

一种兼顾带宽拓展和噪声抑制的ESO参数整定方法

陈松林^{1†}, 王 鑫^{1,2}, 何宗儒¹

(1. 哈尔滨工业大学 控制与仿真中心, 哈尔滨 150001; 2. 北京百度网讯科技有限公司, 北京 100085)

摘要: 从频域角度出发, 提出一种兼顾观测带宽和噪声抑制的扩张状态观测器参数整定方法. 首先推导传统扰动观测器与线性扩张状态观测器之间的等价关系, 将三阶扩张状态观测器的参数整定问题转化为滤波器设计问题; 然后采用切比雪夫滤波器提升观测器性能. 仿真结果表明, 与已有的扩张状态观测器参数整定方法相比, 所提出方法在提高扰动观测能力的同时, 具有更好的噪声抑制能力.

关键词: 扩张状态观测器; 扰动观测器; 带宽拓展; 噪声抑制; 参数整定; 切比雪夫滤波器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

A parameter tuning method for extended state observer with balance of bandwidth expansion and noise suppression

CHEN Song-lin^{1†}, WANG Xin^{1,2}, HE Zong-ru¹

(1. Control and Simulation Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China; 2. Beijing Baidu Netcom Science Technology Co Ltd, Beijing 100085, China)

Abstract: This paper proposes a parameter tuning method of the extended state observer(ESO), which can expand the disturbance observation bandwidth while suppress the measurement noise effectively. Firstly, the equivalence relation between the classical perturbation observer and linear extended state observer is deduced, and the parameter tuning problem of the third-order ESO is transformed into the design problem of a low-pass filter. Then a Chebyshev filter is employed to improve the performance of the ESO. The simulation results show that, compared with the existing parameter tuning method, the proposed method endows the ESO with better noise suppression ability and disturbance observation performance.

Keywords: extended state observer; disturbance observer; bandwidth expansion; noise suppression; parameter tuning; Chebyshev filter

0 引言

工业控制系统中, 外部扰动、测量噪声和内部模型的不确定性普遍存在, 如何解决这些问题一直是控制科学面临的主要挑战之一. 自抗扰控制(Auto/Active disturbances rejection controller, ADRC)技术作为一种不依赖被控对象精确模型的新一代数字控制技术^[1], 为解决系统外扰和不确定性提供了全新的思路, 自提出就备受国内与国外控制界的广泛关注^[2].

ADRC的基本思想是将外部扰动和内部模型的不确定性归结为总和扰动, 通过扩张状态观测器(Extended state observer, ESO)估计总和扰动并进行补偿, 整体控制具有较强的抗扰性和鲁棒性. 扩张状态

观测器作为ADRC技术的核心, 其性能是影响ADRC控制效果的关键^[3]. 而ESO的性能则主要取决于其参数配置, 所以如何进行ESO参数整定一直是自抗扰控制研究中的热点.

文献[4]通过大量仿真研究得到了与著名斐波那契数列紧密相关的参数序列, 但是这组数列只能作为参考, 实际应用时还需要进行大量的仿真. 文献[5]提出了一种基于受控系统时间尺度的ADRC控制器参数整定方法, 但是其需要对已经整定好参数的基准系统进行变换, 应用过程较为复杂. 文献[6]将线性自抗扰控制器等效为一个复合控制系统, 通过设计串联校正环节作为等效反馈补偿器实现ADRC的控制, 然而

收稿日期: 2017-05-30; 修回日期: 2017-11-27.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61427809).

责任编委: 何勇.

作者简介: 陈松林(1976—), 男, 副教授, 博士, 从事运动控制、极值搜索控制、自抗扰控制及其应用等研究; 王鑫(1992—), 男, 硕士生, 从事自抗扰控制及应用的研究.

[†]通讯作者. E-mail: songlin@hit.edu.cn

这种方法在实际应用时仍需要对参数进行反复调节.

上述方法的一个共同特点是设计过程较为繁琐,需要大量仿真或反复实验,无法针对具体的性能指标进行定量的设计.文献[7-8]则从频域角度出发,采用传统的极点配置方法,根据带宽的需要将线性ESO的3个极点配置到同一点上,这种方法有效地克服了以往方法的缺点,实现了性能指标的定量设计,而且实现简单,是一种实用的ESO参数整定方法.文献[9]采用系数冻结法研究非线性ESO,从频域带宽设计角度提出了一种非线性ESO参数优化方法.上述方法都是通过拓展系统的带宽来提升干扰观测的性能,但是随着带宽的增加,量测噪声的作用会被放大,将对系统产生不利的影响,这是上述方法都没有考虑的问题.因此,如何在拓展ESO频带的同时最大限度地抑制噪声的不利影响还需要进一步研究.

受以上研究启发,本文从频域角度出发,以同时提升ESO的扰动观测性能和噪声抑制能力为目标,进一步改进ESO的参数整定方法.首先研究经典扰动观测器(Disturbance observer, DOB)与线性扩张状态观测器之间的等价关系,推导出二者之间的等价条件,将线性ESO的参数整定问题转化为滤波器设计问题;再通过滤波器的优化设计来兼顾观测带宽的拓展和量测噪声的抑制能力提升;最后通过对比仿真验证所提出设计方法的有效性和优越性.

1 线性ESO与DOB的等价性分析

自抗扰控制的精髓是利用扩张状态观测器观测对象的状态,包括外部扰动、噪声和模型不确定性在内的所谓“总和扰动”,并在控制量中将总和扰动补偿掉.ESO结构如图1所示.其中: u_0 、 y 、 d_0 、 ξ 、 b_0 等分别为控制输入、系统输出、外部扰动、量测噪声和输入信号增益系数; z_1 、 z_2 、 z_3 为扩张状态观测器的状态,即对 y 、 $\dot{y}$ 和总和扰动的估计值.

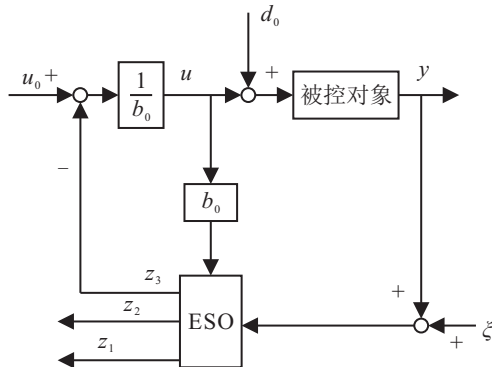


图1 ESO结构

针对一般二阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) + b_0 u, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (1)$$

扩充新的状态变量 $x_3 = f(x_1, x_2)$. 设 $\dot{x}_3 = \omega(t)$, 则系统变为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0 u, \\ \dot{x}_3 = \omega(t), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (2)$$

根据系统设计线性ESO结构为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1(y - z_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_2(y - z_1) + b_0 u(t), \\ \dot{z}_3 = \beta_3(y - z_1). \end{cases} \quad (3)$$

其中:ESO的输出 z_1 、 z_2 、 z_3 分别是对扩张后系统状态 x_1 、 x_2 、 x_3 的观测,即对 y 、 $\dot{y}$ 和总和扰动的估计; β_1 、 β_2 、 β_3 是ESO的增益系数,合理整定参数 β_1 、 β_2 、 β_3 是ESO对总和扰动能够准确估计的必要条件.对于线性ESO,它们是待设计的常数,对于非线性ESO,它们则是输出观测误差 $(y - z_1)$ 的非线性函数.

扰动观测器是一种频域设计方法,结构如图2所示.其中: $P(s)$ 为被控对象, $P_n(s)$ 为被控对象的标称模型, $Q(s)$ 为低通滤波器, u_0 、 y 、 d_0 、 $\hat{d}$ 、 ξ 分别为控制输入、系统输出、外部扰动、观测器输出和量测噪声.

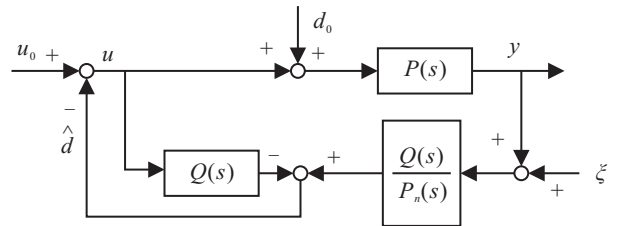


图2 扰动观测器结构

由图2可见,扰动观测器主要利用被控对象的输入和输出以及标称模型的近似倒数反求出扰动并进行补偿,从而抑制外部扰动对系统输出的影响.其中,低通滤波器 $Q(s)$ 的引入一方面是为了保证扰动观测器的物理可实现性,另一方面是为了在准确观测低频扰动的同时,能够有效地抑制高频的量测噪声.因此,可以说扰动观测器的设计主要是针对 $Q(s)$ 的设计,其物理意义明确,可以方便地实现带宽的定量设计.

对于线性ESO和DOB,其基本思想都是将系统中除了理想模型之外的部分视为扰动,根据系统的输入输出信号,将扰动估计出来并进行补偿,使补偿

后的被控对象更接近于理想模型,然后针对理想模型进行控制设计,使其满足指标要求.由此可见,尽管二者实现形式有所不同,但是他们的基本原理是相同的.因此可以设想,一定存在某种条件使得二者的扰动观测值相等.

通过观察比较DOB和ESO的结构可知,两者除了描述形式不同(一个用频域的传递函数描述,一个用时域的状态方程描述),所用的标称模型也不相同.DOB的标称模型一般与被控对象相关, $P(s)$ 的阶数和参数通常随着被控对象而改变,因此可以说DOB是一种在一定程度上依赖于系统数学模型的方法,尽管并不要求精确.而ESO则不同,它是一种非基于模型的方法,不考虑具体被控对象的形式,ESO始终都是基于积分串联形式的标称模型而进行设计的.

对于这两种观测器,从使用上而言,ESO显然更加方便,因为它不需要建立系统的标称数学模型.从性能上而言,DOB应该更胜一筹,因为它利用了系统的标称模型信息.但是,考虑到ESO可以使用非线性系数,其性能可以得到很大的提升.另外,除了系统的总和扰动,ESO还可以同时观测出系统的输出及其导数,因此综合而言,ESO优势更大.如果能够建立ESO和DOB的等价关系,借助DOB频域上较为成熟的设计方法实现ESO的参数整定,则可以进一步提升ESO的性能,拓展ESO的应用范围.

本着这样的目的,尝试建立ESO与DOB之间的等价关系,并给出相应的等价条件.为方便推导,这里仅考虑三阶线性ESO.

先考虑式(3)描述的ESO,对其进行拉普拉斯变换,有

$$\begin{cases} z_1 s = z_2 + \beta_1(y - z_1), \\ z_2 s = z_3 + \beta_2(y - z_1) + b_0 u(s), \\ z_3 s = \beta_3(y - z_1). \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可以得到扩张状态 z_3 的传递函数为

$$z_3 = \frac{\beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} s^2 y - \frac{\beta_3 b_0}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} u. \quad (5)$$

考虑到ESO估计出的扰动在补偿时需要乘系数 $1/b_0$,因此实际补偿到输入的扰动量为

$$\frac{z_3}{b_0} = \frac{\beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \frac{s^2}{b_0} y - \frac{\beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} u. \quad (6)$$

对于DOB,其扰动估计值与扰动补偿值相同,以对象 $P(s)$ 的输入输出作为输入信号,推导可得

$$\hat{d} = y \frac{Q(s)}{P_n(s)} - u Q(s). \quad (7)$$

若要ESO的扰动补偿值(6)与DOB的扰动补偿值(7)相等,则需要如下等式成立:

$$P_n(s) = \frac{b_0}{s^2}, \quad (8)$$

$$Q(s) = \frac{\beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}. \quad (9)$$

式(8)和(9)成立意味着,DOB的标称模型必须为串联积分形式,而不考虑被控对象的具体数学模型,DOB的低通滤波器 $Q(s)$ 也要采用式(9)给出的形式.这便是二者等价的条件,具体可以总结为如下定理.

定理1 对于图2给出的DOB和式(3)给定的三阶ESO,如果DOB的标称模型传递函数 $P_n(s)$ 满足式(8),低通滤波器 $Q(s)$ 满足式(9),则它们是等价的,即在同样输出 y 和控制输入 u 作用下有 $z_3/b_0 = \hat{d}$.

注1 尽管这里仅给出了三阶ESO和DOB的等价条件,采用类似方法也可以得到二阶或高阶ESO与DOB的等价条件.

注2 该条件说明,任何三阶线性ESO的设计都可以转化为标称模型为双积分串联环节(8)和低通滤波器 $Q(s)$ 形式为式(9)的DOB设计.这样便可以通过 $Q(s)$ 的设计间接实现ESO的参数整定,进而从频域角度改进ESO的性能.

注3 文献[10]也涉及到DOB与ESO之间关系的讨论,但是并没有利用它们的关系研究ESO的参数整定问题.

2 基于切比雪夫滤波器的ESO参数整定方法

推导ESO与DOB等价关系的最终目的是将ESO参数整定问题转化为DOB的设计问题,这样可以利用DOB的频域设计方法,实现ESO性能的定量设计.由于 $P_n(s)$ 形式固定为式(8),扰动观测器的设计主要是其滤波部分 $Q(s)$ 的设计.在DOB设计中, $Q(s)$ 设计应满足如下原则:在低频段 $Q(s)$ 的频率特性尽可能接近于1,在高频段应尽可能接近于0,即尽可能接近理想的低通滤波器的特性.这样既可以获得良好的观测精度,又可以有效抑制高频的量测噪声.考虑式(9)对低通滤波器 $Q(s)$ 形式的限定,通过比较,将 $Q(s)$ 选定为三阶切比雪夫低通滤波器^[11],因为其特性更接近于理想的低通滤波器.

2.1 切比雪夫滤波器的设计

三阶切比雪夫低通滤波器的传递函数与式(9)相同,但其具有如下幅频特性^[12]:

$$|Q(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}. \quad (10)$$

其中: ω_0 为截止频率, ε 为通带波纹系数, n 为滤波器阶数, 取 $n = 3$. 函数 $T_n(\omega)$ 称为切比雪夫多项式^[13], 定义为

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}(\omega)), & |\omega| \leq 1; \\ \cosh(n\cosh^{-1}(\omega)), & |\omega| > 1. \end{cases} \quad (11)$$

其中: $\cosh(\cdot)$ 为双曲余弦函数, 定义为

$$\cosh(\omega) = \frac{e^{\omega} + e^{-\omega}}{2}. \quad (12)$$

由式(11)可以得到三阶切比雪夫多项式

$$T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega. \quad (13)$$

下面讨论两个参数的选取原则. 通带截止频率 ω_0 等价于观测器带宽, 可以根据实际扰动信号频率范围确定; 通带波纹系数 ε 为小于1的正实数, 表示滤波器幅值在通带内的波动变化情况, 波纹系数越大, 幅度波动越大. 另外, 式(10)中通带波纹系数 ε 由通带最大衰减值 $\alpha_{\max}$ 确定^[14]. 滤波器的通带, 是指滤波器允许通过信号的频率范围, 对于低通滤波器, 是指Bode图中频率小于通带截止频率 ω_0 的部分. 理想滤波器中通带是指无衰减的传输频带, 而实际滤波器中通带内衰减是不可避免的, 因此在设计时需要规定通带中信号衰减的最大值, 这便是通带最大衰减值 $\alpha_{\max}$. 通带衰减值与滤波器的增益满足

$$\alpha = -20 \lg(|Q(\omega)|). \quad (14)$$

通常将通带的最大衰减值取在截止频率 ω_0 处, 由式(14)可得通带最大衰减值

$$\alpha_{\max} = \alpha|_{\omega=\omega_0} = -20 \lg(|Q(\omega_0)|). \quad (15)$$

由式(10)、(11)和(15)有

$$\alpha_{\max} = -20 \lg \left(\sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon^2}} \right) = 10 \lg(1 + \varepsilon^2). \quad (16)$$

可得通带波纹系数与通带最大衰减值的关系为

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\alpha_{\max}/10} - 1}. \quad (17)$$

因此选定通带最大衰减值即可确定通带波纹系数. 对于通带最大衰减值的选取, 并没有十分严格的要求, 实际上, 通带最大衰减值的选取会影响截止频率处的增益以及通带内滤波器增益的波动, 通带最大衰减值越大, 通带内增益波动越剧烈, 截止频率处的增益越小, 通带内整体对信号的衰减越大.

通过绘制不同最大衰减值对应的曲线可以总结出如下原则: 如果系统的量测噪声比较严重, 则应该增大通带最大衰减值 $\alpha_{\max}$, 这样可以有效降低高频幅值, 更好地抑制噪声; 如果要保证更好的观测性能, 则应减小通带最大衰减值, 这样可以减小通带内的幅

值波动和相角滞后, 从而获得更好的干扰观测效果.

为方便后文的分析和比较, 将最大衰减值 $\alpha_{\max}$ 取为1 dB, 对应截至频率处滤波器的增益为0.89. 在确定切比雪夫滤波器参数 ω_0 和 ε 后, 还需要推导出他们与ESO三个参数 β_1 、 β_2 、 β_3 的关系, 进而完成参数的整定.

令 $j\omega = s$, 由式(10)和(13)有

$$|Q(s)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{s}{j\omega_0} \right)}. \quad (18)$$

进行归一化处理, 令

$$\frac{s}{\omega_0} = \bar{s}, \quad (19)$$

则有

$$|Q(\bar{s})|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\bar{s}}{j} \right)}. \quad (20)$$

此时, 求出平方函数的极点, 取 s 左半平面的极点 s_{p1} 、 s_{p2} 、 s_{p3} 即可得到滤波器的传递函数

$$Q(s) = \frac{K}{(s - s_{p1})(s - s_{p2})(s - s_{p3})}. \quad (21)$$

相应的增益 K 为

$$K = (-1)^n s_{p1} s_{p2} s_{p3}. \quad (22)$$

由式(21)和(22), 设通带最大衰减值 $\alpha_{\max}$ 为1 dB, 通带截止频率 ω_0 为1 rad/s, 则对应的滤波器传递函数为

$$Q(s) = \frac{0.4913}{s^3 + 0.9883s^2 + 1.2384s + 0.4913}. \quad (23)$$

对于截止频率为 ω_0 的低通滤波器, 经过变换得到

$$Q(s) = \frac{0.4913\omega_0^3}{s^3 + 0.9883\omega_0 s^2 + 1.2384\omega_0^2 s + 0.4913\omega_0^3}. \quad (24)$$

由式(9), 与其等价的ESO系数分别为

$$\begin{cases} \beta_1 = 0.9883\omega_0, \\ \beta_2 = 1.2384\omega_0^2, \\ \beta_3 = 0.4913\omega_0^3. \end{cases} \quad (25)$$

由文献[15]给出的定理1可知, 式(25)给出的参数满足稳定性条件 $\beta_1\beta_2 - \beta_3 > 0$, 因此本文提出的基于切比雪夫滤波器得到的ESO参数是稳定的, 这一结论同时适用于非线性ESO. 基于切比雪夫滤波器整定的ESO参数不是必须固定为式(25), 这是将最大衰减率固定为 $\alpha_{\max}=1$ dB 时的结果. 实际应用时, 可以根据设计需求改变通带最大衰减率 $\alpha_{\max}$, 从而获得相应的ESO参数表达式.

2.2 两种ESO参数整定方法比较

文献[7]给出的ESO参数整定方法同样基于频域带宽指标进行设计,与所提出的方法具有很好的可比性,因此通过与文献[7]给定的方法进行对比以验证所提出方法的优越性. 文献[7]参数整定方法为

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_0, \\ \beta_2 = 3\omega_0^2, \\ \beta_3 = \omega_0^3, \end{cases} \quad (26)$$

其中 ω_0 为带宽指标.

由等价关系(8)和(9)可以发现,两种ESO参数整定方法的性能差异可以表现在与他们等价的DOB的低通滤波器 $Q(s)$ 上. 取两种方法的带宽均为10 rad/s,由式(25)和(26)可以获得ESO两组不同的三阶参数,代入式(9)得到两组低通滤波器. 为比较滤波器的特性,绘制两组滤波器的Bode图如图3所示.

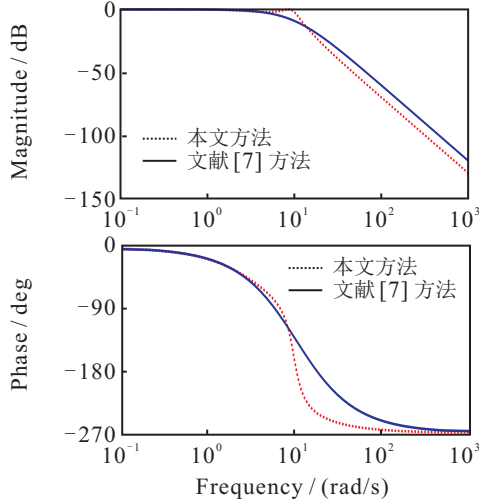


图3 两组参数对应的 $Q(s)$ 的Bode图对比

由图3可见,所提出方法获得参数所对应的滤波器,无论在带宽上还是在高频段下降速度上都优于文献[7]的方法. 因为该特性更接近于低频增益为1、高频增益为0的理想低通滤波器,这种滤波器能够在保证观测器获得足够带宽的同时,有效地抑制测量噪声的影响.

3 仿真验证

3.1 两种设计方法对比仿真(线性情形)

为了更好地体现本文设计方法的有效性和优越性,将本文方法与文献[7]所提的ESO参数整定方法进行对比仿真验证.

考虑文献[7]给出的被控对象

$$\ddot{y} = (-1.41\dot{y} + 23.2T_d) + 23.2u. \quad (27)$$

其中: y 为位置输出, u 为控制输入, T_d 为扰动力矩,输入信号增益系数 $b = 23.2$. 设ESO中使用的输入信号

增益系数估计值与实际值存在较大偏差,取 $b_0 = 40$,系统可以写成

$$\ddot{y} = (-1.41\dot{y} + 23.2T_d) + (23.2 - 40)u + 40u = f + 40u. \quad (28)$$

总和扰动为

$$f = (-1.41\dot{y} + 23.2T_d) + (23.2 - 40)u. \quad (29)$$

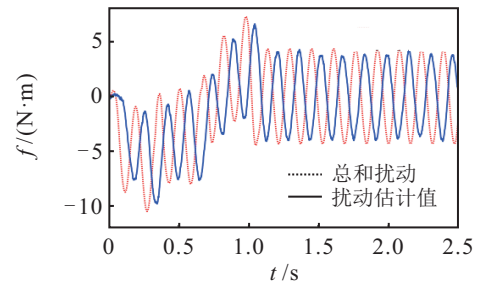
应用本文方法,线性ESO的设计结果为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + 0.9883\omega_0(y - z_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 + 1.2384\omega_0^2(y - z_1) + 40u(t), \\ \dot{z}_3 = 0.4913\omega_0^3(y - z_1). \end{cases} \quad (30)$$

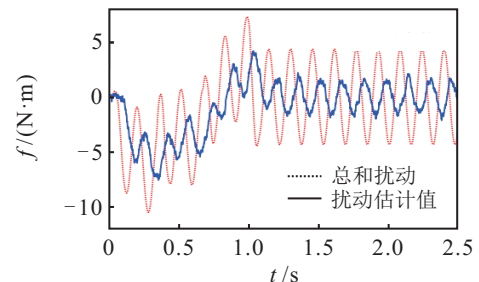
利用文献[7]给出的方法,得到线性ESO为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + 3\omega_0(y - z_1), \\ \dot{z}_2 = z_3 + 3\omega_0^2(y - z_1) + 40u(t), \\ \dot{z}_3 = \omega_0^3(y - z_1). \end{cases} \quad (31)$$

从参数的数值上看,相对于文献[7]方法给出的参数,本文给出的ESO参数更小,这对抑制噪声的影响更加有利. 设置ESO的带宽 ω_0 为40 rad/s,对两组相同的对象输入幅值为0.1、频率为40 rad/s的正弦信号作为扰动进行仿真,其中系统的输入信号与文献[7]保持一致. 为验证两种方法设计出的ESO在噪声抑制能力上的优劣,在输出信号 y 中引入均值为0,方差为0.00000003的高斯白噪声. 相应的仿真结果如图4所示. 观察两种ESO对扰动的观测情况可以看出,与文献[7]方法相比,按照本文方法设计的ESO具有更好的扰动观测性能,同时具有更好的噪声抑制能力.



(a) 本文方法



(b) 文献[7]方法

图4 两种ESO扰动观测曲线(线性情形)

3.2 两种设计方法对比仿真(非线性情形)

根据前文的分析,对于线性ESO,在一定条件下它与DOB是等价的,这时利用两者的关系去整定ESO的参数与直接使用DOB并没有本质的区别。但是,ESO首次提出时就是以非线性方式给出的,只是为了使用方便,才出现线性ESO。非线性ESO可以充分利用非线性函数的特点进一步提升观测器的性能,然而,对于DOB而言,由于它是频域设计方法,所以很难利用非线性的优势。

本文方法整定出来的参数是满足非线性ESO稳定性要求的,说明这种方法也适用于非线性ESO。为了验证给出的参数整定方法在非线性的有效性,同样使用文献[7]提供的模型和方法进行对比仿真。这里ESO的增益系数 β_1 、 β_2 、 β_3 与上一节相同,只是引入了非线性函数,有

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta; \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta. \end{cases} \quad (32)$$

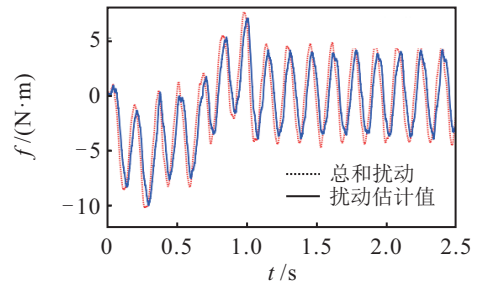
将线性ESO替换为非线性ESO可得

$$\begin{cases} e = y - z_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e, \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_2 \text{fal}(e, \alpha_1, \delta) + b_0 u, \\ \dot{z}_3 = \beta_3 \text{fal}(e, \alpha_2, \delta). \end{cases} \quad (33)$$

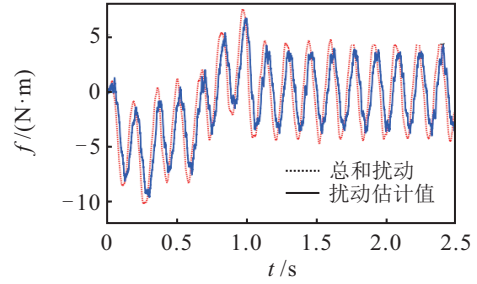
其中:非线性函数的参数 α 为0~1之间的常数, δ 为线性段的区间长度,取 $\alpha_1 = 0.5$, $\alpha_2 = 0.25$, $h = 0.01$ [16]。

同样将外部扰动 T_d 设置为幅值0.1、频率40 rad/s的正弦信号,同时在输出信号中加入均值为0、方差为0.000 000 03的高斯白噪声。采用与文献[7]一致的输入信号,通过仿真观察两种非线性ESO对总和扰动的观测结果。

两种ESO扰动观测曲线如图5所示。由图5可见,采用非线性ESO后两种方法的观测性能均得到了较大提升,同时噪声抑制能力均有所下降。但是相对而言,本文所提出方法的扰动观测性能更好(扰动观测的平均幅值比为0.86,较文献[7]方法得到扰动估计的平均幅值0.75更接近1)。另外,从噪声抑制能力上看,本文方法的优势也更为明显,相比于图5(b),图5(a)中的扰动估计曲线更加平滑,波动更小。因此,所提出方法虽然利用线性ESO和DOB的等价关系进行设计,但它不仅适用于线性ESO的参数整定,同样也适用于非线性ESO,可以有效提高观测器的性能和噪声抑制能力。



(a) 本文方法



(b) 文献[7]方法

图5 两种ESO扰动观测曲线(非线性情形)

4 结论

本文通过分析传统扰动观测器和线性扩张状态观测器之间的等价关系,将三阶ESO的参数整定问题转化为扰动观测器中低通滤波器 $Q(s)$ 的设计问题,采用切比雪夫滤波器提升ESO的扰动观测和噪声抑制性能,从频域角度提出了一种新的ESO参数整定方法。仿真结果表明,相比于已有基于带宽的设计方法,本文方法可以同时提升扰动观测性能和噪声抑制能力。这种参数整定方法同样适用于非线性ESO,可以获得优于传统DOB的扰动观测性能。

参考文献(References)

- [1] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
(Han J Q. From PID technique to active disturbances rejection control technique[J]. Control Engineering of China, 2002, 9(3): 13-18.)
- [2] Garran P T, Garcia G. Design of an optimal PID controller for a coupled tanks system employing ADRC[J]. IEEE Latin America Trans, 2017, 15(2): 189-196.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
(Han J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.)
- [4] 韩京清. 扩张状态观测器参数与菲波纳奇数列[J]. 控制工程, 2008, 15(增2): 5-7.
(Han J Q. Parameters of the extended state observer and Fibonacci sequence[J]. Control Engineering of China,

- 2008, 15(S2): 5-7.)
- [5] 李述清, 张胜修, 刘毅男, 等. 根据系统时间尺度整定自抗扰控制器参数[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(1): 125-129.
(Li S Q, Zhang S X, Liu Y N, et al. Parameter-tuning in active disturbance rejection controller using time scale [J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(1): 125-129.)
- [6] 张超, 朱纪洪, 高亚奎. 自抗扰控制器的阶次与参数的选取[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(11): 1480-1485.
(Zhang C, Zhu J H, Gao Y K. Order and parameter selections for active disturbance rejection controller[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11): 1480-1485.)
- [7] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. Conf Proc of the IEEE American Control. Denver: IEEE 2003: 4989-4996.
- [8] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630-1640.
(Yuan D, Ma X J, Zeng Q H, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1630-1640.)
- [9] 陈松林, 赵海香. 三阶扩张状态观测器的优化参数配置方法[J]. 控制与决策, 2014, 29(10): 1851-1855.
(Chen S L, Zhao H X. Parameter optimization of third-order extended state observer[J]. Control and Decision. 2014, 29(10): 1851-1855.)
- [10] Su J Y, Chen W H, Yang J. On relationship between time-domain and frequency-domain disturbance observers and its applications[J]. J of Dynamic Systems Measurement & Control, 2016, 138(9): 091013.
- [11] Kawakami M. Nomographs for Butterworth and Chebyshev filters[J]. IEEE Trans on Circuit Theory, 1963, 10(2): 288-289.
- [12] 谷萩隆嗣. 数字滤波器与信号处理[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 26-30.
(Yahagi T. Digital filters and signal processing[M]. Beijing: Science Press, 2003: 26-30.)
- [13] Coelho R A, Pereir A E C, Neto L M. A high performance multilayer earth parameter estimation rooted in Chebyshev polynomials[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2017, 99: 1-8.
- [14] 薛年喜. Matlab在数字信号处理中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 183-188.
(Xue N X. Application of Matlab in digital signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008: 183-188.)
- [15] 赵海香, 陈松林, 李明. 三阶扩张状态观测器稳定的一个充分条件[C]. 西安: 中国控制会议, 2013: 1526-1531.
(Zhao H X, Chen S L, Li M. A sufficient condition for the stability of the third-order extended state observer[C], Proc of the 32nd Chinese Control Conf. Xi'an: IEEE, 2013: 1526-1531.)
- [16] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 25-32.
(Han J Q. Auto disturbances rejection control technique[J]. Frontier Science, 2007, 1(1): 25-32.)

(责任编辑: 郑晓蕾)

下 期 要 目

- 一种基于相对密度和决策图的聚类算法 周世波, 等
- 属性值为三角模糊数的决策对象可能度关系模型 黄智力, 等
- 基于多重分形和半监督EM的LPI雷达信号识别 王 星, 等
- 基于中心度的标签传播时间序列聚类方法 李海林, 等
- 混流装配线物料配送机器人协同调度方法 周炳海, 等
- 基于Actor-Critic和神经网络的闭环脑机接口控制器设计 孙京浩, 等
- 一种基于三维建图和虚拟现实的人机交互系统 张 辉, 等
- 析因-粒子群算法及其在海上运动目标搜寻中的应用 吕进锋, 等
- 基于多策略人工蜂群的多序列比对算法 匡芳君, 等
- 混沌海豚群优化灰色神经网络的空中目标威胁评估 李卫忠, 等