

控制与决策

Control and Decision

一类非最小相位系统未知频率正弦干扰的观测器设计

文新宇, 马强, 陈昱龙, 赵志诚

引用本文:

文新宇, 马强, 陈昱龙, 赵志诚. 一类非最小相位系统未知频率正弦干扰的观测器设计[J]. *控制与决策*, 2023, 38(7): 1895–1900.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1906>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[带有执行器故障的多水面船固定时间分布式滑模协同控制](#)

Fixed-time distributed sliding mode cooperative control for multiple surface vessels with actuator faults

控制与决策. 2023, 38(5): 1239–1248 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.0747>

[基于对偶观测器的谐波提取方法](#)

Harmonic extraction method based on dual observer

控制与决策. 2022, 37(7): 1847–1852 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.1517>

[基于降阶扩张状态观测器的重复控制系统设计](#)

A method of designing a reduced-order-extended-observer-based repetitive-control system

控制与决策. 2022, 37(4): 933–943 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.1377>

[一种反向递推正弦干扰观测器的设计方法](#)

Design method of reverse recursive sinusoidal disturbance observer

控制与决策. 2021, 36(2): 403–410 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0769>

[基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制](#)

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

一类非最小相位系统未知频率正弦干扰的观测器设计

文新宇[†], 马 强, 陈昱龙, 赵志诚

(太原科技大学 电子信息工程学院, 太原 030024)

摘 要: 近年来,前馈补偿技术得到广泛研究,其可以提高系统的控制精度.对于非最小相位系统,很难给出干扰和可测信息的直接关系,此外,频率的不确定性以及估计值之间的耦合会导致大量冗余参数的运算.现有的自适应方法存在估计值之间的耦合,会增加干扰估计误差收敛性能分析难度.而基于干扰观测器控制(DOBC)通过调节控制器和观测器参数,可以同时多源不确定进行补偿和抑制.基于此,提出一种分步式观测器设计方法.首先设计一种辅助滤波器和观测器对未知频率正弦干扰参数进行估计,同时给出干扰的等效形式;然后利用估计值构造观测器得到输入干扰状态,从而将这类非线性系统的干扰抵消问题转换为线性系统的观测器设计问题;最后通过李雅普诺夫定理和数值仿真验证所提出方法的有效性.

关键词: 干扰观测器; 正弦干扰; 非最小相位系统; 干扰抵消; 辅助滤波器; 未知频率

中图分类号: TP13 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2021.1906

引用格式: 文新宇,马强,陈昱龙,等.一类非最小相位系统未知频率正弦干扰的观测器设计[J].控制与决策,2023,38(7): 1895-1900.

Observer design of unknown frequency sinusoidal disturbance for a class of nonminimum phase

WEN Xin-yu[†], MA Qiang, CHEN Yu-long, ZHAO Zhi-cheng

(Electronic Information Engineering College, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In recent years, feedforward compensation technology has been widely studied which can improve the system control accuracy. For non-minimum phase systems, it is difficult to give the direct relationship between disturbance and measurable information. In addition, the frequency uncertainty and the coupling between the estimated values will add the parameter calculation burden inevitable. The coupling between the estimated values in existing adaptive methods makes it difficult to analyze the convergence performance of disturbance estimation errors. At present, disturbance observer based control (DOBC) can compensate and reject multi-source uncertainty simultaneously by adjusting controller and observer parameters. Therefore, a separate observer design method is presented in this paper. Firstly, the special auxiliary filter and observer are designed to estimate the sinusoidal disturbance parameters of unknown frequency, meanwhile, the equivalent form of disturbance is reformulated. Then, the observer is designed to obtain the input disturbance state. With above, the nonlinear non-minimum disturbance rejection problem can be simplified to the observer design problem for the linear system. Finally, the effectiveness of the proposed method is demonstrated using the Lyapunov theorem by numerical simulation.

Keywords: disturbance observer; sinusoidal disturbance; nonminimum phase system; disturbance rejection; auxiliary filter; unknown frequency

0 引言

正弦周期性干扰是一种常见的现象^[1-3],普遍存在于旋转机械和伺服电机^[4-5]、主动降噪^[6]、电力驱动^[7]等机电系统中.干扰的存在会影响系统的控制

精度和稳定性,输出调节理论^[8]是典型的干扰抵消方法,可以实现对系统输出的渐近跟踪和干扰抑制,适用于具有外部模型描述的干扰,是非线性控制领域的重要课题.近年来,对于正弦干扰参数估计方法

收稿日期: 2021-11-05; 录用日期: 2022-03-31.

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61873346); 山西省应用基础研究面上项目(202103021224271, 201901D111263, 20210302123210); 山西省重点研发计划项目(202130245945); 山西省研究生教研项目(2021YJJG260).

[†]通讯作者. E-mail: wxysunrain@163.com.

*本文附带电子附录文件,可登录本刊官网该文“资源附件”区自行下载阅览.

已经被广泛关注^[9-10]. 通过坐标变换将正弦干扰描述为参数不确定形式, 并对该参数向量进行估计是处理未知频率干扰的常见方法. 对于一类线性系统, 文献[11]利用反馈滤波器对周期干扰进行补偿, 采用鲁棒自适应律对过度参数化的滤波器进行调节. 文献[1, 12]对于一类线性时不变系统, 采用自适应算法对正弦干扰参数进行估计, 利用均值理论分析了算法的稳定性. 文献[13]提出了一种采样数据自适应谐波控制算法, 该算法可以抑制已知频率的正弦信号作用于一个完全未知的渐近稳定线性方程组, 但在非线性系统中, 干扰的参数化形式不容易直接得到. 文献[14]通过构造 Sylvester 方程将外部干扰系统转化为参数化形式, 再利用鲁棒自适应技术实现对干扰的精确补偿. 文献[2]利用小增益定理和均值理论设计自适应算法, 实现对正弦干扰参数在线估计. 文献[15-16]针对一类非线性非最小相位(NMP)系统设计输出反馈补偿器, 对频率相关参数和干扰等效状态进行估计, 达到了对正弦干扰全局补偿的效果. 目前, 自适应算法中的参数不确定性以及估计值之间的耦合增加了运算复杂度和性能分析难度. 干扰观测器控制(DOBC)具有灵活的干扰抵消设计结构, 当干扰频率已知时, 利用观测器直接得到干扰状态, 对干扰进行重构, 可以有效避免偏微分方程的求解. 文献[17]针对不确定非线性系统, 通过调节控制器和观测器参数, 能够得到复合闭环系统渐近稳定的结论. 文献[18-19]考虑了多源干扰的复合分层控制问题, 干扰估计误差和系统状态可以建立在一个扩张状态内, 同时实现对多源干扰的抵消和抑制. 对于状态不可测的系统, 由于观测器和控制器的独立性受到影响, 传统时域观测器设计方法不容易推广到跟踪控制. 文献[20]针对一类不稳定 NMP 系统, 提出一种二自由度的控制结构, 得到了良好的干扰补偿效果.

现有 DOBC 方法的设计依赖于干扰关键参数, 对于非最小相位频率未知的干扰, 很难利用到正弦信号的有效信息, 这类系统的干扰补偿仍是难点问题. 因此, 本文主要提出一个分步式观测器的设计方法, 将 DOBC 理论推广到非最小相位系统的未知频率干扰补偿问题. 该方法可以避免正弦参数之间的耦合, 将这类非线性系统的干扰补偿问题转换为线性系统的观测器设计问题. 观测器的设计主要分为两步: 首先通过设计标称模型和辅助滤波器激励出干扰信息, 进而设计观测器估计出正弦干扰的关键信息同时给出了干扰的等效形式; 然后利用估计值构造观测器得到等效干扰状态, 再根据估计的频率参数、干扰状态

与干扰之间的关系进行重构得到输入干扰补偿信息.

1 问题描述

本文主要考虑一类单输入单输出的非最小相位系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Ff(y, t) + B(u(t) + d(t)), \\ y(t) = Cx(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^n$; $u(t)$ 、 $y(t)$ 、 $d(t) \in R$ 分别为系统状态、控制输入、可测输出以及可建模的未知外部干扰矢量; A 、 B 、 C 和 F 为给定的具有适当维数的系数矩阵; $f(y, t)$ 为已知的非线性函数, 干扰输入 $d(t)$ 表示频率、幅值和相位未知的正弦干扰, 可描述为

$$d(t) = \sum_{i=1}^n \psi_i \sin(\omega_i t + \phi_i), \quad (2)$$

ψ_i 、 ω_i 、 ϕ_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 分别为相应的幅值、频率和相位. 为了便于分析, 将控制输入通道中的正弦干扰描述为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{w}(t) = \Gamma w(t), \\ d(t) = Vw(t). \end{cases} \quad (3)$$

其中: $w \in R^n$ 为干扰状态, 且有

$$\begin{aligned} \Gamma &= \text{diag}(\Gamma_1, \dots, \Gamma_n), \quad V = \text{diag}(V_1, \dots, V_n), \\ \Gamma_i &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_i^2 & 0 \end{bmatrix}, \quad V_i = [1 \ 0]. \end{aligned} \quad (4)$$

干扰频率、相位和幅值由 ω_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 和系统(3)的初始条件所决定. 系统(3)的特征方程可以描述为频率相关的多项式形式, 即

$$\begin{aligned} p_w(s) &= (s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) \dots (s^2 + \omega_n^2) = \\ &= s^{2n} + \left(\sum_{i=1}^n \omega_i^2 \right) s^{2n-2} + \dots + \omega_1^2 \omega_2^2 \dots \omega_n^2. \end{aligned} \quad (5)$$

分步式观测器及其系统结构如图1所示. 首先通过设计系统标称模型得到误差方程, 然后将频率状态观测器得到的可测信号对干扰频率参数 θ 进行估计, 利用得到的干扰参数构造等效干扰观测器进而得到等效干扰状态 ξ , 并根据参数之间的关系估计干扰.

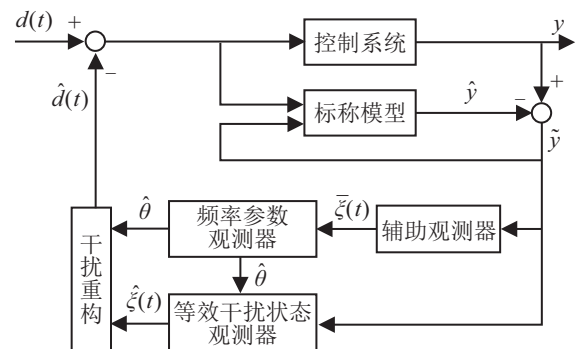


图1 分步式观测器及其系统结构

2 频率参数观测器设计

本节主要通过辅助滤波器得到同频的干扰信息,设计频率参数观测器获取干扰关键参数.结合系统(1)设计如下形式的系统参考模型:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Ff(y, t) + Bu(t) + H(y - \hat{y}), \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t). \end{cases} \quad (6)$$

其中 $\hat{x}(t) \in R^n$ 和 $\hat{y}(t) \in R$ 分别为系统参考模型的系统状态矢量和参考输出信号,通过调节可调变量 H 保证矩阵 $(A - HC)$ 是赫尔维茨的.假设存在控制输入 u 使得系统(1)稳定,结合式(1)和(6)可得

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = (A - HC)\tilde{x}(t) + Bd(t), \\ \tilde{y}(t) = C\tilde{x}(t). \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\tilde{x}(t) \in R^n$ 为误差方程状态变量, $\tilde{y}(t) \in R$ 为误差方程输出信号.为了便于分析,将误差方程输出信号分解为 $\tilde{y}(t) = y_d(t) + y_0(t)$, $y_d(t)$ 和 $y_0(t)$ 分别表示正弦干扰、输出的初始状态, $\delta_0(t)$ 为衰减项,且满足

$$\begin{cases} \dot{\delta}_0(t) = (A - HC)\delta_0(t), \\ y_0(t) = C\delta_0(t). \end{cases} \quad (8)$$

同时可得到 $y_d(t)$ 是与 $d(t)$ 同频的正弦信号,因此构造一类非线性辅助滤波器

$$\dot{\xi}(t) = G\bar{\xi}(t) + L\tilde{y}(t). \quad (9)$$

其中

$$G = \begin{bmatrix} 0 & \beta & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta \\ -g_1 & -g_2 & \dots & -g_{2n} \end{bmatrix}, \beta > 0,$$

$$\bar{\xi}(t) = [\bar{\xi}_1, \bar{\xi}_2, \dots, \bar{\xi}_{2n}]^T, L = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T. \quad (10)$$

引理1 如果存在向量 $\bar{\xi}(t)$ 使得式(9)成立,则正弦干扰可以描述为如下形式^[21]:

$$y_d(t) = \Xi_0(t)\theta_0(t) + \Xi_e(t)g_e + \theta^T\delta(t). \quad (11)$$

其中: θ_0, θ 为合适维数的未知向量,且有

$$\begin{aligned} \Xi_0(t) &= [\bar{\xi}_1, \bar{\xi}_3, \dots, \bar{\xi}_{2n-1}], \Xi_e(t) = [\bar{\xi}_2, \bar{\xi}_4, \dots, \bar{\xi}_{2n}], \\ g_0(t) &= [g_1, g_3, \dots, g_{2n-1}]^T, g_e(t) = [g_2, g_4, \dots, g_{2n}]^T, \\ \theta &= [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{2n}]^T, \theta_0 = [\theta_1, \theta_3, \dots, \theta_{2n-1}]^T, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_1 &= g_1 - \left(\prod_{i=1}^n \omega_i^2 \right) / \beta^{2n-1}, \\ \theta_{2n-1} &= g_{2n-1} - \left(\sum_{i=1}^n \omega_i^2 \right) / \beta, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\delta(t) = G\delta(t) - LC\delta_0(t). \quad (13)$$

根据式(9)和(11)可得到频率参数与辅助滤波器之间的关系为

$$\dot{\xi}_{2n}(t) = -\Xi_0(t)g_0 + \Xi_0(t)\theta_0 + \theta^T\delta(t) + C\delta_0(t). \quad (14)$$

由式(9)可得 $\bar{\xi}(t)$.对式(14)两边同时利用 $\frac{1}{\lambda(s)}, \frac{s}{\lambda(s)}, \dots, \frac{s^{2n-1}}{\lambda(s)}$ 进行滤波,其中 $\lambda(s) = s^{2p} + v_{2p}s^{2p-1} + \dots + v_2s + v_1 (p \geq n), v_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 为常数, $\lambda(s)$ 为Hurwitz多项式.可得到扩展方程

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_{2n,f}(t) &= -\Xi_{0,f}(t)g_0 + \Xi_{0,f}(t)\theta_0 + \\ &\Theta^T\delta_f(t) + C\delta_{0,f}(t). \end{aligned} \quad (15)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_{2n,f}^T(s) &= \bar{\xi}_{2n}(s) \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \\ \lambda(s) & \lambda(s) & \dots & \lambda(s) \end{bmatrix}^T, \\ \Xi_{0,f}(s) &= \Xi_0(s) \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \\ \lambda(s) & \lambda(s) & \dots & \lambda(s) \end{bmatrix}^T, \\ \delta_f(s) &= \delta(s) \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \\ \lambda(s) & \lambda(s) & \dots & \lambda(s) \end{bmatrix}^T, \\ \delta_{0,f}(s) &= \delta_0(s) \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \\ \lambda(s) & \lambda(s) & \dots & \lambda(s) \end{bmatrix}^T, \\ \Theta^T &= \text{diag}(\theta, \theta, \dots, \theta)^T. \end{aligned} \quad (16)$$

考虑到 $\Xi_0(t)$ 的维度,构造如下频率参数观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_0 = z + p, \\ \dot{z} = -\alpha\Xi_{0,f}^T(t)\Xi_{0,f}(t)\hat{\theta}_0 + \alpha\Xi_{0,f}^T(t)\Xi_{0,f}(t)g_0 - \\ \quad \alpha\Xi_{e,f}^T(t)\bar{\xi}_{2n,f}(t), \\ p = \alpha\Xi_{0,f}^T(t)\bar{\xi}_{2n,f}(t). \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$\Xi_{e,f}(s) = \Xi_e(s) \begin{bmatrix} 1 & s & \dots & s^{n-1} \\ \lambda(s) & \lambda(s) & \dots & \lambda(s) \end{bmatrix}^T. \quad (18)$$

式(17)中 $\alpha > 0$ 是一个特定的常数,估计误差 $\tilde{\theta}_0 = \theta_0 - \hat{\theta}_0$,由式(17)可得

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}}_0 &= -\alpha\Xi_{0,f}^T(t)\Xi_{0,f}(t)\tilde{\theta}_0 - \\ &\alpha\Xi_{0,f}^T(t)(\delta_f(t) + C\delta_{0,f}(t)). \end{aligned} \quad (19)$$

由式(8)和(13)可得

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_f(t) &= \tilde{G}\delta_f(t) - \tilde{L}\tilde{C}\delta_{0,f}(t), \\ \dot{\delta}_{0,f}(t) &= (\tilde{A} - \tilde{H}\tilde{C})\delta_{0,f}(t). \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{C} &= \text{diag}(C, C, \dots, C), \tilde{G} = \text{diag}(G, G, \dots, G), \\ \tilde{A} &= \text{diag}(A, A, \dots, A), \tilde{H} = \text{diag}(H, H, \dots, H). \end{aligned} \quad (21)$$

为了便于分析,假定 θ_0 位于一个已知的区域 $[\theta_0 - \Delta_{\max}, \theta_0 + \Delta_{\max}]$, 将其定义为

$$\hat{\theta}_0(t) = \begin{cases} \hat{\theta}_0, & \theta_0 - \Delta_{\max} \leq \hat{\theta}_0 \leq \theta_0 + \Delta_{\max}; \\ \theta_0 - \Delta_{\max}, & \hat{\theta}_0 > \theta_0 + \Delta_{\max}; \\ \theta_0 + \Delta_{\max}, & \hat{\theta}_0 < \theta_0 - \Delta_{\max}. \end{cases} \quad (22)$$

由式(19)和(20)可以构造如下系统:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x}, \quad \bar{x} = [\tilde{\theta}_0 \ \delta_f \ \delta_{0,f}]^T, \quad (23)$$

其中

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -\alpha \Xi_{0,f}^T(t) \Xi_{0,f}(t) & \alpha \Xi_{0,f}^T(t) \Theta & -\alpha \Xi_{0,f}^T(t) \tilde{C} \\ 0 & \tilde{G} & -\tilde{L}\tilde{C} \\ 0 & 0 & \tilde{A} - \tilde{H}\tilde{C} \end{bmatrix}. \quad (24)$$

定理1 对于给定的 $\alpha > 0$, 存在 $Q_2, Q_3 > 0$ 且 $R_1 \in R$, 满足

$$A_1 = \begin{bmatrix} -2R_1 I & -R_1 \Theta & -R_1 \tilde{C} \\ -R_1 \Theta^T & \text{sym}(Q_2 \tilde{G}) & -Q_2 \tilde{L}\tilde{C} \\ -R_1 \tilde{C}^T & -Q_2 \tilde{L}^T \tilde{C}^T & \text{sym}(Q_3 \tilde{A} - Q_3 \tilde{H}\tilde{C}) \end{bmatrix} < 0. \quad (25)$$

对于任意 $Q_1 > 0$ 且满足 $\alpha = R_1 Q_1$, 可以保证 $\tilde{\theta}_0(t)$ 是渐近稳定的.

3 等效干扰状态观测器设计

本节利用频率干扰观测器的估计值构造等效干扰状态观测器, 得到等效干扰状态 ξ , 根据干扰参数之间的关系实现对正弦干扰的精确补偿. 其中干扰状态的估计与频率关键参数估计相互独立, 降低估计值之间的耦合现象并简化计算.

根据引理1可得 $d(t)$ 的输出方程为

$$d(t) = \tilde{\Xi}_0(t)\theta_0(t) + \tilde{\Xi}_e(t)g_e + \theta^T \delta_1(t). \quad (26)$$

$\delta_1(t)$ 为衰减项, 且满足

$$\dot{\delta}_1(t) = G\delta_1(t), \quad (27)$$

$$\tilde{\Xi}_0(t) = [\xi_1, \xi_3, \dots, \xi_{2n-1}], \quad \tilde{\Xi}_e(t) = [\xi_2, \xi_4, \dots, \xi_{2n}]. \quad (28)$$

结合式(7)可以得到误差方程控制输出 \tilde{y} , 为便于计算, 假定 $d(t)$ 和控制输出 \tilde{y} 的闭环传递函数为

$$G_{d\tilde{y}}(s) = \frac{\text{num}(s) \prod (s - p_i)}{\text{den}(s)}. \quad (29)$$

其中: $p_i > 0 (i = 1, 2, \dots, m)$, $((A - LC), B, C)$ 是 $G_{d\tilde{y}}(s)$ 一个实现, $\text{num}(s)$ 和 $\text{den}(s)$ 分别为 α 阶和 f 阶

多项式且 $\alpha + m \leq f$, α 和 f 为常数. 根据式(29)可以得到 $G_{d\tilde{y}}(s)$ 对应的状态空间形式为

$$\begin{cases} \dot{\xi}(t) = G\xi(t) + Ld, \\ \tilde{y} = C_1\xi(t), \end{cases} \quad (30)$$

其中

$$C_1 = [-1 \ p_1 \ \dots \ p_i \ 0 \ \dots \ 0], \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (31)$$

将式(26)代入(30)可以得到

$$\begin{cases} \dot{\xi}(t) = \bar{G}\xi(t) + L\theta^T \delta_1(t), \\ \tilde{y} = C_1\xi(t). \end{cases} \quad (32)$$

设计如下形式的系统参考模型:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}}(t) = \hat{G}\hat{\xi}(t) + K(\tilde{y} - \hat{\tilde{y}}), \\ \hat{\tilde{y}} = C_1\hat{\xi}(t). \end{cases} \quad (33)$$

为便于计算, 假定 $\hat{\theta}_0 = \theta_0 + \Delta\theta$, 其中 $\theta_0, \Delta\theta$ 分别表示 $\hat{\theta}_0$ 中的恒定分量和不确定部分, 有

$$\hat{G} = \bar{G} + L\Delta\theta^T. \quad (34)$$

误差 $\tilde{\xi}(t) = \xi(t) - \hat{\xi}(t)$, 则误差模型为

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = (\bar{G} + L\Delta\theta - KC_1)\tilde{\xi}(t) + L\tilde{\theta}_0\xi(t) + L\theta^T \delta_1(t). \quad (35)$$

通过式(22)可以得到 $\Delta\theta$ 是一个有界的值, 因此可以找到 $U_1, U_2 > 0$ 满足

$$\|\Delta\theta\tilde{\xi}(t)\| \leq \|U_1\tilde{\xi}(t)\| \|\xi(t)\tilde{\theta}_0(t)\| \leq \|U_2\tilde{\theta}_0(t)\|. \quad (36)$$

定理2 存在 $P_2 \in R^{2n \times 2n} > 0, \lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$ 且 R_2 满足

$$A_3 = \begin{bmatrix} \Omega_3 & P_2 L \theta_0^T \\ L^T \theta_0 P_2 & G + G^T \end{bmatrix} < 0. \quad (37)$$

其中

$$\Omega_3 = \text{sym}(P_2 \bar{G} - R_2 C) + \lambda_2^2 P_1 L^T L P + \frac{1}{\lambda_1^2} U_1^T U_1. \quad (38)$$

选择观测器增益 $K = P_2^{-1} R_2$, 可以保证 $\tilde{\xi}(t)$ 是渐近稳定的.

根据式(26)可以构造 $d(t)$ 估计值

$$\hat{d} = \hat{\Xi}_0(t)\hat{\theta}_0(t) + \hat{\Xi}_e(t)g_e, \quad (39)$$

其中估计误差 $e = d - \hat{d}$ 且满足

$$e = \tilde{\Xi}_0(t)\theta_0(t) + \tilde{\Xi}_e(t)g_e + \hat{\Xi}_0(t)\tilde{\theta}_0(t) + \theta^T \delta_1(t). \quad (40)$$

由于 $\theta_0, g_e, \hat{\Xi}_0(t)$ 满足有界性, 结合定理1和定理2可知 $\tilde{\xi}(t)$ 和 $\tilde{\theta}_0$ 渐近稳定, 估计干扰误差 e 可以渐

近收敛到零.

根据观测器(30)可以设计DOBC控制律^[17]实现对系统(1)的干扰抵消.

4 仿真结果

通过以下仿真算例验证分步式观测器算法的有效性.考虑非最小相位系统(1),其中相应系数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10 & -20 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}^T,$$

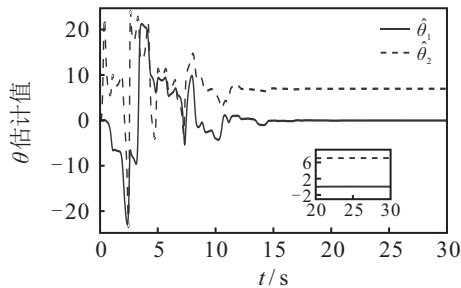
$$F = [0 \ 1]^T, f(y, t) = \sin(2y).$$

仿真1 考虑多正弦干扰针对本文问题目前研究较少,多数方法只能将 $d(t)$ 作为有界干扰,具有一定的保守性.为表明所提出方法的有效性,与文献[15]进行对比.正弦信号为 $d = \sin(2t) + \sin t, \alpha = 1500, \beta = 1$,Hurwitz矩阵 G 和 C_1 选为

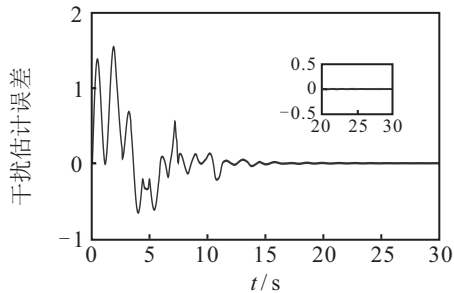
$$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -16 & -32 & -24 & -8 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

由定理2得到观测器增益 K 为

$$K = [-14.4005 \ -9.6460 \ 9.3815 \ 24.1458]^T.$$



(a) θ 的估计值



(b) 干扰估计误差

图2 采用分步式算法的系统性能($\sin t + \sin(2t)$)

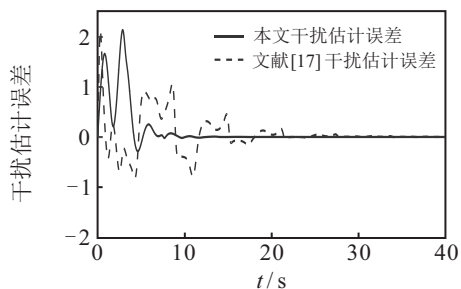


图3 干扰估计的误差对比曲线($\sin t + \sin(2t)$)

图2为多正弦干扰 θ 的估计曲线和干扰误差曲线.图3为干扰估计的误差对比曲线.

由图3可见,本文算法相对于文献[15]的自适应算法收敛速度快,且具有更小的稳态估计误差,表明本文观测器方法有较好的收敛性能.

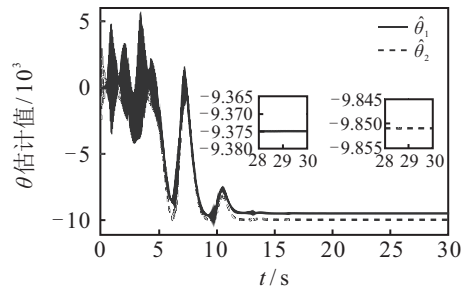
仿真2 考虑正弦干扰在高频时观测器的性能,对于正弦信号 $d = \sin t + \sin(100t), \alpha = 5000, \beta = 20$,Hurwitz矩阵 G 和 C_1 选为

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 20 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 20 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 20 \\ -625 & -500 & -150 & -20 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} -1 \\ 100 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

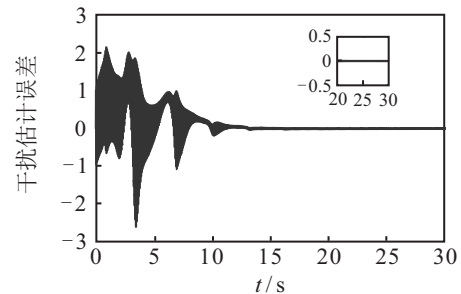
根据定理2得到观测器增益 K 为

$$K = [-0.0109 \ 0.0200 \ 0.0303 \ -69.5078]^T.$$

图4为采用本文方法得到的 θ 估计曲线和干扰估计曲线.由图4可以看出,估计误差渐近收敛到零,具有良好的收敛性能.由引理1可知 $\hat{\theta}_1 = 625 - \omega_1^2 \omega_2^2, \hat{\theta}_2 = 150 - \omega_1^2 - \omega_2^2$.



(a) θ 的估计值



(b) 干扰估计误差

图4 采用分步式算法的系统性能($\sin t + \sin(100t)$)

5 结论

本文主要介绍对正弦干扰估计的方法.通过设计一个分步式观测器,解决了在非最小相位系统下对于未知频率多正弦干扰的抵消与补偿问题.仿真结果表明了所提出方法的有效性.

本文仅考虑干扰的估计问题,对于模型精确的条件下可以得到干扰估计的性能,当系统模型存在不确定性时,根据复合分层的控制思路,通过协调控制器和观测器参数可以同时实现干扰的抵消和抑制,从而

保证闭环系统性能. 因此, 如何推广到不确定非线性或多源干扰系统是下一步要研究的主要工作.

参考文献(References)

- [1] Guo X Y, Bodson M. Analysis and implementation of an adaptive algorithm for the rejection of multiple sinusoidal disturbances[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(1): 40-50.
- [2] Pigg S, Bodson M. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances acting on unknown plants[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2010, 18(4): 822-836.
- [3] Kamaldar M, Hoagg J B. Centralized and decentralized adaptive harmonic control for sinusoidal disturbance rejection[J]. Control Engineering Practice, 2021, 112: 104814.
- [4] Song X D, Fang J C, Han B C, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438-1449.
- [5] 章回炫, 范涛, 国敬, 等. 永磁同步电机位置信号误差的影响分析及消除[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(S1): 294-302.
(Zhang H X, Fan T, Guo J, et al. Analysis and elimination of position signal error of permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 294-302.)
- [6] Bodson M, Douglas S C. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency[J]. Automatica, 1997, 33(12): 2213-2221.
- [7] Chen X, Tomizuka M. A minimum parameter adaptive approach for rejecting multiple narrow-band disturbances with application to hard disk drives[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(2): 408-415.
- [8] 程代展, 董亚丽. 输出调节和内模原理[J]. 自动化学报, 2003, 29(2): 284-295.
(Cheng D Z, Dong Y L. Output regulation and internal model principle[J]. Acta Automatica Sinica, 2003, 29(2): 284-295.)
- [9] Hou M. Parameter identification of sinusoids[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(2): 467-472.
- [10] Na J, Yang J, Wu X, et al. Robust adaptive parameter estimation of sinusoidal signals[J]. Automatica, 2015, 53: 376-384.
- [11] Jafari S, Ioannou P, Fitzpatrick B, et al. Robustness and performance of adaptive suppression of unknown periodic disturbances[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(8): 2166-2171.
- [12] Kim W, Kim H, Chung C C, et al. Adaptive output regulation for the rejection of a periodic disturbance with an unknown frequency[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(5): 1296-1304.
- [13] Kamaldar M, Hoagg J B. Adaptive harmonic control for rejection of sinusoidal disturbances acting on an unknown system[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2020, 28(2): 277-290.
- [14] Nikiforov V O. Nonlinear servocompensation of unknown external disturbances[J]. Automatica, 2001, 37(10): 1647-1653.
- [15] Marino R, Santosuosso G L. Global compensation of unknown sinusoidal disturbances for a class of nonlinear nonminimum phase systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(11): 1816-1822.
- [16] Ding Z. Adaptive estimation and rejection of unknown sinusoidal disturbances in a class of non-minimum-phase nonlinear systems[J]. IEEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2006, 153(4): 379-386.
- [17] Guo L, Chen W H. Disturbance attenuation and rejection for systems with nonlinearity via DOBC approach[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2005, 15(3): 109-125.
- [18] Wei X J, Zhang H F, Sun S X, et al. Composite hierarchical antidisturbance control for a class of discrete-time stochastic systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(9): 3292-3302.
- [19] Wen X Y, Guo L, Yan P. Composite hierarchical anti-disturbance control for robotic systems with multiple disturbances[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2014, 12(3): 541-551.
- [20] Wang L, Cheng J H. Robust disturbance rejection methodology for unstable non-minimum phase systems via disturbance observer[J]. ISA Transactions, 2020, 100: 1-12.
- [21] Wen X Y, Yan P. Two-layer observer based control for a class of uncertain systems with multi-frequency disturbances[J]. ISA Transactions, 2016, 63: 84-92.

作者简介

文新宇(1977—), 男, 副教授, 博士, 从事干扰估计和补偿、干扰观测等研究, E-mail: wxysunrain@163.com;

马强(1996—), 男, 硕士生, 从事干扰估计和补偿的研究, E-mail: 907471226@qq.com;

陈昱龙(1996—), 男, 硕士生, 从事电能质量控制、谐波抑制的研究, E-mail: 835490776@qq.com;

赵志诚(1970—), 男, 教授, 博士, 从事先进控制理论及应用等研究, E-mail: zhzhich@126.com.