

ITAE Regulator  
**ITAE 调节器\***

项国波 牛景汉

(福州大学)

〔提要〕文献〔1〕提出用串联校正方法实现 ITAE 最佳调节律，要设计一种具有复数极-零点独立可调的 ITAE 调节器。这种调节器不同于常用的 PID 调节器。在阶跃输入下，其输出具有收敛的振荡特性，可以实现快速而又平稳的调节律。本文讨论这种调节器的设计方法，并在模拟机上进行了仿真分析。结果表明，这种调节器不仅调节性能好，而且调整也很方便。

## 一 前 言

现在广泛应用于电气传动、化工生产过程的 PID 调节器，是一种具有实数极零点的调节器。在阶跃输入下，只能输出一个单调的收敛的输出特性，用它来综合三阶对称最佳调节律时，超调量  $\sigma$  高达 43%。为了抑制超调，必须在输入通道中再串联惯性环节。但是，这样做就改变了控制性质：阶跃输入变成为指数律输入；同时不可能实现二阶无静差调节律。因此，为了用串联校正的方法来实现快速而又平稳的调节律，需要实现传递函数为〔1〕

$$\frac{K_z(\tau^2 s^2 + 2\eta\tau s + 1)}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (1.1)$$

$$\frac{K_z(\tau^2 s^2 + 2\eta\tau s + 1)}{s(T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1)} \quad (1.2)$$

的调节器。式中： $0 < \eta < 1$ ； $0 < \xi < 1$ 。当  $\eta > 1$  时，方程(1.1)和(1.2)的零点变成两个实数零点，用于把两个惯性环节串联校正为最佳振荡环节；当  $\eta < 1$  时，则是两个共轭复数零点，用于把一个不希望的振荡环节串联校正为最佳振荡环节。

显然，用极零点对消法实现最佳振荡环节，零点和极点必须是独立可调的。用双 T 无源 RC 网络是无法实现这一目的的〔2〕。本文用状态空间法讨论这种调节器的设计方法，并在模拟机上进行仿真分析。结果表明：用运算放大器可以组成这种调节器。它具有快速而又

平稳的调节特性，调整方便，可以做为一种新型调节器在工业上应用。

## 二 ITAE 调节器的设计

方程(1.1)和(1.2)指出，为了实现具有独立可调的复数极-零点调节器，主要在于设计一个复数极-零点独立可调的传递函数为

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\eta \frac{s}{\omega_n} + 1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + 1} = W_T(s) \quad (2.1)$$

的调节器。式中： $V_1(s)$ 、 $V_2(s)$  分别表示调节器输入和输出的拉氏变换； $\omega_n$ 、 $\omega_\eta$  则分别表示极点和零点的频率。

方程(2.1)的状态方程可以写成〔2〕

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}V_1 \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}V_1 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}; \quad \dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{Y} = V_2;$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & 2\xi\omega_n \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0]; \quad \mathbf{D} = \beta_0$$

其中：
$$\beta_0 = \frac{\omega_n^2}{\omega_\eta^2} \quad (2.3)$$

$$\beta_1 = 2 \frac{\omega_n^2}{\omega_\eta^2} (\eta\omega_\eta - \xi\omega_n) \quad (2.4)$$

$$\beta_2 = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2} (\omega_n^2 - \omega_n^2) - 4\xi \frac{\omega_n^3}{\omega_n^2} (\eta\omega_n - \xi\omega_n) \quad (2.5)$$

根据状态方程(2.2)而设计的 ITAE 调节器如图 1 所示。

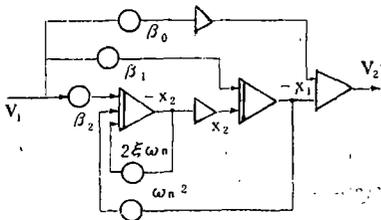


图 1

方程(2.3)~(2.5)指出: 零点参数  $\omega_n$ 、 $\eta$ 和极点参数  $\omega_n$ 、 $\xi$  是相互关联的, 因此在实际应用中比较麻烦。为了实现复数极-零点独立可调的目的, 我们引入如下的线性算子:

$$F_1(s) = \frac{1}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} \frac{1}{s} + \frac{1}{s^2} \quad (2.6)$$

$$F_2(s) = \frac{1}{\omega_n^2} + \frac{2\eta}{\omega_n} \frac{1}{s} + \frac{1}{s^2} \quad (2.7)$$

对输入  $V_1(s)$  和输出  $V_2(s)$  分别进行如下的线性变换:

$$V_1(s) = F_1(s)X(s) \quad (2.8)$$

$$V_2(s) = F_2(s)X(s) \quad (2.9)$$

$$\text{则 } \frac{F_2(s)X(s)}{F_1(s)X(s)} = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = W_\tau(s) \quad (2.10)$$

方程(2.8)和(2.9)可以写成

$$X(s) = \omega_n^2 V_1(s) - 2\xi\omega_n (1/s)X(s) - \omega_n^2 (1/s^2)X(s) \quad (2.11)$$

$$V_2(s) = (1/\omega_n^2)X(s) + (2\eta/\omega_n) (1/s)X(s) + (1/s^2)X(s) \quad (2.12)$$

根据方程(2.11)和(2.12)的线性变换<sup>[4]</sup>, 而设计的复数极-零点独立可调的调节器如图 2 所示。

图 2 指出: 应用等价线性变换而设计的 ITAE 调节器, 能实现复数极点和零点任意调整而互不关联的目的。因此这种调节器可以用来对消最小相位对象的不希望极点。

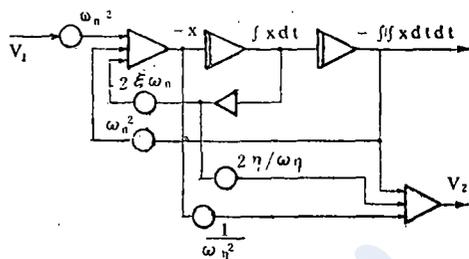


图 2

ITAE 调节器不同于通常的 PID 调节器, 在于在阶跃输入下的输出特性具有收敛的振荡特性。图 3 给出了图 2 (或图 1) 所示的调节器具有不同零点参数时的阶跃振荡收敛响应特性。若令  $\tau = 1/\omega_n$ , 则可以看到阶跃的幅值取决于被对消的不希望的振荡环节的时间常数  $\tau$  的大小。

### 三 应用举例

若被控对象为一非最佳参数的振荡环节和一个积分环节相串联组成, 开环传递函数为

$$W_K(s) = \frac{0.465}{s(\tau^2 s^2 + 2\eta_0 \tau s + 1)} \quad (2.13)$$

要求用 ITAE 调节器对消去不希望的极点

$$\frac{1}{\tau^2 s^2 + 2\eta_0 \tau s + 1} \quad (2.14)$$

后, 把系统综合为具有三阶位移无静差 ITAE 最佳调节律的系统, 即实现 ITAE 最佳开环传递函数<sup>[1]</sup>

$$W_{K \cdot d}(s) = \frac{0.465}{s \left( \frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + 1 \right)} \quad (2.15)$$

应用第二节所述的 ITAE 调节器的传递函数  $W_\tau(s)$ , 其中极点取三阶位移无静差 ITAE 最佳调节律的最佳参数  $\omega_n = 1.47$ ;  $\xi = 0.59$ , 而零点取  $\omega_n = 1/\tau$ ,  $\eta = \eta_0$ , 即

$$W_{K \cdot d}(s) = W_\tau(s)W_K(s)$$

$$\frac{\left( \frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\eta \frac{s}{\omega_n} + 1 \right)}{\left( \frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + 1 \right)}$$

$$\frac{0.465}{s(\tau^2 s^2 + 2\eta_0 \tau s + 1)}$$

$$= \frac{0.465}{s\left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_n} + 1\right)} \quad (2.16)$$

在 DMJ-3A 型模拟机上进行模拟试验表明：不论是采取图 1 或图 2 所示的两种调节器

的任何一种线路，都可以把对象的各种非最佳极点（位于最佳极点左右两侧的）校正为最佳极点，极-零点对消的效果是良好的。图 4、图 5 分别给出了两组经过 ITAE 调节器串联校正的系统阶跃响应特性，它们和文献(1)用数字计算机算出的阶跃响应特性，基本上是一致的。

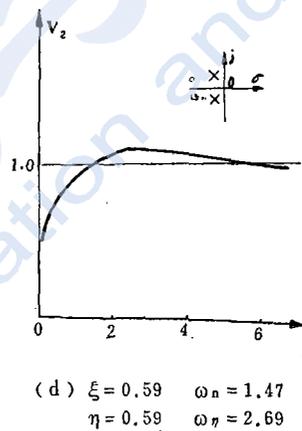
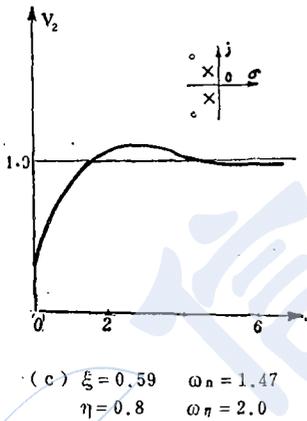
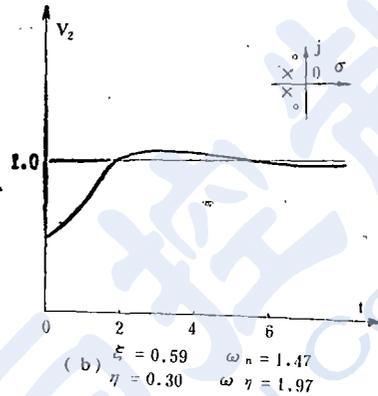
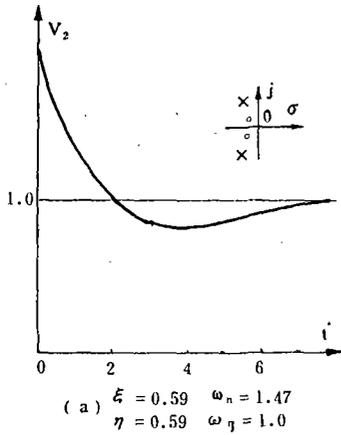


图 3

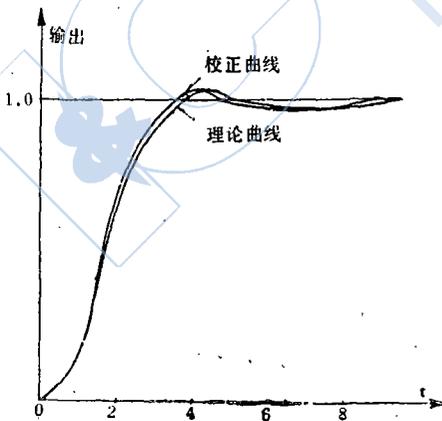


图 4

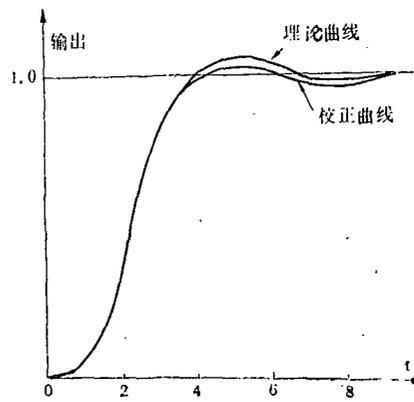


图 5

## 四 结 语

文献〔1〕指出：最佳振荡环节是构成ITAE最佳调节律的必要条件之一。因此，具有复数极-零点的ITAE调节器用来对消最小相位系统的共轭复数极点；当取 $\eta > 1$ 时，还可以用来改变两个惯性环节为一最佳振荡环节，也就成为用串联校正办法实现ITAE最佳调节的必要条件之一。其次，这类调节器不仅可以用来实现ITAE最佳调节律，也可以用来实现其它调节律的串联校正，例如在液压传动系统、天线座随动系统，以及一些长轴传动系统中，当它们的弹性变形不可忽略时，常常构成所谓结构共振<sup>〔3〕</sup>，应用ITAE调节器对消不希望

的振荡环节是有效的。

清华大学自动化系沈琪英同志协助进行了模拟试验，特此向她表示谢意。

## 参 考 文 献

- 〔1〕 项国波，ITAE最佳调节，冶金自动化，1980.1，第1~10页，冶金出版社，冶金部自动化研究所。
- 〔2〕 绪方胜彦，现代控制工程，卢伯英等译，科学出版社，1978。
- 〔3〕 项国波，再论线性负反馈系统ITAE最佳调节——ITAE最佳调节的典型环节，中国自动化学会1978年年会交流论文，ITAE论文集，福州大学自动化研究所，1979.5。
- 〔4〕 柳泽健，金光盘，有源滤波器的设计，北京邮电学院数字通讯专业译，人民邮电出版社，1978。

(上接3页)

系统的状态反馈阵

$$K = [-96.1, +291.8, -6582.4]$$

4. 作系统在状态反馈下的结构方框图(图8)

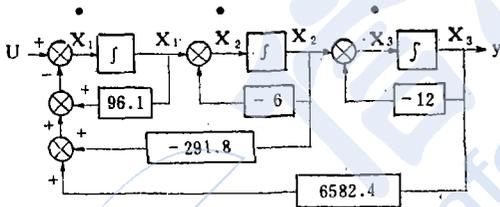


图 8

至此，也就完成了状态反馈阵的设计，可见整个过程是简单的。同一问题<sup>〔1〕</sup>用现代控制理论和矩阵变换的方法进行计算和设计，其结果是相同的。

## 五 结 束 语

运用本文的方法，进行极点配置时，不仅

把经典控制理论的运算方法渗透到现代控制理论中，而且分析和计算证明是一种直观的、快速的、简易的极点配置法，因而是有应用价值的。

## 参 考 文 献

- 〔1〕 清华大学 郑大钟 石纯一编，自动控制原理与系统(下册)，国防工业出版社，1980，pp.192—197。
- 〔2〕 王然林等编，现代控制理论基础，国防工业出版社，1980，pp.179—183。
- 〔3〕 Kuo, B.C., Automation Control System, 1957.
- 〔4〕 Shinnars, S.M., Modern Control System Theory and Application, 1978.
- 〔5〕 Fortmann, T.E., Hity, K.L., Introduction to linear Control System, 1977, pp.486—500.
- 〔6〕 许可康、韩京清，闭环系统的极点配置，自动化学报，7，2(1981)。

## ABSTRACTS

### Application of Mason's Formula in Assignment of Closed-Loop Poles

*Lin Ruishen*

In the design of automatic control systems, the basic consideration in pole assignment----a problem of practical value----is what is the right way to define state feedback matrices. A fast and simplified design method of pole assignment has been proposed for defining state feedback matrices of single-input and single-output systems by application of Mason's formula and combination of classical and modern control theories. (pp.1—3)

### Some Problems in Optimal Design of Servosystems

*Fan Xiaohong*

This paper proposes and proves that, in solving Riccati equations, compromised poles of closed loops optimally obtained consist right in the eigenvalues of matrix  $M$ , thus providing a convenient technique for dynamic analysis of systems. Several actual problems encountered in designing practical angular servosystems are analyzed and discussed. (pp.4—9)

### ITAE Regulator

*Xiang Guobo, Niu Jinghan*

A new type regulator, called ITAE Regulator, is designed to embody ITAE optimal control concept of series connective correction method originated in reference[1]. This regulator differs from other ordinary PID regulators in that it has a complex pole and a complex zero, parameters of both to be readjusted separately. In response to a unity step signal input, the regulator develops an output signal of convergent oscillation nature, from which a rapid and stationary optimal control may result. Two actual design schemes are discussed and their simulation analyzed on analog computer. It turns out that ITAE regulator is not only of satisfactory regulative performance, but also convenient to readjust. (pp.10—13)

### Colour Image Display System of Multi-Grey levels

*Lin Peng, Deng Huirong, Gao Xiufeng*

*Liu Tianli, Zheng Xiulan*

This paper introduces basic concepts and performance of colour multi-grey levels image display system, which is designed for pattern recognition and other similar applications.