第13卷 第3期　华侨大学学报自然科学版　Vol. 13 №. 3
JOURNAL OF HUAQIAO UNIVERSITY
1992年7月　(NATURAL SCIENCE)　Jul. 1992

降低工业控制系统干涉振荡的方法***(I)
并行系统方法

王　永　初

(精密机械工程系)

摘要　任何并行与干涉的控制系统都倾向于振荡，尤其是在各子系统的谐振频率彼此近似的情况下，会产生共振现象. 本文提出一种计算系统谐振频率的方法和减少系统干涉振荡的措施. 仿真结果表明本方法是可行的.

关键词　干涉振荡，动态补偿，解耦控制

0　概述

许多工业生产过程控制系统在投运期间，或者投运以后的某个阶段出现系统的干涉振荡，严重时产生共振，影响到全过程的控制效果. 现有工业生产过程控制系统的基本结构如图1所示，它的子系统(I)、(Ⅱ)中包括：被控制对象、执行器/调节阀门、变送器/阻尼器、调节器、子系统之间的干涉影响是通过干涉通道 $G_{12}^*(s)$ 与 $G_{21}^*(s)$ 进行的. 一般采用广义特性，即从调节器输出至变送器输出的特性进行工业生产过程控制研究：

$$\begin{pmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \end{pmatrix} = H_1^*(s)\begin{pmatrix} C_1^*(s) \\ C_2^*(s) \end{pmatrix} = H_1^*(s)\begin{pmatrix} G_{11}^*(s) & G_{12}^*(s) \\ G_{21}^*(s) & G_{22}^*(s) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{pmatrix}, \tag{1}$$

其中

$$u_1(s) = M_1^*(s)m_1(s),$$
$$u_2(s) = M_2^*(s)m_2(s),$$

故有

$$\begin{pmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \end{pmatrix} = H_1^*(s)\begin{pmatrix} G_{11}^*(s)M_1^*(s) & G_{12}^*(s)M_2^*(s) \\ G_{21}^*(s)M_1^*(s) & G_{22}^*(s)M_2^*(s) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} m_1(s) \\ m_2(s) \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} m_1(s) \\ m_2(s) \end{pmatrix}, \tag{2}$$

---

* 本文1991-07-02收到.

** 省自然科学基金赞助项目，参加本课题有王晓霞等同志.

定义广义干涉对象特性为

$$G(s)=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix},\tag{3}$$

$G(s)$的特性可以从 2×2 维推广到 $n\times n$ 维. 我们的研究工作就是建立在现有工业过程控制系统基本结构和习惯采用的对象广义特性的基础上.

我们设计用以进行理论分析与仿真研究的广义对象是

$$G(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1} & \dfrac{0.6e^{-15s}}{80s+1}\\[2mm] \dfrac{0.6e^{-15s}}{80s+1} & \dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1}\end{bmatrix}.\tag{4}$$

设计这种对象的原因:(1)具有较普遍的代表性,工业对象常用纯滞后加惯性环节来近似描述其响应特性;(2)强干涉影响;两个对象特性很接近的子系统具有最强的干涉影响(即系统投运后倾向于共振). 这个结论由仿真试验可得说明:当干涉通道 $G_{12}^*(s)$与 $G_{21}^*(s)$切断后,子系统(Ⅰ)与子系统(Ⅱ)就变成两个完全无耦合的独立子系统. 在 1/4 衰减的优化整定条件下,其响应过程(阶跃响应)曲线如图 2(a)所示,但是当干涉通道 $G_{12}^*(s)$与 $G_{21}^*(s)$引入系统后,调节过程发散并倾向于共振,如图 2(b)

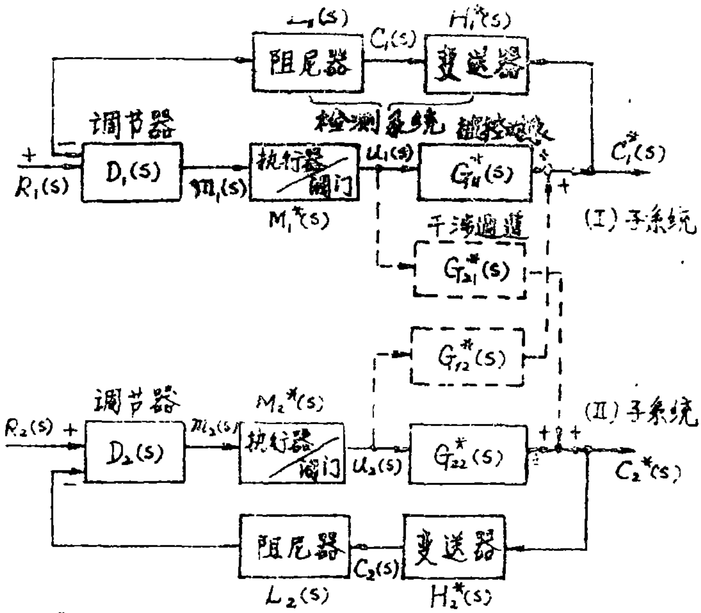

图 1　干涉系统的结构说明方框图

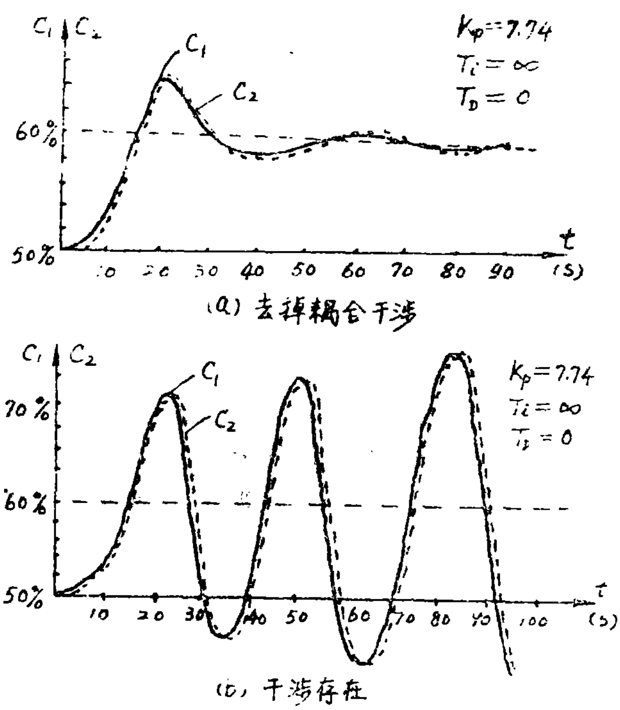

图 2　干涉通道的影响响应过程

所示.

1 子系统谐振频率的估计与迁移

许多文献对闭环系统的谐振频率作过分析和估计，认为在开环系统传递函数 $W(s)$ 已知的情况下按边界条件式

$$W(j\omega) = -1 \tag{5}$$

可判断谐振频率. 作者认为既然控制系统是一个满足一定衰减条件的振荡调节过程，设计中必须避免出现等幅或发散的调节过程，因此估计控制系统的谐振频率，应该是衰减状态下的调整频率. 作者曾提出衰减状态模型的描述方法[2]，例如式(4)的 $G_{11}(s)$ 模型在闭环衰减状态下可表示为

$$G_{11}(m,\omega_s) = \frac{0.518e^{-10(j-m)\omega_s}}{40(j-m)\omega_s+1}, \tag{6}$$

式中，m 为衰减系数，$m=0.221$ 对应于 1/4 衰减振荡状态；ω_s 为闭环系统的衰减振荡角频率，ω_s 与衰减振荡周期 T_s 的关系为：$\omega_s=2\pi/T_s$.

两个具有最优调节品质的子系统，由于内部串/并联干涉，不仅不可能实现优化调节，而且可能产生发散的不稳定过程，这个过程响应曲线表现出的调整周期 T_s 会越来越小，ω_s 则越来越大，最后 ω_s 的数值符合式(5)的计算值. 但是，我们的目标仍然是各个子系统均具有最优衰减度(如 1/4 的衰减度)，因此衰减状态下的角频率才有真正的意义. 当广义的对象衰减模型 $G_{11}(m,\omega_s)$ 与衰减状态的调节模型 $D(m,\omega_s)$ 串联在一起，构成的系统必然是具有同一衰减度 m 的系统. 这时系统的边界条件式为

$$W(m,\omega_s) = D(m,\omega_s)G_{11}(m,\omega_s)L(m,\omega_s) = -1, \tag{7}$$

这里以 $D(s)=K_p(1+\frac{1}{T_i s})$(即 PI 调节)说明 ω_s 的估计方法. 若子系统(I)不设阻尼器(即 $L(s)=1$)，将 $D_1(m,\omega_s)$ 及 $G_{11}(m,\omega_s)$ 代入式(7)得到

$$W(m,\omega_s) = \frac{K_p[T_i(j-m)\omega_s+1]}{T_i(j-m)\omega_s}\cdot\frac{0.518e^{-10(j-m)\omega_s}}{[40(j-m)\omega_s+1]} = -1, \tag{8}$$

在一般情况下，取 $T_i=T=40\text{s}$，则有

$$|W(m,\omega_s)| = \frac{0.518K_p e^{10m\frac{2\pi}{T_s}}}{T_i\frac{2\pi}{T_i}(1+m^2)^{\frac{1}{2}}}, \tag{9a}$$

$$\angle W(m,\omega_s) = \frac{360^\circ}{T_s}\times 10 + \tan^{-1}(-\frac{1}{m}), \tag{9b}$$

$|W(m,\omega_s)|$ 与 $\angle W(m,\omega_s)$ 在 $m=0.221$ 的取值下，满足式(8)条件式，就可以求得子系统(I)的 1/4 最优衰减调节过程. 由于 $\tan^{-1}(-\frac{1}{m})$ 在复平面上的复角为 180°减 $\tan^{-1}(\frac{1}{m})$，故知 $\tan^{-1}(-\frac{1}{0.221})=102.462^\circ$，而且 $-1=e^{-j180^\circ}$，即 $|W(m,\omega_s)|=1$，$\angle W(m,\omega_s)=-180^\circ$. 因此由式(9a)容易求出 T_s 为

$$T_s = 46.43\ \text{s}$$

或

$$\omega_s = 0.1353 \mathrm{rad/s}.$$

避免子系统(Ⅰ)与子系统(Ⅱ)共振的关键因素是增大它们的角频率 ω_{s1} 与 ω_{s2} 的差值. 为此，我们推荐两种方法：(1)改变调节器的调节模型与参数；(2)在检测回路中插入阻尼器或微分器. 这两种方法的实现都较简单，无需更改原系统的接线，有利于系统的改造.

当 $D_1(s)$ 由 PI 调节改换成 PID 调节时，衰减角频率可增加将近1倍，而当 PI 调节配上阻尼器检测回路时，衰减角频率可减少将近3倍. 例如 PI 调节模型改换成 PID 调节模型，此时 $D_1(m,\omega_s)$ 为

$$D_1(m,\omega_s) = K_p[1+\frac{T_s}{T_i(j-m)\cdot 2\pi}]\cdot[\frac{T_d(j-m)\cdot 2\pi + T_s}{\frac{T_d}{r}(j-m)\cdot 2\pi + T_s}]. \quad (10)$$

根据作者对 PID 调节器最优参数整定的研究[2]，T_i 与 T_D 应取近似相等的数值，即 $T_i \approx T_d$. 在式(10)中 r 为微分增益，从稳定性与抗噪声效果考虑，r 宜在 6—20 范围内取值，这里取 $r=10$. 于是有

$$D_1(m,\omega_s)G_{11}(m,\omega_s)$$

$$= \frac{0.518K_p[T_i(j-m)\cdot 2\pi + T_s]T_s[T_d(j-m)\cdot 2\pi + T_s]e^{-10(j-m)\frac{2\pi}{T_s}}}{T_i(j-m)\cdot 2\pi[40(j-m)\cdot 2\pi + T_s][\frac{T_d}{r}(j-m)\cdot 2\pi + T_s]} = -1 \quad (11)$$

按照参数整定的关系，取 $m=0.221$，$T_i=T_d=40\mathrm{s}$，$r=10$，则由下列衰减稳定边界条件式可确定 K_p 与 T_s：

$$e^{10\frac{2\pi m}{T_s}}\cdot\frac{0.518K_pT_s}{2\pi 40(1+m^2)^{\frac{1}{2}}}\frac{[(1-m40\frac{2\pi}{T_s})^2+(40\frac{2\pi}{T_s})^2]^{\frac{1}{2}}}{[(1-m4\frac{2\pi}{T_s})^2+(4\frac{2\pi}{T_s})^2]^{\frac{1}{2}}} = 1, \quad (12a)$$

$$\tan^{-1}(-\frac{1}{m}) - \tan^{-1}(\frac{2\pi 40}{T_s - 2\pi m40}) + \tan^{-1}(\frac{2\pi 4}{T_s - 2\pi m4}) = 180°, \quad (12b)$$

式(12b)仅包含 T_s 一个待定参数，因此可以解得 $T_s = 24.5(\mathrm{s})$，并将求解的结果代入式(12a)得 $K_p = 1.43$. 表1列出典型系统结构与参数.

表1　典型系统的结构与参数

序号	调节 $D(s)$ 及调整参数	反馈检测部分加入环节 $L(s)$	T_s s	ω_s rad/s
1	P $K_p=7.74$	1	42.1	0.1492
2	PI $K_p=7.93, T_i=40\mathrm{s}$	1	46.43	0.1353
3	P $K_p=7.85$	$\frac{1}{T_f s+1}$ $T_f=40\mathrm{s}$	121.75	0.0516
4	PI $K_p=7.21, T_i=40\mathrm{s}$	$\frac{1}{T_f s+1}$ $T_f=40\mathrm{s}$	127.12	0.0493

表 1　典型系统的结构与参数(续)

5	P $K_p=2.69$	$\dfrac{T_d s+1}{\dfrac{T_d}{f}s+1}$ $T_d=40s, f=4$	33.51	0.1875
6	PI $K_p=7.6, T_i=40s$	$\dfrac{T_d s+1}{\dfrac{T_d}{f}s+1}$ $T_d=40s, f=4$	29.45	0.2134
7	PID $K_p=1.43, T_i=T_d=40s$, $r=10:1$	1	24.50	0.2565

从表中可以清楚看出，在检测反馈回路中加接微分器或阻尼器，均能有效地移动系统的闭环调节的谐振点位置.

2　干涉振荡的抑制

各子系统间的谐振角频率点的距离拉开后，可以有效防止系统间的共振. 但是，各子回路在调整过程中由于内部干涉(或耦合)通道的存在，其波动仍然会波及其它子系统，导致受影响的子系统超调或调整时间增加. 根据互补解耦理论应插入如下的解耦网络 $P(s)$

$$P(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1} & \dfrac{0.6e^{-15s}}{80s+1}\\ \dfrac{0.6e^{-15s}}{80s+1} & \dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1} & 0\\ 0 & \dfrac{0.518e^{-10s}}{40s+1}\end{bmatrix}, \tag{13}$$

由于 $G(s)$ 包含 e^{-10s} 的纯滞后因子，使得 $G(s)$ 的逆阵 $G(s)^{-1}$ 求解十分困难. 我们虽然已经解决了这类传递函数的有理多项式逼近问题，但解耦网络的设计需藉助于专用软件包. 假如仅采用静态解耦，则取 $P=\lim\limits_{s\to 0}P(s)$，即

$$P=\lim_{s\to 0}\begin{pmatrix}0.518 & 0.600\\ 0.600 & 0.518\end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix}0.518 & 0\\ 0 & 0.518\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-2.926 & 3.389\\ 3.389 & -2.926\end{pmatrix}. \tag{14}$$

存在如下两个问题：(1)控制系统结构要作较大的改动；(2)抑制振荡干涉的效果不显著. 一种既不需要作系统结构更改，又有动态抑制干涉振荡的解耦网络如图 3 所示.

由设子系统(Ⅰ)、(Ⅱ)的衰减振荡角频率分别为 ω_{s1} 与 ω_{s2}，则设计图 3 所示网络时，应保证与 ω_{s2} 衰减振荡信号经干涉通道 $G_{12}(m,\omega_{s2})$ 与经解耦通道 $P_{12}(m,\omega_{s2})$ 对被控制变量 $C_1(m,\omega_{s1})$ 的影响，能够互补消除. 同样，ω_{s1} 衰减振荡信号经干涉通道 $G_{21}(m,\omega_{s1})$ 与经解耦通道 $P_{21}(m,\omega_{s1})$ 对被控制变量 $C_2(m,\omega_{s2})$ 的影响，亦能互相抵消. 即 $P_{12}(m,\omega_{s2})$ 与 $P_{21}(m,\omega_{s1})$ 应满足

$$\begin{cases}-P_{12}(m,\omega_{s2})G_{11}(m,\omega_{s2})+G_{12}(m,\omega_{s2})=0,\\ -P_{21}(m,\omega_{s1})G_{22}(m,\omega_{s1})+G_{21}(m,\omega_{s1})=0,\end{cases} \tag{15}$$

或者

$$P_{12}(m,\omega_{s2})=\frac{G_{12}(m,\omega_{s2})}{G_{11}(m,\omega_{s2})} \tag{16a}$$

$$P_{21}(m,\omega_{s1}) = \frac{G_{21}(m,\omega_{s1})}{G_{22}(m,\omega_{s1})} \tag{16b}$$

式(16a)的物理意义是,在 ω_{s2} 衰减频率信号的作用下,$|P_{12}(m,\omega_{s2})|$ 应等于 $|G_{12}(m,\omega_{s2})/G_{11}(m,\omega_{s2})|$,而 $\angle P_{12}(m,\omega_{s2})$ 应等于 $\angle G_{12}(m,\omega_{s2})/G_{11}(m,\omega_{s2})$,且 $\lim\limits_{\omega_{s2}\to 0} P_{12}(m,\omega_{s2}) = \lim\limits_{\omega_{s2}\to 0} G_{12}(m,\omega_{s2})/G_{11}(m,\omega_{s2})$. 同理 $|P_{21}(m,\omega_{s1})|$ 应等于 $|G_{21}(m,\omega_{s1})/G_{22}(m,\omega_{s1})|$,而 $\angle P_{21}(m,\omega_{s1}) = \angle G_{21}(m,\omega_{s1})/G_{22}(m,\omega_{s1})$,以及 $\lim\limits_{\omega_{s1}\to 0} P_{21}(m,\omega_{s1}) = \lim\limits_{\omega_{s1}\to 0} G_{21}(m,\omega_{s1})/G_{22}(m,\omega_{s1})$.

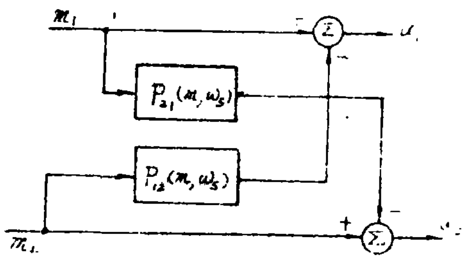

图3　互补抑制振荡干涉网络

根据式(4)的对象特性知道

$$\frac{G_{12}(m,\omega_{s2})}{G_{11}(m,\omega_{s2})} = \left[\frac{1.158e^{-5s}(40s+1)}{(80s+1)}\right]_{s=(j-m)\omega_{s2}}, \tag{17a}$$

$$\frac{G_{21}(m,\omega_{s1})}{G_{22}(m,\omega_{s1})} = \left[\frac{1.158e^{-5s}(40s+1)}{(80s+1)}\right]_{s=(j-m)\omega_{s1}}, \tag{17b}$$

现选择子系统(I)为PI调节(如表序号2所示的参数),子系统(Ⅰ)为PI$+L(s)$,其中 $L(s)=\frac{1}{T_f s+1}$,并按表1的序号4选择参数,则可知

$$\omega_{s1} = 0.1353 \quad \text{rad/s},$$
$$\omega_{s2} = 0.0493 \quad \text{rad/s}.$$

将 $m=0.221$ 以及 ω_{s1} 与 ω_{s2} 的数值分别代入式(17a)与式(17b),则可得表2所示结果. 可见,

表2　互补环节的特性

$\lim\limits_{s\to 0}\frac{G_{12}(m,\omega_{s2})}{G_{11}(m,\omega_{s2})}$	$\left\lvert\frac{G_{12}(m,\omega_{s2})}{G_{11}(m,\omega_{s2})}\right\rvert$	$\angle\frac{G_{12}(m,\omega_{s2})}{G_{11}(m,\omega_{s2})}$
1.1580	0.6357	−18.74°
$\lim\limits_{s\to 0}\frac{G_{21}(m,\omega_{s1})}{G_{22}(m,\omega_{s1})}$	$\left\lvert\frac{G_{12}(m,\omega_{s1})}{G_{22}(m,\omega_{s1})}\right\rvert$	$\angle\frac{G_{21}(m,\omega_{s1})}{G_{22}(m,\omega_{s1})}$
1.1580	0.6672	−39.78°

$P_{12}(m,\omega_{s2})$ 应提供系统的静态增益为1.158,并在 ω_{s1} 等于0.0493rad/s的振荡角频率下提供系统0.6357的动态增益和18.74°的相迟角. 同时 $P_{21}(m,\omega_{s1})$ 应提供系统的静态增益为1.158,并在 ω_{s1} 等于0.1353rad/s的振荡角频率下,提供系统和动态增益为0.6672,提供系统的相迟角为39.78°.

$P_{12}(s)$ 与 $P_{21}(s)$ 的最简单形式应为

$$P_{ij}(s) = \frac{1.158(T_1 s+1)}{T_2 s+1}, \qquad i,j=1,2 \text{ 或 } 2,1, \tag{18}$$

写成衰减状态的模型为

$$P_{ij}(m,\omega_s)=\frac{1.158[T_1(j-m)\omega_s+1]}{[T_2(j-m)\omega_s+1]},$$

且有

$$|P_{ij}(m,\omega_s)|=\frac{1.158\sqrt{(1-mT_1\omega_s)^2+(T_1\omega_s)^2}}{\sqrt{(1-mT_2\omega_s)^2+(T_2\omega_s)^2}}=A \tag{19a}$$

$$\angle P_{ij}(m,\omega_s)=\tan^{-1}\frac{T_2\omega_s}{1-mT_2\omega_s}-\tan^{-1}\frac{T_1\omega_s}{1-mT_1\omega_s}=\varnothing. \tag{19b}$$

根据表 2 的条件，$P_{12}(s)$的参数应取

$T_1=9.6\mathrm{s}$, $T_2=18.5\mathrm{s}$

$P_{21}(s)$的参数应取

$T_1=11.2\mathrm{s}$, $T_2=40.6\mathrm{s}$

因此有

$$P_{12}(s)=\frac{1.158(9.6s+1)}{(18.5s+1)},$$

$$P_{21}(s)=\frac{1.158(11.2s+1)}{(40s+1)}.$$

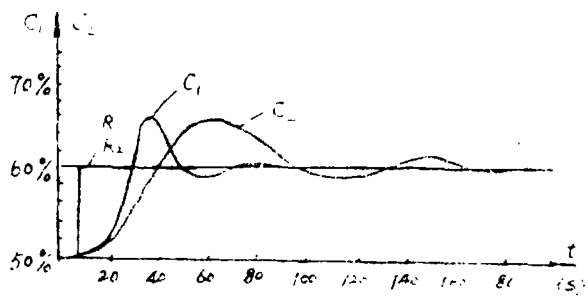

图 4 加入 $P(s)$网络后的系统响应

$P_{12}(s)$与$P_{21}(s)$加入系统后具有良好的抗干涉振荡与解耦的效果. 图 4 表示$C_1(t)$与$C_2(t)$对给定值的响应过程的仿真结果. 由图中可以看出子系统(I)与(Ⅱ)的干涉影响已很微弱. 具有较高的动态与静态解耦效果，即$C_1(t)$与$C_2(t)$均有预先设定的衰减度，系统间的耦合干涉振荡受到抑制，并按各自的衰减角频率进行调整. 图中R_1与R_2分别为子系统(I)与(Ⅱ)输入的给定值阶跃变化信号.

参 考 文 献

〔1〕Patel, R. V. and Munro, N., *Multivariable System Theory and Design*, Pergomon Press, (1982).

〔2〕王永初、任秀珍著，自动化系统设计的系统学，重庆出版社，(1989).

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

Parallel System Method

Wang Yongchu

(Department of Precision Mechanical Engineering)

Abstract Osciallition tends to occur in any parallel or interfering control system. Resounding phenomenon will occur especially in case the resonant frequencies of relevant systems approach each other.

For calculating resonant frequency of a system and for reducing interference oscillation, a method with proper measure is put forward in this paper. The method is shown by simulation results to be feasible.

Key words interference oscillation, dynamic compensation, decoupling control