)$, $\dot{\mathbf{m}}(t)$, $\ddot{\mathbf{m}}(t)$ 的第 i 个元素. 定义两个辅助函数 σ_1 和 σ_2 为

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \frac{-\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}{2} \\ \sigma_2 &= \frac{-\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}{2} \end{aligned}$$

对于式 (17), 假设其初始值为 $\mathbf{m}_i(0) = 0$, $\dot{\mathbf{m}}_i(t) = \delta_i(0)$, 该方程解析解有以下 3 种情况.

1) 当 $\sigma_1 \neq \sigma_2 \in \mathbf{R}$, $\alpha^2 > 4\beta$ 时

$$\mathbf{m}_i(t) = \frac{\delta_i(0)(\exp(\sigma_1 t) - \exp(\sigma_2 t))}{\sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}$$

进一步, 可得

$$\delta_i(t) = \frac{\delta_i(0)(\sigma_1 \exp(\sigma_1 t) - \sigma_2 \exp(\sigma_2 t))}{\sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}$$

则向量形式的误差可以写为

$$\delta(t) = \frac{\delta(0)(\sigma_1 \exp(\sigma_1 t) - \sigma_2 \exp(\sigma_2 t))}{\sqrt{\alpha^2 - 4\beta}}$$

2) 当 $\sigma_1 = \sigma_2 \in \mathbf{R}$, $\alpha^2 = 4\beta$ 时, 误差函数可以写为

$$\delta(t) = \delta(0) \exp\left(-\frac{\alpha}{2t}\right) - \frac{\delta(0)\alpha t \exp(-\frac{\alpha}{2t})}{2}$$

3) 当 $\sigma_1 = a + ib$, $\sigma_2 = a - ib$ 为共轭复数, $\alpha^2 < 4\beta$ 时, 误差函数可以写为

$$\delta(t) = \delta(0) \exp(at) \left(\frac{\sin(bt)}{b} + \cos(bt) \right)$$

综上所述, 对于任意可微且有界的期望姿态轨迹 $\mathbf{x}_{r1d}(t)$, 在基于抗扰动 ND 控制器的 FWMAV 人工姿态控制系统中, 从任意初始状态 $\mathbf{x}_{r1}(0)$ 开始, 利用抗扰动姿态控制器求解出的飞行姿态轨迹与预设轨迹之间的误差均可以指数收敛到 0, 即追踪到预设的飞行姿态轨迹. \square

定理 2. 对基于抗扰动 ND 控制器的 FWMAV 姿态控制人工系统, 若存在恒定扰动、线性时变扰动或有界随机扰动, 其控制误差 $\delta(t)$ 收敛至一有界值.

证明. 根据式 (10) 和 (15), 在考虑外部扰动的情况下, 可以将设计式写为

$$\dot{\delta}(t) = -\alpha\delta(t) - \beta \int_0^t \delta(\tau) d\tau + \mathbf{d} \quad (18)$$

根据扰动类型的不同, 以下将从恒定扰动、线性时变扰动、有界随机扰动 3 种情况分别讨论.

1) 当扰动为恒定扰动时

对式 (18) 的子系统进行拉普拉斯变换, 可得

$$s\delta_i(s) - \delta_i(0) = -\alpha\delta_i(s) - \frac{\beta}{s}\delta_i(s) + \mathbf{d}_i(s)$$

$$\delta_i(s) = \frac{s(\delta_i(0) + \mathbf{d}_i(s))}{s^2 + s\alpha + \beta}$$

其中, $\forall i \in \{1, 2, 3\}$, $\mathbf{d}_i(s) = \mathbf{d}_i/s$. 由终值定理, 可得

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \delta_i(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\delta_i(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(\delta_i(0) + \frac{\mathbf{d}_i}{s})}{s^2 + s\alpha + \beta}$$

故得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 = 0$.

通过以上分析, 证明了在 FWMAV 人工姿态控制系统中, 即使存在任意大小的恒定扰动, FWMAV 姿态控制误差 $\delta(t)$ 也可以全局收敛至 0.

2) 当扰动为线性时变扰动时

线性时变扰动具体可以描述为 $\mathbf{d}(t) = \bar{\mathbf{d}}t \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$. 对含有扰动项的 FWMAV 姿态控制系统 (18) 的子系统进行拉普拉斯变换, 可得

$$s\delta_i(s) - \delta_i(0) = -\alpha\delta_i(s) - \frac{\beta}{s} + \frac{\bar{\mathbf{d}}_i}{s^2}$$

根据终值定理, 可得

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \delta_i(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\delta_i(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(\delta_i(0) + \frac{\bar{\mathbf{d}}_i}{s^2})}{s^2 + s\alpha + \beta} = \frac{\bar{\mathbf{d}}_i}{\beta}$$

因此, 可以得到

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 = \frac{\|\bar{\mathbf{d}}\|_2}{\beta}$$

进一步地, 当 $\beta \rightarrow \infty$ 时, 可以得到 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 \rightarrow 0$. 以上分析证明了在 FWMAV 人工姿态控制系统中, 即使存在向量形式的线性时变扰动, FWMAV 的实际姿态轨迹可以很好地跟踪到预设轨迹, 并且 FWMAV 系统输出的最大稳态误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} \sup \|\delta(t)\|_2$ 有界, 为 $\|\bar{\mathbf{d}}\|_2/\beta$. 当 $\beta \rightarrow \infty$ 时, 姿态控制稳态误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} \sup \|\delta(t)\|_2 \rightarrow 0$.

3) 当扰动为有界随机扰动时

有界随机扰动可以具体描述为 $\mathbf{d}(t) \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$. 设计子系统可以写为

$$\dot{\delta}_i(t) = -\alpha\delta_i(t) - \beta \int_0^t \delta_i(\tau) d\tau$$

令 $\mathbf{v}_i(t) = [\delta_i(t), \int_0^t \delta_i(\tau) d\tau]^T$, 则受到有界随机扰动的第 i 个子系统为

$$\dot{\mathbf{v}}_i(t) = \mathbf{L}\mathbf{v}_i(t) + \mathbf{q}\mathbf{d}_i(t)$$

其中, $\mathbf{L} = [-\alpha, -\beta; 1, 0]$, $\mathbf{q} = [1, 0]^T$. 由上式可得

$$\mathbf{v}_i(t) = \int_0^t \exp(\mathbf{L}(t - \tau))\mathbf{q}\mathbf{d}_i(\tau) d\tau + \exp(\mathbf{L}t)\mathbf{v}_i(0)$$

根据三角不等式理论, 存在

$$\|\mathbf{v}_i(t)\|_2 \leq \int_0^t \|\exp(\mathbf{L}(t - \tau))\mathbf{q}\|_2 |\mathbf{d}_i(\tau)| d\tau + \|\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{v}_i(0)\|_2$$

当 $\alpha^2 > 4\beta$ 时, 则可以得到

$$\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{v}_i(0) = \begin{bmatrix} \frac{\delta_i(0)(\sigma_1 \exp(\sigma_1 t) - \sigma_2 \exp(\sigma_2 t))}{\sigma_1 - \sigma_2} \\ \frac{\delta_i(0)(\exp(\sigma_1 t) - \exp(\sigma_2 t))}{\sigma_1 - \sigma_2} \end{bmatrix}$$

$$\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_1 \exp(\sigma_1 t) - \sigma_2 \exp(\sigma_2 t)}{\sigma_1 - \sigma_2} \\ \frac{\exp(\sigma_1 t) - \exp(\sigma_2 t)}{\sigma_1 - \sigma_2} \end{bmatrix}$$

考虑到

$$\frac{\sigma_1 \exp(\sigma_1 t) - \sigma_2 \exp(\sigma_2 t)}{\sigma_1 - \sigma_2} \leq \exp(\sigma_1 t)$$

$$\frac{\exp(\sigma_1 t) - \exp(\sigma_2 t)}{\sigma_1 - \sigma_2} \leq \frac{\exp(\sigma_1 t)}{\sigma_1 - \sigma_2}$$

进一步, 可以得到

$$\|\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{v}_i(t)\|_2 \leq \frac{\sqrt{\alpha^2 - 4\beta + 1}}{\alpha^2 - 4\beta} \exp(\sigma_1 t) |\delta_i(0)|$$

$$\|\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q}\|_2 \leq \frac{\sqrt{\alpha^2 - 4\beta + 1}}{\alpha^2 - 4\beta} \exp(\sigma_1 t)$$

进一步地,

$$|\delta_i(t)| \leq \|\mathbf{v}_i(t)\|_2 \leq$$

$$\xi_1 \exp(\sigma_1 t) |\delta_i(0)| - \frac{\xi_1}{\sigma_1} \max_{0 \leq \tau \leq t} |\mathbf{d}_i(\tau)|$$

其中, $\xi_1 = \sqrt{\alpha^2 - 4\beta + 1} / \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}$.

最后, 可以得到

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 \leq \frac{\rho \xi_1 \sqrt{3}}{\sigma_1}$$

其中, $\rho = \max_{1 \leq i \leq 3} \{\max_{0 \leq \tau \leq t} |\mathbf{d}_i(\tau)|\}$.

当 $\alpha^2 < 4\beta$ 时,

$$\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \frac{\sin(\zeta t) \exp(\iota t)}{\zeta} + \cos(\zeta t) \exp(\iota t) \\ \frac{\sin(\zeta t) \exp(\iota t)}{\zeta} \end{bmatrix}$$

$$\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{v}_i(0) = \delta_i(0) \exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q}$$

其中, $\iota = -\alpha/2$, $\zeta = \sqrt{4\beta - \alpha^2}/2$. 同理, 可得

$$|\delta_i(t)| \leq \|\mathbf{v}_i(t)\|_2 \leq$$

$$\xi_2 \exp(\kappa t) |\delta_i(0)| - \frac{\xi_2}{\kappa} \max_{0 \leq \tau \leq t} |\mathbf{d}_i(\tau)|$$

其中, $\xi_2 = \sqrt{\iota^2 + \zeta^2 + 1} / \zeta = \sqrt{4\beta + 1} / \sqrt{4\beta - \alpha^2}$, κ 则为 $-\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4\beta}$ 的实部. 最后可以得到

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 \leq -\frac{\rho \xi_2 \sqrt{3}}{\kappa}$$

当 $\alpha^2 = 4\beta$ 时, 可以得到

$$\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \eta t \exp(\eta t) \\ t \exp(\eta t) \end{bmatrix}$$

其中, $\eta = -\alpha/2$, 存在 $\mu > 0$, $\chi > 0 \in \mathbf{R}$, 使得

$$\|\exp(\mathbf{L}t)\mathbf{q}\|_2 = t\sqrt{\eta^2 + 1} \exp(\eta t) < \mu \exp(-\chi t)$$

进一步, 可以得到

$$|\delta_i(t)| \leq \|\mathbf{v}_i(t)\|_2 < \mu \exp(-\chi t) |\delta_i(0)| +$$

$$\frac{\mu}{\chi} \max_{0 \leq \tau \leq t} |\mathbf{d}_i(\tau)|$$

最后可以得出

$$\limsup_{t \rightarrow \infty} \|\delta(t)\|_2 \leq \frac{\rho \mu \sqrt{3}}{\chi}$$

通过以上分析得到结论: 对于有界的未知向量形式的随机扰动, 在 FWMAV 人工姿态控制系统中, FWMAV 的实际姿态轨迹与预期姿态轨迹之间的残差都是有界的. \square

综上所述, 无论对于恒定扰动、线性时变扰动还是有界随机扰动, 基于抗扰动 ND 控制器的 FWMAV 人工姿态控制系统具有优越的抗扰动能力, FWMAV 的实际轨迹可以快速收敛至期望值.

2.4 平行执行

所谓平行执行, 就是使实际系统与人工系统平行交互作用, 通过平行执行的方式对整个 FWMAV 控制系统实现有效控制.

平行执行过程根据实际系统和人工系统的平行关系, 对两者之间的区别进行分析和比较, 进而实现对实际系统的“完美控制”. FWMAV 控制的平行执行具体过程如下: 通过构建的人工系统得到控制力矩, 然后将此控制力矩应用在实际系统中, 进而比较人工系统与实际系统表现出的性能差异. 若人工系统和实际系统表现出的性能差异过大, 则通过调节参数对人工系统控制力矩进行调节, 直至 FWMAV 姿态控制系统能够达到预设目标, 即实际飞行姿态轨迹跟踪到预设飞行姿态轨迹. 具体执行过程如算法 1 所示.

算法 1. 平行执行算法

初始化

1) $\mathbf{x}_{r1}(0) = [0, 0, 0]^T$, $\mathbf{x}_{r2}(0) = [0, 0, 0]^T$;

2) 设定期望姿态轨迹 \mathbf{x}_{r1d} ;

3) 预设值 μ .

平行执行

4) 确定参数 $\alpha > 0$, $\beta > 0$;

5) 求解人工系统微分方程 (16) 得到控制力矩序列 \mathbf{u}_a

和实际轨迹 \mathbf{x}_{a1} ;

6) 将控制力矩 \mathbf{u}_a 代入实际系统, 得到实际系统实际姿

态轨迹 \boldsymbol{x}_{r1} ;

7) 计算人工系统与实际系统之间误差函数为 $\boldsymbol{e} = \boldsymbol{x}_{r1} - \boldsymbol{x}_{a1}$, 若 $\|\boldsymbol{e}\|_2 < \mu$, 则执行步骤 8), 否则返回步骤 4), 修改参数值.

返回

8) 控制序列 \boldsymbol{u}_a .

上述调节参数即为调节人工系统 (16) 中 α 和 β . 根据第 2 节对定理 1 及设计式 (10) 的子系统分析可知, 若要使误差函数 $\boldsymbol{\delta}(t)$ 快速收敛到一个预定义的极小值, 则需要一个足够大的 α 和合适大小的 β . 具体而言, 当系数 α 相对于 β 足够大时, 经过 $\alpha/4$ s, $|\boldsymbol{\delta}_i(t)|$ 的值将是 $|\boldsymbol{\delta}_i(0)|$ 的 1.83%. 也就是说, 当 $\alpha = 400$, 而 $\beta = 0.01$ 时, 经过 $t = 0.01$ s, $|\boldsymbol{\delta}_i(t)|$ 的值将小于 $0.0183 \times |\boldsymbol{\delta}_i(0)|$; 经过 $t = 0.1$ s, $|\boldsymbol{\delta}_i(t)|$ 的值将小于 $4.21 \times 10^{-18} \times |\boldsymbol{\delta}_i(0)|$. 值得注意的是, 在计算机计算时, 浮点数的精度有限. 例如, 浮点数的间距“eps”, 在 MATLAB 环境下为 10 ~ 16 阶. 因此, 在调节时只需要选择一个较大的 α 和合适大小的 β 即可达到预期误差精度.

考虑到人工系统需和实际系统保持同步, 设人工系统与实际系统之间误差函数为 $\boldsymbol{e} = \boldsymbol{x}_{r1} - \boldsymbol{x}_{a1}$, 则结合式 (4) 可得

$$\dot{\boldsymbol{\delta}}_{a1} + \dot{\boldsymbol{e}} = -\alpha\boldsymbol{\delta}_{a1} - \alpha\boldsymbol{e}$$

结合式 (10), 进一步可得

$$-\beta \int_0^t \boldsymbol{\delta}_{a1} d\tau + \dot{\boldsymbol{e}} = -\alpha\boldsymbol{e}$$

将上式两边同时对时间 t 求导

$$\ddot{\boldsymbol{e}} + \alpha\boldsymbol{e} - \beta\boldsymbol{\delta}_{a1} = 0$$

上式的第 i 个子系统可以写为

$$\ddot{e}_i + \alpha e_i - \beta\delta_{a1i} = 0$$

若要使得人工系统与实际系统保持同步, 则其误差 e_i 需在人工系统稳定的同时趋近于 0, 人工系统稳定时 $\delta_{a1i} \rightarrow 0$. 显然, 通过求解微分方程 $\ddot{e}_i + \alpha e_i = 0$ 可知, 当 α 越大时, e_i 越快趋近于 0.

综上所述, 在平行执行过程中, 确定参数 α 和 β 时, 综合考虑收敛速度和计算复杂度, 参数初始值应选择较大的 α 值和适当大小的 β 值. 将人工系统中得到的力矩应用到实际系统中, 若 $\boldsymbol{e} \rightarrow 0$, 则确定此参数; 若两系统性能差异过大, 则适当增大 α 继续此过程. 一个足够大的 α 和合适大小的 β 就可以使得误差函数理论上快速收敛到 0, 但在实际工作中, 一般需要预设一个极小值 μ , 当 $\|\boldsymbol{e}\|_2 < \mu$ 时, 确定控制序列 \boldsymbol{u}_a .

3 数值仿真

本节通过数值仿真验证抗扰动 ND 控制器的有

效性. 如第 2 节所示, 本文采用 ACP 方法完成 FWMAV 姿态控制器的设计, 其在平行执行阶段, 将人工系统中得到的控制力矩应用在实际系统中, 以此确定人工系统与实际系统的性能差异, 不断优化该 FWMAV 姿态控制器, 使其能够完成 FWMAV 实际系统中的姿态控制任务.

在本节的数值仿真实验中, 将展示优化后的控制器在实际系统中的表现, 具体为在不同扰动下的姿态控制能力和抗扰动能力. 仿真实验具体实验参数设置如下:

1) FWMAV 期望姿态轨迹为

$$\boldsymbol{x}_{r1d} = \begin{bmatrix} 0.2 \sin(2t) \\ 0.2 \sin(2t + \frac{\pi}{2}) \\ 0.2 \sin(2t + \pi) \end{bmatrix}$$

2) 转动惯量矩阵为

$$\boldsymbol{I}_p = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix}$$

其中, $I_{xx} = 575 \text{ g} \cdot \text{mm}^2$, $I_{yy} = 576 \text{ g} \cdot \text{mm}^2$, $I_{zz} = 991 \text{ g} \cdot \text{mm}^2$. 此外, $m = 5.6 \text{ g}$, 初始条件 $\boldsymbol{x}_{r1}(0) = [0, 0, 0]^T$, $\boldsymbol{x}_{r2}(0) = [0, 0, 0]^T$.

3.1 现有姿态控制器仿真

为与本文所设计 ND 抗扰动控制器进行比较, 本节对文献 [14] 中的 FWMAV 控制器 (81) 进行姿态控制仿真. 用于 FWMAV 的姿态控制器为

$$\boldsymbol{u}_{pd} = -K_p\boldsymbol{\delta}_{a1} - K_d\dot{\boldsymbol{\delta}}_{a1}$$

其中, K_p 和 K_d 分别为比例控制系数和微分控制系数. 将控制器参数设置为 $K_p = 3000$, $K_d = 0.5$, 其实验结果如图 3 和图 4 所示.

图 3 为 FWMAV 实际姿态轨迹与期望姿态轨迹, 图 4 显示了 FWMAV 姿态控制误差曲线. 其中姿态控制误差具体定义为

$$\boldsymbol{\delta}(t) = [\theta - \theta_d; \phi - \phi_d; \psi - \psi_d]$$

3.2 抗扰动 ND 姿态控制器仿真

控制器参数设置为 $\alpha = 50$, $\beta = 0.1$. 其余实验参数设置与 PD 控制器实验相同, 按照扰动类型分别进行数值仿真.

当扰动为恒定扰动时, 即 $\boldsymbol{d} = [10, 10, 10]^T$, 仿真结果如图 5 和图 6 所示; 当扰动为线性时变扰动时, 即 $\boldsymbol{d} = [0.5t, 0.5t, 0.5t]^T$, 仿真结果如图 7 和图 8 所示; 当扰动为有界扰动时, 即 $\boldsymbol{d} = [d_3, d_3, d_3]^T$, 其中, d_3 表示 0 到 3 内的随机数, 仿真结果如图 9 和图 10 所示.

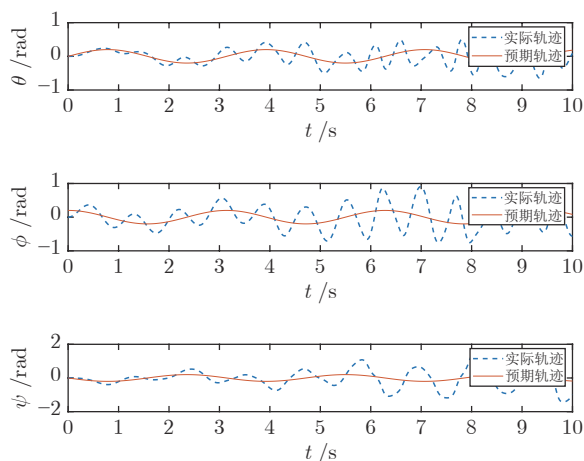


图 3 文献 [14] 中的控制器 (81) 姿态控制

Fig.3 Attitude control of the controller (81) in [14]

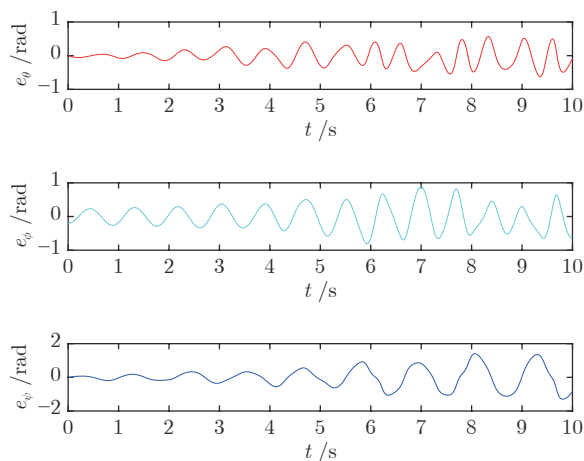


图 4 文献 [14] 中的控制器 (81) 姿态控制误差

Fig.4 Attitude control error of the controller (81) in [14]

现实中扰动可以看作是大小动态变化的时间序列. 而这种时间序列往往是无规律非周期的. 由于任何周期函数都可以用正弦函数和余弦函数构成的无穷级数来表示^[40], 因此我们可以将扰动信号看作周期足够长的周期信号, 通过足够多的正弦信号去对其逼近. 为进一步验证本文所设计控制器的抗扰动性, 本节还将加入正弦扰动实验, 实验结果如图 11 和图 12 所示, 其中, 正弦扰动 $\mathbf{d} = [3 \sin(t), 3 \sin(t), 3 \sin(t)]^T$.

图 5、图 7、图 9 和图 11 为 FWMAV 实际姿态轨迹与期望姿态轨迹, 图 6、图 8、图 10 和图 12 显示了 FWMAV 姿态控制误差曲线. 从图中可以看出, 所求解得到的实际轨迹可以很好地跟踪到预期轨迹, 并且无论对于恒定扰动、线性时变扰动、有界随机扰动或正弦扰动, 抗扰动 ND 控制器都展现出了良好的抗扰动性.

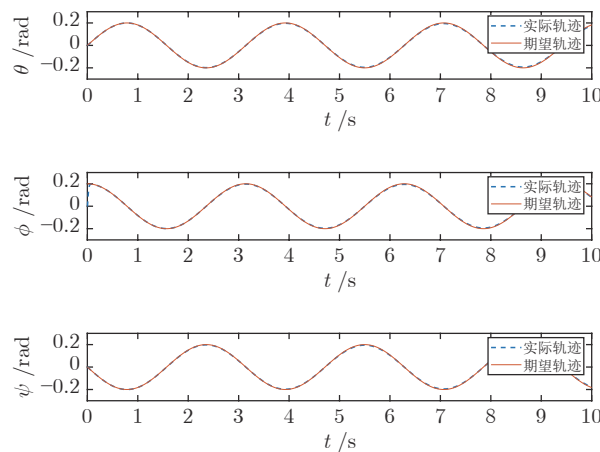


图 5 恒定扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制

Fig.5 Attitude control of the anti-disturbance ND controller with constant disturbance

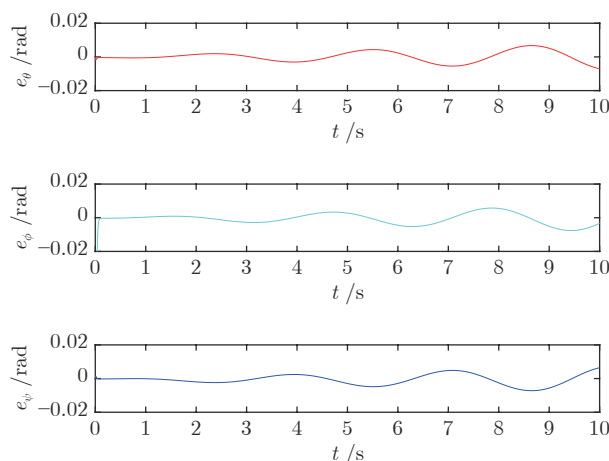


图 6 恒定扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制误差

Fig.6 Attitude control error of the anti-disturbance ND controller with constant disturbance

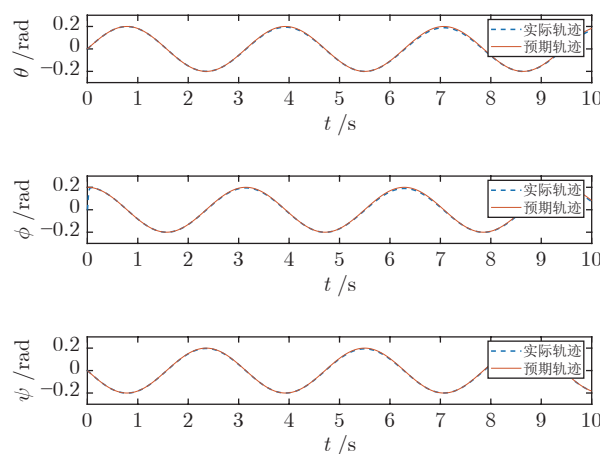


图 7 线性时变扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制

Fig.7 Attitude control of the anti-disturbance ND controller with linear time-varying disturbance

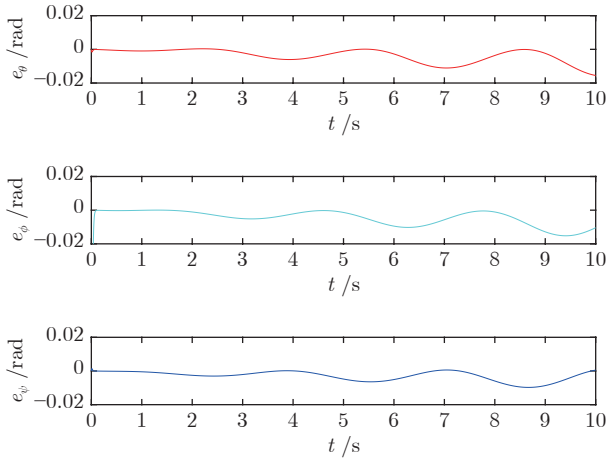


图 8 线性时变扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制误差
Fig.8 Attitude control error of the anti-disturbance ND controller with linear time-varying disturbance

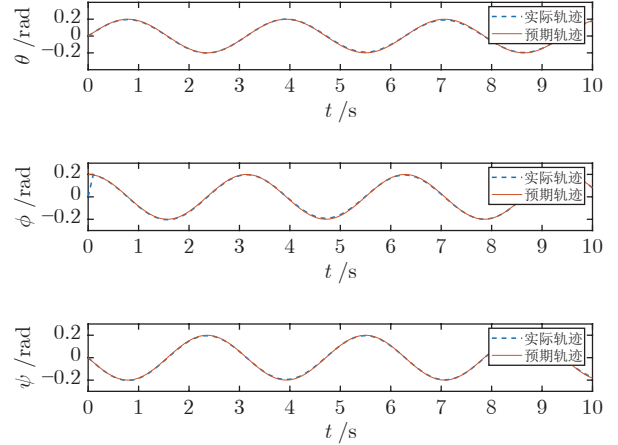


图 11 正弦扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制
Fig.11 Attitude control of the anti-disturbance ND controller with sine disturbance

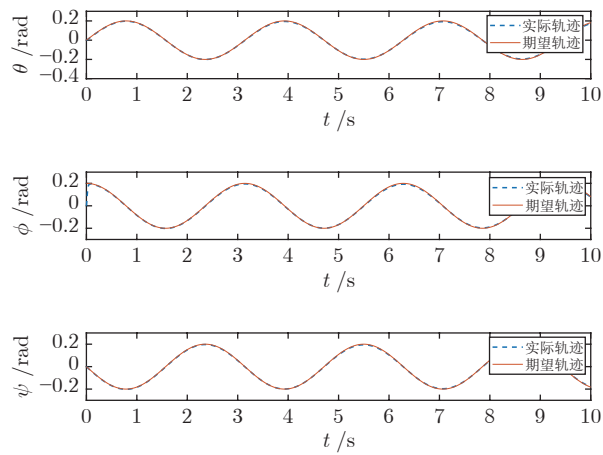


图 9 有界随机扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制
Fig.9 Attitude control of the anti-disturbance ND controller with bounded random disturbance

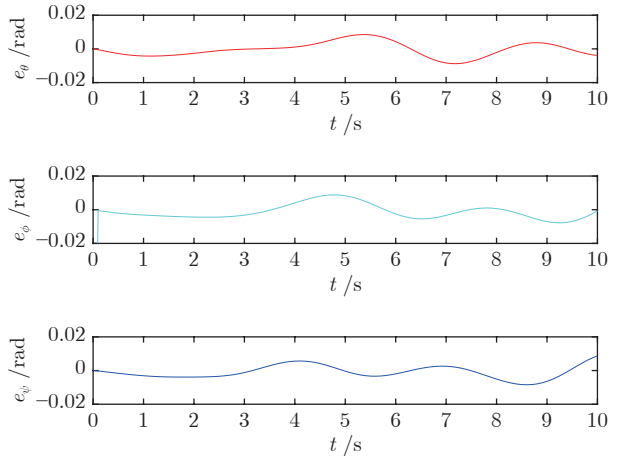


图 12 正弦扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制误差
Fig.12 Attitude control error of the anti-disturbance ND controller with sine disturbance

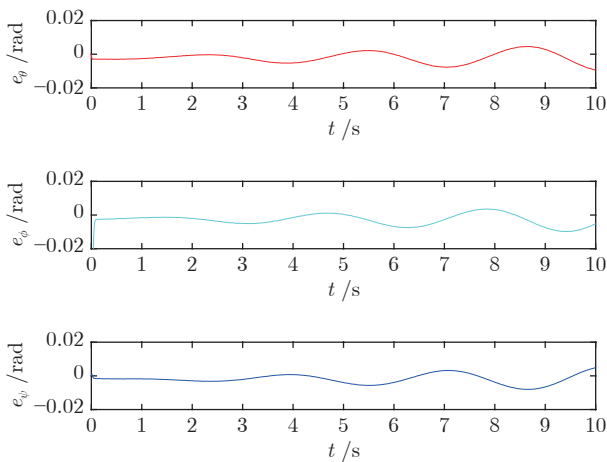


图 10 有界随机扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制误差
Fig.10 Attitude control error of the anti-disturbance ND controller with bounded random disturbance

与不加任何扰动的对比姿态控制器相比, ND 抗扰动控制器在控制精度方面显现出明显的优越性. 为更清楚地说明上述结论, 在表 1 中对两种控制器控制误差的平均值和标准差进行数据比较. 从表 1 中可以明显看出, ND 抗扰动控制器平均误差较小, 且控制效果也更为稳定.

3.3 硬件在环实验

硬件在环 (Hardware-in-the-loop, HIL) 实验是以实时处理器运行仿真模型来模拟受控对象的运行状态, 它不仅弥补了纯数字仿真中的许多缺陷, 提高了整个模型的置信度, 而且实现了仿真模型和实际系统间的实时数据交互, 使仿真结果的验证过程更加直观^[41-42]. 本节使用 HIL 实验模拟实际系统的输出, 验证所提 FWMAV ND 抗扰动姿态控制器

表 1 控制器性能比较
Table 1 Comparison of performance among different controllers

	e_θ (rad)		e_ϕ (rad)		e_ψ (rad)	
	平均值	标准差	平均值	标准差	平均值	标准差
参考文献 [14] 中的控制器 (S1)	-0.0288	0.2483	-0.0166	0.3890	-0.0241	0.6696
ND 抗扰动控制器 (恒定扰动)	-0.0162	0.0040	-0.0192	0.0185	-0.0101	0.0019
ND 抗扰动控制器 (线性时变扰动)	-0.0038	0.0040	-0.0065	0.0200	-0.0029	0.0029
ND 抗扰动控制器 (有界随机扰动)	-0.0021	0.0032	-0.0048	0.0199	-0.0020	0.0028
ND 抗扰动控制器 (正弦扰动)	-0.0004	0.0043	-0.0033	0.0202	-0.0010	0.0038

的实用性.

在本次实验中, 我们利用 HIL 实验复现正弦扰动下的 ND 抗扰动姿态控制器仿真结果, 所有参数选择与计算机仿真参数相同. 我们使用 STM32 和 Simulink 平台进行此次 HIL 实验. 首先, 硬件环境涉及 STM32F103 单片机和一台配备英特尔酷睿 i5-9400F CPU (2.20 GHz) 的电脑. 其次, STM32 和 Simulink 平台的软件环境分别依赖于电脑上的 Keil uvision5 和 MATLAB R2019a. STM32 与 Simulink 环境之间的通信是以串行通信协议的方式来进行的, 这是一个实现短距离通信的有效方法, 其中波特率为 115 200 bit/s. HIL 仿真采样时间设置为 0.01 s. 即将输入的期望轨迹和所提出的 FWMAV 抗扰动姿态控制器连续集成到 STM32 单片机中并自适应调节输出信号. 最后, STM32 单片机传输跟踪结果到 Simulink 平台进行分析并显示.

整个 HIL 仿真实验的过程如图 13 所示. 首先, 如图 13 左方框图所示, 为保证从 STM32 中产生的输出数据可以到达 Simulink 平台, 建立了 Simulink 和 STM32 之间的串口通信. 但是在串行通信过程中, 首先需要对数据进行预处理, 以保证数据的正常传输. 因此, STM32 中直接输出的数据需要

被解析, 如图 13 中间方框图所示. 最后, 解析数据在 Simulink 平台以 scope 的形式被检测, 如图 13 右侧框图所示. 图 14 为 HIL 实验中正弦扰动下 ND 抗扰动姿态控制器求解的实际轨迹与预期轨迹之间的误差曲线图. 从图 14 中可以看出, 与计算机仿真结果相似, 实际轨迹与预期轨迹的误差可以收敛到 0, 可以说明 ND 抗扰动控制器的实用性. 可以注意到的是, 图 14 与第 3.2 节中正弦扰动下抗扰动 ND 控制器姿态控制误差图 12 仍有所不同, 这是由两种实验设备和实验环境之间的差别所致, 不同实验设备计算所带来的截断误差、舍入误差不尽相同, 会导致实验结果有所偏差, 但整体上, 该实验结果是可以接受的.

4 结束语

本文基于 ACP 方法, 提出了一种抗扰动 ND 控制器用于 FWMAV 姿态控制. 在控制器设计当中, 基于平行智能理论框架 ACP 方法, 在 FWMAV 人工姿态控制系统中得到有效的控制力矩, 使其在实际系统中平行执行, 完成一个 ACP 过程, 得到适用于 FWMAV 实际系统姿态控制的有效控制力矩以完成 FWMAV 姿态控制. 该控制器抗扰动性强, 计

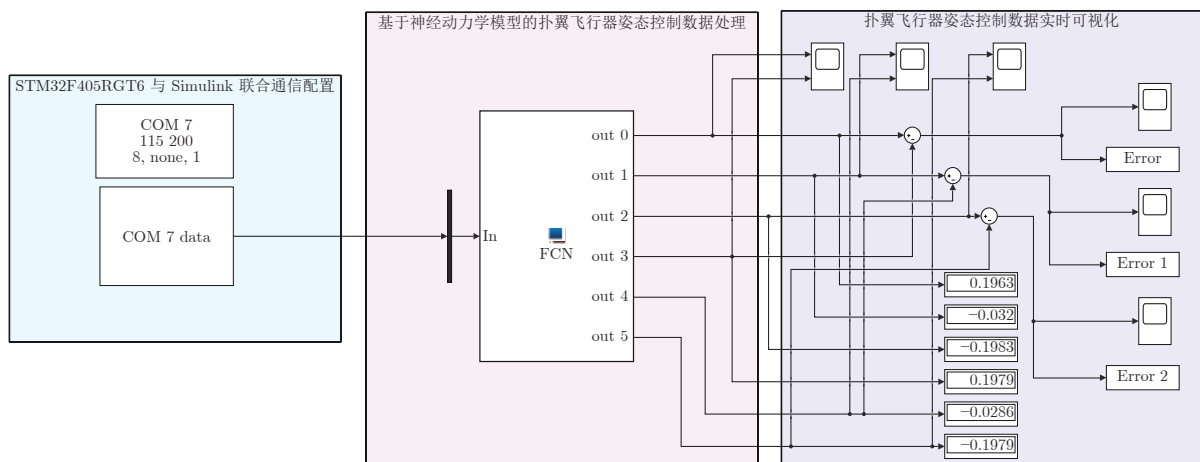


图 13 FWMAV 系统硬件在环 Simulink 仿真框图

Fig.13 FWMAV HIL Simulink simulation block diagram

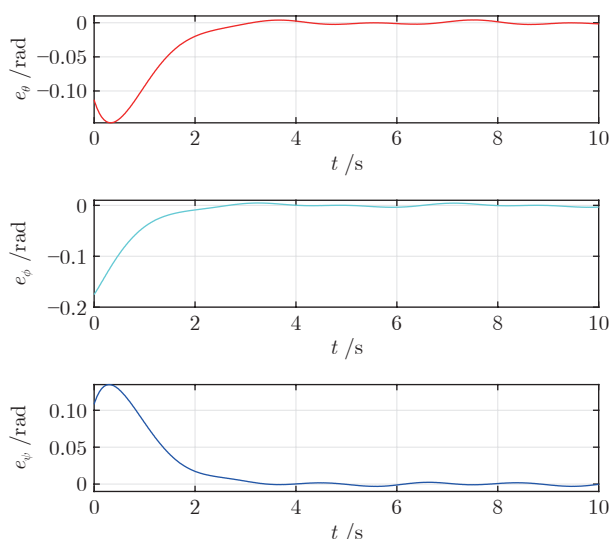


图 14 FWMAV ND 姿态控制器硬件在环仿真误差曲线图

Fig. 14 HIL simulation error curve of FWMAV ND attitude controller

算简便, 有很好的实用价值. 在下一步的工作中, 我们将对该方法进行进一步分析和改进, 量化不同时滞对应的影响并寻求抑制方法, 并且针对 FWMAV 搭建相关的硬件平台对本方法进行进一步验证.

References

- Mackenzie D. A flapping of wings. *Science*, 2012, **335**(6075): 1430–1433
- Rege A A. Characterization of Flapping Wing Aerodynamics and Flight Dynamics Analysis Using Computational Methods [Ph.D. dissertation], The University of Texas, USA, 2015.
- Dickinson M H, Lehmann F O, Sane S P. Wing rotation and the aerodynamic basis of insect flight. *Science*, 1999, **284**(5422): 1954–1960
- Zhou Ji-Ping, Wu Li-Xin, Zhu Xing-Long. The present research situation and key technology. *Robot Techniqae and Application*, 2004, **4**(6): 12–17 (周骥平, 武立新, 朱兴龙. 仿生扑翼飞行器的研究现状及关键技术. 机器人技术与应用, 2004, **4**(6): 12–17)
- Rose C, Fearing R S. Comparison of ornithopter wind tunnel force measurements with free flight. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). Hong Kong, China: IEEE, 2014. 1816–1821
- Keennon M, Klingebiel K, Won H, Andriukov A. Development of the nano hummingbird: A tailless flapping wing micro air vehicle. In: Proceedings of the 50th AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Nashville, USA: AIAA, 2012. 129–134
- Ma K Y, Chirarattananon P, Fuller S B, Wood R J. Controlled flight of a biologically inspired, insect-scale robot. *Science*, 2013, **340**(6132): 603–607
- Xuan J L, Song B F, Song W P, Yang W Q, Xue D, Liang S R. Progress of Chinese “Dove” and future studies on flight mechanism of birds and application system. *Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2020, **37**(5): 663–675
- Liu Jing, Wang Chao, Xie Peng, Zhou Chao-Ying. Development of insect-like flapping wing micro air vehicle based on PD control. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2020, **41**(9): Article No. 223678 (刘晶, 汪超, 谢鹏, 周超英. 基于 PD 控制的仿生昆虫扑翼样机研制. 航空学报, 2020, **41**(9): Article No. 223678)
- Li J X, Wang C, Liu J, Xie P, Zhou C Y. Design and implementation of hovering flapping wing micro air vehicle. In: Proceedings of the 12th International Conference on Intelligent Robotics and Applications. Shenyang, China: Springer, 2019. 226–233
- Masu K, Machida K, Yamane D, Ito H, Ishihara N, Chang T M, et al. (Invited) CMOS-MEMS based microgravity sensor and its application. *ECS Transactions*, 2020, **97**(5): 91–108
- Cao Feng-Kui, Zhuang Yan, Yan Fei, Yang Qi-Feng, Wang Wei. Long-term autonomous environment adaptation of mobile robots: State-of-the-art methods and prospects. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(2): 205–221 (曹风魁, 庄严, 闫飞, 杨奇峰, 王伟. 移动机器人长期自主环境适应研究进展和展望. 自动化学报, 2020, **46**(2): 205–221)
- Banazadeh A, Taymourtash N. Adaptive attitude and position control of an insect-like flapping wing air vehicle. *Nonlinear Dynamics*, 2016, **85**(1): 47–66
- He W, Yan Z C, Sun C Y, Chen Y. Adaptive neural network control of a flapping wing micro aerial vehicle with disturbance observer. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, **47**(10): 3452–3465
- He W, Mu X X, Zhang L, Zou Y. Modeling and trajectory tracking control for flapping-wing micro aerial vehicles. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2021, **8**(1): 148–156
- He Wei, Ding Shi-Qiang, Sun Chang-Yin. Research progress on modeling and control of flapping-wing air vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2017, **43**(5): 685–696 (贺威, 丁施强, 孙长银. 扑翼飞行器的建模与控制研究进展. 自动化学报, 2017, **43**(5): 685–696)
- Jha S K, Bhasin S. Adaptive linear quadratic regulator for continuous-time systems with uncertain dynamics. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, **7**(3): 833–841
- Yang X, Zhao B. Optimal neuro-control strategy for nonlinear systems with asymmetric input constraints. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, **7**(2): 575–583
- Qi Y M, Jin L, Li H X, Li Y M, Liu M. Discrete computational neural dynamics models for solving time-dependent Sylvester equation with applications to robotics and MIMO systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, **16**(10): 6231–6241
- Wei L, Jin L, Yang C G, Chen K, Li W B. New noise-tolerant neural algorithms for future dynamic nonlinear optimization with estimation on Hessian matrix inversion. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, **51**(4): 2611–2623
- Jin L, Yan J K, Du X J, Xiao X C, Fu D Y. RNN for solving time-variant generalized Sylvester equation with applications to robots and acoustic source localization. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, **16**(10): 6359–6369
- Wang F Y, Zhang J J, Zheng X H, Wang X, Yuan Y, Dai X X, et al. Where does AlphaGo go: From Church-Turing thesis to AlphaGo thesis and beyond. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2016, **3**(2): 113–120
- Wang Fei-Yue. Parallel control: A method for data-driven and computational control. *Acta Automatica Sinica*, 2013, **39**(4): 293–302 (王飞跃. 平行控制: 数据驱动的计算控制方法. 自动化学报, 2013, **39**(4): 293–302)
- Wang Fei-Yue. On the modeling, analysis, control and management of complex systems. *Complex Systems and Complexity Science*, 2006, **3**(2): 26–34 (王飞跃. 关于复杂系统的建模、分析、控制和管理. 复杂系统与复杂性科学, 2006, **3**(2): 26–34)
- Wei Q L, Wang L X, Lu J W, Wang F Y. Discrete-time self-learning parallel control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2022, **52**(1): 192–204
- Wang Fei-Yue. Parallel system methods for management and control of complex systems. *Control and Decision*, 2004, **19**(5): 485–489, 514 (王飞跃. 平行系统方法与复杂系统的管理和控制. 控制与决策, 2004, **19**(5): 485–489, 514)

- 27 Wang Kun-Feng, Gou Chao, Wang Fei-Yue. Parallel vision: An ACP-based approach to intelligent vision computing. *Acta Automatica Sinica*, 2016, **42**(10): 1490–1500 (王坤峰, 苟超, 王飞跃. 平行视觉: 基于 ACP 的智能视觉计算方法. *自动化学报*, 2016, **42**(10): 1490–1500)
- 28 Wang Xiao, Yao Ting-Ting, Han Shuang-Shuang, Cao Dong-Pu, Wang Fei-Yue. Parallel internet of vehicles: The ACP-based networked management and control for intelligent vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(8): 1391–1404 (王晓, 姚婷婷, 韩双双, 曹东璞, 王飞跃. 平行车联网: 基于 ACP 的智能车辆网联管理与控制. *自动化学报*, 2018, **44**(8): 1391–1404)
- 29 Bai Tian-Xiang, Wang Shuai, Shen Zhen, Cao Dong-Pu, Zheng Nan-Ning, Wang Fei-Yue. Parallel robotics and parallel unmanned systems: Framework, structure, process, platform and applications. *Acta Automatica Sinica*, 2017, **43**(2): 161–175 (白天翔, 王帅, 沈震, 曹东璞, 郑南宁, 王飞跃. 平行机器人与平行无人系统: 框架、结构、过程、平台及其应用. *自动化学报*, 2017, **43**(2): 161–175)
- 30 Wang Xiao, Han Shuang-Shuang, Yang Lin-Yao, Zeng Ke, Wang Fei-Yue. The research on ACP-based modeling and computational experiment for cyber movement organizations. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(4): 653–669 (王晓, 韩双双, 杨林瑶, 曾轲, 王飞跃. 基于 ACP 的动态网民体运动组织建模与计算实验研究. *自动化学报*, 2020, **46**(4): 653–669)
- 31 Chen Hong-Yu, Ai Hong, Wang Xiao, Lv Yi-Sheng, Chen Yuan-Yuan, Wang Fei-Yue. Analysis and perception of social signals in social transportation. *Acta Automatica Sinica*, 2021, **47**(6): 1256–1272 (陈虹宇, 艾红, 王晓, 吕宜生, 陈圆圆, 王飞跃. 社会交通中的社会信号分析与感知. *自动化学报*, 2021, **47**(6): 1256–1272)
- 32 Wang Fei-Yue. Parallel control and digital twins: Control theory revisited and reshaped. *Chinese Journal of Intelligent Science and Technology*, 2020, **2**(3): 293–300 (王飞跃. 平行控制与数字孪生: 经典控制理论的回顾与重铸. *智能科学与技术学报*, 2020, **2**(3): 293–300)
- 33 Wei Q L, Li H Y, Wang F Y. Parallel control for continuous-time linear systems: A case study. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, **7**(4): 919–928
- 34 Lu J W, Wei Q L, Wang F Y. Parallel control for optimal tracking via adaptive dynamic programming. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, **7**(6): 1662–1674
- 35 Han X M, Zhao X D, Sun T, Wu Y H, Xu N, Zong G D. Event-triggered optimal control for discrete-time switched nonlinear systems with constrained control input. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, **51**(12): 7850–7859
- 36 Shanmugam L, Joo Y H. Stability and stabilization for T-S fuzzy large-scale interconnected power system with wind farm via sampled-data control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, **51**(4): 2134–2144
- 37 Bo Ying-Chun, Zhang Xin, Liu Bao. Delayed deep echo state network and its application on time series prediction. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(8): 1644–1653 (薄迎春, 张欣, 刘宝. 延迟深度回声状态网络及其在时间序列预测中的应用. *自动化学报*, 2020, **46**(8): 1644–1653)
- 38 Principi E, Rossetti D, Squartini S, Piazza F. Unsupervised electric motor fault detection by using deep autoencoders. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2019, **6**(2): 441–451
- 39 Jin L, Ying L F, Lu H Y, Zhang Z J. Saturation-allowed neural dynamics applied to perturbed time-dependent system of linear equations and robots. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, **68**(10): 9844–9854
- 40 Zheng Jun-Li, Ying Qi-Heng, Yang Wei-Li. *Signals and Systems (3rd edition)*. Beijing: Higher Education Press, 2000. (郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统. 第 3 版. 北京: 高等教育出版社, 2000.)
- 41 Zou Yi. Overview of hardware-in-loop simulation system. *Value Engineering*, 2016, **35**(35): 97–98 (邹祎. 硬件在环仿真系统概述. *价值工程*, 2016, **35**(35): 97–98)
- 42 Dai X H, Ke C X, Quan Q, Cai K Y. Simulation credibility as-

essment methodology with FPGA-based hardware-in-the-loop platform. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, **68**(4): 3282–3291



金龙 兰州大学信息科学与工程学院教授. 主要研究方向为神经网络, 机器人和智能信息处理. 本文通信作者. E-mail: jinlongsysu@foxmail.com (**JIN Long** Professor at the School of Information Science and Engineering, Lanzhou University. His research interest covers neural networks, robotics, and intelligent information processing. Corresponding author of this paper.)



李嘉昌 兰州大学信息科学与工程学院硕士研究生. 主要研究方向为机器人, 神经网络和非线性方程. E-mail: lzdxcj@163.com (**LI Jia-Chang** Master student at the School of Information Science and Engineering, Lanzhou University. His research interest covers robotics, neural networks, and nonlinear equations.)



常振强 兰州大学信息科学与工程学院硕士研究生. 主要研究方向为神经网络, 扑翼飞行器控制. E-mail: changzhq18@lzu.edu (**CHANG Zhen-Qiang** Master student at the School of Information Science and Engineering, Lanzhou University. His research interest covers neural networks and flapping wing aircraft control.)



卢经纬 中国科学院自动化研究所复杂系统管理与控制国家重点实验室博士研究生. 主要研究方向为最优控制, 自适应动态规划和强化学习. E-mail: lujingwei2019@ia.ac.cn (**LU Jing-Wei** Ph.D. candidate at the State Key Laboratory of Management and Control for Complex Systems, Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences. His research interest covers optimal control, adaptive dynamic programming, and reinforcement learning.)



程龙 中国科学院自动化研究所研究员. 主要研究方向为康复机器人, 智能控制和神经网络. E-mail: long.cheng@ia.ac.cn (**CHENG Long** Professor at the Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences. His research interest covers rehabilitation robot, intelligent control, and neural networks.)