

文章编号: 1000-8152(2005)06-0995-04

## 用于带有量测噪声系统的新型扩张状态观测器

林 飞<sup>1</sup>, 孙 湖<sup>1</sup>, 郑琼林<sup>1</sup>, 夏岩峰<sup>2</sup>

(1. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044; 2. 鞍山供电公司 调度所, 辽宁 鞍山 114000)

**摘要:** 提出了扩张状态观测器的一种新的形式, 用于处理量测环节带有噪声干扰时的情况. ESO 可以对不确定系统中的内外扰动进行观测, 并以此为基础构成自抗扰控制器. 但其性能会受量测噪声的影响. 本文利用滤波器消除噪声的影响, 并把已知的滤波器方程扩展到原有的 ESO 中, 以补偿滤波器对实际输出信号的偏移作用. 数字仿真表明, 该方法可以有效的解决输出噪声对扩张状态观测器的影响.

**关键词:** 扩张状态观测器; 自抗扰控制; 滤波

**中图分类号:** TP13 **文献标识码:** A

## Novel extended state observer for uncertain system with measurement noise

LIN Fei<sup>1</sup>, SUN Hu<sup>1</sup>, ZHENG Qiong-lin<sup>1</sup>, XIA Yan-feng<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Dispatch Station, Anshan Power Supply Company, Anshan Liaoning 114000, China)

**Abstract:** This paper proposes a novel structure of extended state observer (ESO) for state observation of nonlinear system with measurement noise, which can be used in disturbance rejection controller. The measurement noise degrades the performance of the normal ESO. A filter is designed to eliminate high frequency noise, and the new ESO includes this filter equation to compensate the effect of the filter. The simulation results show that this new type of ESO can satisfactorily track states with measurement noise.

**Key words:** extended state observer(ESO); active disturbance rejection control; filter

### 1 引言(Introduction)

近年来, 自抗扰控制器<sup>[1]</sup> 由于其突出的处理不确定问题的能力, 受到研究人员的广泛重视, 已经成功的解决了多种问题<sup>[2~5]</sup>. 自抗扰控制器的核心是扩张状态观测器(ESO)<sup>[6]</sup>, 它能够有效的观测非线性系统中所含的内扰和外扰. 如果在控制律中对扰动的估计值进行补偿, 就可以实现非线性不确定系统的反馈线性化与确定性化, 此即所谓的自抗扰控制技术.

通过把系统中的内外扰动扩张成系统新的一阶状态, ESO 利用特定的非光滑非线性的误差反馈, 适当的选择观测器参数, 可以得到系统所有状态的观测值, 其中也包括对扰动的估计. 迄今为止, ESO 的参数整定尚未得到完全解决, 目前的研究成果大多限于低阶系统, 通过 Lyapunov 函数的构造分析 ESO 的收敛特性并给出了参数选择的大体规律<sup>[7]</sup>. 而高

阶 ESO 的参数只能根据经验和实验进行调整, 或者可以处理成多个低阶 ESO 的组合. 已有的研究表明, ESO 的性能同其反馈增益关系密切. 为了有效的抑制扰动, ESO 的增益通常都较大.

现有的 ESO 可以处理常见的系统参数未知、未建模动态、未知负载扰动等不确定性问题, 但通常都没有考虑在系统的输出量测环节所存在的噪声干扰. 而这在实际的控制问题中又是普遍存在的. 扩张状态观测器中较大的增益系数会放大量测噪声, 对观测器的性能产生较大影响. 一般实际的控制回路中往往用滤波器对系统输出量进行处理, 以去除噪声干扰. 但滤波后信号的幅值、相位与系统的真实输出有较大差别, 若以此作为系统的输出而构造观测器, 则必然会造成较大的观测误差.

为此, 本文提出了一种改进的扩张状态观测器的构造形式, 把滤波后的信号也扩张成系统的一阶

状态,即把已知的滤波器的方程也纳入观测器方程之中.仿真表明,这种带有滤波器形式的 ESO 不但保留了原有的优点,而且可以有效的处理量测环节引入的噪声.

## 2 扩张状态观测器(Extended state observer)

考虑如下不确定系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1, v_x) + b(t)u, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x_1$  为系统状态量,  $u$  为控制量,  $v_x$  为系统中的未知外扰,  $f(\cdot)$  为未知函数,而  $f(x_1, v_x)$  则包含了系统中所有的未知部分;  $y$  为系统的可测输出.若令  $x_2 = f(x_1, v_x)$  作为系统的扩张状态,则新系统为

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

式中的  $w(t)$  为  $f(x_1, v_x)$  的导数,也是未知函数.当  $w(t)$  有界,即  $|w(t)| < W$  时,有系统(2)的扩张状态观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{e} = z_1 - y = z_1 - x_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 + b(t)u - \beta_{01}e, \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha, \delta). \end{cases} \quad (3)$$

函数  $\text{fal}$  为如下形式的非光滑函数:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), & |e| > \delta, \\ e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta. \end{cases} \quad (4)$$

式中  $0 < \alpha < 1$ .式(3)中的  $z_2$  为原系统(1)中的不确定部分  $f(x_1, v_x)$  的观测值,如果在控制量  $u$  中对此进行补偿,就可以使得不确定系统确定化,得到强鲁棒的自抗扰控制器.

文献[7]构造了一种分段 Lyapunov 函数,分析了观测器(3)对系统(2)观测误差的收敛性.通过适当的选择观测器参数,可以控制观测误差的范围如下:

$$\max \{ |z_1 - x_1| \} = \text{fal}^{-1} \left[ \frac{kcW}{\beta_{02}(c-1)} \right], \quad (5)$$

$$\max \{ |z_2 - x_2| \} = \left| \max \{ |z_1 - x_1| \} - \frac{(k-1)cW}{\beta_1(c-1)} \right|. \quad (6)$$

式中的  $k, c$  为大于 1 的正数.

由式(4)可知,  $\text{fal}$  为幂函数,且  $\alpha < 1$ ,因此当  $e > \delta$  时,有

$$\max \{ |z_1 - x_1| \} = \left[ \frac{kcW}{\beta_{02}(c-1)} \right]^{1/\alpha}. \quad (7)$$

若  $\beta_{02}(c-1) > kcW$ ,则  $\alpha$  越小,对误差的抑制作用越大.这也是在 ESO 中采用形如式(4)的函数的优势.

当原系统(1)中的不确定部分为一慢变量时,其导数  $w(t)$  较小.由式(5),(6)知,观测器(3)中的增益无需太大就可以满足要求.而当原系统的不确定部分变化较快时,则  $w(t)$  很大,为了满足观测精度的要求,观测器的增益  $\beta_{01}$  和  $\beta_{02}$  就要相当大.对于高阶 ESO 也有类似结论,而且仿真算例表明,随着阶数的增大,观测器的增益也要越来越大.

## 3 量测噪声对 ESO 的影响(Influence of measurement noise)

对于实际系统,在输出的量测环节中不可避免的会引入噪声.例如,某些情况下电力线就有可能对测量信号产生工频的干扰信号.另外,各种原因所造成的随机噪声也总是存在的.此时系统(2)可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b(t)u, \\ \dot{x}_2 = w(t), \\ y = x_1 + v_y. \end{cases} \quad (8)$$

其中  $v_y$  表示量测噪声信号.此时若仍然采用形如式(3)的 ESO,则用于反馈的误差为

$$e = z_1 - y = z_1 - x_1 - v_y. \quad (9)$$

把上式代入(3)中可知,在观测器方程中会出现量测噪声  $v_y$  与反馈增益  $\beta_{0i}$  的乘积项.由于反馈增益通常很大,因此此时量测噪声会对 ESO 的效果会造成较大的影响.

例 1 现有如下对象

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -10x_1^3 - x_1 - 2\cos x_1 + v_x, \\ y = x_1 + v_y. \end{cases}$$

其中:  $v_x = \sin(10t)$  为系统外扰;  $v_y$  为量测噪声,仿真中取为高斯白噪声.令  $x_2 = -10x_1^3 - x_1 - 2\cos x_1 + v_x$  为系统中内外扰的总和,则可构造如下 ESO 来观测  $x_2$ ,

$$\begin{cases} \dot{e} = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e, \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha, \delta). \end{cases}$$

上式中的  $z_1, z_2$  分别为状态  $x_1, x_2$  的估计值,结果如图 1 所示,实线为  $x_1, x_2$ ,而  $z_1$  和  $z_2$  则用虚线表示.可见,  $z_1$  仍然可以很好的跟踪状态  $x_1$ ,二者几乎重合.但自抗扰控制器所需要的对未知量  $x_2$  的估计却明显受到噪声的影响.

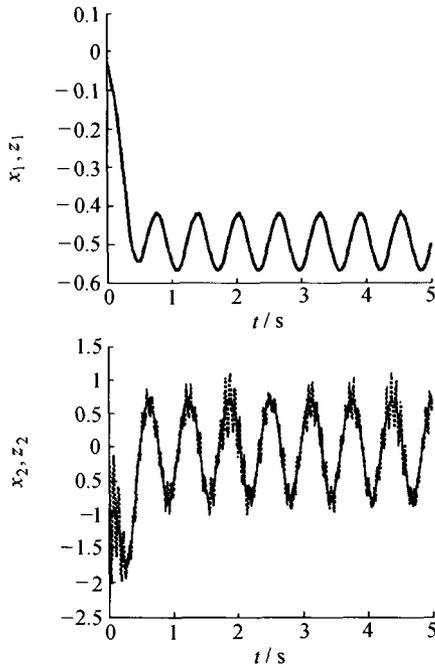


图 1 例 1 的仿真结果

Fig. 1 Simulation results of Example 1

在实际应用中,往往要对输出信号进行滤波后才能送入控制器中.由于噪声一般为高频信号,因此普遍应用的是各种低通滤波器.设滤波器方程为

$$y_0^{(n)} = f_f(y_0^{(n-1)}, \dots, y_0, y_0, y). \quad (10)$$

其中:  $n$  为滤波器的阶数,  $y_0$  为经过滤波的信号.此时的 ESO 如下:

$$\begin{cases} e = z_1 - y_0, \\ \dot{z}_1 = z_2 + b(t)u - \beta_{01}e, \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha, \delta). \end{cases} \quad (11)$$

滤波器可以有效地滤除噪声,但信号  $y_0$  一般与系统的真实输出  $y$  不同,二者的幅值和相位均有差别.虽然可以通过适当设计的滤波器来减少这种误差,但此时的滤波器却会大为复杂化.由于  $y_0$  与  $y$  存在的差异,因此式(11)形式的 ESO 已经不能很好的观测原系统的状态.

**例 2** 使例 1 中的输出信号通过如下一阶低通滤波器

$$y_0(s) = \frac{5}{s+5}y_1(s),$$

然后采用式(11)形式的 ESO 观测原系统的状态  $x_1, x_2$ ,结果如图 2 所示,实线表示状态  $x_1, x_2$ ,虚线则表示它们的估计值.由于通过上述低通滤波器后,信号  $y_0$  与系统真实输出  $y_1$  有较大差别,因此观测器得到的结果误差很大.图中的  $z_1$  实际上是对信号  $y_0$  的估

计,这也就导致了  $z_2$  观测的较大误差.若由此信号构造自抗扰控制器,则其性能必大为下降.

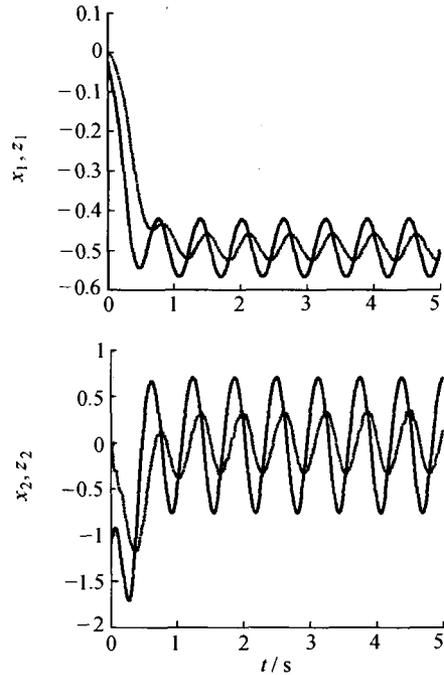


图 2 例 2 的仿真结果

Fig. 2 Simulation results of Example 2

#### 4 带有滤波器的新型 ESO (Novel ESO with filter)

由于滤波器的结构是自定的,因此它的方程也是已知的.如果对滤波器与原系统组成的复合系统构造 ESO,组成扩展形式的 ESO,就可以解决量测噪声的问题.

在 ESO 中包含滤波器方程可以计及滤波器对原输出信号的影响,而且考虑到高阶 ESO 参数整定较为困难,因此此时以使用低阶滤波器为宜.以下面的一阶滤波器为例,

$$\dot{y}_0 = f_f(y_0, y). \quad (12)$$

而对于原系统(8),再次扩张一阶状态为  $x_0$ 用以描述滤波器方程,这样整个复合系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = f_f(x_0, x_1), \\ \dot{x}_1 = x_2 + b(t)u, \\ \dot{x}_2 = w(t), \\ y = x_0. \end{cases} \quad (13)$$

现在系统的输出  $y$  为滤波后的信号,已经去除了噪声的影响.此时可以构造如下的 ESO:

$$\begin{cases} e = z_0 - y, \\ \dot{z}_0 = f_f(z_0, z_1) - \beta_{00}e, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_1), \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha_2, \delta_2). \end{cases} \quad (14)$$

上式采用滤波后的信号  $x_0$  作为输出通过反馈对观测器进行校正. 由于  $x_0$  中已经不含噪声信号, 因此这种形式的 ESO 可以消除量测噪声对系统观测的影响. 而且形如式(14)的扩张状态观测器包括了滤波器方程(12), 所以可以避免式(11)中由滤波器所引入的观测误差. 由它构成的自抗扰控制器可以用于量测环节含噪声的情况.

**例3** 仍采用例2中的滤波器, 按照式(14)构造新的三阶 ESO 如下:

$$\begin{cases} e = z_0 - y_0, \\ \dot{z}_0 = -5z_0 + 5z_1 - \beta_{00}e, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_1), \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, \alpha_2, \delta_2). \end{cases}$$

结果如图3所示. 可以看出观测器的  $z_1, z_2$  对原系统  $x_1, x_2$  的跟踪效果大为改善, 已经消除了量测噪声对 ESO 的影响.

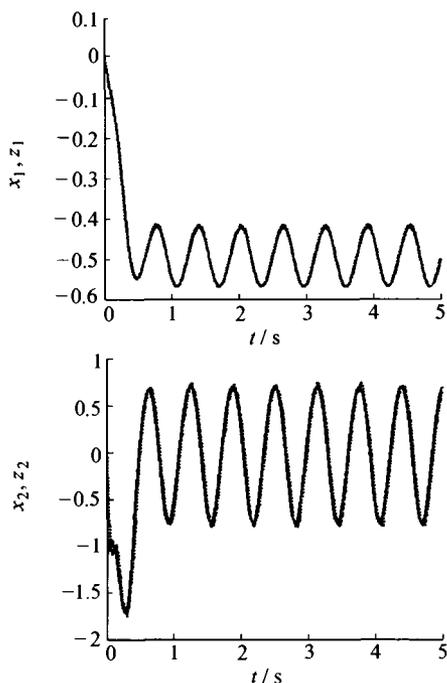


图3 例3的仿真结果

Fig. 3 Simulation results of Example 3

虽然本文只研究了一阶不确定系统与一阶滤波器, 构造出的 ESO 为三阶, 但这种方法同样适用于高阶系统与高阶滤波器.

## 5 结论(Conclusion)

为了解决实际存在的量测噪声对传统扩张状态观测器的影响, 本文提出了一种新结构的 ESO, 把滤波器的方程也纳入 ESO 方程之中. 滤波器可以去除量测噪声, 而这种扩展的 ESO 则抵消了滤波器对信

号的影响. 整个观测器的阶数为传统 ESO 与滤波器的阶数之和, 因此采用低阶滤波器有利于简化系统的设计和 ESO 参数的整定. 本文提出的 ESO 可以作为自抗扰控制器的核心部分, 适用于量测噪声较大的情况.

## 参考文献(References):

- [1] 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 Jingqing. Auto-disturbance rejection controller and its application [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23.)
- [2] 武利强, 韩京清. 直线型倒立摆的自抗扰控制设计方案[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(5): 665-669.  
(WU Liqiang, HAN Jingqing. Active disturbance rejection controller scheme for the linear inverted pendulum [J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(5): 665-669.)
- [3] 张荣, 韩京清. 用模型补偿自抗扰控制器进行参数辨识[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(1): 79-81.  
(ZHANG Rong, HAN Jingqing. Parameter identification by model compensation auto-disturbance rejection controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2000, 17(1): 79-81.)
- [4] 余涛, 沈善德, 李东海, 等. 汽轮发电机组汽门开度和励磁系统的自抗扰综合控制[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(3): 36-41.  
(YU Tao, SHEN Shande, LI Donghai, et al. Nonlinear coordinated Auto-disturbance-rejection governor and excitation controller for synchronous generators [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2003, 27(3): 36-41.)
- [5] FENG Guang, LIU Yanfei, HUANG Lippei. A new robust algorithm to improve the dynamic performance on the speed control of induction motor drive [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2004, 19(6): 1614-1627.
- [6] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.  
(HAN Jingqing. The extended state observer of a class of uncertain system [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85-88.)
- [7] 黄一, 韩京清. 非线性连续二阶扩张状态观测器的分析与设计[J]. 科学通报, 2000, 45(13): 1373-1379.  
(HUANG Yi, HAN Jingqing. Analysis and design of nonlinear continuous second-order extended state observer [J]. *Science Paper*, 2000, 45(13): 1373-1379.)

## 作者简介:

林飞 (1975—), 男, 博士, 目前研究方向为非线性控制与电力电子技术, E-mail: linfei@dq.njtu.edu.cn;

孙湖 (1970—), 男, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动;

郑琼林 (1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子、牵引供电、有源滤波器等.

夏岩峰 (1974—), 男, 研究生, 工程师, 研究方向为电力系统运行与控制.