

自抗扰控制器的阶次与参数的选取

张超^{1,2†}, 朱纪洪¹, 高亚奎²

(1. 清华大学 清华信息科学与技术国家实验室; 智能技术与系统国家重点实验室; 计算机科学与技术系, 北京 100084;

2. 中航工业第一飞机设计研究院 飞控与液压研究室, 陕西 西安 710089)

摘要: 本文就选择不同阶次的自抗扰控制器时, 对系统的控制参数选取进行了研究. 结果表明: 线性时不变系统的线性自抗扰控制, 可等效为一个复合控制系统, 其等效反馈补偿器为一超前校正单元串联一积分器; 其等效前置滤波器为一滞后校正单元串联一微分器. 观测器带宽和控制器带宽的比值, 决定着反馈补偿器的最大相位超前角, 而频带则决定着最大相位超前角的发生位置. 同时, 随着自抗扰控制器阶次的增加, 补偿器的最大超前校正角也增加. 通过对开环系统的频域分析, 本文给出了利用该补偿器的频域特性进行自抗扰控制器参数设计的一般步骤, 可大幅度减少工程师的反复试验过程, 方便工程师应用.

关键词: 自抗扰控制; 阶次选择; 参数选取; 频域分析

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Order and parameter selections for active disturbance rejection controller

ZHANG Chao^{1,2†}, ZHU Ji-hong¹, GAO Ya-kui²

(1. Tsinghua National Laboratory for Information Science and Technology; State Key Laboratory on Intelligent Technology and Systems; Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Flight Control and Hydraulic Laboratory, First Aircraft Institute of AVIC, Xi'an Shaanxi 710089, China)

Abstract: We investigate the parameter selection of active disturbance rejection controllers (ADRC) of different orders. For a linear time-invariant system, the linear ADRC can be converted to a composite control system, whose feedback compensator is a phase-lead element in series with an integer and pre-filter is a phase-lag element cascading a differentiator. The ratio of the observer bandwidth to the controller bandwidth determines the maximum phase-lead angle of the feedback compensator, while the frequency band determines the location of the maximum phase-lead angle. In addition, the higher the order of ADRC, the larger the maximum amount of phase-lead angle will be under the same ratio. The practical way of using this method in industrial process is given, which can significantly shorten the trial and error process and facilitate the application for engineers.

Key words: ADRC; order selection; parameter tune; frequency analysis

1 引言(Introduction)

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)自上世纪90年代提出^[1-3]后, 由于其简单的实现方式和优良的控制性能, 已成功应用于电机控制、飞行控制等许多领域^[3-6], 其控制思想得到广泛关注^[7-9], 其控制框图如图1所示.

然而, 对于一般系统, 自抗扰控制器(active disturbance rejection controller, ADRC)的阶次应该如何选择, 不同的文章有不同的说法: 文献[10]提出, 应采用系统的相对阶进行控制; 文献[11]指出, 对于非最小相位系统, 采用系统相对阶控制器进行控制是非常困难

的. 文献[12]对开环稳定系统应如何选取ADRC的阶次进行了探讨. 文献[13]则从必要性的角度对ADRC的阶次选择进行了分析. 此外, 在自抗扰控制器设计中, 存在对输入系数的估计. 当采用不同的控制器设计时, 此时对输入控制增益也是不同的. 以如下2阶系统为例进行说明:

$$\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_2y = b_1\dot{u} + b_2u, \quad (1)$$

其中: y 是输出, u 是系统的输入, a_1, a_2, b_1, b_2 为非0常数. 式(1)可以写成如下3种不同的自抗扰控制器形式:

$$\ddot{y} = \underbrace{-a_1\dot{y} - a_2y + b_1\dot{u}}_{f_1} + (b_2 - b_{e1})u + b_{e1}u, \quad (2a)$$

$$\dot{y} = \underbrace{\frac{-\ddot{y} - a_2 y + b_1 \dot{u}}{a_1}}_{f_2} + \underbrace{\left(\frac{b_2}{a_1} - b_{e2}\right)u + b_{e2}u}_{f_2}, \quad (2b)$$

$$\dot{y} = \underbrace{-a_1 y - a_2 \int y + (b_1 - b_{e3})u + b_2 \int u + b_{e3}u}_{f_3}, \quad (2c)$$

其中: 式(2a)是通过直接移2阶项得到的, 这也是目前最常见的形式, 此时输入估计 b_{e1} 为参数 b_2 的估计; 式(2b)是通过直接移1阶项得到的, 此时高阶项亦被认为是扰动, 此时输入估计 b_{e2} 为参数 b_2/a_1 的估计; 式(2c)是通过方程两边积分, 再移项得到的, 这是常见的相对阶模型, 此时输入估计 b_{e3} 为参数 b_1 的估计。

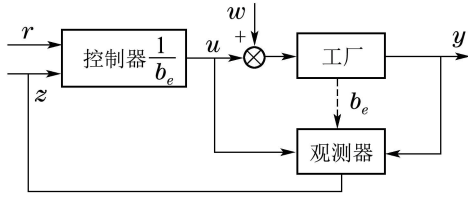


图 1 ADRC控制框图

Fig. 1 ADRC block

可见, 即便对于简单的2阶模型, 就有3种不同的模型表达方式, 且每种模型, 都对应了不同的 b_e 估计值。同时, 即便式2(b)和式2(c)都是1阶表征, 但基于不同的解读策略, 其输入估计参数值也是不同的。可以预测, 对于一般的 n 阶系统, 其自抗扰控制器的表达形式有更多种。因此, 有必要对每一种表达情况下, 其稳定性以及参数的选取准则, 进行分析与讨论, 并得到不同表征形式下, 自抗扰控制器之间的相同与不同之处。文献[14]针对2阶线性时不变系统的频带特性, 对自抗扰控制器的参数配置进行了研究。本文通过对闭环系统的补偿器研究, 得到一般系统的自抗扰控制器阶次选择和参数配置准则。

本文在第2节中, 给出了一般情况下, ADRC控制器的表达形式及其闭环传递函数; 在第3节中, 对不同观测器带宽和控制器带宽对补偿器的影响进行了分析, 得到了不同阶次下, 控制器带宽和观测器带宽的作用; 在第4节中, 给出了设计自抗扰控制器的应用实例; 最后进行了总结。

2 自抗扰控制器设计(ADRC design)

一般地, 对于 n 阶线性时不变系统, 其表达式为

$$G(s) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \cdots + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_n}, \quad n \geq m. \quad (3)$$

将其写成时域表达式, 有

$$y^{(n)} + a_1 y^{(n-1)} + \cdots + a_n y = b_0 u^{(m)} + b_1 u^{(m-1)} + \cdots + b_m u.$$

两边通过积分或者移项, 总是可以得到如下表达式:

$$y^{(k)} = f + b_e u, \quad k \leq n, \quad (4)$$

其中: k 为被控对象的拟选择阶次, b_e 为估计的输入系数, f 为内动态扰动量。由引言知, 对于不同的解读形式, f 有不同的表达形式, 因此此处并不给出其具体的表达形式, 而是将其作为一个笼统的表达式进行分析。

此时将式(4)写成状态空间表达式, 有

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef, \\ y = Cx, \end{cases} \quad (5)$$

其中系统状态变量 x 定义如下:

$$x = (x_1, \cdots, x_k, x_{k+1})^T = (y^{(0)}, \cdots, y^{(k-1)}, f)^T,$$

A, B, C, E 为维数合适的矩阵, 元素分别为

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j - 1, \\ 0, & \text{其他}, \end{cases} \quad b_i = \begin{cases} b_e, & i = k, \\ 0, & \text{其他}, \end{cases}$$

$$c_i = \begin{cases} 1, & i = 1, \\ 0, & \text{其他}, \end{cases} \quad e_i = \begin{cases} 0, & \text{其他}, \\ 1, & i = k + 1. \end{cases}$$

对式(5)设计扩张状态观测器, 有

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - z_1), \\ z_1 = Cz, \end{cases} \quad (6)$$

其中 $L = (\beta_1, \beta_2, \cdots, \beta_k)^T$ 为观测器增益。并且文献[15-16]对扩张状态观测器的稳定性及观测能力进行了研究分析。

同时, 通过观测出的状态变量, 设计控制器:

$$\begin{cases} u = \frac{-z_{k+1} + u_0}{b_e}, \\ u_0 = p_k(r - z_1) - p_{k-1}z_2 - \cdots - p_1z_k, \end{cases} \quad (7)$$

其中 r 为参考指令。当观测器的状态变量 z 完全等同于 x 时, 将式(7)代入式(4), 有

$$y^{(k)} = p_k r - p_k y - p_{k-1} y^{(1)} - \cdots - p_1 y^{(k-1)}, \quad (8)$$

从而指令到输出的传递函数表达式为

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{p_k}{s^k + p_1 s^{k-1} + \cdots + p_k}. \quad (9)$$

此时可以根据期望的闭环形式, 选择合适的 $p_1, p_2, \cdots, p_k$ 值。

但事实上, 观测器的稳定与控制器的输出往往并不同步, 其之间有一段过渡过程。因此, 其输出结果也往往并不像所希望的输出结果那样。文献[12-14, 17]分别给出了当 $k = n$ 时的闭环传递函数形式, 根据同样的计算方法, 易知此时的传递函数的表达形式为

$$G_c = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{GD_2 p_k}{D_5 G + b_e D_4 s}, \quad (10)$$

其中:

$$D_2 = s^{k+1} + \beta_1 s^k + \cdots + \beta_k s + \beta_{k+1},$$

$$D_3 = s^k + p_1 s^{k-1} + \cdots + p_{k-1} s + p_k,$$

$$D_2 D_3 = D_4 s^{k+1} + D_5.$$

可见,对于采用 k 阶模型得到的ADRC控制效果,等效于式(10)得到的闭环传递函数.对式(10)整理得

$$G_c = C_1 \frac{C_2 G}{1 + C_2 G}, \quad (11)$$

其中: $C_1 = p_k D_2 / D_5$ 为等效前置滤波器, $C_2 = D_5 / (b_e D_4 s)$ 为等效反馈补偿器.可见,线性ADRC控制器作用在线性时不变系统上,可等效为一个复合控制系统,如图2所示.

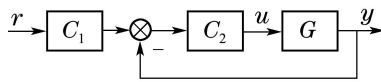


图2 ADRC等效复合控制系统框图

Fig. 2 Equivalent composite control block of ADRC

3 特性分析(Property analysis)

3.1 跟踪静差(Static tracking error)

根据式(11),系统的跟踪误差为

$$E = R - Y = (1 - \frac{GD_2 p_k}{D_5 G + D_4 b_e s}) R. \quad (12)$$

根据终值定理知,对于单位阶跃、斜坡输入而言,其稳态误差为

$$e_{ss} = \begin{cases} 0, & \text{单位阶跃,} \\ b_e \sum_{i=0}^k \beta_{k-i} p_i, & \text{斜坡输入,} \\ \beta_{k+1} p_k G(0), & \end{cases} \quad (13)$$

其中 $G(0)$ 为被控对象的稳态增益值.可见,被控对象稳态增益越大,其速度跟踪误差时稳态误差越小.若被控对象含有积分器,则 $G(0) \rightarrow \infty$,从而其对斜坡响应的跟踪误差也为0.从而有结论,对于含积分器的对象,采用ADRC控制策略,可使闭环系统的速度误差系数趋于无穷大.

3.2 反馈补偿器特性(Feedback compensator characteristics)

由第2节知,自抗扰控制器可分解为前置滤波器和反馈补偿器,其表达式分别为

$$C_1 = \frac{p_k D_2}{D_5}, \quad C_2 = \frac{D_5}{b_e D_4 s}. \quad (14)$$

不失一般性,设置:

$$\beta_i = C_{k+1}^i \omega_o^i, \quad p_i = C_k^i \omega_c^i, \quad \alpha = \frac{\omega_o}{\omega_c},$$

其中: ω_o 为观测器的带宽, ω_c 为控制器的带宽, α 为带宽比.下面分别以1阶和2阶ADRC控制(对应的, k 分别为1和2)为例,对控制器的特性进行分析.

3.2.1 1阶ADRC(1-order ADRC)

此时, $k = 1$, 且有 $D_2 = (s + \omega_o)^2$, $D_3 = s + \omega_o$.

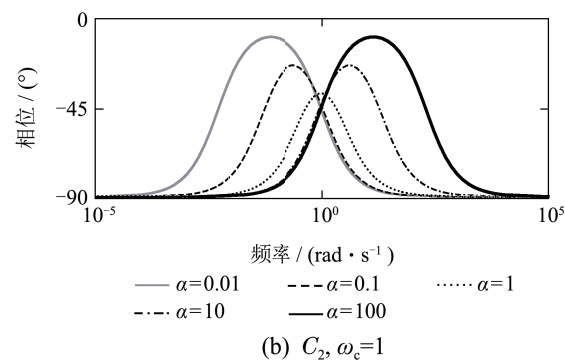
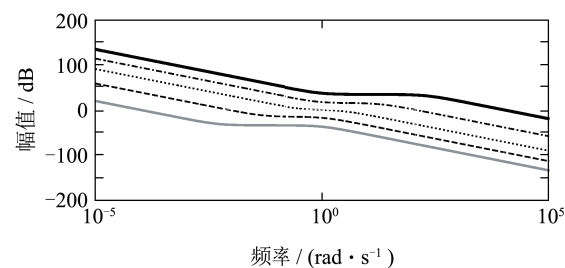
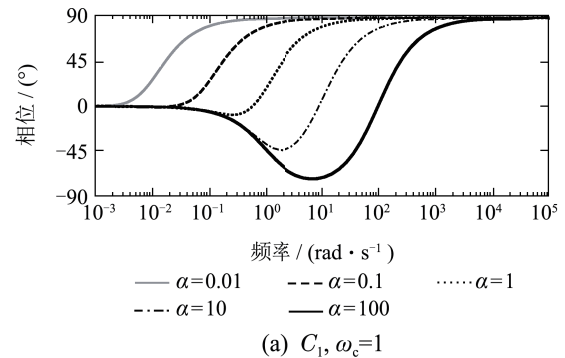
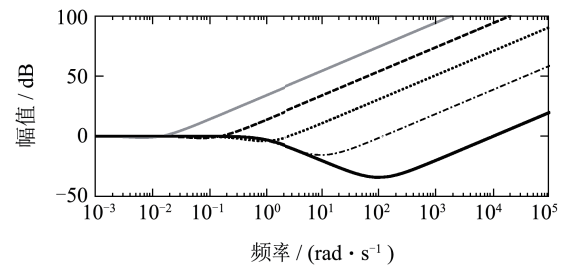
代入计算整理有

$$\begin{cases} C_1 = (\frac{1}{\alpha \omega_c} s + 1) \frac{s/(\alpha \omega_c) + 1}{(\alpha + 1)s/(\alpha \omega_c) + 1}, \\ C_2 = \frac{(\alpha \omega_c)^2}{b_e(2\alpha + 1)s} \frac{(\alpha + 1)s/(\alpha \omega_c) + 1}{s/[(2\alpha + 1)\omega_c] + 1}. \end{cases} \quad (15)$$

由于

$$0 < \frac{1}{(2\alpha + 1)\omega_c} < \frac{1}{\alpha \omega_c} < \frac{\alpha + 1}{\alpha \omega_c},$$

知此时 C_1 为滞后校正单元串联一微分单元,而 C_2 为超前校正单元串联一积分单元.在不同的带宽比下和控制器带宽条件下,不失一般性,令 $b_e = 1$,其伯德图如图3所示.



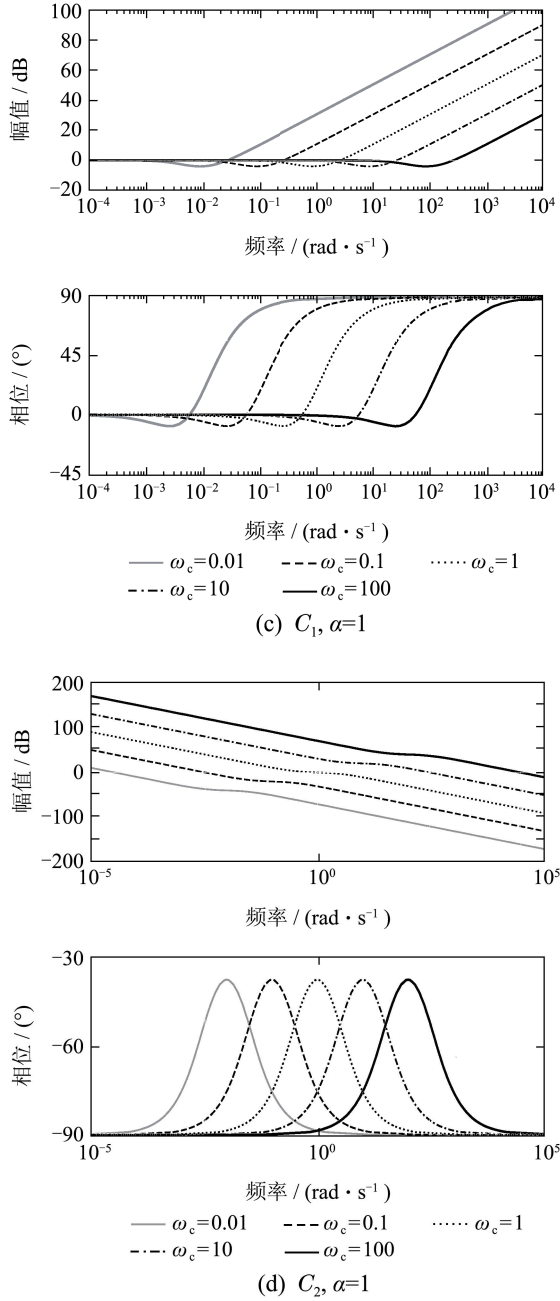


图 3 1阶ADRC的等效控制器伯德图

Fig. 3 Bode diagrams of the equivalent controllers of first-order ADRC

由图3(a)知, C_1 在低频段等效为常数1, 随着频率的增大, 其表现为1阶微分环节. 此外, α 越大, 其滞后效应越明显. 根据图3(b)知, 由于积分器的存在, 系统初始即有 -90° 的相位滞后, 尽管在中频段存在相位超前单元, 但其超前角仍较小. 因而整体仍表现出相位滞后. 此外, 显然当 $\alpha = 1$ 时, 系统得到的最大超前相位最小. 同时, 当 α 固定, 仅改变 ω_c 的大小时, 补偿器的幅频/相频曲线相应的进行平移.

3.2.2 2阶ADRC(2-order ADRC)

对2阶ADRC而言, 此时 $k=2$, 有 $D_2 = (s + \omega_o)^3$, $D_3 = (s + \omega_c)^2$, 从而有

$$\begin{cases} C_1 = \left(\frac{1}{\alpha\omega_c}s + 1\right)^2 \left(\frac{1}{\alpha\omega_c}s + 1\right) \mathcal{M}^{-1}, \\ C_2 = \frac{\alpha^3\omega_c^3}{b_e(3\alpha^2 + 6\alpha + 1)s} \mathcal{M}\mathcal{N}^{-1}, \end{cases}$$

其中:

$$\mathcal{M} = \frac{(\alpha^2 + 3 + 6\alpha)}{\alpha^2\omega_c^2}s^2 + \left(\frac{3 + 2\alpha}{\alpha\omega_c}\right)s + 1,$$

$$\mathcal{N} = \frac{s^2}{(3\alpha^2 + 6\alpha + 1)\omega_c^2} + \frac{(3\alpha + 2)s}{(3\alpha^2 + 6\alpha + 1)\omega_c} + 1.$$

易证, 此时 C_1 为2阶滞后单元串联1阶微分单元, C_2 为2阶超前单元串联一积分单元. 设定 $b_e=1$, $\omega_c=1$, 得到此时系统补偿器的伯德图(见图4).

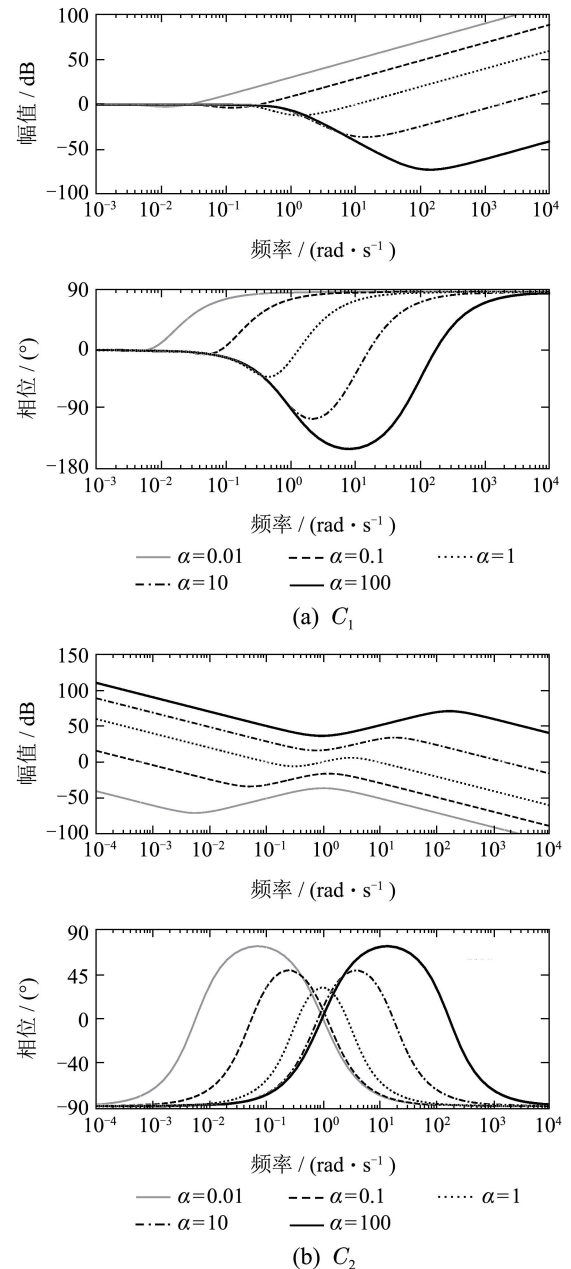


图 4 2阶ADRC的等效控制器伯德图

Fig. 4 Bode diagrams of the equivalent controllers of second-order ADRC

由图4知,当系统选用2阶ADRC进行控制时, C_1 和 C_2 的伯德图与1阶ADRC类似.但由于此时 C_2 为串联2阶超前校正单元,因此系统的最大相位角也较大,整体表现出系统已经能够提供超前角.且该最大超前角同样的在 $\alpha = 1$ 时最小.

类似地,对于选择高阶ADRC控制时,其等效的 C_1 和 C_2 具有类似的性质,即 C_1 等效为一高阶滞后单元串联一微分单元,而 C_2 则等效为一高阶超前单元串联一积分单元.且当 $\alpha = 1$ 时,系统获得的最大相位超前角最小.

4 实例应用(Practical application)

为表明对于实际系统,如何应用该结论进行控制器调参,给出典型的电机作动器模型^[3]:

$$G(s) = \frac{16.454}{s(1 + 0.709s)(1 + 0.01s)}. \quad (16)$$

要求设计控制器,使: 1) 系统的速度误差系数 $K_v \geq 100s^{-1}$; 2) 相角稳定裕度 $\phi \geq 30^\circ$; 3) 截止角频率 $\omega_{cut} \geq 10s^{-1}$ ^[18].

下面采用上述分析对其进行ADRC设计:

步骤1 根据系统的速度静差系数知,对于ADRC控制器而言,该条件始终可以达到(因为此时式(16)为积分系统).

步骤2 根据本征系统的伯德图知,当系统频率 $\omega = \omega_{cut} = 10s^{-1}$ 时,本征系统的相角约为 -178° ,按照 $\phi \geq 30^\circ$ 的要求,此时相角至少应提前 32° .因此应至少选择2阶ADRC进行控制.

步骤3 根据 C_2 的频域特性,此时 α 有两种选择策略.下面以选择 $\alpha > 1$ 为例进行说明.选择 $\alpha = 5$,并知此时最大相位超前角发生的频率点约为基准 ω_c 的3倍.因此根据题目要求,选择 $\omega_c = 4s^{-1} \geq \omega_{cut}/3$,从而得到控制器带宽和观测器带宽的值.

步骤4 根据增益变化,调节系统的 b_e 值,使得其截止频率基本对应此时最大的相位超前角.并且选择 $b_e = 25$.计算知,此时开环系统的截止频率 $\omega_{cut} = 10.1s^{-1}$,相位裕度 $\phi = 43.4^\circ$,满足设计要求.

步骤5 进行闭环校核.满足设计要求.

需要说明的是,若在步骤3中选择 $\alpha < 1$,知此时 $\alpha = 0.2$,则此时最大相位超前角发生的频率约为基准 ω_c 的1/3.因此此时应选择 $\omega_c = 35s^{-1} \geq \omega_{cut}/(1/3)$.根据增益,调节系统的 b_e 值,使得其截止频率基本对应此时最大的相位超前角,有 $b_e = 25$.计算知,此时开环系统的截止频率 $\omega_{cut} = 11.8s^{-1}$,相位裕度 $\phi = 41^\circ$ 亦满足设计要求.分别采用这两种设计方法进行仿真验证,得到系统的时域响应结果如图5所示(其中在第2s时,存在阶跃干扰).

可见,当选择 $\alpha < 1$ 时,系统的时域响应效果更好.这主要是当 α 较小时, C_1 的相位滞后效应并不明显,

因而具有较好的时域响应.

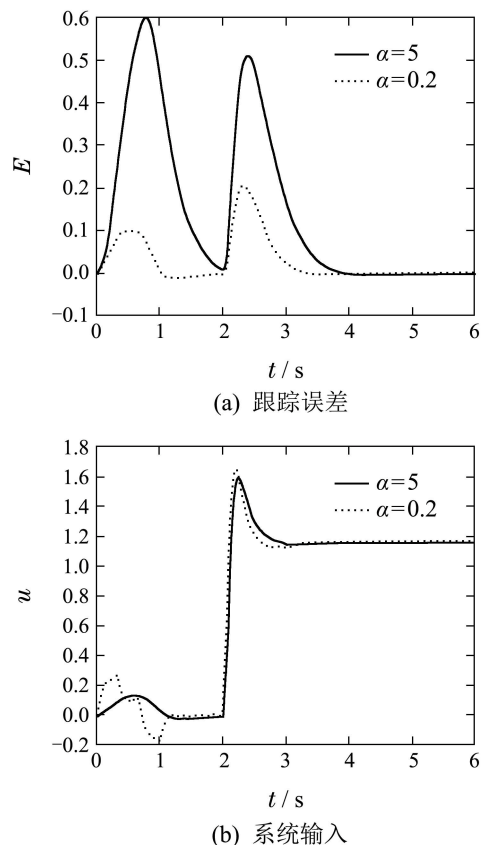


图5 两种选择方式下系统的响应

Fig. 5 System responses under these two kind of parameters selection

5 总结(Conclusion)

本文就线性模型下,采用线性ADRC控制时,应选用的控制器的阶次,以及控制器带宽、观测器与控制器带宽比,输入增益估计等参数对系统稳定性和鲁棒性的影响进行了分析.结果表明带宽比 $\alpha = \omega_o/\omega_c$ 以及所采用的ADRC的阶次,表征着系统可以提供的最大超前角度,而 ω_c 或者 ω_o 则表征着系统所具有的最大超前角所发生的位置.根据分析,得到一般线性ADRC设计的具体步骤如下:

- 1) 根据系统的位置(或速度)静差系数,得到对参数的基本要求.
- 2) 根据本征系统的伯德图,确定所需补偿的相位角.
- 3) 根据 C_2 的频域特性,选择合适的带宽比以及控制器带宽(或者观测器带宽).
- 4) 根据此时的增益变化,调节系统的 b_e 值,使得其截止频率基本对应此时最大的相位超前角.
- 5) 进行闭环校核.

该方法在ADRC控制器的参数调节和经典控制理论结合起来,给出了具体的工程师可操纵的过程,大大减小了ADRC设计中的试错阶段,从而方便了工程

师的实际应用. 需要说明的是, 此处的补偿器特性和根轨迹法只能保证闭环系统的稳定性, 而系统的动态响应不仅跟极点有关, 还跟零点有关. 因此, 当按照该方法选定控制器参数后, 一般还应进行零点的校核. 此外, 根据时域仿真结果来看, 当 $\alpha < 1$ 时, 闭环系统具有更优的控制效果, 因此建议以后选择控制器带宽比观测器带宽大.

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 control and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.)
- [2] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [3] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // *American Control Conference*. New York: IEEE, 2003: 4898 – 4996.
- [4] ZHENG Q, GAO Z Q. On practical applications of active disturbance rejection control [C] // *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*. Beijing: China Academic Journal Electronic Publishing House, 2010: 6095 – 6100.
- [5] HUANG Y, XU K K, HAN J Q, et al. Flight control design using extended state observer and non-smooth feedback [C] // *The 40th IEEE Conference on Decision and Control*. HongKong: IEEE, 2001: 223 – 228.
- [6] XIA Y Q, ZHU Z, FU M Y, et al. Attitude tracking of rigid spacecraft with bounded disturbances [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 647 – 659.
- [7] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展 [J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485 – 492.
(HUANG Yi, ZHANG Wenge. Development of active disturbance rejection controller [J]. *Journal of Control Theory & Applications*, 2002, 19(4): 485 – 492.)
- [8] 黄一, 薛文超, 赵春哲. 自抗扰控制纵横谈 [J]. 系统科学与数学, 2011, 31(9): 1111 – 1129.
(HUANG Yi, XUE Wenchao, ZHAO Chunzhe. Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis [J]. *Journal of System Science and Math Sciences* 2011, 31(9): 1111 – 1129.)
- [9] 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 Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. *Journal of Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1497 – 1509.)
- [10] HAN J Q. *Active Disturbance Rejection Control Technique — the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2013: 347 – 351.
- [11] ZHAO S, GAO Z Q. Active disturbance rejection control for non-minimum phase systems [C] // *The 29th Chinese Control Conference*. Beijing: IEEE, 2010: 6066 – 6070.
- [12] ZHAO C, HUANG Y. Design ADRC for two special kinds of systems [C] // *Proceedings of the 2011 Chinese Control Conference*. Yantai: IEEE, 2011: 229 – 234.
- [13] ZHAO C Z, LI D H. Control design for the SISO system with the unknown order and the unknown relative degree [J]. *ISA Transactions*, 2013, 53(4): 858 – 872.
- [14] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 2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 Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control of second-order systems [J]. *Journal of Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1630 – 1640.)
- [15] ZHENG Q, GAO L Q, GAO Z Q. On validation of extended state observer through analysis and experimentation [J]. *Journey of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 2012, 134(2): 024505.1 – 024505.6.
- [16] YANG X X, HUANG Y. Capability of extended state observer for estimating uncertainties [C] // *Proceedings of the 2009 American Control Conference*. Missouri: IEEE, 2009: 3700 – 3705.
- [17] XUE W C, HUANG Y. On frequency-domain analysis of ADRC for uncertain system [C] // *American Control Conference*. Washington, DC: IEEE, 2013: 6652 – 6657.
- [18] 吴麒, 王诗宓, 等. 自动控制原理 [M]. 第2版. 北京: 清华大学出版社, 2006.
(WU Qi, WANG Shifu, et al. *Principles of Automatic Control* [M]. 2nd Edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2006.)

作者简介:

张超 (1987–), 男, 博士研究生, 目前研究方向为ADRC、非线性控制、飞行控制, E-mail: zhangchao.thucs@gmail.com;

朱纪洪 (1968–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为飞行控制、非线性控制、航空电子, E-mail: jhzhu@tsinghua.edu.cn;

高亚奎 (1959–), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为飞行控制、系统仿真技术, E-mail: gaoyakui@126.com.