

基于非线性干扰观测器的一类欠驱动系统跟踪控制

黄辉先, 丁 灿[†], 刘嘉婷

(湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

摘 要: 针对一类欠驱动系统的跟踪控制问题, 提出一种基于非线性干扰观测器的控制策略. 首先给出一种基于跟踪误差的输出函数, 通过等式变形和 Butterworth 低通滤波器解决未知控制方向问题; 其次, 引入一种新型非线性干扰观测器, 对系统未知模型进行补偿, 使控制器的设计无需知道系统的结构和参数; 再次, 通过对系统的内部动态和外部动态的分析, 证明闭环系统的输出收敛于原点, 跟踪误差信号一致最终有界; 最后, 将该方法应用于小车倒立摆模型, 仿真结果表明了所提出方法的有效性.

关键词: 欠驱动系统; 非线性干扰观测器; 输入-输出线性化; 信号一致最终有界; 小车倒立摆

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Nonlinear disturbance observer-based control for trajectory tracking of a class of underactuated systems

HUANG Hui-xian, DING Can[†], LIU Jia-ting

(College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: A nonlinear disturbance observer-based control scheme is proposed for the trajectory tracking of a class of underactuated systems. Firstly, a tracking error-based output function is proposed and the equation transformation and Butterworth low-pass filter are applied to solve the problem of unknown control directions. By introducing a novel nonlinear disturbance observer, which is used to compensate for unknown system model, the need to know the structure of the system and its parameters is obviated. The internal and external dynamics are rigorously analyzed, thereby proving the uniform ultimate boundedness of the error trajectory. Finally, the proposed method is applied to the cart-pole inverted pendulum, and the simulation results show its effectiveness.

Keywords: underactuated systems; nonlinear disturbance observer; input-output linearization; uniformly ultimately bounded signal; cart-pole inverted pendulum

0 引 言

欠驱动系统是指独立执行器小于系统自由度的系统^[1], 针对它的研究对于控制器低成本设计、执行器故障诊断和高阶系统降阶的控制器设计具有重要意义^[2]. 欠驱动系统已在各领域中得到广泛应用, 成为控制领域中最活跃的研究方向之一. 目前, 模型线性化设计方法已广泛应用于欠驱动系统^[3], 这种方法忽视了名义模型与实际模型的差别, 外部扰动和模型的不确定性很容易使系统不稳定. 为了解决这种问题, 许多学者将鲁棒控制、自适应控制和滑模控制应用于欠驱动系统^[4-6]. 虽然鲁棒控制和自适应控制能有效解决模型不确定性, 但是这些方法很多都涉及大

量复杂的运算, 导致实际应用的困难. 而滑模控制的抖动问题也一直是现实中难以解决的难题. 近年来, 许多欠驱动系统研究的学者开始关注智能控制方法, 如神经网络^[7]、模糊系统^[8]和学习算法等. 然而, 学习算法需要长时间的在线学习, 这对于欠驱动系统的实时控制是不适合的. 神经网络和模糊系统在控制器的设计中大多是当作一种万能逼近器来估计系统的未建模误差和外部扰动. 但是模糊系统需要专家经验, 隶属函数又缺乏系统的设计方法, 这些问题都是其应用的难点.

近些年来, 非线性干扰观测器 (NDO) 被用于提高欠驱动控制系统的鲁棒性, 它一般用来估计系统外

收稿日期: 2017-09-17; 修回日期: 2017-11-08.

基金项目: 国家部委预先研究基金项目 (20170101).

责任编委: 关治洪.

作者简介: 黄辉先 (1957-), 男, 教授, 博士生导师, 从事先进控制理论与工业自动化等研究; 丁灿 (1992-), 男, 硕士生, 从事欠驱动系统非线性控制的研究.

[†]通讯作者. E-mail: 331246418@qq.com.

部扰动和补偿系统模型不确定性. 文献[9]提出一种用于欠驱动机械臂控制的NDO设计方法,它考虑了时变和时不变扰动;文献[10]将NDO与动态面结合对移动轮式倒立摆控制器进行了设计. 这些方法对扰动的估计效果很好,但都有一个明显的缺点,即扰动的估计效果完全依赖于对扰动先验知识的了解,而实际中很难获得扰动的先验知识. 文献[11]提出了一种基于跟踪微分器的非线性干扰观测器,它克服了文献[9-10]中非线性干扰观测器需要知道扰动先验知识的缺点,结构简单,对扰动的估计效果优秀;同时,由于跟踪微分器的良好滤波效果和不依赖动态模型的特点,这种NDO还能有效抑制测量噪音. 本文引用此种观测器来补偿系统的未知模型和外部扰动以提高系统的鲁棒性. 文中的控制器设计考虑了可能由控制器奇异点引起的控制器方向未知问题,通过引入Butterworth低通滤波器将未知控制器增益函数转变成 $1^{[12]}$;利用Lyapunov方法对闭环跟踪系统的内部动态和外部动态进行严格理论分析;最后,通过实例仿真对设计的控制器的有效性进行验证.

1 系统描述和控制器设计

1.1 欠驱动系统模型变换

考虑2自由度的欠驱动系统,根据拉格朗日方程,系统可表示为

$$M(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + G(\mathbf{q}) = T. \quad (1)$$

其中

$$\mathbf{q} = [q_1 \ q_2]^T, \quad M(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_{11}(\mathbf{q}) & m_{12}(\mathbf{q}) \\ m_{21}(\mathbf{q}) & m_{22}(\mathbf{q}) \end{bmatrix},$$

$$C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} c_{11}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) & c_{12}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \\ c_{21}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) & c_{22}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \end{bmatrix}, \quad G(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} g_1(\mathbf{q}) \\ g_2(\mathbf{q}) \end{bmatrix}.$$

如果 $T = [0 \ u]^T$,则为I型系统;如果 $T = [u \ 0]^T$,则为II型系统^[10].

为了便于控制器的设计,将动态方程(1)转换成仿射形式. 令 $x_1 = q_1, x_2 = \dot{q}_1, x_3 = q_2, x_4 = \dot{q}_2$,则动态模型变成

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f_1(\mathbf{x}) + b_1(\mathbf{x})u, \\ \dot{x}_3 = x_4, \\ \dot{x}_4 = f_2(\mathbf{x}) + b_2(\mathbf{x})u. \end{cases} \quad (2)$$

定义如下的跟踪误差函数:

$$\mathbf{e} = [e_1 \ e_2]^T = [x_{1d} - x_1 \ -x_3]^T, \quad (3)$$

其中 x_{1d} 表示期望跟踪轨迹.

根据方程(2)对跟踪误差求导,得

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{x}_{1d} - \dot{x}_1, \\ \ddot{e}_1 = \ddot{x}_{1d} - f_1(\mathbf{x}) - b_1(\mathbf{x})u, \\ \dot{e}_2 = -\dot{x}_3, \\ \ddot{e}_2 = -f_2(\mathbf{x}) - b_2(\mathbf{x})u. \end{cases} \quad (4)$$

定义输出 y 为

$$y = k_1 e_1 + k_2 e_2 + \dot{e}_1 + \dot{e}_2, \quad (5)$$

其中 k_1 和 k_2 为正常数. 对式(5)求导,可得

$$\dot{y} = k_1 \dot{e}_1 + k_2 \dot{e}_2 + \ddot{e}_1 + \ddot{e}_2. \quad (6)$$

将式(4)代入(6),可得

$$\dot{y} = k_1 \dot{e}_1 + k_2 \dot{e}_2 - f_1 - b_1 u + \ddot{x}_{1d} - f_2 - b_2 u = F + Bu. \quad (7)$$

其中: $F = k_1 \dot{e}_1 + k_2 \dot{e}_2 - f_1 - f_2 + \ddot{x}_{1d}$, $B = -b_1 - b_2$. 函数 B 的未知可能会引起控制器的奇异问题,为了避免奇异问题的出现,将方程(7)写成如下形式:

$$\dot{y} = F + (B - 1)u + u. \quad (8)$$

由于函数 $F + (B - 1)u$ 包含输入 u ,这会导致代数环问题. 利用Butterworth低通滤波器(LPF)^[12],方程(8)可写成

$$\dot{y} = F + (B - 1)u_f + u + \Delta G. \quad (9)$$

其中: $u_f = H_L(s)u$ 是低通滤波器的滤波信号,用于解决代数环, $H_L(s)$ 表示Butterworth低通滤波器; $\Delta G = (B - 1)u - (B - 1)u_f$.

为了后续的分析证明,提出下面的假设.

假设1^[13] $\forall X_1, X_2 \in R^n, \exists L_i \in R^+$,有如下的不等式成立:

$$|F_i(X_1) - F_i(X_2)| \leq L_i \|X_1 - X_2\|, \quad (10)$$

其中 $\|X_1 - X_2\|$ 表示向量 $(X_1 - X_2)$ 的2范数.

假设2 系统期望跟踪轨迹的导数和二次导数都是有界的,即 $\|\dot{x}_{1d}\|$ 、 $\|\ddot{x}_{1d}\|$ 均小于 τ ,其中 τ 为正实数.

1.2 基于干扰观测器的控制器设计

文献[11]提出了一种新型基于跟踪微分器的非线性干扰观测设计方法,本文引用这种非线性干扰观测器处理系统的未知模型. 将函数 $F + (B - 1)u_f$ 当作系统(9)的干扰项,即令 $F + (B - 1)u_f = d$,则有如下引理.

引理1 根据方程(9),新的非线性干扰观测器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}} = \hat{d} + u_f, \\ \hat{d} = R^2(a_1 \sinh(b_1(\hat{y} - y)) - a_2 \sinh(b_2 \hat{d}/R)). \end{cases} \quad (11)$$

其中: \hat{d} 和 \hat{y} 分别表示 d 和 y 的估计值; R 、 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 为正实数(具体的参数选择方法见文献[14]). 当 $T > 0$ 时, 有

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \int_0^T |\hat{y} - y| dt = 0, \quad (12)$$

所以 $\hat{y} \rightarrow y$. 根据方程(9)和(11)有 $\hat{d} \rightarrow d$, 故

$$F + (G - 1)u_f = \hat{d} + \mu, \quad (13)$$

其中 μ 为逼近误差.

注1 参数 R 、 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 的设计对非线性干扰观测器的性能有很大的影响, 为了应用方便, 给出如下的参数设计规则: 1) R 、 a_1 和 b_1 影响观测器的

收敛速度和精度, 选择的 R 、 a_1 、 b_1 越大, 获得的收敛速度越快, 精度越高, 但是 a_1 、 b_1 选择太大会导致超调; 2) 选择的 a_2 、 b_2 越小, 获得的收敛速度越快, 精度越高, 但是 a_2 、 b_2 的选择过小同样会导致超调.

设计如下控制器:

$$u = -\hat{d} - k_p y - c \operatorname{sign} y, \quad (14)$$

其中 k_p 和 c 为需要设计的正实数. 将式(14)代入(9), 可得

$$\dot{y} = -k_p y - c \operatorname{sign} y + \Delta G + \mu. \quad (15)$$

图1为控制器的设计流程.

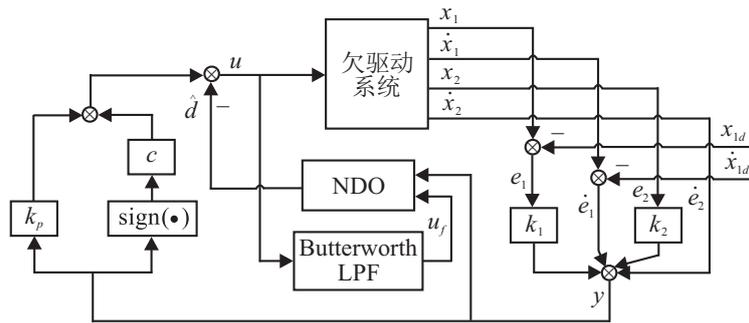


图1 基于非线性干扰观测器的控制器设计框图

2 输入-输出线性化

首先利用非线性系统反馈线性化方法将系统(4)转换成标准形, 这种形式将系统分成内部动态和外部动态两部分.

令 $e_x = [e_1, e_2, \dot{e}_1, \dot{e}_2]^T$, 参考文献[15]的变换方法, 可以设计如下的变量代换:

$$z = M e_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -b_2/b_1 & 1 \\ k_1 & k_1 & 1 & 1 \end{bmatrix} e_x, \quad (16)$$

$$e_x = M^{-1} z. \quad (17)$$

令 $z = [\eta^T, y]^T$, 其中 $\eta = [\eta_1, \eta_2, \eta_3]^T$ 为内部状态, y 为外部状态. 内部状态 $\eta = [e_1, e_2, -\frac{b_2}{b_1} \dot{e}_1 + \dot{e}_2]^T$ 并且满足 $\frac{\partial \eta_i}{\partial e} b = 0, i = 1, 2, 3$. 其中 $b = [0, 0, b_1, b_2]^T$.

根据方程(4)对式(16)进行时间求导, 可得

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ -\frac{d}{dt} \left(\frac{b_2}{b_1} \right) \dot{e}_1 + \frac{b_2}{b_1} f_1 - \frac{b_2}{b_1} \ddot{x}_{1d} - f_2 \\ F + Bu \end{bmatrix}. \quad (18)$$

将式(4)、(15)、(17)代入(18), 有

$$\begin{cases} \dot{\eta}_1 = -k_1 G_1 \eta_1 - k_2 G_1 \eta_2 - G_1 \eta_3 + G_1 y, \\ \dot{\eta}_2 = -k_1 G_2 \eta_1 - k_2 G_2 \eta_2 + G_1 \eta_3 + G_2 y, \\ \dot{\eta}_3 = -\frac{d}{dt} \left(\frac{b_2}{b_1} \right) \eta_1 + \frac{b_2}{b_1} f_1 - f_2 - \frac{b_2}{b_1} \ddot{x}_{1d}, \\ \dot{y} = -k_p y - c \operatorname{sign} y + \Delta G + \mu. \end{cases} \quad (19)$$

其中: $G_1 = b_1/(b_1 + b_2)$, $G_2 = b_2/(b_1 + b_2)$.

将式(19)分别表示成如下的系统内部动态方程和外部动态方程:

$$\dot{\eta} = w_1(y, \eta) + w_2(t, y, \eta), \quad (20)$$

$$\dot{y} = -k_p y - c \operatorname{sign} y + \Delta G + \mu. \quad (21)$$

向量 w_1 包含系统内部和外部状态 η 、 y , 向量 w_2 包含系统的参考跟踪信号 x_{1d} 、 \dot{x}_{1d} 和 \ddot{x}_{1d} .

将内部动态方程(20)写成如下形式:

$$\dot{\eta} = A \eta + \zeta(t, \eta) + w_2(t, 0, \eta) + \xi(t, y, \eta), \quad (22)$$

其中

$$A = \frac{\partial}{\partial \eta} w_1(0, \eta)|_{\eta=0}. \quad (23)$$

选取合适的参数 k_1 、 k_2 可以使 A 为 Hurwitz 矩阵.

$$\zeta(t, \eta) = w_1(0, \eta) - A \eta, \quad (24)$$

$$\xi(t, y, \eta) = w_1(y, \eta) + w_2(t, y, \eta) - w_1(0, \eta) - w_2(t, 0, \eta). \quad (25)$$

其中 ζ 、 w_2 和 ξ 为内部动态线性化的干扰项.

为了后续稳定性分析,方程(22)的干扰项有如下3条特性(推论1~推论3).

首先定义集合

$$\Phi_r = \{z \in R^4 \mid \|z\| \leq r\}. \quad (26)$$

推论1 光滑可积函数 $\xi(t, y, \eta): R \times R \times R^3 \rightarrow R^3$ 满足

$$\|\xi\| \leq c_0|y|, \forall z \in \Phi_r, t \geq 0. \quad (27)$$

其中:常数 $c_0 = \max \left\| \frac{\partial \xi(t, z)}{\partial z} \right\|, \forall z \in \Phi_r, t \in R^+$.

证明 由中值定理可知,在集合 Φ_r 中,存在 c_0 满足如下不等式:

$$\|\xi(t, n_1) - \xi(t, n_2)\| \leq c_0\|n_1 - n_2\|. \quad (28)$$

由式(25)可知,选择 $n_1 = [\eta, y]^T, n_2 = [\eta, 0]^T \in R^4$, 不等式(28)可写成

$$\begin{aligned} \|\xi(t, z_1) - \xi(t, z_2)\| &= \|\xi(t, y, \eta)\| \leq \\ c_0\|[\eta, y]^T - [\eta, 0]^T\| &= c_0|y|. \end{aligned} \quad (29)$$

推论1得证. \square

推论2 函数 $\zeta(\eta): R^3 \rightarrow R^3$ 满足

$$\|\zeta(\eta)\| \leq c_1\|\eta\|, \forall \eta \in \Phi_0. \quad (30)$$

其中: $\Phi_0 = \{\Phi_r \cap \{y = 0\}\}, c_1 = \max_{\forall l \in \Phi_0} \left\| \frac{\partial \zeta(t, l)}{\partial l} \right\|$.

证明 首先定义向量 $p, s, l \in R^3$, 根据中值定理有

$$\zeta(t, s) - \zeta(t, p) \leq \left. \frac{\partial \zeta(t, l)}{\partial l} \right|_{l \in \Phi_0} [s - p]. \quad (31)$$

令 $p = 0$ 并求不等式两边的范数,可得

$$\|\zeta(t, s)\| \leq \left\| \left. \frac{\partial \zeta(t, l)}{\partial l} \right|_{l \in \Phi_0} s \right\| \leq c_1\|s\|. \quad (32)$$

推论2得证. \square

推论3 函数 $w_2(t, 0, \eta) \in R^3$ 满足

$$\|w_2(t, 0, \eta)\| \leq c_2, \forall \eta \in \Phi_0, t \geq 0, \quad (33)$$

其中 $\Phi_0 = \{\Phi_r \cap \{y = 0\}\}$, 为正常数.

证明 对于所有 $t \geq 0, \eta \in \Phi_0$, 函数 $w_2(t, 0, \eta)$ 是连续的. 由假设2保证的 x_{1d} 的一阶导数和二阶导数有界易知, 函数 $w_2(t, 0, \eta)$ 有界, 即式(33)成立. \square

3 稳定性分析

定理1 假设对于所有 $t > 0$ 有 $e_x \in \Phi_r$, 如果 k_p 和 c 满足

$$k_p > 0, c > L\delta + \mu, \quad (34)$$

则 $y(t)$ 随时间的增加收敛到原点.

证明 定义如下的Lyapunov函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}y^2. \quad (35)$$

结合式(15), V_1 对时间 t 求导, 可得

$$\dot{V}_1 = -k_p y^2 - c|y| + (\Delta G + \mu)y. \quad (36)$$

利用不等式(10)可得

$$\dot{V}_1 = -k_p y^2 - (c - L\delta - \mu)|y|. \quad (37)$$

当选择的参数满足式(34)时并利用Barbalat引理^[12], 可知定理1成立. \square

定理2 如果满足如下条件: 1) 选择合适的参数 k_1 和 k_2 使 A 为Hurwitz矩阵; 2) 下面不等式成立:

$$\lambda_{\min}\{Q\} - c_1\lambda_{\max}\{P\} > 0, \quad (38)$$

其中 Q 和 P 满足

$$\frac{1}{2}[PA + A^T P] = -Q; \quad (39)$$

3) 不等式(34)成立. 则闭环系统(20)、(21)的内部动态 η 和外部动态 y 为一致最终有界.

证明 通过选择合适的参数 k_1 和 k_2 使得 A 为Hurwitz矩阵, 由线性系统理论可知, 存在对称正定矩阵 P 和 Q 使得等式(39)成立.

定义如下的Lyapunov函数:

$$V = \frac{1}{2}\eta^T P \eta + V_1, \quad (40)$$

对其求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\eta^T Q \eta + \eta^T P w_2 + \eta^T P \zeta + \eta^T P \xi - \\ & k_p y^2 - (c - L\delta - \mu)|y|. \end{aligned} \quad (41)$$

利用不等式(27)、(30)、(33)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_{\min}\{Q\}\|\eta\|^2 + c_0\lambda_{\max}\{P\}\|\eta\||y| + \\ & c_1\lambda_{\max}\{P\}\|\eta\|^2 + c_2\lambda_{\max}\{P\}\|\eta\| - \\ & k_p y^2 - (c - L\delta - \mu)|y|, \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & - \begin{bmatrix} \|\eta\| \\ |y| \end{bmatrix}^T Q_0 \begin{bmatrix} \|\eta\| \\ |y| \end{bmatrix} + c_2\lambda_{\max}\{P\} \begin{bmatrix} \|\eta\| \\ |y| \end{bmatrix} - \\ & (c - L\delta - \mu)|y| \leq \\ & -\lambda_{\min}\{Q_0\}\|z\|^2 + c_2\lambda_{\max}\{P\}\|z\| - \\ & (c - L\delta - \mu)|y|. \end{aligned} \quad (43)$$

其中

$$Q_0 = \begin{bmatrix} \lambda_{\min}\{Q\} - c_1\lambda_{\max}\{P\} & -\frac{1}{2}c_0\lambda_{\max}\{P\} \\ -\frac{1}{2}c_0\lambda_{\max}\{P\} & k_p \end{bmatrix},$$

当 k_p 取值足够大并且式(34)满足时 Q_0 正定.

定义 $0 < \varepsilon < \lambda_{\min}\{Q\}$, 不等式(43)可变成

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -[\lambda_{\min}\{Q\} - \varepsilon]\|z\|^2 - \varepsilon\|z\|^2 + \\ & c_2\lambda_{\max}\{P\}\|z\| - (c - L\delta - \mu)|y|. \end{aligned} \quad (44)$$

对于所有 $\|z\| > c_2\lambda_{\max}\{P\}/\varepsilon$, 有

$$\dot{V} \leq -[\lambda_{\min}\{Q_0\} - \varepsilon]\|z\|^2 - (c - L\delta - \mu)|y|. \quad (45)$$

定理2得证. □

定理2证明了闭环系统的信号 $z = [\eta^T \ y]^T$ 为一致最终有界, 根据式(17)有

$$\|e_x\| \leq \|M^{-1}\| \|z\|, \quad (46)$$

所以跟踪误差 e_x 一致最终有界.

4 仿真结果及分析

为了验证本文所提出的方法的有效性, 采用文献[1]中的小车倒立摆模型进行仿真实验. 仿真实验中, 选取的物理参数为: $M = 0.4 \text{ kg}$, $m = 0.14 \text{ kg}$, $l = 0.215 \text{ cm}$, $g = 9.8 \text{ N/kg}$; 系统的初始状态为 $x = [0, 0, 0, 0]^T$. 利用文献[16]的并行分布式双PID控制方法进行对比仿真, 为了便于表示, 将此文献中的方法标为“D-PID”, 本文的方法标为“NEW”. 两种控制方法的设计参数见表1和表2(表1中PID₁为小车位置闭环, PID₂为小车摆杆闭环).

表1 D-PID控制器设计参数

参数	P_1	I_1	D_1	P_2	I_2	D_2
数值	-23	-20	-4	98	58	6

表2 NEW控制器设计参数

TD参数	R	a_1	a_2	b_1	b_2
数值	500	5	1	2	2

控制器参数	k_1	k_2	k_p	c
数值	5	8	25	0.01

控制目标是: 在保持摆杆竖立的情况下, 小车的位置跟踪期望目标为 $0.5 \sin(0.5t)$. 根据扰动可分为如下两种情况.

情况1: 系统运行15s后, 在输入端加入扰动量 $2 \sin(2t)$. 仿真结果如图2~图4所示.

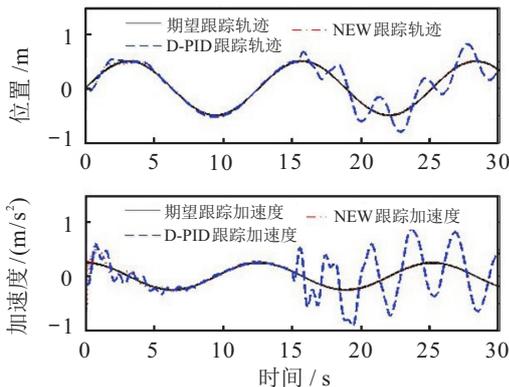


图2 加入外部扰动的小车位置跟踪和加速度跟踪

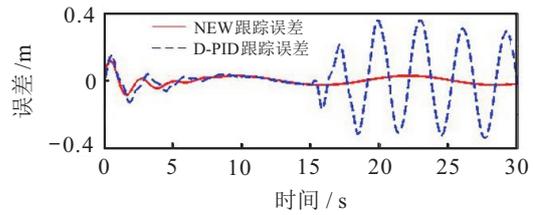


图3 加入外部扰动的小车位置跟踪误差

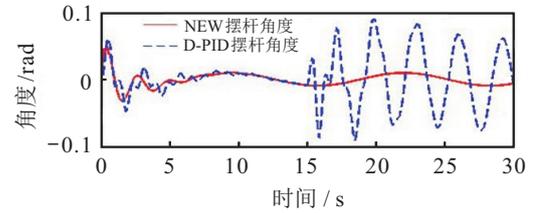


图4 加入外部扰动的摆杆角度

由图2~图4可以看出: 在加入扰动前两种方法都能很好地跟踪期望值, 并且摆杆在竖直方向小范围摆动. 在25s输入端加入扰动后, D-PID控制方法出现明显抖动, 跟踪误差和摆杆摆动幅度明显增大; 而NEW控制方法基本不受影响, 非线性干扰观测器对外部扰动具有很好的补偿作用.

情况2: 系统运行15s后, 在输入端加入方差为2、平均值为0的高斯白噪声, 仿真结果如图5~图7所示.

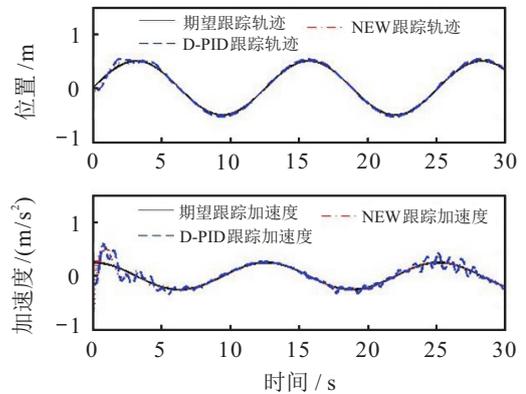


图5 加入高斯扰动的小车位置跟踪和加速度跟踪

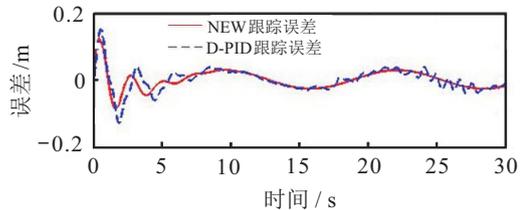


图6 加入高斯扰动的小车位置跟踪误差

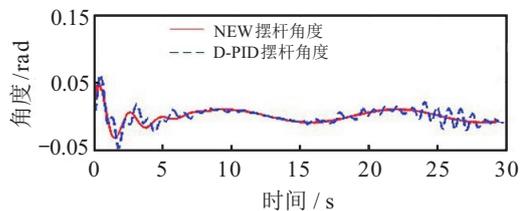


图7 加入高斯扰动的摆杆角度

由图5~图7可以看出:在25s输入端加入高斯白噪声后,D-PID控制方法的小车在期望值附近有强烈的抖动,摆杆的抖动频率明显加大;而NEW控制方法的跟踪误差和摆杆摆动基本不受影响。

5 结论

本文针对一类欠驱动系统的跟踪控制问题,提出了一种基于非线性干扰观测器的控制方法.新型非线性干扰观测器的引入使控制器的设计不需要知道系统的结构和参数,提高了系统的鲁棒性;定义了一种由跟踪误差线性相加的输出方程,并利用反馈线性化方法获得系统的标准形式;最后,通过Lyapunov方法证明了闭环系统信号最终一致有界。

本文方法的主要优点如下:

1) 非线性干扰观测器的引入提高了系统的鲁棒性,闭环系统对较大的外部扰动和参数扰动有良好的抑制作用;

2) 通过等式变形和Butterworth低通滤波器的引入解决了可能由控制器奇异点引起的控制器方向未知问题,加强了方法对不同欠驱动系统的适应能力;

3) 通过严格的理论分析证明了系统内部动态和外部动态的一致有界,使得该方法能很好地应用于不同欠驱动系统的跟踪控制问题上。

参考文献(References)

- [1] Liu Y, Yu H. A survey of underactuated mechanical systems[J]. IET Control Theory & Applications, 2013, 7(7): 921-935.
- [2] Azimi M M, Koofgar H R. Adaptive fuzzy backstepping controller design for uncertain underactuated robotic systems[J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 79(2): 1457-1468.
- [3] Hashem Ashrafioun, R Scott Erwin. Sliding mode control of underactuated multibody systems and its application to shape change control[J]. Int J of Control, 2008, 81(12): 1849-1858.
- [4] Pathak K, Franch J, Agrawal S K. Velocity and position control of a wheeled inverted pendulum by partial feedback linearization[J]. IEEE Trans on Robotics, 2005, 21(3): 505-513.
- [5] Esmaeili N, Alfi A, Khosravi H. Balancing and trajectory tracking of two-wheeled mobile robot using backstepping sliding mode control: Design and experiments[J]. J of Intelligent & Robotic Systems, 2017, 87(3): 601-613.
- [6] Cui R, Guo J, Mao Z. Adaptive backstepping control of wheeled inverted pendulums models[J]. Nonlinear Dynamics, 2015, 79(1): 501-511.
- [7] Mahjoub S, Mnif F, Derbel N, et al. Radial-basis-functions neural network sliding mode control for underactuated mechanical systems[J]. Int J of Dynamics & Control, 2014, 2(4): 533-541.
- [8] Yue M, Wang S, Sun J Z. Simultaneous balancing and trajectory tracking control for two-wheeled inverted pendulum vehicles: A composite control approach[J]. Neurocomputing, 2016, 191(26): 44-54.
- [9] Mohammadi A, Tavakoli M, Marquez H J, et al. Nonlinear disturbance observer design for robotic manipulators[J]. Control Engineering Practice, 2013, 21(3): 253-267.
- [10] Huang J, Ri S, Liu L, et al. Nonlinear disturbance observer-based dynamic surface control of mobile wheeled inverted pendulum[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2015, 23(6): 2400-2407.
- [11] Bu X W, Wu X Y, Chen Y X, et al. Design of a class of new nonlinear disturbance observers based on tracking differentiators for uncertain dynamic systems[J]. Int J of Control Automation & Systems, 2015, 13(3): 595-602.
- [12] Wang Y, Cao L, Zhang S, et al. Command filtered adaptive fuzzy backstepping control method of uncertain non-linear systems[J]. IET Control Theory & Applications, 2016, 10(10): 1134-1141.
- [13] Sui S, Tong S, Li Y. Adaptive fuzzy backstepping output feedback tracking control of MIMO stochastic pure-feedback nonlinear systems with input saturation[J]. Fuzzy Sets & Systems, 2014, 254(6): 26-46.
- [14] Bu X, Wu X, Zhang R, et al. Tracking differentiator design for the robust backstepping control of a flexible air-breathing hypersonic vehicle[J]. J of the Franklin Institute, 2015, 352(4): 1739-1765.
- [15] Khalil H K. Nonlinear systems[M]. 3rd ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002: 521-530.
- [16] Wang J J. Position and speed tracking control of inverted pendulum based on double PID controllers[C]. The 34th Chinese Control Conf. Hangzhou: IEEE, 2015: 4197-4201.

(责任编辑:李君玲)