

## 非线性微分-代数系统的输出 反馈镇定: 基于线性采样控制

臧强<sup>1,2</sup> 梅平<sup>1,2</sup> 郑柏超<sup>1,2</sup> 陈炜峰<sup>1,2</sup>  
张凯锋<sup>3</sup> 戴先中<sup>3</sup>

**摘要** 对满足指数 1 和线性增长条件的非线性微分-代数系统, 本文证明其采样输出反馈镇定控制问题可解. 首先, 给出一个线性显式非初始化状态观测器设计; 然后, 构造出线性的采样输出反馈控制器, 使得整个闭环系统渐近稳定. 仿真结果表明了所提控制方法的有效性.

**关键词** 微分-代数系统, 显式非初始化观测器, 输出反馈, 采样控制

**引用格式** 臧强, 梅平, 郑柏超, 陈炜峰, 张凯锋, 戴先中. 非线性微分-代数系统的输出反馈镇定: 基于线性采样控制. 自动化学报, 2015, 41(10): 1831-1836

**DOI** 10.16383/j.aas.2015.c150045

## Output Feedback Stabilization of Nonlinear Differential-algebraic Equations System Based on Linear Sampled-data Control

ZANG Qiang<sup>1,2</sup> MEI Ping<sup>1,2</sup> ZHENG Bo-Chao<sup>1,2</sup>  
CHEN Wei-Feng<sup>1,2</sup> ZHANG Kai-Feng<sup>3</sup> DAI Xian-Zhong<sup>3</sup>

**Abstract** For nonlinear differential-algebraic equations system which is of index one and satisfies linear growth condition, it is shown that the problem of sampled-data output feedback stabilization control can be solved. A linear explicit non-initialized observer is proposed to obtain the state estimation. Then a linear sampled-data output feedback controller is designed, through which the whole closed-loop systems are asymptotically stable. Simulation results show the validity of the control method proposed in this paper.

**Key words** Differential-algebraic equations system, explicit non-initialized observer, output feedback, sampled-data control

**Citation** Zang Qiang, Mei Ping, Zheng Bo-Chao, Chen Wei-Feng, Zhang Kai-Feng, Dai Xian-Zhong. Output feedback stabilization of nonlinear differential-algebraic equations system based on linear sampled-data control. *Acta Automatica Sinica*, 2015, 41(10): 1831-1836

收稿日期 2015-01-27 录用日期 2015-07-07  
Manuscript received January 27, 2015; accepted July 7, 2015  
国家自然科学基金 (61104103, 61304089, 61403207, 61473084), 江苏省自然科学基金 (BK2011826, BK20131000), 东南大学复杂工程系统测量与控制教育部重点实验室开放课题 (MCCSE2012A07) 资助  
Supported by National Natural Science Foundation of China (61104103, 61304089, 61403207, 61473084), Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2011826, BK20131000), Open Project of Key Laboratory of Measurement and Control of Complex Systems of Engineering, Ministry of Education, Southeast University (MCCSE2012A07)

本文责任编辑 梅生伟  
Recommended by Associate Editor MEI Sheng-Wei  
1. 南京信息工程大学信息与控制学院江苏省气象能源利用与控制工程技术研究中心 南京 210044 2. 南京信息工程大学江苏省大气环境与装备技术协同创新中心 南京 210044 3. 东南大学复杂工程系统测量与控制教育部重点实验室 南京 210096

1. Jiangsu Engineering Research Center on Meteorological Energy Using and Control, School of Information and Control, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044 2.

从能量或者物质守恒角度考虑, 许多物理系统如电力系统、生化过程以及带运动约束的机器人系统等, 其系统模型往往由微分方程和代数方程来共同描述 (Differential-algebraic equations, DAE). 指数 1 的 DAE 系统在已有研究中占有重要地位, 原因如下: 1) 许多重要的实际非线性 DAE 系统如正常工况下的电力系统等, 本身就是指数 1 的<sup>[1-3]</sup>. 2) 在一定条件下, 高指数 (指数大于等于 2) 的 DAE 系统可以等价转化为指数 1 的 DAE 系统<sup>[4]</sup>. 近年来, 指数 1 的 DAE 系统的研究取得了很大的进展, 如: 文献 [1] 扩展了常微分方程 (Ordinary differential equations, ODE) 系统的 Lyapunov 稳定性理论, 给出了指数 1 非线性 DAE 系统稳定的充分条件. 文献 [3] 针对电力系统指数 1 单输入单输出非线性 DAE 系统模型, 研究了其多指标控制问题. 文献 [5] 针对指数 1 仿射非线性 DAE 系统, 研究了其反馈控制问题. 文献 [6] 则研究了一般形式的指数 1 非线性 DAE 系统的逆系统控制方法, 并将其应用于电力系统元件分散控制. 文献 [7] 提出了指数 1 非线性 DAE 系统的一致相对阶概念, 利用反步 (Backstepping) 方法给出其渐近镇定控制器设计.

绝大多数非线性 DAE 系统控制研究均基于连续时间状态反馈设计. 然而一方面, 越来越多的实际控制器由数字计算机来实现<sup>[8-9]</sup>; 另一方面, 许多情况下系统输出是可用于反馈控制设计的唯一量测信号. 鉴于上述原因, 非线性 DAE 系统基于采样的输出反馈控制问题研究是非常有意义和必要的, 但就作者所知, 还未见此类研究. 就非线性 ODE 系统而言, 在各种结构性条件和增长性条件的假设下, 其输出反馈控制问题已经取得了丰富的成果<sup>[10-12]</sup>, 但对于非线性 DAE 系统, 即便是连续时间的状态估计和输出反馈控制问题, 研究成果也非常有限. 文献 [13] 针对指数 1 且满足线性增长条件的非线性 DAE 系统, 提出一种线性的非初始化状态观测器设计方案, 通过将控制器和观测器耦合在一起设计, 最终使得闭环系统渐近稳定. 文献 [14] 针对指数 1 非线性 DAE 系统, 提出了所谓“显式”观测器概念, 并给出了观测器存在的充分条件.

对于满足线性增长条件的指数 1 非线性 DAE 系统, 本文证明存在合适的采样周期, 使其基于采样的输出反馈镇定控制问题可解. 通过构造线性显式非初始化状态观测器来估计其状态, 然后通过反馈估计状态构造出线性的采样控制器, 使得整个闭环系统渐近稳定. 本文的主要贡献在于: 1) 与一般研究仅考虑仿射形式的非线性 DAE 系统不同, 本文研究对象的系统形式更为一般. 2) 给出的状态观测器不再是通常的等价系统复制加误差校正项形式, 而是线性的、显式的、非初始化的, 无需观测器初始状态受限于代数方程, 也不需要被控系统非线性项精确已知, 具有良好的鲁棒性. 3) 给出的状态观测器和控制器设计均为线性的和离散的, 更易于计算机实现.

## 1 系统描述和问题提出

考虑如下非线性 DAE 系统

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}_1(\mathbf{x}, \mathbf{z}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, u) \\ \mathbf{0} &= \mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \end{aligned} \quad (1)$$

Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044 3. Key Laboratory of Measurement and Control of Complex Systems of Engineering, Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096

其中,  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in \mathbf{R}^n, \mathbf{z} = (z_1, z_2, \dots, z_m)^T \in \mathbf{R}^m, u, y \in \mathbf{R}$  分别为微分变量、代数变量、控制输入和系统输出,  $\mathbf{f}_1, \mathbf{g} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{f}_2 \in \mathbf{R}^m$  为向量映射, 统称  $(\mathbf{x}, \mathbf{z})$  为系统 (1) 的状态. 记  $\mathbf{f}_2$  的零集为  $\Omega = \{(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \in \mathbf{R}^{n+m} : \mathbf{0} = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{z})\}$ . 不失一般性, 设原点为系统 (1) 在  $\Omega$  上的孤立平衡点, 设  $(\mathbf{x}(0), \mathbf{z}(0))$  为系统 (1) 的容许初始状态, 即  $\mathbf{f}_2(\mathbf{x}(0), \mathbf{z}(0)) = \mathbf{0}$ . 需要指出的是, 不同于通常研究的仿射形式, 系统 (1) 对于控制输入  $u$  是非线性的.

对系统 (1) 有如下假设.

**假设 1.** 代数方程  $\mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{z})$  关于代数向量  $\mathbf{z}$  的 Jacobian 矩阵在  $\Omega$  上具有常满秩:

$$\text{rank} \left( \frac{\partial \mathbf{f}_2}{\partial \mathbf{z}} \right) = m \quad (2)$$

即系统 (1) 是指数 1 的.

**假设 2.** 在开集  $\Omega_\varepsilon = \{(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \in \Omega \mid \|\mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{z})\| < \varepsilon, \varepsilon > 0\}$  上, 存在一个微分同胚  $\Psi : (\zeta, \chi) = \Psi(\mathbf{x}, \mathbf{z}), \Psi(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$ , 可将系统 (1) 等价转化为如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_1 &= \zeta_2 + \phi_1(\zeta, \chi, u) \\ &\vdots \\ \dot{\zeta}_{n-1} &= \zeta_n + \phi_{n-1}(\zeta, \chi, u) \\ \dot{\zeta}_n &= u + \phi_n(\zeta, \chi, u) \\ \dot{\chi} &= 0 \\ y &= \zeta_1 \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\zeta(t) = (\zeta_1(t), \dots, \zeta_n(t))^T, \chi \in \mathbf{R}^m, \|\cdot\|$  为 Euclidean 向量范数.

**假设 3.** 对  $i = 1, \dots, n$ , 存在常数  $c \geq 0$  使得:

$$|\phi_i(\zeta, \chi, u)| \leq c(|\zeta_1| + \dots + |\zeta_i|), \quad i = 1, \dots, n \quad (4)$$

即  $\phi_i(\cdot)$  满足本文所谓的“线性增长条件”.

**注 1.** 许多实际系统如电力系统等, 本身就具有模型 (3) 的形式<sup>[2-3]</sup>. 一般而言, 文献 [7] 给出了微分同胚  $\Psi$  存在的充分条件, 概述如下: 若系统 (1) 存在一致相对阶  $n$ , 那么坐标变换  $\begin{pmatrix} \zeta \\ \chi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \\ \mathbf{f}_2(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \end{pmatrix}$

即为满足假设 2 的一个微分同胚, 其中  $\Gamma(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = \begin{pmatrix} h(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \\ \vdots \\ L_{F\mathbf{f}_1}^{n-1} h(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \end{pmatrix}, F = \begin{bmatrix} I_n \\ -\left(\frac{\partial \mathbf{f}_2}{\partial \mathbf{z}}\right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{f}_2}{\partial \mathbf{x}} \end{bmatrix}, L_{F\mathbf{f}_1}^i h = L_{F\mathbf{f}_1} \left( L_{F\mathbf{f}_1}^{i-1} h \right) = \left( \frac{\partial L_{F\mathbf{f}_1}^{i-1} h}{\partial \mathbf{x}} \quad \frac{\partial L_{F\mathbf{f}_1}^{i-1} h}{\partial \mathbf{z}} \right) F \mathbf{f}_1, i = 1, \dots, n$ .

关于  $\Psi$  更详尽的描述和证明参见文献 [7].

**注 2.** 等价系统 (3) 的非线性项  $\phi_i$  可能具有不确定性, 但本文不需要  $\phi_i$  精确已知, 只需其满足线性增长条件 (4). 对于一个实际系统如电力系统而言, 大多存在一个运行区域 (即其状态空间是  $\mathbf{R}^{n+m}$  空间的一个子空间), 只要常数  $c$  足够大, 线性增长条件是可以满足的.

本文的目标是对满足假设 1~3 的非线性 DAE 系统 (1), 设计如下的采样输出反馈控制器

$$\begin{aligned} \vartheta(t_{k+1}) &= \Upsilon(\vartheta(t_k), y(t_k)), \quad \vartheta \in \mathbf{R}^{n+m} \\ u(t) &= u(t_k) = U(\vartheta(t_k)), \quad \forall t \in [t_k, t_{k+1}), k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (5)$$

使得整个闭环系统 (1) 和 (5) 在原点渐近稳定, 这里  $t_k = kT$  为采样点,  $T$  为采样周期. 若上述控制器能够找到, 则称非线性 DAE 系统 (1) 的采样输出反馈镇定控制问题可解.

## 2 主要结果

**定义 1.** 对非线性 DAE 系统 (1), 若存在如下系统:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{X}(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{z}}, u, y) \\ \dot{\hat{\mathbf{z}}} &= \mathbf{Z}(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{z}}, u, y), \quad (\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{z}}) \in \Omega_\varepsilon \end{aligned} \quad (6)$$

使得对任意的  $(\hat{\mathbf{x}}(0), \hat{\mathbf{z}}(0)) \in \Omega_\varepsilon, (\mathbf{x}(0), \mathbf{z}(0)) \in \Omega$ , 都有  $\lim_{t \rightarrow \infty} \|(\mathbf{x}(t), \mathbf{z}(t)) - (\hat{\mathbf{x}}(t), \hat{\mathbf{z}}(t))\| = 0$ , 那么称系统 (6) 为非线性 DAE 系统 (1) 的显式非初始化状态观测器.

本文观测器 (6) 的所谓“显式”, 是指其代数变量的动态是显式表达的:  $\dot{\hat{\mathbf{z}}} = \mathbf{Z}(\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{z}}, u, y)$ . 而“非初始化”则表示观测器 (6) 的初始状态  $(\hat{\mathbf{x}}(0), \hat{\mathbf{z}}(0))$  不必受限于代数方程  $\mathbf{f}_2(\cdot)$ , 即  $(\hat{\mathbf{x}}(0), \hat{\mathbf{z}}(0))$  不需要满足  $\mathbf{f}_2(\hat{\mathbf{x}}(0), \hat{\mathbf{z}}(0)) = \mathbf{0}$ .

**定理 1.** 对满足假设 1~3 的非线性 DAE 系统 (1), 若采样周期  $T$  满足:

$$T < \frac{c^*}{\sigma^2 \gamma} \quad (7)$$

那么非线性 DAE 系统 (1) 的采样输出反馈镇定控制问题可解, 这里  $c^* > 0$  为设计参数,  $\gamma > 0$  和  $\sigma \geq 1$  分别为常数和增益, 将在接下来的证明过程中给出.

**证明.** 分两部分. 首先对系统 (3) 进行坐标变换, 对等价系统设计线性显式非初始化状态观测器. 然后通过反馈估计状态, 给出一个线性采样控制器设计方案, 使得整个闭环系统渐近稳定.

### 2.1 线性显式非初始化状态观测器的构造

对系统 (3) 定义如下坐标变换

$$\xi_i = \frac{\zeta_i}{\sigma^{i-1}}, v = \frac{u}{\sigma^n}, \quad i = 1, \dots, n \quad (8)$$

其中,  $\sigma \geq 1$  为增益,  $v$  为新的控制输入. 由式 (8), 系统 (3) 可等价转化为如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= \sigma A \xi + \sigma B v + \bar{\Phi}(t, \zeta, \chi, v) \\ \dot{\chi} &= \mathbf{0} \\ y &= C \xi \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}^T, \xi = (\xi_1, \dots, \xi_n)^T, \bar{\Phi}(\cdot) =$$

$(\bar{\phi}_1(\cdot), \dots, \bar{\phi}_n(\cdot))^T, \bar{\phi}_i(\cdot) = \phi_i(\zeta, \chi, u) / \sigma^{i-1}$ . 由式 (4) 和 (9), 可以验证如下不等式成立:

$$\begin{aligned} |\bar{\phi}_i(\cdot)| &\leq \frac{c}{\sigma^{i-1}} \left( |\xi_1| + \dots + \sigma^{i-1} |\xi_i| \right) \leq \\ &c(|\xi_1| + \dots + |\xi_i|), \quad i = 1, \dots, n \end{aligned} \quad (10)$$

下面给出等价系统 (9) 的连续时间线性显式非初始状态观测器如下:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}}(t) &= \sigma A \xi(t) + \sigma B v(t) + \sigma H (\xi_1(t_k) - \hat{\xi}_1(t)) = \\ &\sigma \bar{A} \hat{\xi}(t) + \sigma B v(t_k) + \sigma H \xi_1(t_k) \quad (11) \\ \dot{\hat{\chi}}(t) &= -\Lambda \hat{\chi}(t), \quad \forall t \in [t_k, t_{k+1}) \end{aligned}$$

其中,  $H = (h_n, \dots, h_1)^T$ ,  $h_i, i = 1, \dots, n$  为 Hurwitz 多项式  $s^n + h_n s^{n-1} + \dots + h_1$  的系数,  $\hat{\xi} = (\hat{\xi}_1, \dots, \hat{\xi}_n)^T$ ,  $\bar{A} = A - HC$ ,  $\Lambda$  则为满足一定条件的  $m \times m$  维对称正定矩阵.

由式 (11) 可得系统 (9) 的离散时间线性显式非初始状态观测器如下:

$$\begin{aligned} \hat{\xi}(t_{k+1}) &= e^{\sigma \bar{A} T} \hat{\xi}(t_k) + \int_0^T e^{\sigma \bar{A} s} ds (\sigma B v(t_k) + \sigma H \xi_1(t_k)) = \\ &M_1 \hat{\xi}(t_k) + G v(t_k) + N \xi_1(t_k) \quad (12) \\ \hat{\chi}(t_{k+1}) &= e^{-\Lambda T} \hat{\chi}(t_k) = M_2 \hat{\chi}(t_k) \end{aligned}$$

其中,  $M_1 = e^{\sigma \bar{A} T} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ ,  $G = \sigma \int_0^T e^{\sigma \bar{A} s} ds B \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ ,  $N = \sigma \int_0^T e^{\sigma \bar{A} s} ds B \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ ,  $M_2 = e^{-\Lambda T} \in \mathbf{R}^{m \times m}$ .

**注 3.** 观测器 (11) 具有两个优点: 1) 传统的非线性 Luenberger 型观测器往往由等价系统的复制加误差校正项共同组成, 需要非线性项  $\bar{\phi}_i$  精确已知, 同时还要满足某些条件如 Lpstichz 条件等. 而观测器 (11) 是线性的, 且没有用到非线性项  $\bar{\phi}_i$ , 也就不需要其精确已知. 2) 仅需要  $\hat{\chi}(0) \in \Omega_\varepsilon$  (注意到  $\Omega_\varepsilon$  为包含  $\Omega$  的一个管状邻域) 而不是  $\hat{\chi}(0) = 0$ , 即不需要观测器初始状态受限于  $f_2(\cdot) = 0$ . 上述两点使得观测器 (11) 具有良好的鲁棒性.

**注 4.** 式 (11) 和 (12) 产生相同的状态估计  $(\hat{\xi}(t_k), \hat{\chi}(t_k))$ . 下面将用式 (12) 来完成状态估计和控制器设计, 用式 (11) 来完成闭环系统稳定性的分析和证明.

### 2.2 线性采样输出反馈镇定控制器的构造

利用式 (11) 产生的估计  $\hat{\xi}_i(t_k)$ , 对任意的  $\forall t \in [t_k, t_{k+1})$  构造线性采样控制器如下:

$$v(t) = v(t_k) = -k_1 \hat{\xi}_1(t_k) - \dots - k_n \hat{\xi}_n(t_k) \quad (13)$$

其中,  $k_i, i = 1, \dots, n$  为 Hurwitz 多项式  $s^n + k_n s^{n-1} + \dots + k_1$  的系数. 定义  $K = (k_1, \dots, k_n)$ , 将式 (13) 代入等价系统 (9) 和观测器 (11), 可得整个闭环系统如下:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\xi}(t) \\ \dot{\hat{\xi}}(t) \end{pmatrix} &= \sigma \begin{bmatrix} A & -BK \\ HC & \bar{A} - BK \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \xi(t) \\ \hat{\xi}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \bar{\Phi}(\cdot) \\ 0 \end{pmatrix} - \\ &\sigma \begin{pmatrix} B \\ B \end{pmatrix} K (\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t)) + \sigma \begin{pmatrix} 0 \\ H \end{pmatrix} C (\xi(t_k) - \xi(t)) \\ \dot{\chi}(t) &= 0 \\ \dot{\hat{\chi}}(t) &= -\Lambda \hat{\chi}(t), \quad \forall t \in [t_k, t_{k+1}) \quad (14) \end{aligned}$$

可以验证矩阵  $\Xi = \begin{bmatrix} A & -BK \\ HC & \bar{A} - BK \end{bmatrix}$  是 Hurwitz 的, 因此存在一个对称正定矩阵  $P$ , 使得  $\Xi^T P + P \Xi = -I$ . 定义  $\eta(t) = (\xi(t)^T, \hat{\xi}(t)^T)^T$ , 对系统 (14) 选取如下的 Lyapunov 函数:

$$V(\eta(t), \hat{\chi}(t)) = V_0(\eta(t)) + W(\hat{\chi}(t)) \quad (15)$$

其中,  $V_0(\eta(t)) = \eta(t)^T P \eta(t)$ ,  $W(\hat{\chi}(t)) = \hat{\chi}(t)^T \hat{\chi}(t)$ . 由式 (14) 和 (15) 可得:

$$\dot{W}(\hat{\chi}(t)) = -2\hat{\chi}(t)^T \Lambda \hat{\chi}(t) \leq -2\lambda_{\min}(\Lambda) W(\hat{\chi}(t)) \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_0(\eta(t)) &= -\sigma \|\eta(t)\|^2 + 2\eta(t)^T P \begin{pmatrix} \bar{\Phi}(\cdot) \\ 0 \end{pmatrix} + \\ &2\sigma \eta(t)^T P \begin{pmatrix} B \\ B \end{pmatrix} K (\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t)) + \\ &2\sigma \eta(t)^T P \begin{pmatrix} 0 \\ h \end{pmatrix} (\hat{\xi}_1(t_k) - \hat{\xi}_1(t)) \quad (16b) \end{aligned}$$

式 (16a) 中,  $\lambda_{\min}(\Lambda)$  表示矩阵  $\Lambda$  的最小特征根. 接下来将逐项考察式 (16b) 等号右边各项的性质.

1) 首先考察  $2\eta(t)^T P \begin{pmatrix} \bar{\Phi}(\cdot) \\ 0 \end{pmatrix}$ . 由式 (10) 可得:

$$\|\bar{\Phi}(\cdot)\| \leq \sqrt{\bar{\phi}_1^2 + \bar{\phi}_2^2 + \dots + \bar{\phi}_2^2} \leq c_1 \|\eta(t)\| \quad (17)$$

其中,  $c_1 = c\sqrt{1+2+\dots+n}$ . 由式 (17) 可得:

$$2\eta(t)^T P \begin{pmatrix} \bar{\Phi}(\cdot) \\ 0 \end{pmatrix} \leq \left| 2\eta(t)^T P \begin{pmatrix} \bar{\Phi}(\cdot) \\ 0 \end{pmatrix} \right| \leq 2c_1 \lambda_{\max}(P) \|\eta(t)\|^2 \quad (18)$$

其中,  $\|P\|$  为矩阵  $P$  的 2-范数, 即  $\|P\| = \lambda_{\max}(P)$ , 这里  $\lambda_{\max}(P)$  为矩阵  $P$  的最大特征根.

2) 接下来考察  $2\sigma \eta(t)^T P \begin{pmatrix} B \\ B \end{pmatrix} K (\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t))$ . 由式 (15) 显然有:

$$\sqrt{\frac{V_0(\eta(t))}{\lambda_{\max}(P)}} \leq \|\eta(t)\| \leq \sqrt{\frac{V_0(\eta(t))}{\lambda_{\min}(P)}} \quad (19)$$

由式 (11), 式 (13) 和式 (19), 对  $\forall \tau \in [t_k, t)$  有:

$$\begin{aligned} \left| K \dot{\hat{\xi}}(\tau) \right| &= \left| \sigma K \bar{A} \hat{\xi}(\tau) + \sigma K B v(t_k) + \sigma K H \xi_1(t_k) \right| \leq \\ &\sigma \|K \bar{A}\| \|\eta(\tau)\| + \sigma \|K B K\| \|\eta(t_k)\| + \sigma \|K H C\| \|\eta(t_k)\| \leq \\ &\sigma \frac{(\|K B K\| + \|K H C\|)}{\sqrt{\lambda_{\min}(P)}} \sqrt{V_0(\eta(t_k))} + \\ &\sigma \frac{K \bar{A}}{\sqrt{\lambda_{\min}(P)}} \sqrt{V_0(\eta(\tau))} \leq \sigma c_2 \sqrt{V_{\max}^0(t)} \quad (20) \end{aligned}$$

其中,  $c_2 = (\|K \bar{A}\| + \|K B K\| + \|K H C\|) / \sqrt{\lambda_{\min}(P)}$ ,  $V_{\max}^0(t) := \max_{\forall \tau \in [t_k, t]} V_0(\eta(\tau))$ ,  $t \in [t_k, t_{k+1})$ , 由式 (20), 同时注意到  $K(\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t)) = \int_{t_k}^t K \dot{\hat{\xi}}(\tau) d\tau$ , 因此有:

$$\left| K(\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t)) \right| \leq \sigma c_2 (t - t_k) \sqrt{V_{\max}^0(t)} \quad (21)$$

由式 (21) 可得:

$$\begin{aligned} 2\sigma \eta(t)^T P \begin{pmatrix} B \\ B \end{pmatrix} K (\hat{\xi}(t_k) - \hat{\xi}(t)) &\leq \\ 2c_2 \sigma^2 \|\eta(t)\| \left\| P \begin{pmatrix} B \\ B \end{pmatrix} \right\| (t - t_k) \sqrt{V_{\max}^0(t)} &\quad (22) \end{aligned}$$

3) 最后考察  $2\sigma\boldsymbol{\eta}(t)^T P \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} (\hat{\boldsymbol{\xi}}_1(t_k) - \hat{\boldsymbol{\xi}}_1(t))$ . 由式 (11) 并令  $\sigma \geq c$  可得:

$$\begin{aligned} \left| \dot{\hat{\boldsymbol{\xi}}}_1 \right| &\leq \sigma \left| \dot{\hat{\boldsymbol{\xi}}}_2 \right| + c \left| \dot{\hat{\boldsymbol{\xi}}}_1 \right| \leq \\ &\sigma \sqrt{\frac{2}{\lambda_{\min}(P)}} \sqrt{V_{\max}^0(t)} \end{aligned} \quad (23)$$

定义  $c_3 = \sqrt{\frac{2}{\lambda_{\min}(P)}}$ , 由式 (23) 可以验证如下不等式成立:

$$\left| \xi_1(t_k) - \xi_1(t) \right| \leq \int_{t_k}^t \left| \dot{\xi}_1(\tau) \right| d\tau \leq \sigma c_3 (t - t_k) \sqrt{V_{\max}^0(t)} \quad (24)$$

由式 (24) 可得:

$$\begin{aligned} 2\sigma\boldsymbol{\eta}(t)^T P \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} (\hat{\boldsymbol{\xi}}_1(t_k) - \hat{\boldsymbol{\xi}}_1(t)) &\leq \\ 2c_3\sigma^2 \|\boldsymbol{\eta}(t)\| \left\| P \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} \right\| (t - t_k) \sqrt{V_{\max}^0(t)} \end{aligned} \quad (25)$$

将式 (18), 式 (22) 和式 (25) 代入式 (20b) 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_0(\boldsymbol{\eta}(t)) &\leq -(\sigma - 2c_1\lambda_{\max}(P)) \|\boldsymbol{\eta}(t)\|^2 + \\ &\sigma^2\gamma(t - t_k) \sqrt{V_0(\boldsymbol{\eta}(t)) V_{\max}^0(t)} \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\gamma = \left( 2c_2 \left\| P \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{B} \end{pmatrix} \right\| + 2c_3 \left\| P \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} \right\| \right) / \sqrt{\lambda_{\min}(P)}$ . 由式 (16a) 与式 (26), 若选取正定对称矩阵  $\Lambda$  满足  $\lambda_{\min}(\Lambda) \geq \frac{\sigma - 2c_1\lambda_{\max}(P)}{2\lambda_{\max}(P)}$ , 则有:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) &\leq -\left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) + \\ &\sigma^2\gamma(t - t_k) \sqrt{V_0(\boldsymbol{\eta}(t)) V_{\max}^0(t)} \end{aligned} \quad (27)$$

下面给出如下结论, 来完成定理的证明:

若选取增益  $\sigma$  满足:

$$\sigma > \max \{1, c, \lambda_{\max}(P)(2c_1 + c^*)\} \quad (28)$$

选取采样周期  $T$  如式 (7) 所示, 那么有如下等式成立:  $\max_{\forall \tau \in [t_k, t_{k+1})} V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) = V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))$ . 结论的证明参见文献 [9].

由式 (27) 和 (28), 对  $\forall t \in [t_k, t_{k+1})$  可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) &\leq -\left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) + \\ &\sigma^2\gamma T \sqrt{V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t)) V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))} \end{aligned} \quad (29)$$

由式 (29) 进一步可得:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t))}{V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))}} &\leq \frac{1}{2} \sigma^2\gamma T - \\ \frac{1}{2} \left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) \sqrt{\frac{V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t))}{V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))}} \end{aligned} \quad (30)$$

对式 (30) 由积分不等式可得:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{V(\boldsymbol{\eta}(t), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t))}{V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))}} &\leq e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) (t - t_k)} + \\ &\frac{\sigma^2\gamma T}{\left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right)} \left( 1 - e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) (t - t_k)} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

当  $t = t_{k+1}$  时, 式 (31) 变为

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{V(\boldsymbol{\eta}(t_{k+1}), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_{k+1}))}{V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))}} &\leq \frac{\sigma^2\gamma T}{\frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1} + \\ \left( 1 - \frac{\sigma^2\gamma T}{\frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1} \right) e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{\sigma}{\lambda_{\max}(P)} - 2c_1 \right) T} &:= \\ \vartheta < 1 \end{aligned} \quad (32)$$

由式 (32) 可得  $V(\boldsymbol{\eta}(t_{k+1}), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_{k+1})) \leq \vartheta^2 V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))$ , 因此有  $\lim_{k \rightarrow \infty} V(\boldsymbol{\eta}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k)) = 0$ . 由定义 1, 系统 (11) 即为系统 (9) 的一个显式非初始化观测器, 且闭环系统 (9) 和 (11) 是渐近稳定的. 由假设 2 中微分同胚  $\Psi$  的性质可知, 原非线性 DAE 系统 (1) 的状态  $(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{z})$  在原点也是渐近稳定的.

综上所述, 若选取增益  $\sigma$  和采样周期  $T$  分别满足式 (28) 和式 (7), 那么可以构造连续时间线性显式非初始化观测器 (11) (或者离散时间线性显式非初始化观测器 (12)) 和线性采样控制器 (13), 使整个闭环系统渐近稳定.  $\square$

**定理 2.** 定义  $(\hat{\boldsymbol{x}}(t_k), \hat{\boldsymbol{z}}(t_k)) = \bar{\Psi}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\xi}}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k))$ , 则  $(\hat{\boldsymbol{x}}(t_k), \hat{\boldsymbol{z}}(t_k))$  为系统 (1) 状态  $(\boldsymbol{x}(t_k), \boldsymbol{z}(t_k))$  的渐近估计.

**证明.** 由假设 2 和式 (8) 可得:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\xi} \\ \boldsymbol{\chi} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \Theta & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \boldsymbol{\zeta} \\ \boldsymbol{x} \end{pmatrix} = \\ \begin{bmatrix} \Theta & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \bar{\Psi}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{z}) &:= \bar{\Psi}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{z}) \end{aligned} \quad (33)$$

其中,  $\Theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma^{n-1} \end{bmatrix}^{-1}$ ,  $\bar{\Psi}(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$ . 显

然  $\bar{\Psi}$  是  $\Omega_\varepsilon$  上的一个微分同胚. 由定理 1 及式 (33) 可得  $\lim_{k \rightarrow \infty} \|(\boldsymbol{x}(t_k), \boldsymbol{z}(t_k)) - (\hat{\boldsymbol{x}}(t_k), \hat{\boldsymbol{z}}(t_k))\| = \lim_{k \rightarrow \infty} \left\| \bar{\Psi}^{-1}(\boldsymbol{\xi}(t_k), \boldsymbol{\chi}(t_k)) - \bar{\Psi}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\xi}}(t_k), \hat{\boldsymbol{\chi}}(t_k)) \right\| = 0$ , 即  $(\hat{\boldsymbol{x}}(t_k), \hat{\boldsymbol{z}}(t_k))$  为系统 (1) 状态  $(\boldsymbol{x}(t_k), \boldsymbol{z}(t_k))$  的渐近估计.  $\square$

**注 5.** 文献 [14] 提出了指数 1 非线性 DAE 系统的“显式”观测器概念: 若非线性 DAE 系统的非线性项满足 Lipschitz 条件, 且同时存在一个合适的 Lyapunov 函数, 那么可以构造一个非线性显式观测器. 其主要存在两方面局限性: 1) 由于干扰、不确定性或者量测噪声的存在, Lipschitz 条件往往不能满足. 2) 未给出一般性的构造 Lyapunov 函数的方法和步骤, 而众所周知, 找到一个合适的 Lyapunov 函数并非易事. 与文献 [14] 相比, 本文允许非线性项存在不确定性、噪声等等, 只需其满足线性增长条件. 同时给出一个典型的二次型 Lyapunov 函数, 保证了整个闭环系统的渐近稳定性.

**注 6.** 本文与连续时间非线性 DAE 系统的输出反馈控制 (见文献 [13]) 相比较, 主要的区别在于两方面: 1) 在控制

器参数的确定方面, 文献 [13] 是通过一步步地递推, 在最后一部得到控制器的全部控制参数. 而本文的控制参数却是预先给定的 (见式 (13)). 本文的设计使得我们可以根据闭环系统的期望性能指标来直接给定控制参数, 在满足闭环系统性能指标方面具有更大的灵活性. 2) 在状态观测器增益的确定方面, 文献 [13] 的状态观测器为高增益状态观测器, 观测器增益在控制器设计的最后一步给出. 而本文的状态观测器则是在确定增益之后再确定采样周期, 然后分别给出离散观测器和离散控制器的设计.

### 3 仿真算例

考虑如下非线性 DAE 系统<sup>[13]</sup>:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + x_1 \sin(u \cdot x_2) \\ \dot{x}_2 &= u + x_2 \sin((1-z)^{\frac{1}{3}}) \\ 0 &= f_2(\mathbf{x}, \mathbf{z}) = z^2 + x_1^2 + x_2^2 - r^2 \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (34)$$

这里  $r = 1$ , 定义  $\Omega = \{(x_1, x_2, z) \in \mathbf{R}^3 : z^2 + x_1^2 + x_2^2 - r^2 = 0, z > 0\}$ . 注意到系统非零平衡点为  $(x_1, x_2, z) = (0, 0, 1) \in \Omega$ .

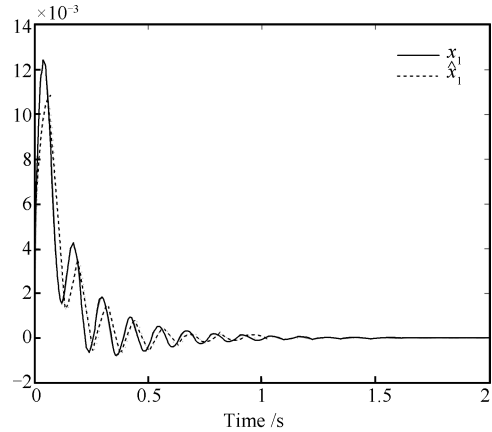
可以验证系统 (34) 是指数为 1 的. 由式 (3), 微分同胚选取为  $\Psi : (\zeta_1, \zeta_2, \chi) = (x_1, x_2, z^2 + x_1^2 + x_2^2 - r^2)$ , 与式 (3) 对应, 可知  $\phi_1 = \zeta_1 \sin(u\zeta_2), \phi_2 = \zeta_2 \sin((1-z)^{1/3})$ . 显然有  $|\phi_1| \leq |\zeta_1|, |\phi_2| \leq |\zeta_2|$ , 即非线性项  $\phi_1, \phi_2$  满足线性增长条件 (4), 常数  $c = 1$ . 由式 (8) 进一步选取坐标变换为  $\xi_1 = \zeta_1, \xi_2 = \zeta_2/\sigma, v = u/\sigma^2$ , 则非线性 DAE 系统 (34) 可被等价转化为

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1 &= \sigma \xi_2 + \xi_1 \sin(\sigma^3 u \xi_2) \\ \dot{\xi}_2 &= \sigma v + \xi_2 \sin((1-z)^{\frac{1}{3}}) \\ \dot{\chi} &= 0 \\ y &= \xi_1 \end{aligned} \quad (35)$$

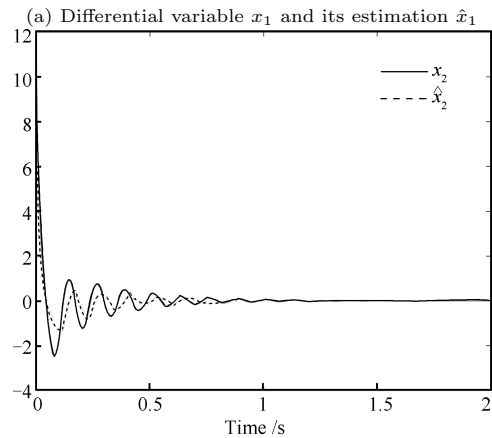
由式 (13) 选取线性控制器  $v(t) = v(t_k) = -k_1 \hat{\xi}_1(t_k) - k_2 \hat{\xi}_2(t_k)$ , 其中  $k_1 = 0.5, k_2 = 2$ . 与式 (11) 相对应, 选取  $h_2 = 2, h_1 = 0.5$ , 对系统 (35) 构造线性显式非初始化观测器如下:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}}_1(t) &= \sigma \hat{\xi}_2(t) + 0.5\sigma (\xi_1(t_k) - \hat{\xi}_1(t)) \\ \dot{\hat{\xi}}_2(t) &= \sigma v(t) + 2\sigma (\xi_1(t_k) - \hat{\xi}_1(t)) \\ \dot{\hat{\chi}}(t) &= -\hat{\chi}(t) \end{aligned} \quad (36)$$

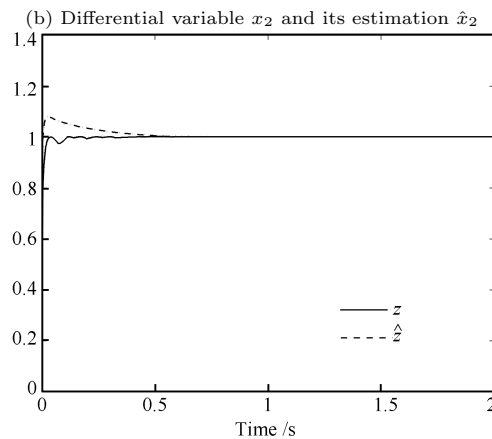
本例设定  $c^* = 1$ , 由定理 1 选取  $\sigma = 40, T = 0.01$  秒, 设系统 (34) 和 (36) 的初始状态分别为  $(x_1(0), x_2(0), z(0)) = (0, 1, 0)$  和  $(\hat{\xi}_1(0), \hat{\xi}_2(0), \hat{\chi}(0)) = (0, 1/\sigma, 0.2)$ , 注意这里  $\hat{\chi}(0) = 0.2$  意味着观测器 (36) 的初始状态没有受限于代数方程. 由定理 2 可知系统 (34) 状态  $(x_1, x_2, z)$  与其状态估计  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{z})$  之间的关系, 仿真结果如图 1 所示, 图中实线表示原非线性 DAE 系统 (34) 的状态, 虚线表示其状态估计.



(a) 微分变量  $x_1$  和估计  $\hat{x}_1$



(b) 微分变量  $x_2$  和估计  $\hat{x}_2$



(c) 代数变量  $z$  和估计  $\hat{z}$

(c) Algebraic variable  $z$  and its estimation  $\hat{z}$

图 1 非线性 DAE 系统 (34) 的状态及其估计的瞬时响应  
Fig. 1 The instant response of the states of nonlinear DAE systems (34) and their estimations

如图 1 所示, 整个闭环系统是渐近稳定的, 系统状态渐近收敛于平衡点. 图 1 还表明了估计状态突破了代数方程的限制, 而最终也趋于稳定的渐近稳定性能.

### 4 结论与进一步的工作

1) 对满足线性增长条件的指数 1 非线性 DAE 系统, 本文证明了存在一个适当的采样周期使得其采样输出反馈控制

问题可解. 不同于传统的 Luenberger 型非线性观测器, 本文给出一个线性的显式非初始化观测器设计方案, 无需观测器初始状态受限于代数方程, 也不需要被控系统非线性项精确已知, 具有良好的鲁棒性. 通过选取一个适当的增益来控制不确定非线性项, 再选取合适的采样周期并构造出线性的控制器, 使得整个闭环系统渐近稳定.

2) 由式 (7) 可知, 增益越大则意味着采样周期越小. 如何平衡增益和采样周期之间的关系, 以进一步降低本文结果的保守性, 是需要继续研究的问题和方向.

### References

- Hill D J, Mareels I M Y. Stability theory for differential/algebraic systems with application to power systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1990, **37**(11): 1416–1423
  - Dai Xian-Zhong, Zhang Kai-Feng, Zang Qiang. Nonlinear decentralized control method of power systems based on component structural model. *Proceedings of the CSEE*, 2008, **28**(22): 15–22  
(戴先中, 张凯锋, 臧强. 基于结构化模型的电力系统元件非线性分散控制方法. 中国电机工程学报, 2008, **28**(22): 15–22)
  - Li Xiao-Cong, Deng Yu-Wen, You Xiao-Feng, Wang Le, Li Qiu-Wen. Multi-index nonlinear control design for SISO differential algebraic system. *Proceedings of the CSEE*, 2012, **32**(7): 47–52  
(李啸鹏, 邓裕文, 游晓枫, 王乐, 李秋文. 单输入单输出微分代数系统的多指标非线性控制方法. 中国电机工程学报, 2012, **32**(7): 47–52)
  - D'Alfonso L, Jeronimo G, Ollivier F, Sedoglavic A, Solernó P. A geometric index reduction method for implicit systems of differential algebraic equations. *Journal of Symbolic Computation*, 2011, **46**(10): 1114–1138
  - Liu X P, Celikovsky S. Feedback control of affine nonlinear singular control systems. *International Journal of Control*, 1997, **68**(4): 753–774
  - Dai Xian-Zhong, Zang Qiang, Zhang Kai-Feng. Construction of inverse system for nonlinear differential-algebraic equations subsystems. *Acta Automatica Sinica*, 2009, **35**(8): 1094–1100  
(戴先中, 臧强, 张凯锋. 非线性微分-代数子系统的逆系统的构造. 自动化学报, 2009, **35**(8): 1094–1100)
  - Zang Qiang, Zhang Kai-Feng, Dai Xian-Zhong. Backstepping control of nonlinear differential-algebraic equation subsystems and its application. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, **35**(8): 1736–1741  
(臧强, 张凯锋, 戴先中. 非线性微分-代数子系统的反步控制及应用. 系统工程与电子技术, 2013, **35**(8): 1736–1741)
  - Ahrens J H, Tan X B, Khalil H K. Multirate sampled-data output feedback control with application to smart material actuated systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2009, **54**(11): 2518–2529
  - Qian C J, Du H B. Global output feedback stabilization of a class of nonlinear systems via linear sampled-data control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, **57**(11): 2934–2939
  - Xu D B, Huang J, Jiang Z P. Global adaptive output regulation for a class of nonlinear systems with iISS inverse dynamics using output feedback. *Automatica*, 2013, **49**(7): 2184–2191
  - Liu M L, Liu Y G. Semiglobal stabilization via output-feedback for a class of uncertain nonlinear systems. *Acta Automatica Sinica*, 2013, **39**(12): 2154–2159
  - Zhang Jian, Xin Xiao-Shuai, Xu Hong-Bing. Output feedback control of a class of linear time-varying systems. *Acta Automatica Sinica*, 2014, **40**(2): 373–378  
(张健, 辛晓帅, 徐红兵. 一类线性时变系统的输出反馈控制. 自动化学报, 2014, **40**(2): 373–378)
  - Zang Qiang, Dai Xian-Zhong. Output feedback stabilization control for nonlinear differential-algebraic equation systems. *Acta Automatica Sinica*, 2009, **35**(9): 1244–1248  
(臧强, 戴先中. 非线性微分-代数系统的输出反馈镇定控制. 自动化学报, 2009, **35**(9): 1244–1248)
  - Hammouri H, Nadri M. An observer design for a class of implicit systems. *Systems & Control Letters*, 2013, **62**(3): 256–261
- 臧强 南京信息工程大学信息与控制学院副教授. 主要研究方向为复杂系统控制及应用. 本文通信作者.  
E-mail: zangq@nuist.edu.cn  
(ZANG Qiang Associate professor at the School of Information and Control, Nanjing University of Information Science and Technology. His research interest covers complex systems control and applications. Corresponding author of this paper.)
- 梅平 南京信息工程大学信息与控制学院讲师. 主要研究方向为奇异摄动系统控制, 时延系统控制. E-mail: meiping1007@163.com  
(MEI Ping Lecturer at the School of Information and Control, Nanjing University of Information Science and Technology. Her research interest covers singularly perturbed systems control and time-delay systems control.)
- 郑柏超 南京信息工程大学信息与控制学院副教授. 主要研究方向为鲁棒控制, 滑模控制. E-mail: zhengbochao81@126.com  
(ZHENG Bo-Chao Associate professor at the School of Information and Control, Nanjing University of Information Science and Technology. His research interest covers robust control and sliding mode control.)
- 陈炜峰 南京信息工程大学信息与控制学院教授. 主要研究方向为电磁兼容, 电气检测. E-mail: cwe6426@nuist.edu.cn  
(CHEN Wei-Feng Professor at the School of Information and Control, Nanjing University of Information Science and Technology. His research interest covers electromagnetic compatibility and electric detection.)
- 张凯锋 东南大学自动化学院教授. 主要研究方向为电力系统建模、控制与优化. E-mail: kaifengzhang@seu.edu.cn  
(ZHANG Kai-Feng Professor at the School of Automation, Southeast University. His research interest covers modeling, control and optimization of power systems.)
- 戴先中 东南大学自动化学院教授. 主要研究方向为测量与控制, 电力系统控制, 机器人控制. E-mail: xzdai@seu.edu.cn  
(DAI Xian-Zhong Professor at the School of Automation, Southeast University. His research interest covers measurement and control, complex power system control, and robot control.)