

第一届国际自动化学术会议论文选集

上海科学技术出版社

73.8083
391

第一屆 國際自動化學術會議論文選集

上海市電機工程學會 編譯

胡 汝 鼎 主編

編譯小組

胡汝鼎 叶福年 徐俊榮 李介谷 袁際庚

審校小組

胡汝鼎 叶福年 徐俊榮 李介谷 蔣慰孫 芮德先
高 綸 謝賢亞 謝克寬 賀書文 吳增謙

通讀小組

胡汝鼎 徐俊榮 李介谷 蔣慰孫

上海科學出版社



內 容 提 要

本书选取第一届国际自动化学术会议上宣讀的論文中 72 篇翻譯而成,所选的論文內容着重綫性和非綫性系統的理论以及自动化技术工具的理论与实践等。論文的作者都是当代国际上著名的专家、学者,对各专题的内容都有精湛的見解,有很大的参考价值。可供自动化专业的工程技术人员、研究員及大专师生作参考。

第一届国际自动化学术会议论文选集

上海市电机工程学会 編譯 胡汝鼎 主編

上海科学技术出版社出版 (上海瑞金二路 450 号)

上海市书刊出版业营业許可証出 093 号

商务印书館上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

开本 787×1092 1/16 印張 60 4/16 插頁 5 排版字數 1,175,000
1963 年 5 月第 1 版 1963 年 5 月第 1 次印刷 印數 1—1,200

統一書号 15119·1717 定价(十四) 8.95 元

82.11.11

前

言

20562 / 118

第一屆國際自動化學術會議是1960年6月27日至7月7日在莫斯科召開的。參加這次會議的有29個國家的代表。我國也派有代表團出席。

會議上，有21個國家的代表提出了285篇論文，宣讀的論文共270篇。這些論文包括了自動控制理論與實踐的各个方面。全部論文按系統理論、自動化技術工具以及工業生產各個部門的應用等分成23部分，俄文版分編六卷出版。

這些論文代表着自動化學科的最新學術水平，毫無疑問，對自動化技術的研究人員及工程人員來說，都有很大的參考價值。我國對自動化技術的研究正在蓬勃開展，將這些論文及時地介紹給有關的專業人員參考，是很需要的。由於全部論文的篇幅巨大，限於我們的編輯力量，只能選譯其中的一部分，而且所選譯的論文基本上集中在俄文本第一和第四卷內。我們認為：第一卷內的線性、非線性連續系統的理論是自動化學科理論的基礎，具有較大的普遍性；第四卷內的自動化技術工具又是自動化的物質基礎，具有較大的現實性，因而就偏重了這些方面。我們共選譯了72篇論文，其中有5篇是我國代表的著作。這五篇承中國自動化學會的支持以及原作者的協助，將這些論文的原稿交給我們，且大部分都經過修訂，內容更為豐富。其餘67篇則由我會組織上海市的有關高等學校、科研機構等13個單位的专业人員59人，根據蘇聯科學院出版社出版的俄文本進行翻譯，由我會理事長胡汝鼎擔任主編。在選題和組稿工作中，我們成立了編譯小組，組織各有關單位專業人員選題和譯校。為了保證譯文的質量，由審校小組的同志對全部譯文進行復校和審定。在本書付印前，又由通讀小組審讀全部清樣。所有這些工作，都得到上海科學技術出版社的大力支持。

本書之所以能在較短時間內按質按量如期完成，主要是由於學會在學術活動中貫徹群眾路線以及各有關單位領導的重視和支持。只是這項群眾性的譯作活動，我會還是初次嘗試，經驗和力量都很不夠，在選題以及譯校上不免存在一些缺點，務請讀者及國內專家們給予指正。

上海市電機工程學會

1962年12月

06345

目 录

前言

綫性連續系統的理論

多变量协调控制問題·····〔中国〕涂序彦	(1)
调节系統的准确度极限·····〔西德〕K. Küpfmüller	(17)
繪制綫性系統根軌迹以及定性确定軌迹类型的一些方法·····	
·····〔苏联〕K. Ф. Теодорчик, Г. А. Бендриков	(27)
在非极坐标曲綫图中直接驗證 Nyquist 判据的法則·····	
·····〔意〕A. Lepschy, A. Ruberti	(36)
变参数系統调节的若干可能性·····〔捷〕J. Maršik	(46)
有时延的对象的调节問題·····〔西德〕R. Oetker	(55)
自动调节系統中参数变化影响的系統化确定方法·····	
·····〔美〕T. Higgins, A. T. Tiedemann	(62)
最佳调节过程用表算的可能性以及目前所获得的成就·····〔捷〕V. Streic	(71)
应用特种多项式組来近似計算过渡特性·····〔英〕O. P. D. Cutteridge	(85)
綫性自动调节系統的最佳过渡过程·····〔波兰〕H. Gorecki, A. Turowicz	(94)
用对数頻率特性法計算复合控制的随动系統时等值傳遞函数的应用·····	
·····〔苏联〕B. A. Бесекерский, С. М. Федоров	(99)
根据頻率特性的参数近似地确定超調量和调节時間·····〔苏联〕З. Ш. Блох	(111)
按行列式稳定裕度指标研究綫性自动调节系統·····〔波兰〕W. Jarominek	(113)
多通道调节系統的某些結構特性·····〔苏联〕М. В. Мееров	(130)
多回路调节系統·····〔南斯拉夫〕M. D. Mesarovic	(142)
不变性原理和它应用于計算綫性与非綫性系統时的条件·····〔苏联〕Б. Н. Петров	(152)
相互联系的调节系統的稳定性·····〔英〕A. Jeffrey	(167)
多变量调节系統·····〔英〕H. K. Chatterjee	(178)
多回路调节系統內相互作用的研究·····〔英〕D. S. Mitchell, C. R. Webb	(192)
自动调节技术中的自主性問題·····〔苏联〕B. Д. Пивень	(212)

非綫性連續系統的理論

非綫性自动控制系统綜合的几个問題·····〔苏联〕Е. П. Попов	(220)
非綫性调节系統品质判据·····〔罗马尼亚〕V. M. Popov	(234)
用非綫性限速反饋鎖定的帶間隙随动系統的綜合·····C. N. Shen	(242)
饱和对调节过程的影响·····〔西德〕M. Syrbe	(255)
能源外特性的傾斜度对调节系統中放大器动态特性的影响·····〔美〕R. J. Kochenburger	(266)

限速条件下的调节过程.....	[美] N. B. Nichols, J. G. Ziegler, Y. Takahashi	(282)
非线性自动调节系统中强制振荡的稳定性.....	[法] P. Decaulne, J.-C. Gille	(298)
含有双输入元件的非线性系统的静态分析.....	[波兰] A. Macura	(308)
准线性系统的理论.....	[美] F. H. Clauser	(319)
自激系统的镇定.....	[美] R. Oldenburger, T. Nakada	(351)
有可变放大系数的调节系统.....	[英] J. C. West	(367)
自动调节系统的非线性环节.....	[德意志民主共和国] V. Ferner	(379)
惯性取决于失调符号的调节系统动态特性的校正.....	[奥] H. Hochrainer	(390)

断续系统的理论

脉冲和数字调节系统领域中的最新成就.....	[美] E. I. Jury	(400)
算子法在脉冲系统以及插值系统中的应用.....	[英] B. M. Brown	(418)
线性和非线性调节系统的时间序列和Z变换分析法.....	[英] A. J. O. Cruickshank	(431)
数字自动系统的理论基础.....	[苏联] Я. З. Цыпкин	(449)

电和磁的自动化元件

三相磁放大器的时间常数.....	[美] H. F. Storm, C. W. Flairty	(469)
快速磁放大器的研究.....	[匈] I. Nagy	(490)
具有矩形磁滞环的铁磁材料的特性.....	[意] P. Schiaffino	(505)
矩形磁滞环铁心的动态特性以及对磁放大器特性的影响.....	[苏联] М. А. Розенблат	(539)
高速步进电动机.....	[日本] 大島康次郎, 江川巖	(568)
新型光敏电阻及其应用范围.....	[苏联] Б. Т. Коломиец	(582)

电的计算和模拟装置、程序元件和控制机械

利用非线性半导体电阻的非线性运算部件.....	[中国] 金兰, 李偉	(593)
用计算技术工具进行自动控制系统的分析与综合.....	[苏联] В. В. Солодовников, А. М. Батков, В. М. Бабурин, Ю. С. Вальденберг, П. С. Матвеев, А. Н. Покровский	(609)
直流运算放大器各种自动稳零电路的评述.....	[罗马尼亚] S. Schachter, F. Munteanu	(624)

自动检测和调节用的变送器、元件和系统

无触点远动综合系统.....	[中国] 王傳善, 薩支天, 吳继显	(630)
分散对象远动系统的结构与信息傳送方法.....	[苏联] В. А. Ильин	(635)
按时间划分通道的无触点远动系统.....	[苏联] Р. В. Билик, В. А. Жожикашвили, И. В. Прангишвили	(646)
工业用遙测系统和数字技术.....	[苏联] В. С. Малов, А. М. Пшеничников, Я. А. Купершмидт	(653)

- 輸气管道干线調度用的电碼制遙測系統……………〔苏联〕В. Л. Иносов, В. А. Луцкий (665)
 遙測系統质量的衡量指标及其提高的可能性……………〔苏联〕В. Н. Михайловский (676)

自动化和計算技术的气动工具

- 气动继动綫路……………〔苏联〕Т. К. Беренде, А. А. Таль (685)
 气动自动装置元件的基本理論及計算……………〔苏联〕Л. А. Залманзон (701)
 气动模拟装置的应用……………〔匈牙利〕Z. Csordas (716)
 噴流管式气动控制装置的最佳結構参数……………〔美〕K. N. Reid, Jr. (727)

自动檢測用仪表和装置

- 取样和試样化学分析的自动化……………〔英〕D. A. Patient (740)
 补偿式热磁气体分析器……………〔苏联〕Д. И. Агейкин (753)
 迟滞調节器……………〔美〕J. B. Reswick (762)
 美国国家标准局对压力测量仪表的静态与动态校驗……………〔美〕E. Lloyd, D. P. Johnson (776)
 用电傳打字机作自动控制……………〔意〕G. Puggioni (792)
 利用核輻射的生产过程工艺檢測装置……………〔苏联〕И. М. Таксар, В. А. Янушковский (801)
 自动数据处理在檢測技术和工艺过程控制系統中的应用……………〔英〕C. A. Laws (810)
 自动化技术工具分組工作总结……………〔匈〕Д. Барамисса (829)

自动电力拖动和电机

- 加快自动电力拖动系統过渡过程的新方法……………〔中国〕郎世俊, 顾兴源, 田志芬 (833)
 用閘流管放大器控制的他激直流伺服电动机动态特性……………〔日本〕К. Тогино (842)
 自供电交流电力拖动系統……………〔苏联〕С. В. Страхов, А. А. Эфендизаде (851)
 异步电动机用飽和电抗器調速……………〔意〕G. Quazza (866)
 綜合非綫性自动控制系統的图解法……………〔苏联〕А. В. Башарин (890)
 交流电机的結構图和頻率特性……………〔西德〕L. Hannakam (907)

冶金过程自动化

- 热反饋調节器在冶金企业中的应用……………〔中国〕馬竹梧, 朱启昌, 黃自如 (918)

术 語

- 自动学基本概念的術語……………

〔苏联〕С. И. Артоболевский, С. И. Бернштейн, А. А. Булгаков,
 М. А. Гаврилов, А. Я. Лернер, М. В. Мееров, Н. К. Сухов,
 А. А. Фельдбаум, Б. И. Филиппович, А. В. Храмой, А. П. Шорыгин (927)

多变量协调控制问题

〔中国〕 涂序彦

引言

生产过程自动化及复杂机组自动控制的发展提出了多变量控制问题。自动化水平愈高,需要考虑的因素愈全面,需要控制的变量愈多。相应地要求自动控制理论从单变量向多变量控制系统发展。

据作者所知,已发表的关于多变量控制的著作 [1~5] 主要是根据自主调节原则或不相互影响的控制原则,分析与综合按偏差控制的线性系统。在自主调节系统中,要求各变量的控制过程不相互影响,控制设计的任务是将整个多变量控制的大系统划分为若干自主的单变量控制的小系统。

但是,在多变量控制的实践中并不是所有的场合都要求采用自主调节的,自主调节原则不是所有的场合下都是实用的;有不少场合控制要求是保持若干变量之间的某种函数关系,其中常见的是比例关系

$$\mu_1 y_1 = \mu_2 y_2 = \cdots = \mu_n y_n \quad (1)$$

式中 y_i ——被控制的变量; $i=1, 2, \cdots, n$;

μ_i ——比例系数。

例如:在近代造纸生产过程中,造纸机各分部速度间的比例关系;在化工、热工过程中,各种反应物质或原料成分的比例关系;在电力系统中,各电站或机组的负载分配关系等。

当比例系数 $\mu_i=1$, 即最简单的同步关系

$$y_1 = y_2 = \cdots = y_n \quad (2)$$

【例】垂直升船机、龙门吊车等生产机械的多电机同步旋转系统。

我们称上述函数关系为“协调关系”,相应地称保持各变量之间协调关系的系统为多变量协调控制系统。

本文提出多变量“协调控制原则”,并给出线性比例协调控制系统的一个设计方案。

1. 協調控制原則

我們認為多變量協調控制系統的設計可以根據以下原則：

按“協調偏差”控制 不同于通常的控制系統，在協調控制系統中沒有外加給定量。這裡，給定的不是各別的被控制量的給定值；而是各變量之間的協調關係。就系

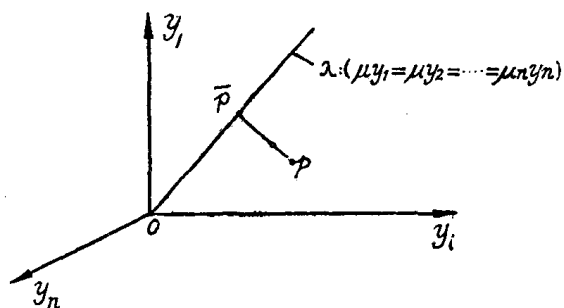


圖1 比例關係的協調工作道

統的狀態空間^①而言，控制要求不是保持某一個給定工作點；而是要求保持系統的工作點在給定“協調工作道”上，即在由協調關係所確定的狀態空間中的軌線上。例如：相應于比例關係的協調工作道為通過原點的一條直線。如圖1所示。

協調控制的任務就是要消除工作點對協調工作道的偏離，為此，可以在協調工作道上選取一適當的點 $\bar{P} : (\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_n)$ ；按點 $\bar{P}$ 與系統實際運行點 $P : (y_1, y_2, \dots, y_n)$ 之間的坐標差進行控制。即所謂“協調偏差”

$$\varepsilon_i = \bar{y}_i - y_i \quad i=1, 2, \dots, n \quad (3)$$

在按協調偏差反饋控制作用下，迫使系統工作點 P 向點 $\bar{P}$ 運動，進入協調工作狀態。

建立控制作用間的協調聯繫 多變量控制不同于單變量控制的特點在于被控制對象的關聯性，即由于對象中的物理過程或機械結構形成的各變量之間的相互影響。

【例】鍋爐機組中溫度、壓力、流量之間的相互影響；垂直升船機承船箱各爬點間速度、行程的相互影響等。如何處理關聯性是多變量控制系統設計原則的基本出發點。

在自主調節系統中，為了消除各變量控制過程間的相互影響，自主調節原則要求建立控制裝置中的相互聯繫，完全補償對象中固有相互聯繫的影響。這裡，對象本身的關聯性被認為是有害的，因為它與控制要求——“自主”是相矛盾的。

不同于自主調節；在協調控制系統中，對象本身的關聯性可能是有害的，也可能是有利的。應當根據協調關係及固有聯繫的性質具體分析，設計原則應當是建立控制作用間的協調聯繫，補償或減弱有害的固有聯繫；加強或保留有益的固有聯繫之影響。

採用複合控制[6] 協調控制系統是在鎮定狀態下工作的，這裡，被鎮定的不是

① 指以各變量 $(y_1, y_2, \dots, y_n)$ 為坐標的幾何空間(圖1)

各别的被调量,而是各变量间的协调关系。作用在系统上的外界干扰常常是破坏协调工作的主要原因,如果主要干扰是可测的,那末采用按主扰动控制的开环部分,补偿主扰对系统协调工作的有害影响;并与按协调偏差控制闭环部分相结合构成复合控制系统。

根据上述设计原则,我们建议的多变量协调控制系统如图2所示。

按照图2的方框图,可以写出下列矩阵方程

$$\left. \begin{aligned} \bar{y} &= E \cdot \bar{w} \\ \bar{w} &= \bar{u} + \bar{v} \\ \bar{u} &= C \cdot (\bar{x} + \bar{r} + \bar{s}) \\ \bar{x} &= B \cdot \bar{y} \\ \bar{r} &= F \cdot \bar{v} \\ \bar{s} &= G \cdot \bar{u} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 $\bar{y}$ 、 $\bar{w}$ 、 $\bar{u}$ 、 $\bar{x}$ 、 $\bar{r}$ 、 $\bar{s}$ 、 $\bar{v}$ —— n 元列阵;
 E 、 B 、 G 、 F 、 C —— n 阶方阵。

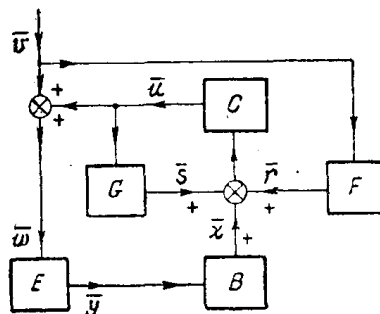


图2 协调控制系统矩阵方框图

E —被控制对象; C —控制机构; B —协调偏差控制信号装置; G —控制作用反馈信号装置; F —主扰补偿信号装置; y —被控制量; u —控制作用; v —主扰; x —协调偏差控制信号; r —补偿信号; s —反馈信号

2. 协调控制系统分析

类似于单变量控制系统,协调控制系统的分析也包括:稳定性、准确度、快速性等问题。但是,这里不同的是由于系统是多变量、多关联、多回路的,系统的微分方程阶次甚高,使系统分析较困难与复杂。例如:具有四个变量的协调控制系统,若每个变量的控制回路是四阶的,则整个系统可能高达十六阶。因此,我们常常希望在一定条件下,将整个大系统转化为若干等阶的小系统(低阶的),一方面可以简化分析工作,另方面便于推广单变量控制系统的分析方法及有关稳定性、准确度、快速性的研究成果。

我们将讨论限于线性比例协调控制系统,其给定协调关系为式(1)。若令新变量

$$z_i = \mu_i y_i \quad i=1, 2, \dots, n \quad (5)$$

则原变量(y_i)的比例关系(1)化为新变量(z_i)的同步关系

$$z_1 = z_2 = \dots = z_n \quad (6)$$

因此,我们可将比例协调控制问题转化为同步控制问题来解决。这时,相应地以新的对象特性代替原来的对象特性(以 E_z 代 E_y)。

$$\text{因} \quad \bar{z} = [\mu_i] \bar{y} \quad \bar{y} = E_y \cdot \bar{w} \quad \bar{z} = E_z \cdot \bar{w}$$

故

$$E_z = [\mu_i] \cdot E_y \quad (7)$$

式中 $[\mu_i]$ ——变量变换矩阵

$$[\mu_i] = \begin{bmatrix} \mu_1 & & & \\ & \mu_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mu_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

下面的讨论就针对线性同步控制系统,其协调关系为式(2),有关的结果不难推广到比例协调控制系统。

稳定性问题 线性系统的稳定性取决于其特征方程的性质。由矩阵方程组(4)可以导出协调控制系统的基本方程为

$$(I - BEC_0)\bar{x} = B \cdot E(I + C_0 F) \cdot \bar{v} \quad (9)$$

式中 I —— n 阶单位矩阵;

C_0 ——控制机构的等值传递矩阵

$$C_0 = (I - CG)^{-1} \cdot C \quad (10)$$

令式(9)左端系数矩阵之行列式为零,可得协调控制系统之特征方程

$$\Delta = |I - BEC_0| = 0 \quad (11)$$

由式(11)可知,系统稳定性仅取决于按协调偏差控制的反馈闭环部分($B - C_0 - E - B$),而与按扰动的开环控制部分(F)无关。

稳定性分析可以采用一般的方法(如 Routh 判据、Михайлов 判据等),但由于特征方程(11)的阶次可能甚高,而十分繁难。这里,启示我们去寻求适当的简化方法或实验方法。

通常,协调控制系统可看成是由若干小系统借协调联系(B 、 G 、 F)而组成的大系统。例如:多电机同步旋转系统可由若干个单电机随动系统借同步联系(角度或速度平衡线路)组成。这里,我们提出一个“大~小系统稳定性关系”问题:若各小系统稳定,在什么条件下大系统亦稳定?

要一般性地回答上述问题是有困难的,对于线性同步控制系统,我们可以给出一个答案;若: 1. 按平均协调偏差控制(见第3节),这时

$$B = k_B \cdot M \quad \text{而} \quad M = \begin{bmatrix} -\left(\frac{n-1}{n}\right) & \frac{1}{n} & \dots & \frac{1}{n} \\ \frac{1}{n} & -\left(\frac{n-1}{n}\right) & \dots & \frac{1}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \dots & -\left(\frac{n-1}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (12)$$

2. 控制机构是对称的,即矩阵

$$H = E \cdot C_0 = \begin{bmatrix} h & l & \dots & l \\ l & h & \dots & l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l & l & \dots & h \end{bmatrix}; h \neq l \quad (13)$$

这时:当 $\bar{v}=0$ 时, $\bar{y}=H \cdot \bar{x}$; 展开可得

$$y_i = h(p) \cdot x_i + l(p) \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n x_j, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (14)$$

则同步控制系统的特征方程可展开为

$$\Delta = |I - BEC_0| = |I - k_B MH| = [1 + k_B(h-l)]^{n-1} = 0 \quad (15)$$

由式(15)可知:若各小系统稳定,且不在稳定边界上(其特征方程为 $1 + k_B(h-l) = 0$),则大系统亦稳定。反之,若小系统不稳定,则大系统亦不稳定。

例如,在多电机同步旋转系统中,若各随动系统特性相同且稳定,则同步旋转系统亦稳定。这样,将使稳定性的分析、设计及试验调整工作大为简化,并且可以利用通常的有关随动系统的知识与方法。

协调准确度问题 协调控制的准确度可以用系统工作状态对给定协调工作状态的偏离来表示。就状态空间而言,我们用工作点对协调工作道的最短距离来表示,如图3所示。

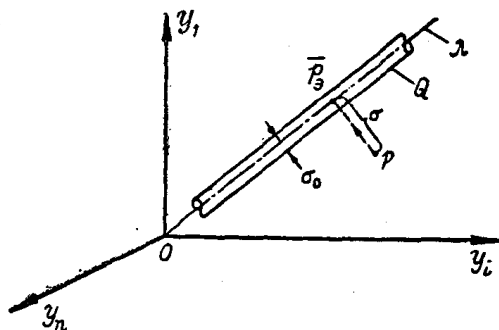


图3 协调准确度的图示

最短距离 $\overline{p_0 p}$ 称之为离散度 $\sigma = \overline{p_0 p}$; 根据定义,点 $\bar{p}_0$ 的坐标不是固定的而与工作点 p 有关,它由下面的泛函取极小值的条件决定

$$\sigma = \int_p^\lambda \sqrt{\sum_{i=1}^n dy_i^2} = \text{极小} \quad (16)$$

对于同步控制容易证明:点 $\bar{p}_0$ 之坐标为工作点 p 各坐标的算术平均值

$$\bar{y}_{0i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n y_j, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (17)$$

而最短距离 $\overline{p_0 p}$ 即由点 p 至直线“ λ ”的垂直线,其垂足即 $\bar{p}_0$ 点。

我们称点 $\bar{p}_0$ 为标准协调工作点,而点 $\bar{p}_0$ 与点 $\bar{p}$ 之坐标差为标准协调偏差

$$\varepsilon_{0i} = \bar{y}_{0i} - y_i, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (18)$$

因此,离散度 σ 为标准协调偏差之平方和的平方根

$$\sigma = \left(\sum_{i=1}^n \varepsilon_{0i}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

显然,标准协调偏差愈大,离散度愈大,协调准确度愈低;反之,准确度愈高。

若设计协调偏差控制信号装置 B (見第 3 节),选取内部给定量为

$$\bar{y}_i = \bar{y}_{oi} \quad \varepsilon_i = \varepsilon_{oi} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (20)$$

考虑到关系式

$$\bar{x} = B \cdot \bar{y} \quad \bar{x} = k_B \bar{\varepsilon} \quad \bar{\varepsilon} = M \cdot \bar{y} \quad B = k_B M$$

则由基本方程 (9) 可求得协调偏差的表达式

$$\bar{\varepsilon} = \Phi_{\varepsilon/v} \cdot \bar{v} \quad (21)$$

式中 系統矩陣

$$\Phi_{\varepsilon/v}(p) = (I - BEC_o)^{-1} \cdot ME(I + C_o F) \quad (22)$$

根据式 (19)、(21)、(22), 已知扰动特性 $\bar{v}(t)$, 可以计算相应的协调偏差 $\bar{\varepsilon}$ 及离散度 σ 。

(1) 稳态准确度。在式 (21) 中, 令 $p=0$ 得稳态协调偏差

$$\bar{\varepsilon}(\infty) = \Phi_{\varepsilon/v}(0) \cdot \bar{v}(\infty) \quad (23)$$

代入式 (19) 中, 求得稳态离散度

$$\sigma_{\text{稳态}} = \left\{ \sum_{i,j=1}^n \Phi_{ij}^2(0) V_j^2(\infty) + \sum_{i,j,k=1}^n \Phi_{ij}(0) \Phi_{ik}(0) v_j(\infty) v_k(\infty) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (24)$$

协调控制系统应保持稳态离散度在给定的许可范围之内。例如: 在造纸机的多电机协调旋转系统中, 应保持相对速度之波动不超过工艺条件的许可值。

为了提高稳态准确度, 分析式 (22) 可知, 可以采取下列办法:

(a) 适当地设计补偿信号装置 (見第 3 节); 使满足下面的补偿条件

$$ME(I + C_o F) \equiv 0 \quad (25)$$

这时, $\Phi_{\varepsilon/v}(0) \equiv 0$; 当 $\bar{v}(\infty) \neq 0$ 时 $\bar{\varepsilon}(\infty) = 0$ 及 $\sigma_{\text{稳态}} = 0$ 。

(b) 按协调偏差的积分进行控制; 即令偏差信号组成规律: $\bar{x} = k_B \cdot \bar{\varepsilon}$;

$$k_B = k_B p^{-1} \text{ 或 } k_B = k_{B_0} + k_B p^{-1} \quad (26)$$

这时, $\Phi_{\varepsilon/v}(0) = 0$; 当 $\bar{v}(\infty) \neq 0$ 时 $\bar{\varepsilon}(\infty) = 0$ 及 $\sigma_{\text{稳态}} = 0$ 。

(c) 提高控制机构的放大系数; 即增大 $C_{ij}(0)$ 的值以减小 $\Phi_{ij}(0)$ 的值, 使 $\bar{\varepsilon}(\infty)$ 及 $\sigma_{\text{稳态}}$ 减小。

应当指出, 上述方法 (a) 不影响系统稳定性 (不改变特征方程); 而方法 (b) 及 (c) 采用积分控制及提高放大倍数可能减少稳定储备或破坏稳定性。这里, 可以推广 [7] 的结果来解决矛盾。类似于单变量系统可以证明: 引入协调偏差的导数信号及采用控制作用软反馈, 可在足够大的放大系数下保持系统的稳定性。

(2) 动态准确度。设扰动 $\bar{v}(t)$ 为平稳随机函数, 其平均值为零。由 $\bar{v}(t)$ 引起之协调偏差 $\varepsilon_i(t)$ 之均方值为

$$\tilde{\varepsilon}_i^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \varepsilon_i^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_{\varepsilon_i}(\omega) d\omega \quad (27)$$

这里, 协调偏差 ε_i 的谱密度由式(22)可以求得

$$s_{\varepsilon_i}(\omega) = \left\{ \sum_{g=1}^n |\Phi_{ig}(j\omega)|^2 s_{v_g}(\omega) + \sum_{\substack{g, k=1 \\ g \neq k}}^n \Phi_{ig}(j\omega) \overline{\Phi_{ik}(j\omega)} \cdot s_{v_g v_k}(\omega) \right\} \quad (28)$$

式中 $\Phi_{ik}(j\omega)$ —— $\Phi_{ik}(j\omega)$ 的共轭值;

$s_{v_g}(\omega)$ —— 扰动 $v_g(t)$ 的谱密度;

$s_{v_g v_k}(\omega)$ —— 扰动 $v_g(t)$ 与 $v_k(t)$ 的互谱密度。

将式(28)及(27)代入式(19)中, 求得动态离散度

$$\sigma_{动态} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^n \left[\sum_{g=1}^n |\Phi_{ig}(j\omega)|^2 \cdot s_{v_g}(\omega) + \sum_{\substack{g, k=1 \\ g \neq k}}^n \Phi_{ig}(j\omega) \cdot \overline{\Phi_{ik}(j\omega)} \cdot s_{v_g v_k}(\omega) \right] d\omega \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (29)$$

若各扰动是不相关的, 则互谱密度 $s_{v_g v_k}(\omega) = 0$; 式(29)简化为

$$\sigma_{动态} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^n \sum_{g=1}^n |\Phi_{ig}(j\omega)|^2 \cdot s_{v_g}(\omega) d\omega \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (30)$$

利用式(29)或(30), 可以根据动态离散度为极小值的条件 ($\sigma_{动态} = \min$), 综合最佳系统传递矩阵 ($\Phi_{\varepsilon/v}$)。

协调过程快速性问题 当系统的运行偏离协调状态时, 具有一定的初始离散度 σ_H , 协调控制作用应使离散度迅速衰减到稳态离散度的许可范围之内 ($\sigma \leq \sigma_0$), 即工作点迅速进入协调工作道的许可邻域 Q 之内 (见图3)。

我们定义协调控制过程时间为: 离散度 σ 从初始值 σ_H 衰减至稳态许可值 σ_0 的过程所需之时间

$$\tau_{\sigma} = \int_{\sigma_H}^{\sigma_0} \tau(\sigma) d\sigma \quad (31)$$

过程时间 τ 愈小, 协调控制快速性愈高。显然, 在系统特性及许可值 σ_0 一定时, 初始离散度愈小, 时间 τ 亦愈小。

因为离散度 σ 为标准协调偏差 ε_i 的平方和的平方根 $\sigma = \left(\sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}$; 它的衰减时间 τ_{σ} 取决于各协调偏差衰减时间 τ_{ε_i} 中的最大值

$$\tau_{\sigma} = \max [\tau_{\varepsilon_i}] \quad (32)$$

而 (τ_{ε_i}) 与变量 (y_i) 的控制回路特性及初始偏差 (ε_{iH}) 有关。协调偏差又与内部给定量的选取方式有关 ($\varepsilon_i = \bar{y}_i - y_i$)。这里, 提出的问题是: 如何设计控制系统, 适当地选取内部给定量, 各变量控制过程特性相互配合, 使协调过程时间为极小? 即

$$\tau_{\sigma} = [\max(\tau_{\varepsilon_i})] = \text{极小} \quad (33)$$

上述問題的一般解是相当复杂的。不仅要考虑各变量控制过程本身($y_i(t)$)的最快問題,而且要解决各变量控制过程之間的最佳相互配合——最佳協調問題。

作为一个最简单的例子,我們討論两变量綫性同步控制系統的情形。例如由两套随动系統組成的同步旋轉系統。設系統特性滿足条件(13),两套小系統特性相同且相互联系对称,这时,变量 y_1 及 y_2 控制过程特性相同,協調偏差 ε_1 及 ε_2 的衰减速率相同。上述問題可分两步解决:

(a) 使小系統获得最快过渡过程;使平均衰减速率为最大許可值

$$\left(\frac{d\varepsilon_i}{dt}\right)_{\text{平均}} = \Omega_{\max} \quad (34)$$

对于綫性系統可在足够的稳定儲备下使衰减率最大(特征方程之根的負实部)或者利用单变量最佳过程的方法[9]。

(b) 适当地选取內部給定量($\bar{y}_i = \bar{y}_{is}$);使協調偏差平均分配($\varepsilon_i = \varepsilon_{is}$):

$$\varepsilon_i = \bar{y}_i - y_i = \frac{1}{2}(y_1 + y_2) - y_i \quad i=1, 2 \quad (35)$$

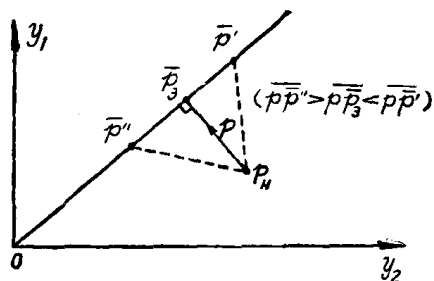


图4 最短協調控制行程图示

即取 $\bar{y}_i = \frac{1}{2}(y_1 + y_2)$;按平均協調偏差控制。由图4可知:工作点 p 具有最短控制行程 $\overline{pp_s}$,向离散度衰减率最大的方向运动。

在平均速率一定时,最短協調控制行程相应于最短協調控制过程時間。因初始偏差(ε_{iH})愈大,時間(τ_i)愈长

$$\tau_{\varepsilon_i} = \frac{\varepsilon_{iH} - \varepsilon_{i0}}{\left(\frac{d\varepsilon_i}{dt}\right)_{\text{平均}}} = \frac{\varepsilon_{iH} - \varepsilon_{i0}}{\Omega_{\max}} \quad i=1, 2 \quad (36)$$

为了实现条件(33),应选取($\bar{y}_i$)使最大的協調偏差为最小

$$|\max(\varepsilon_{iH})| = \text{极小} \quad (37)$$

对于图4的情形,由简单的几何关系可知:选取 $\bar{y}_i = \frac{1}{2}(y_1 + y_2)$;協調偏差满足条件(37)

$$\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = \frac{1}{2}(y_2 - y_1) \quad (38)$$

上述例子說明:在一定条件下,可将多变量最快協調过程問題簡化为单变量最快过程問題及協調偏差最佳分配問題来解决。

3. 協調控制系統綜合

協調控制系統的綜合是根据控制系統的品质要求及已知的对象特性及控制机构

(E 及 C), 设计控制装置 B 、 G 、 F 。

协调偏差控制信号装置 B 的综合 装置 B 是用来测量被控制量 (y_i), 产生所需的信号 (x_i) 的。取控制信号为

$$\bar{x} = k_B \bar{\varepsilon} \quad (39)$$

式中 k_B ——信号组成规律。

【例】当控制信号正比于协调偏差及其一次导数与积分时, 有

$$k_B(p) = k_{B_0} + k'_{B_1} p + k''_{B_2} p^{-1} \quad (40)$$

由于 $\varepsilon_i = \bar{y}_i - y_i$; 装置 B 的综合在于适当地选取“内部给定量”^① ($\bar{y}_0$) 及信号组成规律 k_B 。

对于同步控制, 我们建议选取内部给定量为各变量的平均值

$$\bar{y}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n y_j \quad i=1, 2, \dots, n \quad (41)$$

相应的协调偏差为各变量间偏差之平均值

$$\varepsilon_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \varepsilon_{ij} \quad i=1, 2, \dots, n \quad (42)$$

式中

$$\varepsilon_{ij} = y_j - y_i \quad (43)$$

写成矩阵形式

$$\bar{\varepsilon} = M \cdot \bar{y} \quad (44)$$

式中 矩阵

$$M = \begin{bmatrix} -\left(\frac{n-1}{n}\right) & \frac{1}{n} & \dots & \frac{1}{n} \\ \frac{1}{n} & -\left(\frac{n-1}{n}\right) & \dots & \frac{1}{n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \dots & -\left(\frac{n-1}{n}\right) \end{bmatrix} \quad (45)$$

由式(4)、(39)及(44)得装置 B 的传递矩阵为

$$B = k_B M \quad (46)$$

这里, 装置 B 可由简单的平均值计算网络及信号变换元件来实现。例如: 多电机同步旋转系统的角度及速度平衡线路。应当指出, 装置 B 具有某种“自整定”的性质, 它分析系统现有运行状态, 自行整定“内部给定量”。例如: 它可能是泛函(16)的解算装置。它的设计不依赖于对象特性的已知数据, 而是根据给定协调关系及某种品质指标(如最短协调控制行程)进行设计的。

① 为了区别于通常的“外部给定量”, 这里, “内部给定量”是与系统本身的运行状态有关的

控制作用反馈信号装置 G 之综合 我們利用装置 G 来获得所需的闭环部分特性 $H = EC_0$ 或 $\Phi_{s/v}$ 。

(1) 使 H 满足条件(13)。因为

$$H = E \cdot C_0 = E(I - CG)^{-1}C$$

所以

$$G = C^{-1} - C_0^{-1} = C^{-1} - H^{-1}E \quad (47)$$

根据对各等值小系统的稳定性及品质分析(其特征方程为 $1 + k_B(h-l) = 0$)，可以综合所需的传递函数 $h(p)$ 及联系特性 $l(p)$ ，决定所需的矩阵 H ，代入式(47)就可以决定所求的装置 G 的传递函数矩阵 G 。

【例】当 $n=2$ 并设

$$C = \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} h & l \\ l & h \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} \\ e_{21} & e_{22} \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$$

代入式(47)中展开后求得

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \frac{h(h-e_{11})-l(l-e_{21})}{h^2-l^2} \\ g_{21} &= \frac{l(h-e_{11})-h(l-e_{21})}{h^2-l^2} \\ g_{22} &= \frac{h(h-e_{22})-l(l-e_{12})}{h^2-l^2} \\ g_{12} &= \frac{l(h-e_{22})-h(l-e_{12})}{h^2-l^2} \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

由式(48)可见：协调联系装置 G 用以校正对象的不对称性 ($e_{11} \neq e_{22}$; $e_{12} \neq e_{21}$)，获得对称特性 H ；并且补偿对象中有害的固有联系，保留其有益的部分，以获得所需的联系特性 l 。例如：在同步旋转系统中，利用负荷电流平衡线路减少负载不平衡及特性不对称的影响。

(2) 获得最佳传递矩阵 $\Phi_{s/v}$ 。根据动态离散度[式(29)]为极小的条件所综合的最佳传递矩阵 Φ_0 ，可决定所需的控制机构等值传递函数矩阵 C_0 。设 $F=0$ ，由式(22)有

$$\Phi_0 = (I - BEC_0)^{-1}ME \quad (49)$$

由式(49)及(10)可求得为实现 Φ_0 所需的装置 G 之传递矩阵

$$G = C^{-1} - (I - \Phi_0^{-1}ME)^{-1} \cdot BE \quad (50)$$

主扰补偿信号装置 F 的综合 装置 F 可根据扰动补偿条件进行设计

$$ME(I + C_0F) \equiv 0 \quad (51)$$

为了满足条件(51)可采用下列两种方案