

降低工业控制系统干涉振荡的方法(Ⅱ)

串行系统方法

王永初^{**}

(精密机械工程系)

摘要 本文讨论在多级串级控制系统中干涉振荡对调节品质的影响,提出一种新型的阻尼器,它可以吸收干涉振荡信号,又能改善系统的响应。采用这种阻尼器的控制系统具有很高的稳定性和鲁棒性。

关键词 串级控制,阻尼器,干涉振荡

0 概述

工业生产控制系统的谐振主要是子系统间的耦合干涉、振荡信号互相传递引起的,尤其是子系统的振荡角频率相互接近时,可形成共振。无论一般的谐振干涉或者共振,都会大大恶化各个子系统的调节品质,严重时致使整体系统无法投入运行。因此,系统间的干涉抑制成为系统设计的一个重要考虑因素。

增加各子系统的调节过程振荡角频率之间的差值,并对各子系统振荡的干涉影响加以动态与静态补偿,可以实现耦合干涉的解耦。

工业生产过程控制系统的振荡干涉信号除了并行干涉振荡信号外,还有另一种重要的干涉振荡信号——串行干涉振荡信号。

图1表示典型串级控制系统的组成方框图。这种三级串级控制系统的实例之一是化肥工业的一氧化碳转化炉二段温度控制。作者曾针对温度 C_1 、一段温度 C_2 与混合器流量 C_3 设计了一个串级控制系统,成功地应用于上海吴泾化工厂。在生产过程自动化系统中,大量采用串级控制,几乎稍微复杂的系统,都可以见到串级控制方式的应用。串级控制系统设计中遇到的最重要的问题,就是各控制回路存在着串级调节过程的干涉振荡,导致系统的调节品质大大降低。经常采用的设计方法是改变回路的操作角频率,譬如在最内环回路中增加微分调节功能,

* 本文1991-07-02收到。

** 省自然科学基金资助项目,参加本课题有王晓霞等同志。

缩短最内回路的调节周期. 也可在最外环回路中增加惯性环节, 以延长最外环回路的调节周

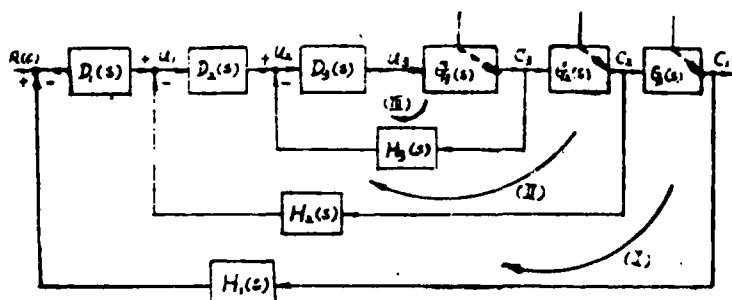


图1 三级串级控制系统的组成方框图

期, 并且保证下列条件得到满足:

$$\omega_{s3} \geq 3\omega_{s2} \geq 9\omega_{s1} \quad (1)$$

或

$$T_{s1} \geq 3T_{s2} \geq 9T_{s1} \quad (2)$$

式中, ω_{s_i} 分别表示图1所示(I)、(II)与(III)回路的操作角频率; T_{s_i} 则表示相应回路的调节周期。

式(1)、(2)表明, 两个相邻回路的操作角频率(或调节周期)至少需要相差3倍, 才能保证串级控制系统的稳定. 这一结论见诸于许多串级控制文献.^[1]

增加回路的调节周期, 要付出降低某些调节品质和降低对回路以外并行干扰的适应能力的代价. 目前工业过程控制系统的检测回路中都安装有阻尼器或滤波器, 如果这些装置能吸收该回路以外的振荡频率, 则串行回路之间的干涉振荡就可以避免。

1 现有阻尼器的不适应性

目前国产的阻尼器或滤波器均为低能滤波器, 如 DDZ-I 型阻尼器, 其传递函数为

$$G_L(s) = \frac{1}{T_L s + 1},$$

其频率特性为

$$G_L(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega T_L)^2}} e^{-j\varnothing}, \quad (3a)$$

其中

$$\varnothing = \tan^{-1}(\omega T_L), \quad (3b)$$

由于 $\omega = 2\pi f$, f 为回路每秒振荡的次数, 表1列出一组 $|G_L|$ 及 \varnothing 同 f 的关系数据。

表1 $|G_L|$ 及 \varnothing 同 f 的一组关系数据

f	\varnothing	$\frac{0.1}{2\pi T_L}$	$\frac{0.2}{2\pi T_L}$	$\frac{0.3}{2\pi T_L}$	$\frac{0.5}{2\pi T_L}$	$\frac{1}{2\pi T_L}$	$\frac{2}{2\pi T_L}$	$\frac{5}{2\pi T_L}$	$\frac{10}{2\pi T_L}$	∞
$ G_L $	1	0.9950	0.9806	0.9579	0.8945	0.7022	0.4472	0.1961	0.0995	0
\varnothing	0	5.71°	11.31°	16.70°	26.57°	45°	63.43°	78.69°	84.29°	90°

这组数据表明,图1(Ⅲ)子回路具有10s调整周期的单位振幅的振荡信号,使这一信号要在(Ⅰ)子回路中衰减至0.0999,阻尼器的时间常数 T_L 需取15.71s.当设计要求(Ⅰ)回路有较短的调整周期时,譬如为(Ⅲ)回路的2倍,此时 $f=5/2\pi T_L$,阻尼器加入(Ⅰ)检测回路会产生78.69°的相迟角.这个相迟角的产生使得(Ⅰ)回路的调整周期延长,无法满足缩短系统调整周期的要求.例如图1系统,对象特性为

$$G_3(s) = \frac{1.20e^{-3s}}{4.9s + 1}, \tag{4a}$$

$$G_2(s) = \frac{1.50e^{-0.67s}}{4.9s + 1}, \tag{4b}$$

在比例调节作用下,根据共振边界条件,容易计算出 $f_3=1/10s, f_2=1/20s$.在这种情况下, f_3 与 f_2 仅相差2倍.(Ⅲ)回路与(Ⅰ)回路会形成很强的干涉振荡.因此习惯上在(Ⅰ)回路的检测回路中加入阻尼器,且知阻尼器提供78.69°的相迟角,因而振荡共振边界条件为.

$$\frac{360^\circ \times 3.67}{T_s} + 2\tan^{-1}(\frac{2\pi \times 4.9}{T_s}) = (180^\circ - 78.69^\circ) = 101.31^\circ, \tag{5}$$

则知 $T_s=37s$. T_s 的这一数值比原先增加将近1倍,在衰减调节的条件下 T_s 还会扩大1.1至1.3倍^[1].可见,尽管加入阻尼器可以有效抑制串行回路的干涉振荡,但付出了增加调整周期的代价.

另一种工业滤波器是由电感、电容构成的无源网络,如图2所示.图中 $Z_L=R_L$ 为滤波网络后按仪表的输入阻抗(一般为200Ω或800Ω).且有

$$\begin{cases} Z_1 = I_1s/2, \\ Z_2 = 1/C_2s \\ Z_3 = L_1s/2, \end{cases} \tag{6}$$

根据网络的回路方程式可得

$$\begin{pmatrix} Z_1 + Z_2 & -Z_2 \\ -Z_2 & Z_2 + Z_3 + Z_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_i \\ 0 \end{pmatrix}, \tag{7}$$

解得

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \frac{V_i}{\Delta} \begin{pmatrix} Z_2 + Z_3 + Z_L \\ Z_2 \end{pmatrix}, \tag{8}$$

其中

$$\Delta = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_L + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_L, \quad (9)$$

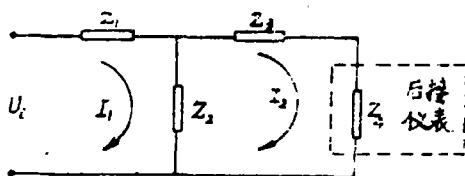


图2 滤波网络

因此网络的传递函数为

$$V_o/V_i = I_2 Z_L/V_i = H(s), \quad (10)$$

代入式(6)并取

$$L_1/R_L = L_1 C_2/4, \quad (11)$$

则有

$$H(s) = \frac{b_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}, \quad (12)$$

其中

$$\begin{cases} b_0 = 4R_L, & b_1 = 4L_1 \\ b_2 = 2L_1 C_2 R_L, & b_3 = L_1^2 C_2. \end{cases} \quad (13)$$

其对应的幅频特性与相频特性可分别记成

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - 2\alpha^2 \omega^2)^2 + \alpha^2 \omega^2 (1 - \alpha^2 \omega^2)^2}}, \quad (14a)$$

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1} \frac{\alpha \omega (1 - \alpha^2 \omega^2)}{1 - 2\alpha^2 \omega^2}, \quad (14b)$$

其中

$$\alpha = \sqrt{L_1 C_2/4}. \quad (15)$$

图3表示 $H(\omega)$ 的幅相特性. 表2给出一组关系数据.

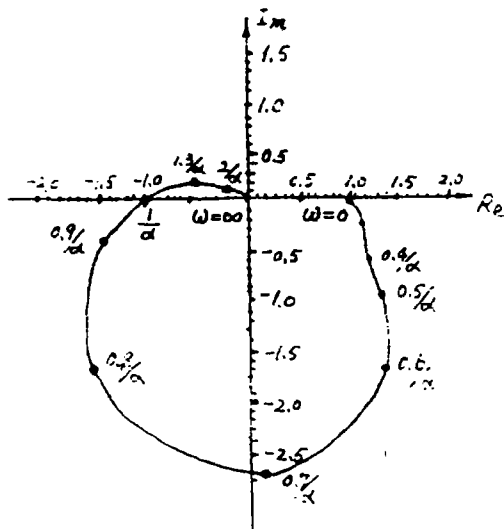
图3 $H(\omega)$ 的幅相特性

表2 $|H(\omega)|$ 、 $\varphi(\omega)$ 与 ω 的关系数据

ω	0	0.2/a	0.3/a	0.4/a	0.5/a	0.6/a	0.7/a	0.8/a	0.9/a	1/a
$ H(\omega) $	1	1.064	1.157	1.318	1.600	2.104	2.794	2.490	1.555	1
$\varphi(\omega)$	0	11.79°	18.41°	26.29°	36.87°	53.90°	86.80°	134.19°	164.58°	180°

ω	1.1/a	1.2/a	1.3/a	1.4/a	1.5/a	2/a	2.5/a	3/a	∞
$ H(\omega) $	0.695	0.496	0.393	0.311	0.252	0.108	0.058	0.034	0
$\varphi(\omega)$	189.24°	195.69°	200.65°	204.72°	208.18°	220.60°	228.78°	234.69°	270°

由图3及表2可以看出,若要求滤波器对振荡信号有1:10的衰减,则 $a=2/\omega$,此时滤波器提供闭环回路的相迟角 $\varphi(\omega)=220.60^\circ$ 。

由于阻尼器(或滤波器)加入控制回路,提供了相当大的相迟角,使得控制器的积分功能难于引入。因为PI调节器本身会产生0—90°的相迟角,加上引入阻尼器所产生的相迟角,将使回路的调整频率变得很低,从而降低了整体系统的控制速度。

2 低相迟角与超前角的滤波器

缩短控制回路的调节周期的一个有效措施是加入低相迟角或具有超前特性的滤波器,这在控制器具有积分功能的情况下尤其重要。本文提出一种具有低相迟角与超前角特性滤波器,其传递函数为

$$H(s) = \frac{1}{a^3 s^3 + \frac{a^2}{2} s^2 + as + 1}, \quad (16)$$

写成幅频与相频特性为

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{a}{\sqrt{2}}\omega)^2]^2 + (\omega a)^2[1 - (\omega a)^2]^2}} \quad (17a)$$

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\omega a [1 - (\omega a)^2]}{[1 - (\frac{a}{\sqrt{2}}\omega)^2]} \right\} \quad (17b)$$

表3列出一组 $|H(\omega)|$ 、 $\varphi(\omega)$ 与 ω 的关系数据,图4为 $|H(\omega)|$ 、 $\varphi(\omega)$ 与 ω 的关系曲线。

表3 $|H(\omega)|, \varphi(\omega)$ 与 ω 的一组关系数据.

ω	0	$0.2/\alpha$	$0.3/\alpha$	$0.4/\alpha$	$0.5/\alpha$	$0.6/\alpha$	$0.7/\alpha$	$0.8/\alpha$	$0.9/\alpha$
$ H(\omega) $	1	0.9993	1.007	1.021	1.050	1.104	1.197	1.354	1.615
$\varphi(\omega)$	0	2.198°	4.670°	7.598°	10.406°	12.373°	12.604°	10.164°	4.715°

ω	$1/\alpha$	$1.1/\alpha$	$1.2/\alpha$	$1.3/\alpha$	$1.414/\alpha$	$1.6/\alpha$	$2/\alpha$	$2.5/\alpha$	$3/\alpha$
$ H(\omega) $	2	2.185	1.673	1.099	0.707	0.496	0.164	0.075	0.041
$\varphi(\omega)$	0	-18.90°	-74.37°	-80.20°	-90°	-91.12°	-92.20°	-91.50°	-91.22°

假如图1中(Ⅱ)回路的调节频率 ω_3 为 $2/\alpha$, (Ⅰ)回路的调节频率为 $\omega_2 = 1/\alpha$, $\omega_3 = 2\omega_2$. 由于(Ⅰ)回路中插入滤波器, 此时来自(Ⅱ)回路的振荡信号被衰减6.1倍, 对回路(Ⅰ)的影响已相当微弱, 而且每调节一次都衰减同样的倍数, 2—3个周期以后其影响就可以消除. 由图4知道(Ⅰ)回路 $\omega_2 = 1/\alpha$, 产生的是负的相迟角(即超前角), 因此(Ⅰ)回路的调整频率只会略有增加而不会减少, 这正是系统设计所期望的.

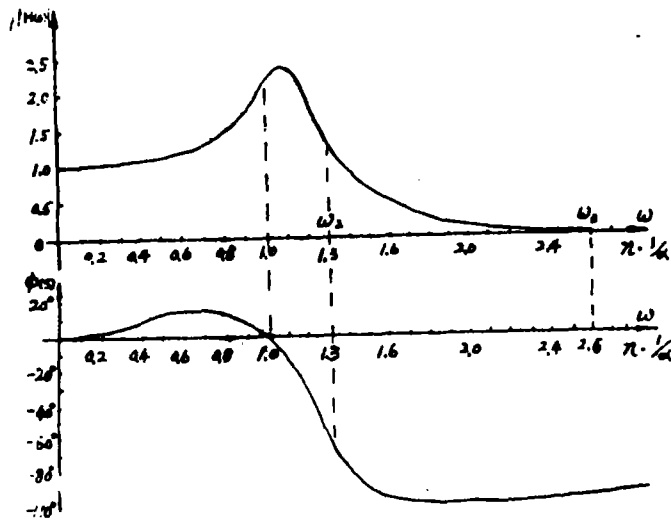


图4 $|H(\omega)|$ 与 $\varphi(\omega)$ 曲线

本文提出的滤波器具有如下两个特点:

(1)装置容易实现, 无论系统装置是模拟调节或者数字调节, 式(16)模型都容易实现, 利用图5所示的模拟机接线图或以此线路构成的网络, 均可实现式(16)函数的一种. 这是因为式(16)在初始状态为零的条件下可以写成

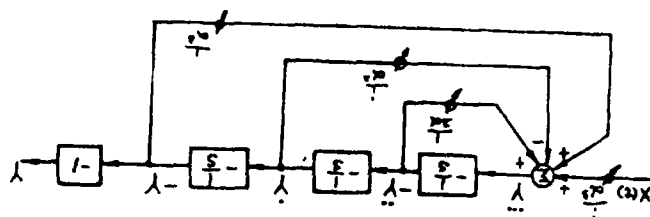


图5 式(16)的实现方式之一

$$Y(t) = \frac{1}{\alpha^3} x(t) - \frac{1}{\alpha^3} \int y(t) dt - \frac{1}{\alpha^2} \iint y(t) dt - \frac{1}{2\alpha} \iiint y(t) dt. \quad (18)$$

显然图5的输出处于稳态状态下,各个反相积分器必须处于零稳态.因而式(16)转化成式(18)的条件是成立的.采用双线性变换

$$s = \frac{\Delta}{\Delta T} \left(\frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \right),$$

则式(16)可写成

$$\frac{Y(Z^{-1})}{X(Z^{-1})} = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + a_3 Z^{-3}}{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + b_3 Z^{-3}}, \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} a_0 &= a_3 = \frac{1}{\Delta}, & a_1 &= a_2 = \frac{3}{\Delta}, \\ b_1 &= \frac{1}{\Delta} \left(-\frac{24\alpha^3}{\Delta T^3} - \frac{2\alpha^2}{\Delta T^2} + \frac{2\alpha}{\Delta T} + 3 \right), \\ b_2 &= \frac{1}{\Delta} \left(\frac{24\alpha^3}{\Delta T^3} - \frac{2\alpha^2}{\Delta T^2} - \frac{2\alpha}{\Delta T} + 3 \right), \\ b_3 &= \frac{1}{\Delta} \left(-\frac{8\alpha^3}{\Delta T^3} + \frac{2\alpha^2}{\Delta T^2} - \frac{2\alpha}{\Delta T} + 1 \right), \\ \Delta &= \frac{8\alpha^3}{\Delta T^3} + \frac{2\alpha^2}{\Delta T^2} + \frac{2\alpha}{\Delta T} + 1, \end{aligned}$$

由式(9)立即可得到运算差分方程式

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + a_2 x_{n-2} + a_3 x_{n-3} - b_1 y_{n-1} - b_2 y_{n-2} - b_3 y_{n-3}, \quad (20)$$

这表明式(16)模型比较容易实现.

(2)滤波器具有较强的系统鲁棒性.这可由滤波器应用于系统具有某种自适应功能来说明.这里仍以式(4)对象为例,设(Ⅲ)回路调整周期 $T_{s3}=10\text{s}$, (Ⅰ)回路的调整周期 $T_{s2}=2T_{s3}=20\text{s}$, 即 $\omega_{s3}=2\pi/T_{s3}=0.6283\text{rad/s}$, $\omega_{s2}=(1/2)\omega_{s3}=0.3142\text{rad/s}$. 此时 ω_{s2} 若处于图4 ω_s 的位置,则 ω_{s3} 相当于处于 ω_s 的位置. 由于 $\omega_2=2\pi/T_{s2}=1.3/\alpha$, 因此滤波器的结构参数应取

$$\alpha = 1.3T_{s2}/2\pi.$$

系统的鲁棒性表现在对象特性变化时,原来处于最佳调节状态下的回路仍然可以维持在最佳的调节状态点附近.例如当对象的静态增益增加、或对象的等效时间常数减少,回路总的动态增益增加,迫使系统振荡加剧,因而振荡角频率 ω_2 增加. 由于滤波器的加入,回路总动态增益为原回路的动态增益乘以滤波器的动态增益. 因为 ω_2 从 $1.3/\alpha$ 向 ω 轴移动,滤波器的动态增益降低,补偿了原回路动态增益的增加,因此,即使对象特性变化, (Ⅰ)回路的调整衰减率仍可维持在原来设计的衰减率附近.

3 系统的鲁棒性分析

式(4)对象在积分调节器的作用下,加入式(16)模型的滤波器可以大大减少操作周期,这可以用 Shinsky 的系统品质近似估计方法来分析^[2].

回路的开环特性为

$$W(s) = \frac{1}{T_1 s} \cdot \frac{1.2e^{-3s}}{(4.9s + 1)} \cdot \frac{1.5e^{-0.67s}}{(4.9s + 1)}, \quad (21)$$

系统的衰减度 ξ 满足

$$|W(\omega)| = 2\xi \quad (22a)$$

以及

$$\angle W(\omega) = -180^\circ, \quad (22b)$$

在 $\xi=1/4$ 的衰减度下,加入滤波器前后的系统参数,按式(22)计算的结果如下述.

加入滤波器前:(i)积分时间:20.8s;(ii)系统调节周期:50s.

加入滤波器后:(i)积分时间: $T_1=4.26s$;(ii)系统调节周期 $T_2=22s$.

结果表明,加入本滤波器后,调节周期缩短1倍以上.

对象特性变化比较:当对象特性由式(4)的 $1.2 \times 1.5e^{-3.67s}/(4.9s+1)^2$ 变化成下式时

$$G_2(s)G_3(s) = \frac{1.1 \times 1.2e^{-4.6s}}{(6.1s+1)^2},$$

系统的调整周期及衰减度的变化分别为

(i)加入滤波器前: T_{22} 由50s变化至62s;系统衰减度 ξ 由0.25变化至0.313.

(ii)加入滤波器后: T_{22} 由22s变化至25s;系统衰减度 ξ 由0.25变化至0.24.

上述结果说明,加入式(16)模型的滤波器之后,在对象特性变化得更加迟缓时,系统的最佳衰减度 $\xi=0.25$ 变化很小,调整周期 T_{22} 的变化亦小. 由于 ξ 向着减少的方向略微变化,系统的稳定性有充分保证,即系统特性变化后稳定性可略微提高,表明系统具有很高的调节过程鲁棒性. 当对象特性变得更加灵敏时(即时间常数减少,静态增益增加),我们通过理论计算同样可得到上述结论.

参 考 文 献

- [1] Ray, W. H., *Advanced Process Control*, McGraw-Hill, (1981).
- [2] 王永初、任秀珍著,工业过程控制系统设计范例,科学出版社, (1988).

A Method for Reducing Interference Oscillation in a System of Industrial Process Control(II)

Cascade System Method

Wang Yongchu

(Department of Precision Mechanical Engineering)

Abstract In relation to a system of multistage cascade control, the effect of interference oscillation on the quality of regulation is discussed and a new type of damper is proposed. With the proposed damper, the signals of interference oscillation can be absorbed and the response of system can be improved. With this damper, a control system becomes one of very high stability and robustness.

Key words cascade control, dampers, interference oscillation