

文章编号 1000-5013(2003) 04-0401-04

Butterworth 滤波器的纯滞后补偿系统

毛 恒 王永初

(华侨大学机电及自动化学院, 福建 泉州 362011)

摘要 将现代控制理论的状态反馈及状态观测器, 引入传统的 Smith 预估 PID 控制补偿控制. 同时, 在设计状态反馈及状态观测器中, 考虑到可能出现的双环谐振情况. 采用基于 Butterworth 滤波器原理的协调优化设计方法. 从而, 改进系统的动态特性, 使得系统具有良好的性能品质.

关键词 Butterworth 滤波器, 状态观测器, 状态反馈, 协调优化

中图分类号 TN 713 **文献标识码** A

在现代工业过程控制中, 被控对象往往存在实时性和时滞性问题, 给控制过程带来极大的影响. 对于时滞问题, 长期以来 Smith 预估器^[1]发挥很大的作用. 而 PID 控制器却以其结构简单和良好的鲁棒性, 至今仍为最通用的控制手段^[2]. 本文引入状态观测器观测 Smith 预估补偿后对象的状态, 并将其反馈到对象的输入端, 结合 PID 控制量进行共同控制^[3]. 在状态观测器和状态反馈中, 使用 Butterworth 滤波器原理对两者协调优化^[4], 以提高系统的稳定性. 控制系统结构, 如图 1 所示. 仿真表明, 对于非线性具有时滞的复杂系统, 其控制效果令人满意.

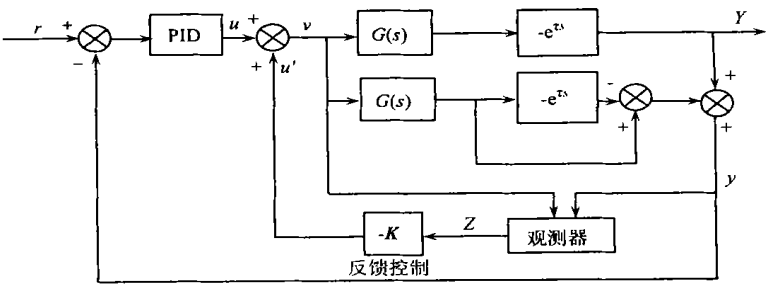


图 1 PID 状态反馈双自由度纯滞后补偿系统

1 状态观测器与状态反馈的协调优化

状态反馈控制, 如图 2 所示. 它通过一个状态反馈增益矩阵 K , 将受控系统的状态反馈到其输入端. 其用于调节系统状态的偏差, 以校正受控系统的控制量, 从而使得系统回到或者趋

近于平衡状态. 使用状态反馈控制的关键在于增益矩阵 K 的确定, 其方法有很多. 有的方法需要求解黎卡提(Riccati)方程, 但对于高阶系统要想得到黎卡提方程的解很困难. 还有一些方法使用经验公式, 但所得到的期望极点不一定符合系统的要求. 在本文中, 我们使用基于 Butterworth 滤波器原理的最优状态反馈系统的设计方法.

系统状态观测器是由 Ackerman 提出来的, 结构如图 3 所示. 通过图 3 可以发现, 其实状态观测器是一个闭环系统. 所以, 当观测器由于间接测量并和反馈控制相结合的时候(图 1), 这就使得系统成为双环的系统. 于是, 状态反馈控制与状态观测器, 分别处于双环回路的内环和外环. 而双环及其以上结构的控制系统都存在着干涉谐振. 为了避免谐振, 可以采用协调优化的方法来设计. 在文 [4] 中提到采用 Butterworth 滤波器传递函数作为过程控制系统闭环最优传递函数的参考函数, 进行系统的优化设计问题.

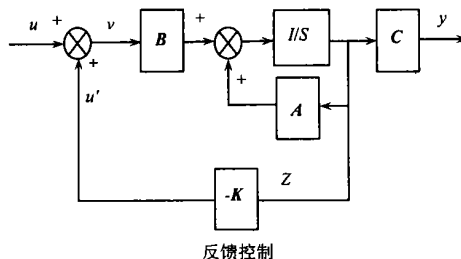


图 2 状态反馈控制系统

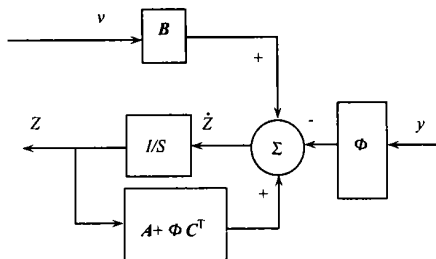


图 3 状态观测器

Butterworth 滤波器是在单位圆上, 以实轴为对称轴在复平面的左半平面对称地配置极点. 因此, 它具有比较理想的极点位置, 而且也具有低通滤波的特性. 它的传递函数 $H(s)$, 所有的关系为

$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j\omega}\right)^{2n}}. \quad (1)$$

可以由式(1)解得

$$s_i = j\omega e^{j(2\pi k/2n)} e^{j(\pi/2n)}, \quad i = 1, 2, \dots, 2n. \quad (2)$$

例如, 当 $n=2$ 时, 可以求得 4 个根. 它们分别为 $s_1/\omega = e^{-j\frac{3\pi}{4}}$, $s_2/\omega = e^{-j\frac{\pi}{4}}$, $s_3/\omega = e^{j\frac{\pi}{4}}$, $s_4/\omega = e^{j\frac{3\pi}{4}}$. 其中 s_1/ω , s_4/ω 为稳定极点, 而 s_2/ω , s_3/ω 为不稳定极点. 所以, $H(s)$ 只包含 s_1/ω 和 s_4/ω 这两个极点. 于是, 有

$$H(\bar{s}) = \frac{1}{(\bar{s} - e^{-j\frac{3\pi}{4}})(\bar{s} - e^{j\frac{3\pi}{4}})} = \frac{1}{\bar{s}^2 + 1.414\bar{s} + 1}, \quad \bar{s} = \frac{s}{\omega}.$$

它的一般形式为

$$H_n(\bar{s}) = \frac{1}{(\bar{s}^n + a_{n-1}\bar{s}^{n-1} + a_{n-2}\bar{s}^{n-2} + \dots + a_1\bar{s} + 1)}. \quad (3)$$

在式(3)中, $a_i, i=1, 2, \dots, n-1$ 为优化结构形式参数, 其值可由上面计算方法得到 $\bar{s} = \frac{s}{\omega}$.

文 [4] 的优化设计在保证两个环路具有最优响应品质的同时, 要求其各个回路的操作频率应拉开 4 倍之差. 也就是说, $\omega_1 = 4\omega_2$, ω_1 为内环的操作频率, ω_2 为外环的操作频率. 其中由

$\arctan[G(j\omega)] = -180^\circ$, 计算出 $G(s)$ 状态全部可观测时的频率 ω_h . 将该值作为外环的操作频率 ω_2 , 内环的操作频率 ω_1 取为外环的 5 倍以上. 在内外环同阶的情况下, 最优闭环传递函数为 $i=1$ 表示内环, $i=2$ 表示外环, 有

$$H_n(\bar{s}) = H_n(s/\omega_i) = \frac{\omega_i^n}{s^n + a_{n-1}\omega_i s^{n-1} + a_{n-2}\omega_i^2 s^{n-2} + \dots + a_1\omega_i^{n-1}s + \omega_i^n}. \quad (4)$$

同时, 使反馈控制和观测器的闭环回路特征方程式的本征值, 校正到与式(4)的特征方程式的理想本征值相一致. 从而, 我们可得到反馈增益矩阵 K 和观测器结构向量 φ 的最优计算式为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\beta_0 & -\beta_1 & -\beta_2 & \dots & -\beta_{n-1} \end{bmatrix},$$

$$\varphi_i = -\beta_{n-1} - \omega_i a_{n-i} - \sum_{k=1}^{i-1} \varphi_k \beta_{n-(i-k)}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad a_0 = 1, \quad (5)$$

$$K_i = \omega_i^2 a_{i-1} - \beta_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

2 系统仿真

考虑一个高阶大滞后对象, 为

$$G(s) = \frac{e^{-20s}}{s^4 + 7s^3 + 18s^2 + 20s + 1}. \quad (7)$$

可得该对象的状态空间表达式的参数为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -20 & -18 & -7 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \ 0 \ 0 \ 0].$$

由能控性或能观测性判别矩阵, 可以知道该系统是能控或是能观测的. 对于一个四阶系统, 它的 Butterworth 滤波器的传递函数, 可由上面所提到的方法去求. 可得

$$H(\bar{s}) = \frac{1}{s^{-4} + 2.613s^{-3} + 3.144s^{-2} + 2.613\bar{s} + 1}. \quad (8)$$

也即, 可以得到 $a_0 = 1$, $a_1 = 2.613$, $a_2 = 3.144$, $a_3 = 2.613$.

由式 $\arctan[G(j\omega)] = -180^\circ$ 可求得 $\omega_h = 1.69$. 所以, 可得 $\omega_2 = 1.69$, $\omega_1 = 5\omega_2 = 8.45$. 由式(5)和式(6), 可以求得相应的状态反馈增益矩阵 K 和状态观测器结构向量 Φ 为

$$K = [-6.3100 \quad -12.5370 \quad -2.8240 \quad 14.3150],$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} -15.1 \\ -100.9 \\ -578.6 \\ 1078.3 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

在输入端加入单位阶跃响应, 则对该对象只由 PID 控制. 另外, 由 PID 控制并加入状态观测反馈控制, 其系统的响应曲线, 如图 4 所示.

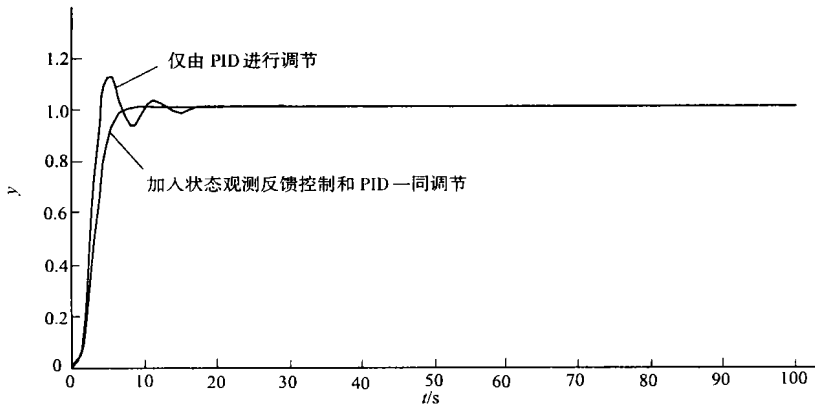


图 4 系统仿真图

从图 4 可以看出,在加入状态观测器和状态反馈控制之后,与 PID 结合能够取得更好的控制效果.它的调节时间和超调量,都优于只有 PID 控制而无状态观测器和状态反馈控制.

3 结束语

本文将 PID 控制和状态反馈控制相结合,并对大滞后对象进行 Smith 预估控制.在设计状态反馈增益矩阵和状态观测器结构向量的时候,引入基于 Butterworth 滤波器原理的优化设计方法.该方法简单易行,能够避免出现不必要的谐振,并且控制效果良好.

参 考 文 献

- 1 Smith O J H. A controller to overcome dead time[J]. ISA. J., 1958, (2): 28 ~ 33
- 2 Astrom K J, Hagglund T. PID controllers: Theory, design and tuning[J]. Instrument Society of America, 1995. (2): 101 ~ 151
- 3 林增森. 纯滞后预估系统双自由度控制的 KMM 实现[D]: [学位论文]. 泉州: 华侨大学机电及自动化学院, 1996. 30 ~ 35
- 4 王永初, 王晓霞, 王启志. 状态观测器与控制器的同一设计方法[J]. 仪器仪表学报, 1997, 18(4): 373 ~ 377

Pure Lag Compensating System for PID State Feedback Based on the Principle of Butterworth Filter

Mao Heng Wang Yongchu

(College of Electromech. Eng. & Auto., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou, China)

Abstract The concepts of state feedback and state observer in modern control theory are led into conventional Smith predictor and PID control and compensating control. For dealing with resonance of double loop which may occur in designing state feedback and state observer, the design method of coordinated optimization based on the principle of Butterworth is adopted. By which the dynamic characteristics are improved, and the system is provided with good performance and quality.

Keywords butterworth filter, state observer, state feedback, coordination optimization. <http://www.cjoe.com>