

文章编号: 1001-0920(2003)01-0110-03

自抗扰控制技术滤波特性的研究

宋金来, 甘作新, 韩京清

(中国科学院 数学与系统科学研究院, 北京 100080)

摘要: 给出了自抗扰控制技术用于滤波的研究结果, 提供了一些仿真实例。结果表明, 这种新型的控制技术对高频噪声具有较好的滤波特性。通过应用实例并与卡尔曼滤波相比, 显示了其优越性和实用性。

关键词: 滤波; 自抗扰控制技术; 跟踪微分器; 扩张状态观测器; 初始对准

中图分类号: TP206 **文献标识码:** A

Study of active disturbance rejection controller on filtering

SONG Jin-lai, GAN Zuo-xin, Han Jing-qing

(Institute of Systems Science, Academy of Mathematics and Systems Science, Beijing 100080, China)

Abstract: An active disturbance rejection controlling technique on filtering is presented with simulation examples. The technique has fine filtering characters to high frequency noises. Compared with Kalman filtering, it is more practical on initial alignment of the inertial navigation systems.

Key words: Filtering; Active disturbance rejection controlling technique; Tracking differentiator; Extended states observer; Initial alignment

1 引言

自抗扰控制技术是适应数字控制的需要而发展起来的新的控制系统综合方法。它以自抗扰控制器(ADRC)为代表, 包括: 跟踪微分器(TD)^[1]、扩张状态观测器(ESO)^[2-4]、非线性反馈(NF)^[5]等技术。用这种技术设计的控制器, 具有超调小、收敛速度快、精度高、抗干扰能力强、算法简单等特点, 已在发电机励磁控制、高速精加工机床控制和高性能武器系统控制中得到实际应用, 显示出广阔的应用前景。

为了拓广其应用范围, 本文针对对象中某些量含有噪声的情形, 研究了TD和ESO的滤波功能。结果表明适当调整控制参数, 可以得到良好的滤波特性。

2 TD 滤波器

TD 滤波器的离散化公式为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = \\ x_2(k) + hfst(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h_1) \end{cases} \quad (1)$$

其中: v 为输入信号, x_1 为对 v 的跟踪, x_2 为 x_1 的导数, h 为积分步长, r 是决定跟踪快慢的参数。

$$fst(\bullet) = -rsat(g(k), \delta)$$

其中

$$\delta = h_1 r, \quad \delta_1 = h_1 \delta$$
$$g(k) = \begin{cases} x_2(k) - \text{sign}(y(k)) \times \\ \frac{\delta - \sqrt{8r|y(k)| + \delta^2}}{2}, & |y(k)| > \delta_1 \\ x_2(k) + y/h_1, & |y(k)| < \delta_1 \end{cases}$$
$$sat(x, \delta) = \begin{cases} \text{sign}(x), & |x| > \delta \\ x/\delta, & |x| < \delta \end{cases}$$

$$e(k) = x_1(k) - v(k), \quad y(k) = e(k) - h_1 x_2(k)$$

收稿日期: 2001-10-22; 修回日期: 2002-01-04。

作者简介: 宋金来(1965—), 男, 河北文安人, 博士生, 从事非线性系统等研究; 韩京清(1937—), 男(朝鲜族), 吉林长白人, 研究员, 博士生导师, 从事非线性系统等研究。

h_1 的大小决定 TD 的滤波特性, 因此称为滤波因子。

例 1 输入信号为 $\sin(t) (1 + 0.1 \text{rand}(0, 0, 1, 0))$, 其中 $\text{rand}(0, 0, 1, 0)$ 是均值为零、均方差为 1.0 的高斯白噪声, 其曲线如图 1 左半部分所示。图 1 右半部分曲线为由 TD 得到的 $r = 100, h_1 = 10h$ 时的跟踪信号和微分信号。

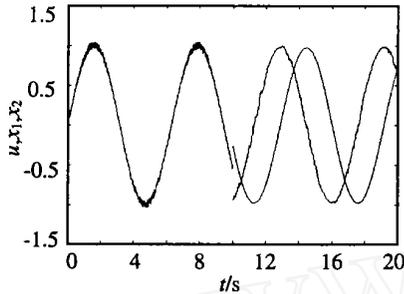


图 1 高斯白噪声、跟踪信号和微分信号

在此, 快慢因子 r 越大, 跟踪速度越快, 但噪声放大也越厉害; h_1 越大, 滤波效果越好, 但跟踪信号的相位损失也越大。为了获得较好的滤波效果, 应协调调整 r 和 h_1 。

3 ESO 滤波器

由文献[2], 二阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}^{(2)} = f(t, w, x, \dot{x}) \\ y = x \end{cases} \quad (2)$$

其 ESO 滤波器方程为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e, \alpha/2, \delta) \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e, \alpha/4, \delta) \end{cases} \quad (3)$$

其中: 非线性函数

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

$z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 用于对象状态变量的估计, 而 $z_3(t)$ 估计对象的所有不确定模型和外扰的实时总和和作用, 即 $z_3(t) = f(x_1(t), x_2(t), t)$, β_{01} , β_{02} 和 β_{03} 是可调参数。

3.1 系统方程含有噪声

假定有二阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + w_1 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) + w_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4)$$

其中 w_1 和 w_2 为零均值高斯白噪声。

该系统的 ESO 滤波器方程同式(3)。适当调整参数 δ , 可使 ESO 具有良好的滤波功能, 因此 δ 称为

滤波因子。 δ 的取值范围通常为 $5h \leq \delta \leq 10h$ 。

例 2 设有对象

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + w_1 \\ \dot{x}_2 = \sin(t) + w_2 \\ y = x_1 \end{cases}$$

其中 w_1 和 w_2 均为零均值、均方差为 0.5 的高斯白噪声。其 ESO 滤波器的参数取值为: $h = 0.01, \delta = 5h, \beta_{01} = 15, \beta_{02} = 20, \beta_{03} = 30$ 。图 2 左半部分是 $\delta = 0.1h$ 时由 ESO 得到的 $x_2(t)$ 估计曲线, 其右半部分是 $\delta = 5h$ 时由 ESO 得到的 $x_2(t)$ 估计曲线。

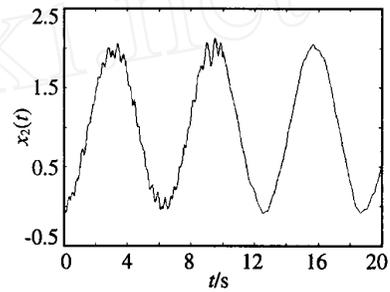


图 2 ESO 得到的 $x_2(t)$ 估计曲线

3.2 系统量测含有噪声

考虑二阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 + w \end{cases} \quad (5)$$

其中 w 为零均值高斯白噪声。

此时, 令 $x_0 = \int_0^t y(\tau) d\tau$, 则 $\dot{x}_0 = x_1 + w$ 。这样便可得到形如式(4)的广义系统^[4]

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = x_1 + w \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) \\ y_0 = x_0 \end{cases} \quad (6)$$

对此建立 ESO, 得

$$\begin{cases} e = z_0 - y_0 \\ \dot{z}_0 = z_1 - \beta_{00}e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\text{fal}(e, \alpha/2, \delta) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e, \alpha/4, \delta) \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}(e, \alpha/8, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

称之为积分型 ESO 滤波器。

例 3 设有系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \sin(t) \\ y = x_1 + w \end{cases}$$

其中 w 是零均值、均方差为 0.02 的高斯白噪声。参数取值为: $h = 0.01, \delta = h, \beta_{00} = 15, \beta_{01} = 15, \beta_{02} = 20, \beta_{03} = 30$ 。图 3 左半部分是按文献[2] 的 ESO 得到的 $z_2(t) \quad x_2(t)$ 的仿真曲线, 其右半部分是由积分型 ESO 得到的 $z_2(t) \quad x_2(t)$ 的仿真曲线。

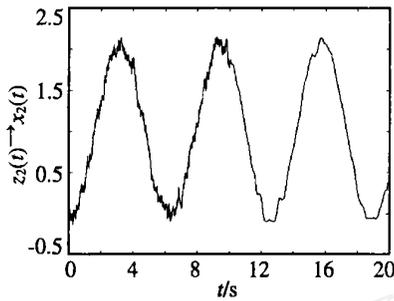


图 3 $z_2(t) \quad x_2(t)$ 仿真曲线

4 在惯导系统初始对准中的应用

惯导初始对准^[6,7] 的目的是在惯导工作前将平台指向规定的导航坐标系。本文以方位回路为例进行讨论。考虑控制项, 则平台罗经回路的状态方程和量测方程为

$$\begin{cases} \dot{\delta v}_N = \alpha g + \nabla_N + u_1 \\ \dot{\alpha} = -\frac{1}{R} \delta v_N - \gamma \Omega \cos \varphi + \epsilon_\alpha + u_2 \\ \dot{\gamma} = \epsilon_\gamma + u_3 \\ y = \delta v_N \end{cases} \quad (8)$$

其中: δv_N 为载体的北向速度误差, α 为水平误差角, g 为重力加速度, ∇ 为北向加速度计零位误差, u_1, u_2 和 u_3 为控制项(施矩), R 为地球半径, γ 为方位误差角, Ω 为地球自转角速度, φ 为当地纬度, ϵ_α 和 ϵ_γ 分别为东向和方位陀螺漂移。

本文所要解决的问题是: 如何设计控制律, 快速地将 α 和 γ 控制到理想值的精度范围内。

假定初始条件为: 当地纬度 $\varphi = 40^\circ$, 加速度计零位误差的常值部分为 $10^{-4}g$, 其随机部分是均值为零、均方差为 $2 \times 10^{-5}g$ 的高斯白噪声; 陀螺漂移均为 0.01% ; 初始方位角 $\gamma_0 = -2^\circ$ 。由于对象(8) 与式(3) 形式不同, 所以需要通过坐标变换使之一致。然后, 得到对象(8) 的 ESO 滤波器如下

$$\begin{aligned} e &= y - z_1 \\ \dot{z}_1 &= g z_2 - \beta_{01} e + u_1 \\ \dot{z}_2 &= -\frac{1}{R} z_1 - \Omega \cos \varphi z_3 - \\ &\quad \frac{1}{g} \beta_{02} \text{fal}(e, \alpha, \delta) + u_2 \end{aligned}$$

$$\dot{z}_3 = z_4 + \frac{1}{g \Omega \cos \varphi} \beta_{03} \text{fal}(e, \alpha/2, \delta) + u_3$$

$$\dot{z}_4 = \frac{1}{g \Omega \cos \varphi} \beta_{04} \text{fal}(e, \alpha/4, \delta)$$

采样时间 $T = 0.1$ s, 取 $\alpha = 0.5$ 。由于噪声的存在, 所以取 $\delta = 2.5T = 0.25$ 。参数取为: $\beta_{01} = 10, \beta_{02} = 5, \beta_{03} = 0.8, \beta_{04} = 0.02$ 。此时, 方位稳态值为: 常数漂移 $/\Omega \cos \varphi = 193.73^\circ$ 。

仿真结果如图 4 所示。超调量为 0.008, 调整时间为 45 s, 稳态误差 e 达到 1.46×10^{-6} 。输出平稳, 对准时间快, 无振荡, 低超调。仿真结果与由卡尔曼滤波^[8] 给出的仿真结果相比具有较大的优越性。

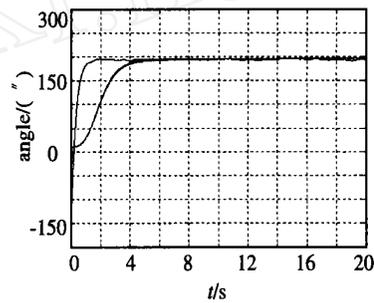


图 4 系统仿真结果

5 结 语

本文探讨了自抗扰控制技术用于系统滤波的可能性, 研究表明, 这种新型控制技术适用于带有随机噪声的控制系统。通过应用实例并与卡尔曼滤波相比, 显示出自抗扰控制技术具有一定的优越性和实用性。

参考文献(References):

[1] 韩京清, 王伟. 跟踪微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183
(Han Jing-qing, Wang Wei. Nonlinear tracking-differentiator[J]. Syst Sci Math Scis, 1994, 14(2): 177-183)

[2] 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, 11(1): 85-88
(Han Jing-qing. Extended states observer for a kind of uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, 11(1): 85-88)

[3] Huang Y, Wan H, Song J L. A analysis and design for three order continuous ESO [A]. 19th Chinese Contr Conf Proc[C]. Hong Kang, 2000 2: 677-681.

[4] Huang Y, Han J Q. A analysis and design for the second order nonlinear continuous extended state observer[J]. Chinese Science, 2000, 45(21): 1938-1944

(下转第 119 页)

入度大于 1 的顶点的状态为分, 若 $C_{mi} = C_{jm} = 1$ 且 $i \neq j$, 则 $t_m = 0$ 。

4 结 语

本文提出一种变结构耗散网络的新算法。该算法借助于线路现场终端 FTU 的数据采集与监控装置 SCADA 和通讯网络提供的丰富的决策支持, 可以实现配电网改变运行方式时负荷的再分配, 计算配电网的实际线损, 分析配电系统供电的可靠性, 解决配电网正常运行时负荷均衡和配电网故障隔离后的优化恢复问题。

目前, 还有一些较为先进的方法, 用以解决配电系统的网络重构(变结构)的优化问题, 例如:

1) 建立以可靠性指标最优为目标函数的数学模型, 采用 Tabu 搜索方法寻优;

2) 建立以降低电能损耗最优为目标函数的数学模型, 采用遗传算法进行求解。

参考文献(References):

- [1] 刘健, 倪建立. 银川城区配电网自动化工程[J]. 电力系统自动化, 1998, 22(8): 56-60
(Liu Jian, Ni Jianli. Distribution net automation engineering in Yinchuan city[J]. *Autom Electr Power Syst*, 1998, 22(8): 56-60)
- [2] 王泉根. 配电自动化综述[J]. 电世界, 2001, 42(8): 4-6
(Wang Quangen. Comprehensive description of distribution automation[J]. *Electric World*, 2001, 42(8): 4-6)
- [3] 王秀丽. 以提高系统可靠性为目标的配电网重构[J]. 中国电力, 2001, 34(9): 40-43
(Wang Xiuli. Distribution system reliability and network reconfiguration[J]. *Electric Power*, 2001, 34(9): 40-43)
- [4] Marija Ilic, Petter Skantze. Electric power system operation by decision and control[J]. *IEEE Control Systems Society*, 2000, 20(4): 25-40
- [5] Wei Zhang, Michael S Branicky, Stephen M Phillips. Stability of networked control systems[J]. *IEEE Control Systems*, 2001, 21(1): 84-99
- [6] 刘健. 变结构耗散网络[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2001
- [7] 张炜. 电力系统分析[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 1999
- [5] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律- NLSEF[J]. 控制与决策, 1995, 11(3): 221-225
(Han Jing-qing. Nonlinear states errors feedback control-NLSEF[J]. *Control and Decision*, 1995, 11(3): 221-225)
- [6] 万德均. 惯性导航初始对准[M]. 南京: 东南大学出版社, 1990
- [7] 王恩平. 线性控制系统理论在惯性导航系统中的应用[M]. 北京: 科学出版社, 1984
- [8] 秦永元. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1998
- [3] Sung-woo Kim, Ju-jang Lee. Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface[J]. *Fuzzy Sets and System*, 1995, 71(3): 359-367.
- [4] Yi A Y, Chang M J. A robust fuzzy logic controller for robot manipulators with uncertainties[J]. *IEEE Trans SMC*, 1997, 27(4): 706-713
- [5] 马勇, 许晓鸣, 李辉. 基于模糊逻辑系统的变结构控制[J]. 电气自动化, 2000, 22(1): 4-6, 13
(Ma Yong, Xu Xiaoming, Li Hui. Variable structure control based on fuzzy logic system[J]. *Electr Autom*, 2000, 22(1): 4-6, 13)
- [6] 李少远, 席裕庚. 模糊滑动模态控制系统的性质分析[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(1): 14-18
(Li Shaoyuan, Xi Yugeng. Analysis of fuzzy sliding mode control systems[J]. *Control Theory Appl*, 2000, 17(1): 14-18)

(上接第 112 页)

(上接第 115 页)