

线性自抗扰控制参数 b_0 辨识及参数整定规律

梁青, 王传榜, 潘金文, 卫一恒, 王永

(中国科学技术大学 自动化系, 合肥 230027)

摘要: 针对自抗扰控制中参数 b_0 整定困难的问题, 提出一种新的参数辨识方法, 对线性自抗扰控制器(LADRC)中的参数 b_0 进行辨识, 并提出了LADRC参数整定的基本规律. 通过频域分析研究了控制器参数 b_0 和控制器带宽 ω_c 的变化对闭环系统扰动抑制能力的影响. 通过分析闭环控制系统的稳定区域研究了控制器的鲁棒性. 仿真结果表明, 根据辨识得到的 b_0 可以快速整定LADRC的参数, 使LADRC具有较强的鲁棒性.

关键词: 线性自抗扰控制; 参数辨识; 频域分析; 鲁棒性

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Parameter identification of b_0 and parameter tuning law in linear active disturbance rejection control

LIANG Qing, WANG Chuan-bang, PAN Jin-wen, WEI Yi-heng, WANG Yong

(Department of Automation, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China.

Correspondent: LIANG Qing, E-mail: liangq@ustc.edu.cn)

Abstract: Parameter tuning of b_0 is a difficult problem in active disturbance rejection control(ADRC). Therefore, a new method of parameter identification is proposed to identify the parameter of system, and a parameter tuning general law of linear active disturbance rejection control(LADRC) is presented. The influence of changing b_0 and ω_c on the closed loop system is investigated by using the frequency analysis method, and the robustness of LADRC is verified. Simulation results show that the proposed method works well, and LADRC has good performance to reject disturbance and has good robustness.

Keywords: linear active disturbance rejection control; parameter identification; frequency analysis; robustness

0 引言

自抗扰控制(ADRC)是由韩京清^[1]在20世纪90年代提出的. 近年来, ADRC在各个领域取得了较大的进展^[2-3], 吸引了越来越多学者的关注^[4-6]. ADRC由4部分组成, 分别是跟踪微分器^[7]、扩张状态观测器^[8]、非线性反馈^[9]和扰动补偿. ADRC的精髓是扰动估计和补偿, 如果将系统的模型不确定性作为系统的内扰, 则它同系统的外扰一起, 视作系统的总扰动. 在非线性误差反馈律中存在一个补偿分量, 这个补偿分量并不区分内扰和外扰, 直接对总扰动进行实时估计和补偿. 由于这个分量有补偿作用, 被控对象实际上被简化成积分器串联型, 易于构造出理想的控制器, 这个补偿分量的作用实质上是一种抗扰作用. 文献[10-11]通过分析经典PID控制的不足, 详细阐述了ADRC的由来, 指出ADRC对实际对象控制的一项优势是计算机仿真实验可以代替实物实验.

ADRC最初是非线性形式的, 存在着参数多、参数整定麻烦、工程上难以实现的问题. Gao^[12]在2003年提出了一种更简单、易于实现的线性自抗扰控制器(LADRC), 将ADRC调参问题简化为带宽调参问题, 只需调节控制器带宽 ω_c 和观测器带宽 ω_o 这两个参数即可获得较满意的动态性能, 从而在工程上解决了ADRC调参困难的问题^[13-16], 然而他没有研究 b_0 对控制器的影响. 对于采用非线性增益的ADRC, 频域分析困难, 而对于LADRC, 可以方便地采用频率响应分析其闭环系统性能. 文献[17]采用频率响应法分析LADRC的性能和稳定特性, 推导了控制器的传递函数, 针对具有不确定性的线性定常系统进行了频率响应分析. 文献[18]从频域分析入手, 分析了LADRC对扰动的抑制能力, 并提出了控制参数的工程配置方法, 但仍需要交替地调节 ω_c 和 b_0 才能获得满意的动态性能. 文献[19-20]给出了LADRC的闭环系统稳定

收稿日期: 2014-06-16; **修回日期:** 2014-10-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61004017); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(WK2100100016).

作者简介: 梁青(1961—), 男, 副教授, 硕士, 从事振动控制、自抗扰控制等研究; 王传榜(1991—), 男, 硕士生, 从事自抗扰控制、振动控制的研究.

性分析. 文献[21]在文献[12]的基础上提出了一种改进的LADRC参数整定方法, 在假设调节时间已知的情况下, 可以确定控制器带宽 ω_c 和观测器带宽 ω_o , 从而将多参数整定问题简化为单参数 b_0 整定问题, 单调增大 b_0 , 即可实现控制器的参数整定. 但是, 对于不同对象, 往往难以确定合适的调节时间, 在调节时间不定的情况下, 根据此法无法确定 ω_c 和 ω_o , 单调增大参数 b_0 难以获得满意的动态性能.

综上所述, 在LADRC控制器的设计过程中, 参数 b_0 的调节问题一直影响着参数调节的快速性. 考虑到机理建模不够准确以及实际信号的测量过程中会引入噪声, 导致控制增益与实际差别大等问题, 本文提出了一种新的参数辨识方法, 研究了LADRC中参数 b_0 的辨识问题, 得出LADRC参数整定规律. 本文从频域入手, 分析了 b_0 和 ω_c 对控制器扰动抑制能力和系统鲁棒性的影响, 研究了LADRC的扰动抑制能力. 仿真实验表明, LADRC具有较好的快速性和较强的鲁棒性.

1 线性自抗扰控制器设计方法

以二阶线性定常系统为例, 假设对象可以由如下方程描述:

$$\ddot{y} = f(\dot{y}, y, w) + bu. \quad (1)$$

令 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f(y, \dot{y}, w)$, 则增广状态空间为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh, \\ y = Cz. \end{cases} \quad (2)$$

其中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C =$

$[1, 0, 0], x_3 = f(y, \dot{y}, w)$ 是扩张状态, f 是可微的, \dot{f} 是有界的. 令 $h = \dot{f}(y, \dot{y}, w)$, 基于式(2)的扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}), \\ \hat{y} = Cz. \end{cases} \quad (3)$$

其中: 观测器增益 $L = [l_1, l_2, l_3]^T$ 使得 $z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2, z_3 \rightarrow f$. 式(3)即为线性扩张状态观测器(LESO). 为了简化参数调节过程, 根据文献[10], 令 $s^3 + l_1s^2 + l_2s + l_3 = (s + \omega_o)^3$, 则 $L = [3\omega_o, 3\omega_o^2, \omega_o^3]^T$. 一般情况下, ω_o 越大, 观测器估计精度越高, 但是较大的 ω_o 会增加噪声敏感度(引入高频噪声). 因此, 在选择 ω_o 时, 需要折中考虑估计性能和噪声容许量, 选择合适的LESO参数可以使 $z_3 \rightarrow f(y, \dot{y}, w)$.

令控制律为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}. \quad (4)$$

此时, 被控系统转换为两个积分串联环节, 即 $\ddot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0$. 这里, u_0 选用PD控制器, 其形式表示如下:

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2, \quad (5)$$

其中 k_p 和 k_d 为控制器增益. 为了简化控制器参数整定, 选择 k_p 和 k_d , 使 $s^2 + k_d s + k_p = (s + \omega_c)^2$, 即 $k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c$. 通常, ω_c 越大, 系统响应速度越快. 然而, 较大的 ω_c 可能会导致系统产生超调甚至不稳定. ω_c 决定了系统响应的快速性和输出平稳性, 因此, 调节 ω_c 时应考虑系统要求的性能指标、稳定裕量和噪声容许量. 综上所述, 式(4)和(5)构成的控制律与(3)中的LESO一起定义为LADRC, 算法如下:

$$\begin{cases} e = y - z_1, \\ \dot{z}_1 = z_2 + l_1 e, \\ \dot{z}_2 = z_3 + l_2 e, \\ \dot{z}_3 = l_3 e, \\ u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2, \\ u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}. \end{cases} \quad (6)$$

注1 一般情况下, 观测器和控制器的增益是非线性的, 这里取线性是为了参数整定并便于分析(线性化后, 可使用频率响应法分析稳定性). 对于非线性增益, 虽然更有效率, 但控制算法和参数整定相对复杂, 稳定性证明也更加困难.

对于一个线性定常二阶对象

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + bu, \quad (7)$$

其传递函数为

$$G_p(s) = \frac{b}{s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (8)$$

LADRC的传递函数可以由图1得出.

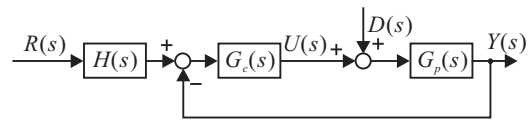


图1 传递函数形式下ADRC系统

在图1中: $G_p(s)$ 表示对象的传递函数, $R(s)$ 、 $U(s)$ 和 $Y(s)$ 分别表示参考信号、控制信号和输出信号, $D(s)$ 是输入扰动. 将LADRC方程从时域变换到频域, 可得

$$\begin{cases} G_c(s) = \frac{1}{b_0 s} \times \frac{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}{s^2 + B_1 s + B_0}, \\ H(s) = \omega_c^2 \times \frac{s^3 + C_2 s^2 + C_1 s + C_0}{A_2 s^2 + A_1 s + A_0}. \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} A_0 &= \omega_c^2 \omega_o^3, \quad A_1 = 2\omega_c \omega_o^3 + 3\omega_c^2 \omega_o^2, \\ A_2 &= 6\omega_c \omega_o^2 + 3\omega_c^2 \omega_o + \omega_o^3; \end{aligned}$$

$$B_0 = 3\omega_o^2 + \omega_c^2 + 6\omega_c\omega_o, B_1 = 3\omega_o + 2\omega_c;$$

$$C_0 = \omega_o^3, C_1 = 3\omega_o^2, C_2 = 3\omega_o.$$

开环系统传递函数 $G_{op}(s)$ 和闭环系统传递函数 $G_{cl}(s)$ 可表示如下:

$$G_{op}(s) = G_p(s)G_c(s), \tag{10}$$

$$G_{cl}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{H(s)G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}. \tag{11}$$

从扰动输入到输出的传递函数为

$$G_{yd}(s) = \frac{G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)}. \tag{12}$$

2 参数辨识

考虑 n 阶连续系统

$$y^{(n)} + \sum_{i=1}^n a_i y^{(n-i)} - v^{(n)} - \sum_{i=1}^n a_i v^{(n-i)} = \sum_{j=1}^m b_j u^{(m-j)}. \tag{13}$$

其中: y 是测量输出, u 是控制输入, v 是测量噪声. 定义微分算子

$$s = \frac{d}{dt}, D(s) = s^n + a_1 s^{(n-1)} + \dots + a_n,$$

$$N(s) = b_1 s^{m-1} + b_2 s^{m-2} + \dots + b_m,$$

则系统 (13) 可写为

$$D(s)y - D(s)v = N(s)u, \tag{14}$$

两边同时除以一个稳定的多项式 $F(s) = s^n + f_1 s^{n-1} + \dots + f_n$, 变换可得

$$y = \frac{F(s) - D(s)}{F(s)}y + \frac{N(s)}{F(s)}u + \frac{D(s)}{F(s)}v. \tag{15}$$

将其改写为

$$y = \varphi^T \theta + v. \tag{16}$$

其中

$$\varphi = \left[\frac{s^{n-1}y}{F(s)} \dots \frac{y}{F(s)}, \frac{s^{m-1}u}{F(s)} \dots \frac{u}{F(s)}, \frac{s^{n-1}v}{F(s)} \dots \frac{v}{F(s)} \right]^T,$$

$$\theta = [f^T, -a_p^T, b_p^T, c_p^T]^T, f = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T,$$

$$c = [c_1, c_2, \dots, c_n]^T.$$

对于式 (16), 在任意时刻 $t = t_k, k = 1, 2, \dots, L$, 都有

$$y(t_k) = \varphi(t_k)^T \theta + v(t_k). \tag{17}$$

根据 L 个离散时间 t_1, t_2, \dots, t_L 的输入值和输出值可知, 线性最小二乘法参数辨识结果为

$$\hat{\theta}(t_L) = \left[\sum_{k=1}^L \varphi(t_k)\varphi^T(t_k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^L \varphi(t_k)y^T(t_k) \right]. \tag{18}$$

在式 (16) 中, φ 和 v 是相关的, $\hat{\theta}(t_L)$ 不能收敛到 θ , 辨识结果是有偏的^[22]. 为了抑制测量噪声对参数估

计的影响, 纠正估计偏差, 利用 $\hat{\varphi}$ 代替 φ 消除偏差.

$$\hat{\varphi} = \left[\frac{s^n y(t_k)}{F(s)} \dots \frac{y(t_k)}{F(s)}, \frac{s^{m-1} u(t_k)}{F(s)} \dots \frac{u(t_k)}{F(s)}, \frac{s^{n-1} \hat{v}(t_k)}{F(s)} \dots \frac{\hat{v}(t_k)}{F(s)} \right]^T, \tag{19}$$

其中 $\hat{v}(t_k)$ 是对 $v(t_k)$ 的估计.

$$\hat{v}(t_k) = y(t_{k-1}) - \hat{\varphi}^T(t_{k-1})\hat{\theta}(t_{k-1}). \tag{20}$$

因此, 修正后的辨识结果 $\hat{\theta}(t_L)$ 为

$$\hat{\theta}(t_L) = \left[\sum_{k=1}^L \hat{\varphi}(t_k)\hat{\varphi}^T(t_k) \right]^{-1} \left[\sum_{k=1}^L \hat{\varphi}(t_k)y^T(t_k) \right]. \tag{21}$$

采用递推最小二乘法对系统 (16) 进行参数辨识, 公式如下:

$$\begin{cases} K(t_{k+1}) = \frac{P(t_k)\hat{\varphi}(t_{k+1})}{1 + \hat{\varphi}^T(t_{k+1})P(t_k)\hat{\varphi}(t_{k+1})}, \\ \varepsilon(t_{k+1}) = y(t_{k+1}) - \hat{\varphi}^T(t_{k+1})\hat{\theta}(t_k), \\ \hat{\theta}(t_{k+1}) = \hat{\theta}(t_k) + K(t_{k+1})\varepsilon(t_{k+1}), \\ P(t_{k+1}) = [I_{m+2n} - K(t_{k+1})\hat{\varphi}^T(t_{k+1})]P(t_k), \\ \hat{v}(t_{k+1}) = y(t_k) - \hat{\varphi}^T(t_k)\hat{\theta}(t_k). \end{cases} \tag{22}$$

其中: $k > 0, \hat{v}(t_1) = 0, \hat{\theta}(t_1)$ 可以任意选取, $P(t_1)$ 通常选为 $(10^3 \sim 10^8)I_{m+2n}$. 参数辨识的结果为

$$\hat{\theta}(t_k) = \begin{bmatrix} f - \hat{a}_p(t_k) \\ \hat{b}_p(t_k) \\ \hat{c}_p(t_k) \end{bmatrix}. \tag{23}$$

注 2 $F(s)$ 不是唯一的, 为了便于计算, 通常取为 $F(s) = (s + \omega)^n$, 其中 ω 为系统固有频率.

注 3 $c_p = a_p - f$, 但是不影响 c_p 和 a_p 的独立辨识, 式 (22) 极大地减小了对象 (13) 的辨识误差.

该算法可以在线对含测量噪声的对象进行精确辨识, 对工程应用具有重要意义.

3 仿真研究

3.1 b_0 辨识结果

选取典型的二阶系统

$$G_p(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \tag{24}$$

其中: $\zeta = 0.7797, \omega_n = 5.6178$. 采样时间 $T = 0.01$ s, 输出端施加信噪比为 40 dB 的随机噪声, 取 $F(s) = (s + \omega_n)^2$. 这里, ω_c 取较小值, b_0 取较大值, 此处令 $b_0 = 100, \omega_c = 1, \omega_o = 4\omega_c$, 对闭环系统进行参数辨识得到 \hat{b} , 单调增大 ω_c 直至系统渐近稳定, 得到稳态时参数辨识结果. 令 $b_0 = \hat{b}$, 根据系统性能要求对 ω_c 进行微调.

通常 ω_c 和 ω_o 有一个倍数关系, 即近似有 $\omega_o = (2 \sim 10)\omega_c$, 本文一律取 $\omega_o = 4\omega_c$. 当 $\omega_c = 15, \omega_o = 60$ 时, 辨识结果如图 2 所示.

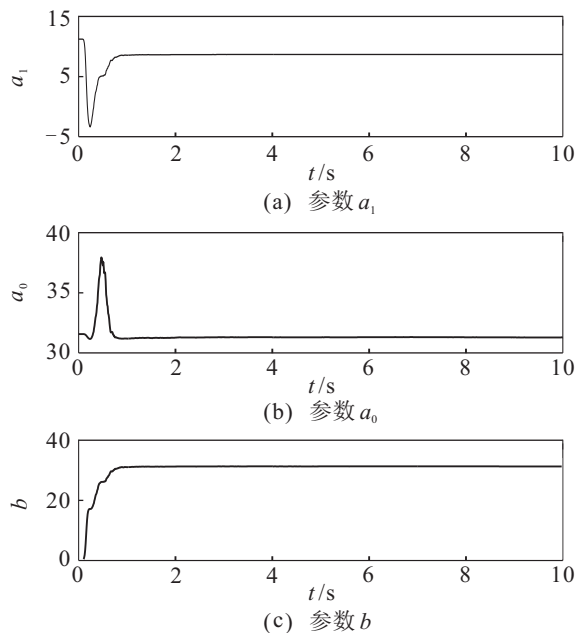


图2 系统参数辨识

通过仿真可以得到LADRC参数整定规律: 首先, 令 $\omega_o = 4\omega_c$, ω_c 初值很小, b_0 初值较大; 其次, 单调增大 ω_c , 直至系统渐近稳定, 辨识得到 \hat{b} ; 最后, 令 $b_0 = \hat{b}$, 对 ω_c 进行微调, 从而得到更好的性能.

3.2 ω_c 变化对扰动抑制的影响

针对系统(24), 研究 b_0 固定时, ω_c 变化对系统响应的影响. $b_0 = 31$ 时, 闭环系统的伯德图如图3所示.

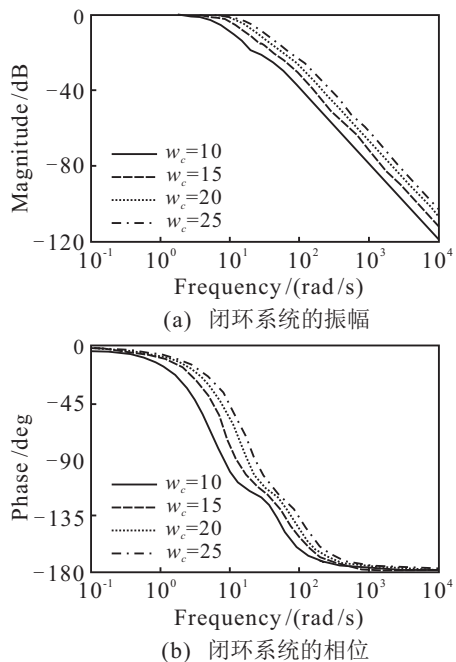


图3 ω_c 变化时的闭环系统

当 ω_c 增大时, 控制器增益变大, 快速性提高. 在图3中: ω_c 增大, 幅频特性曲线右移, 控制器带宽增大. 针对扰动传函(12), ω_c 越大, $|G_{yd}(j\omega)|$ 在低频段的幅值越小, 因此扰动抑制能力越强. 高频段区别不大, 扰动抑制能力近似. 从扰动输入到输出传递函数的伯德图如图4所示.

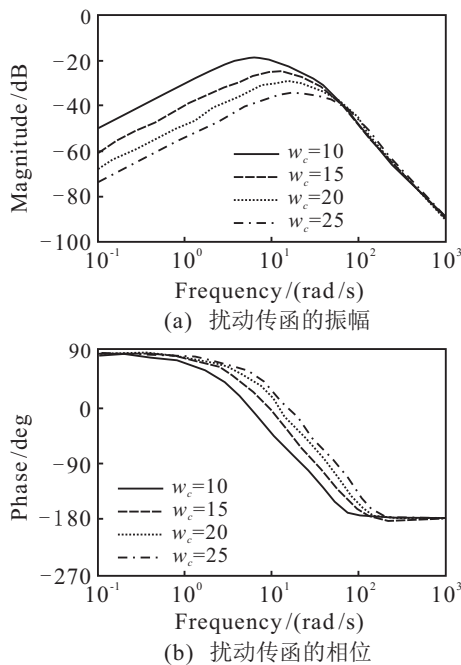


图4 ω_c 变化时的扰动传函

3.3 鲁棒性验证

以式(22)为例, 在 b_0 一定时, 令 ω_c 固定, 研究LADRC对被控对象(8)中参数 a_0 和 a_1 摄动下系统的稳定区域, 如图5(a)所示. 在图5(a)中, 曲线的右上方为稳定区域, 可以看出在 $b_0 = 31, \omega_o = 4\omega_c$ 的条件下, a_0 和 a_1 可以在很大范围内变化, 随着 ω_c 的增大, 系统可以承受更大范围的参数摄动, 即稳定区域更大.

在 b_0 变化时, 绘制保证闭环系统稳定的 ω_c 范围, 如图5(b)所示, 稳定区域为曲线与横轴所围部分.

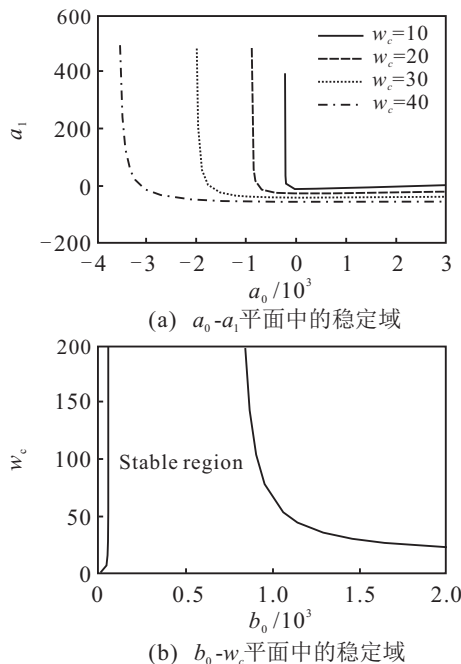


图5 a_0 - a_1 与 b_0 - ω_c 平面中的稳定区域

当 b_0 在一定范围内变化时, 理论上 ω_c 可以很大, 但是 ω_c 较大会引入更多的噪声, 所以在满足控制性能的情况下选择尽量小的 ω_c . 继续增大 b_0 , 保证系统稳定的 ω_c 范围变小, 系统快速性降低.

4 结 论

首先, 针对输出含测量噪声的系统提出了一种新的参数辨识方法, 利用此法对 LADRC 的参数 b_0 进行辨识, 根据辨识得到的 b_0 可以快速对 LADRC 进行参数整定; 其次, 在频域上研究了参数 b_0 以及 ω_c 对整个闭环系统的影响, 控制系统稳定时, 继续增大 b_0 会降低系统的扰动抑制能力, 增大 ω_c 可以提高系统的带宽, 提高快速性; 最后, 研究了 LADRC 在对象参数摄动下的鲁棒性, 仿真实验表明, 被控对象参数在大范围变化时, 闭环系统依然能保证稳定性。

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 J Q. Auto-disturbance rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.)
- [2] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1497-1509.
(Gao Z Q. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1497-1509.)
- [3] Erenturk K. Fractional-order(PID μ)-D- λ and active disturbance rejection control of nonlinear two-mass drive system[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3806-3813.
- [4] Guo B Z, Jin F F. Sliding mode and active disturbance rejection control to stabilization of one-dimensional anti-stable wave equations subject to disturbance in boundary input[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2013, 58(5): 1269-1274.
- [5] Wu D, Chen K. Frequency-domain analysis of nonlinear active disturbance rejection control via the describing function method[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3906-3914.
- [6] Xue W C, Huang Y. On performance analysis of ADRC for a class of MIMO lower-triangular nonlinear uncertain systems[J]. ISA Trans, 2014, 53(4): 955-962.
- [7] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking differentiator[J]. J of Systems Science and Mathematical Sciences, 1994, 14(2): 177-183.)
- [8] 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 J Q. A class of extended state observers for uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, 10(1): 85-88.)
- [9] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律[J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
(Han J Q. Nonlinear state error feedback control[J]. Control and Decision, 1995, 10(3): 221-225.)
- [10] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 17-19
(Han J Q. Active disturbance rejection control technique—the technique for estimating and compensating the uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 17-19)
- [11] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [12] Gao Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. Proc of the American Control Conf. New York, 2003: 4989-4996.
- [13] Zhao S, Gao Z Q. An active disturbance rejection based approach to vibration suppression in two-inertia systems[J]. Asian J of Control, 2013, 15(2): 350-362.
- [14] Li D, Li Z, Gao Z Q, et al. Active disturbance rejection-based high-precision temperature control of a semibatch emulsion polymerization reactor[J]. Industrial & Engineering Chemistry Research, 2014, 53(8): 3210-3221.
- [15] Wu D, Zhao T, Chen K, et al. Application of active disturbance rejection control to variable spindle speed noncircular turning process[J]. Int J of Machine Tools & Manufacture, 2009, 49(5): 419-423.
- [16] Zheng Q, Richter H, Gao Z Q. Active disturbance rejection control for piezoelectric beam[J]. Asian J of Control, 2014, 17(1): 1-11.
- [17] Tian G, Gao Z Q. Frequency response analysis of active disturbance rejection based control system[C]. Proc of IEEE Int Conf on Control Applications. Singapore, 2007: 1595-1599.
- [18] 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.)
- [19] Gao Z Q. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design[C]. Proc of the American Control Conf. Minneapolis, 2006: 2399-2405.
- [20] 陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574-580.
(Chen Z Q, Sun M W, Yang R G. On the stability of linear active disturbance rejection control[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(5): 574-580.)
- [21] Xing C, Li D, Gao Z Q, et al. Tuning method for second-order active disturbance rejection control[C]. Proc of the 30th Chinese Control Conf. Yantai, 2011: 6322-6327.
- [22] Ljung L. 系统辨识: 使用者的理论[M]. 第2版. 北京: 清华大学出版社, 2002: 203-210.
(Ljung L. System identification theory of the user[M]. 2nd ed. Beijing: Tingshua University Press, 2002: 203-210.)