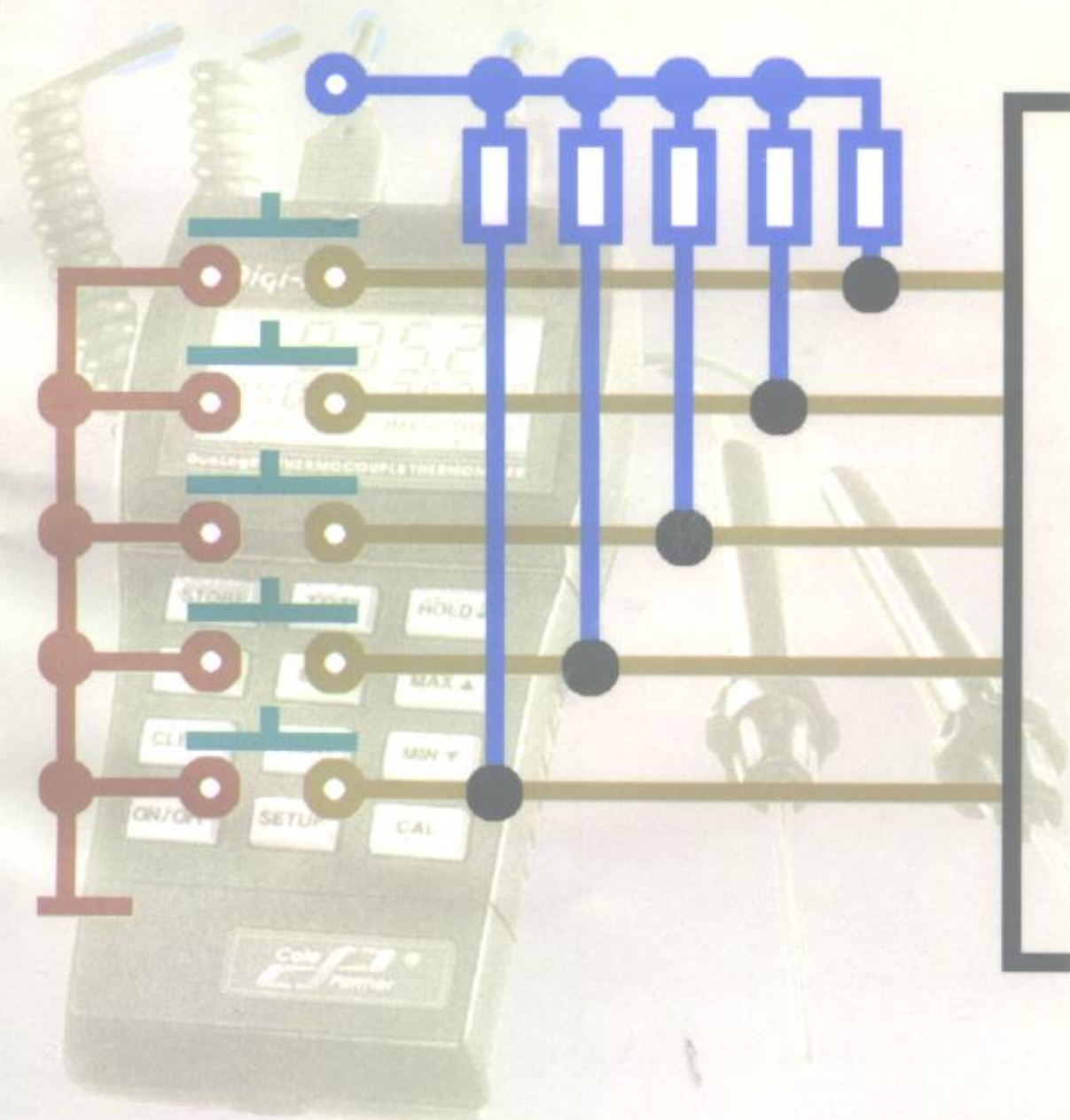


传感器电路分析与设计

CHUANGANQI
DIANLU
FENXI YU
SHEJI

李道华 李玲 朱艳 编



武汉大学出版社

465044

传感器电路分析与设计

李道华 李玲 朱艳 编

JS187/01



00465044

武汉大学出版社

图书在版编目(CIP)数据

1572/17
传感器电路分析与设计/李道华,李玲,朱艳编.—武汉:武汉大学出版社,2000.3

ISBN 7-307-02914-6

I. 传… II. ①李… ②李… ③朱… III. ①传感器—电路分析②传感器—电路设计 IV. TP212

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2000)第 15913 号

责任编辑:张俊超 责任校对:黄添生 版式设计:支 笛

出版:武汉大学出版社 (430072 武昌 珞珈山)

(电子邮件:epd@whu.edu.cn 网址:www.wdp.whu.edu.cn)

发行:新华书店湖北发行所

印刷:湖北科学技术出版社黄冈印刷厂

开本:850×1168 1/32 印张:8 插表:2 字数:209 千字

版次:2000 年 3 月第 1 版 2000 年 3 月第 1 次印刷

ISBN 7-307-02914-6/TP·85 定价:10.00 元

版权所有,不得翻印;凡购买我社的图书,如有缺页、倒页、脱页等质量问题者,请与当地图书销售部门联系调换。

前 言

1988年武汉大学物理系决定设立传感物理专业方向并开设传感器技术系列课程。本书是在面向学生讲授《传感器电路分析与设计》的基础上,经过逐年补充、修改,综合而成,其中参考的资料附在书后,并向引用资料的作者致谢。

传感器技术涉及知识面宽,且理论和实践性都很强。我们设想《传感器电路分析与设计》的主要内容是敏感元件的接口电路、基本的模拟信号处理电路、微处理器的前向通道和后向通道电路。本书的目的旨在通过具体传感器电路的分析,让学生掌握传感器电路的基本理论,积累一定数量的传感器电路分析与设计的知识,使之具有一定的传感器电路分析与设计的能力。本书对初步涉及传感器应用及其电路设计的工程技术人员也是有参考意义的。

由于传感器种类繁多,应用十分广泛,加之编者水平有限,难以以一书概括传感器电路全貌,不妥之处在所难免,殷切希望读者提出宝贵意见。

本书的出版获得了校、院、系及教研室有关领导和老师的关心、帮助与支持,武汉大学出版社予以经费资助,在此致以谢意。

编 者

1999年10月

目 录

第一章 绪论	1
§ 1.1 概述	1
§ 1.2 传感器中信号变换与传递过程描述	3
§ 1.3 传感器的分类方法	10
§ 1.4 传感器的一般特性	12
§ 1.5 关于传感器电路的分析与设计方法问题	17
第二章 信息论基本知识	19
§ 2.1 信息的基本概念	19
§ 2.2 信息传递的负熵原理	20
§ 2.3 信源平均信息量与信息熵的概念	22
§ 2.4 信息熵与信息量的关系	27
§ 2.5 信道容量	32
第三章 传感器电路中的噪声问题	38
§ 3.1 噪声类型及特性	38
§ 3.2 放大器等效噪声模型	41
§ 3.3 低噪放大器设计问题	46
§ 3.4 外部干扰噪声的抑制	53
§ 3.5 信号处理中的降噪问题	55
第四章 模拟信号处理基本电路	61
§ 4.1 运算放大器基本电路的分析方法	61
§ 4.2 运算放大器的偏置与调零技术	69

§ 4.3	对数放大器	73
§ 4.4	由运放组成的信号变换电路	76
§ 4.5	有源滤波器电路	80
§ 4.6	仪用放大器及其应用技术	86
§ 4.7	可编程放大器	88
第五章	传感器模拟信号通道电路的分析与设计	91
§ 5.1	有源敏感元件的接口电路分析	91
§ 5.2	参数式敏感元件接口电路分析	98
§ 5.3	热敏电阻电路的分析与设计	121
§ 5.4	铂电阻测温电路分析与设计	139
§ 5.5	热电偶测温电路分析与设计	149
§ 5.6	结型光电管测光电路分析与设计	158
§ 5.7	霍尔磁传感器电路分析与设计	168
§ 5.8	半导体压力传感器电路分析与设计	182
§ 5.9	压电传感器电路分析与设计	191
§ 5.10	超声传感器电路分析与设计	197
§ 5.11	电容式传感器电路分析与设计	208
§ 5.12	电感式传感器电路分析与设计	212
§ 5.13	石英传感器电路分析与设计	216
第六章	传感器的数字变换与数字接口	219
§ 6.1	模拟信号数字变换系统	219
§ 6.2	开关信号与 8031 的接口	225
§ 6.3	脉冲计数方式接口	226
§ 6.4	单片机温度测量仪	226
§ 6.5	单片机温度、压力测控仪	232
§ 6.6	软传感技术	239
§ 6.7	智能传感器	242

第一章 绪 论

§ 1.1 概述

传感器的种类、规格繁多，且应用十分广泛，但传感器主要应用于自动控制系统和仪器仪表。传感器在其应用系统中的唯一作用是用于感知信息信号，并对信息信号进行变换与传递。因此，传感器是信息信号的感知、变换与传递的器件或装置。

传感器技术在现代科学技术中具有十分重要的地位，被称为现代信息技术的三支柱（传感技术、计算机技术、通信技术）之一。由于传感技术落后于计算机技术，所以传感技术又被认为是现代信息技术的关键技术和智能技术的先导。在现代工程项目设计中，应用传感器的数量和水平，被认为是工程项目先进程度的标志。例如，宇宙飞船应用传感器达 1218 个，阿波罗 - 10 应用传感器达 2077 个。随着传感器应用的日益广泛，传感器原理及技术的知识，必将成为现代科技工作者必备的基础知识。

传感器在其发展历程中，大致可以分为经典传感器和现代传感器两种类型。经典传感器一般指结构型传感器，20 世纪 70 年代是其发展的高潮时期。现代传感器是以固体物理学和现代科技新原理为依据，以高灵敏、高精度、非接触探测等为主流特色的传感器。当今，传感器正向集成化，并与微处理机相结合进而向

智能型的发展方向。

传感器有物理、化学、生物等多种类型。传感器的定义也是人们一直在探讨的问题。仅就具有传感器的功能和作用而言，包括范围便十分广泛。例如人的五官就具有传感器的作用，从广义上讲也是传感器。但一般传感器指的是狭义传感器。狭义传感器是指能感知外界各种非电量信号，并将其变换为可用电量信号输出的器件或装置。由于当今利用传感器的设备多为电气设备，因此狭义传感器的定义在实践上容易操作，也是被研究得最多的传感器。本书中我们将仅限于讨论物理类型的狭义传感器。

传感器一般由敏感元件、传感器电路和电源组成。传感器电路包括对敏感元件输出信号进行检测变换的电路、模拟信号处理电路、数字信号处理电路以及输出电路等。我们把实现对敏感元件输出信号进行检测变换的电路称为对敏感元件的接口电路，或传感器电路的前接口电路。前接口电路的设计必须根据敏感元件的工作原理和特性进行。对传感器的开发应用者而言，敏感元件接口电路是很重要的部分，我们以较大篇幅叙述。模拟信号处理电路一般由放大、滤波、补偿等电路组成。数字信号处理电路包括数字变换电路、数字接口电路、微处理器及相关软件等部分组成。对微处理机而言，我们把敏感元件接口电路、模拟信号处理电路统称为微处理机的前置模拟通道电路。对自动化仪表而言，模拟信号的输出还必须符合信号接口标准。例如，国家标准规定 DDZ-Ⅱ型仪表的输出为 DC $0 \sim 10\text{mA}$ ；国际电工委员会规定 DDZ-Ⅲ型仪表输出为 DC $4 \sim 20\text{mA}$ 。我们将实现规定标准输出要求的电路称为传感器电路的后接口电路。微处理机输出通道我们称后向通道电路。由后接口电路 (D/A)、驱动电路等组成。综上所述，我们用框图 1.1.1 表示传感器电路的组成原理。显然，据图所示系统，我们也可称传感器为传感器系统。

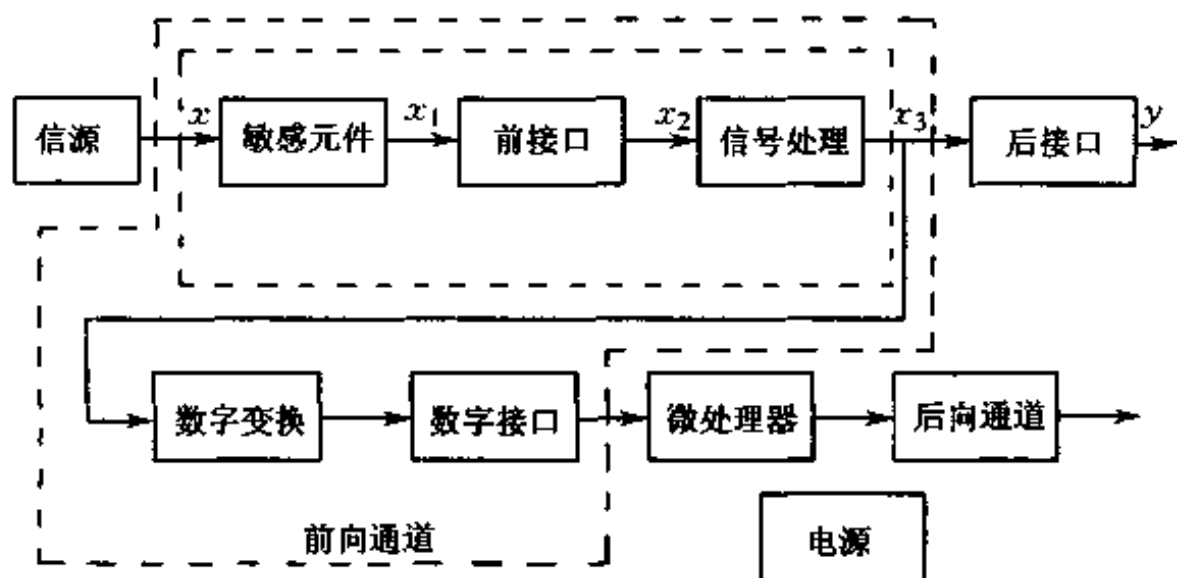


图 1.1.1 传感器组成原理

§ 1.2 传感器中信号变换与传递过程描述

从图 1.1.1 可以看出,传感器通过敏感元件感知被探测对象(信源)所发出的信息载体信号为 x ,并将其变换成敏感元件的输出信号 x_1 。这是传感器中进行的第一次信号变换,是通过敏感元件实现的。一般来说,敏感元件的输入信号 x 为非电量信号,而敏感元件的输出信号 x_1 可能是电量信号,也可能是非电量信号,这要视敏感元件的工作原理和结构而定。可见,敏感元件实质上是一信号变换器,它将输入信号 x 变换成输出信号 x_1 。信号 x_1 和信号 x 之间的变换函数关系(或称敏感元件的数学模型)可以根据敏感元件的工作原理和结构参数确定。但是,由于信息总是与噪声混在一起,而且敏感元件自身也可能产生内部噪声,这就使得信号 x_1 和信号 x 之间可能为非单值函数关系。干扰噪声的存在不仅增加了信号变换的不确定性(即有噪声误差),同时也增加了传感器电路对信号处理的负担。因此,在设计选用敏感元件时,应尽可能挑选具有信号选择功能的敏感元件,同时应尽可能采取

抗扰、降噪措施。若能有效抑制内、外干扰噪声,则第一次信号变换的变换函数可用单值函数描述

$$x_1 = f_1(x) \quad (1.2.1)$$

根据敏感元件工作原理和结构的不同,第一次信号变换的输出信号 x_1 可能是诸如电压、电流、电势、电荷等类型的电量信号,也可能是诸如电阻、电容、电感等类型的电路参数信号,即非电量信号。电参数信号是不能进行信息传递的。为了使信息能在传感器中进行传递,必须把电路参数信号变换成诸如电压、电流的电量信号。实现这一信号变换是通过敏感元件接口电路(前接口电路)完成的。另一方面,即使敏感元件输出的是电量信号,但一般都很弱,要进行信号的传递,放大是必不可少的。实际上信号的放大也是信号变换,也称信号接口问题。综上所述,敏感元件的输出信号 x_1 一般必须经过前接口电路进行信号变换,才能继续信息的传递。经过前接口电路的输出信号 x_2 一定是电量信号。电信号 x_2 与信号 x_1 之间的变换函数关系由前接口电路的结构原理及结构参数确定。同样,若能有效抑制前接口电路的内、外噪声,则信号 x_2 与信号 x_1 之间的变换函数可用单值函数描述

$$x_2 = f_2(x_1) \quad (1.2.2)$$

传感器电路中的模拟信号处理电路一般由放大、补偿、滤波等电路组成。信号 x_2 经模拟信号处理电路处理后的输出信号 x_3 也是电量信号。信号 x_3 与信号 x_2 之间的函数关系由模拟信号处理电路的结构原理及结构参数确定。同样,若能有效抑制模拟信号处理电路中的内、外干扰噪声,则信号 x_3 与信号 x_2 间变换函数关系可用单值函数描述

$$x_3 = f_3(x_2) \quad (1.2.3)$$

后接口电路输出的信号 y 为标准电量信号。信号 y 与信号 x_3 之间的变换函数关系由后接口电路的结构确定。同样,若能

效抑制后接口电路的内、外干扰噪声,则信号 y 与信号 x_3 之间的函数关系可用单值函数描述

$$y = f_4(x_3) \quad (1.2.4)$$

由上述可知,信号在传感器中的变换与传递,是多环节变换与传递。因此,传感器实际上是个多环节信号变换与传递系统。我们把实现从信号 x_1 变换为电信号 y 的整个信号变换过程称之为在传感器中进行的第二次信号变换。第二次信号变换是由传感器模拟通道电路实现的。

信号 y 与信号 x 之间的函数关系称为传感器模拟通道的数学模型。传感器的数学模型是分析、设计传感器的依据。确定传感器的数学模型称为建立传感器的数学模型。建立传感器的数学模型要依据传感器各变换环节的结构原理和结构参数,用推理的方法或实验的方法逐一建立。我们可用传递函数的方法(仅适于线性系统)确定传感器的数学模型。对式(1.2.1)、(1.2.2)、(1.2.3)、(1.2.4)分别进行拉普拉斯变换

$$\frac{X_1(s)}{X(s)} = F_1(s)$$

$$\frac{X_2(s)}{X_1(s)} = F_2(s)$$

$$\frac{X_3(s)}{X_2(s)} = F_3(s)$$

$$\frac{Y(s)}{X_3(s)} = F_4(s)$$

则
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = F_1(s)F_2(s)F_3(s)F_4(s) = F(s)$$

$$Y(s) = F(s)X(s) \quad (1.2.5)$$

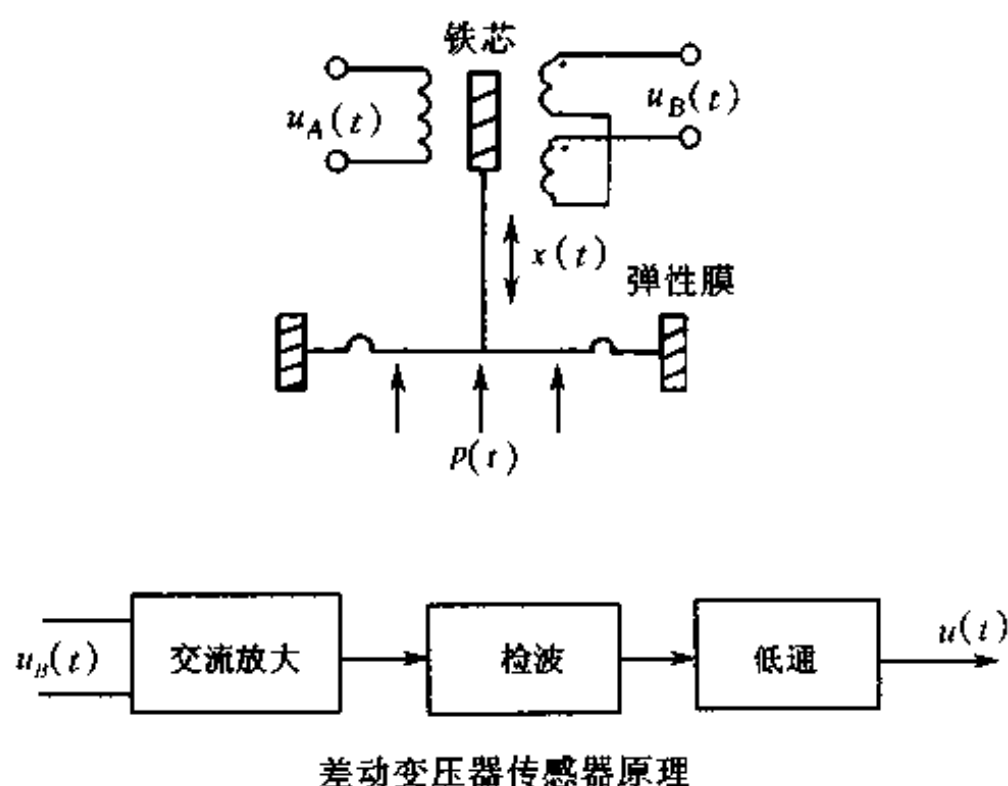
对式(1.2.5)进行拉普拉斯反变换

$$y = f(x) \quad (1.2.6)$$

式(1.2.5)和(1.2.6)分别为在频域和时域中描述传感器的数学模型,其中 s 为复变量,也称复频率。

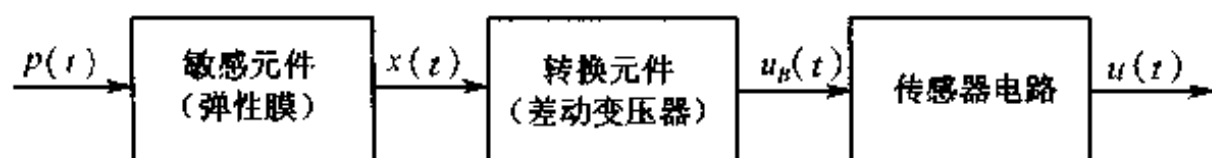
敏感元件与微处理器相结合,是智能传感器的主要硬件结构。对微处理器而言,传感器的模拟信号处理部分只是微处理器前置通道电路的一部分。模拟信号送入微处理器进行数字信号处理,还必须经过数字变换电路和数字接口电路。数字变换和数字接口问题我们将在第六章中叙述。下面我们将通过一结构型传感器数学模型的建立,说明信号变换关系或数学模型的建立方法。

【例】如图所示为差动变压器式压力传感器,试写出其描述函数。



解:差动变压器式压力传感器是结构型传感器。被探测量(输入量)压强 $p(t)$ 通过弹性膜片(敏感元件)转换为膜片位移 $x(t)$ 输出。膜片位移量是机械量,需通过差动变压器(称转换元件)将位移量转换为电信号输出。差动变压器铁芯与弹性膜片固定在一起,当膜片发生位移时,铁芯在差动变压器中作相应移动,从而改变差动变压器初级和次级间的互感量,使两次级间的感应电压失

去平衡,产生输出信号 $u_B(t)$ 。两次级反向串联,故谓之差动。差动变压器输出信号 $u_B(t)$ 经交流放大、检波、低通滤波后获得输出信号 $u(t)$ 。我们将上述信号变换与传递过程用如下方框图表示。



差动变压器传感器信号变换过程

我们采用推理的方法建立数学模型,首先分别建立各信号传递环节的数学模型。

敏感元件单元是由铁芯、弹性膜片构成的弹性-质量-阻尼系统。这是一机械运动系统,遵循牛顿运动规律。设弹性膜面积为 A ,弹性系数为 k ,则膜片受到的压力和膜片弹性力分别为

$$F_1 = Ap(t) \quad F_2 = kx$$

设铁芯质量为 m ,铁芯运动时与差动变压器间具有粘性阻力。设阻尼系数为 f ,则阻尼力为

$$F_3 = f \frac{dx}{dt}$$

根据牛顿定律可列运动方程

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + f \frac{dx}{dt} + kx = Ap(t)$$

对微分方程进行零初值下的拉普拉斯变换,可得敏感元件信号变换环节的传递函数

$$G_1(s) = \frac{X(s)}{P(s)} = \frac{A}{ms^2 + fs + k}$$

差动变压器环节是通过改变与位移相应的互感量实现信号变换的,因此遵循电磁运动规律。设铁芯在中间平衡位置时,初级对

两次级的互感量相等

$$M_1 = M_2 = M$$

当铁芯随位置变化偏离平衡位置时, 两次级间互感量发生变化, 一边为 $+\Delta M$, 另一边为 $-\Delta M$ 。根据电磁感应定律 $\epsilon = -M \frac{dI}{dt}$, 若设 $I = e^{j\omega t}$, 则可求得差动变压器次级输出电势方程为

$$u_B(t) = \pm j\omega \frac{2\Delta M}{R_A + j\omega L_A} u_A(t)$$

式中 R_A 、 L_A 分别为初级电阻、电感。在推导上式时我们认为交流放大器输入阻抗很高, 视差动变压器次级输出为空载。在上式中我们还需确定互感量变化 ΔM 与位移 x 之间的关系, 这可用推理的方法或实测的方法得到, 一般为线性关系

$$\Delta M = \alpha x(t)$$

$$\therefore u_B(t) = \pm j\omega \frac{2\alpha u_A(t)}{R_A + j\omega L_A} x(t)$$

$$\text{令 } B = \pm j\omega \frac{2\alpha}{R_A + j\omega L_A}$$

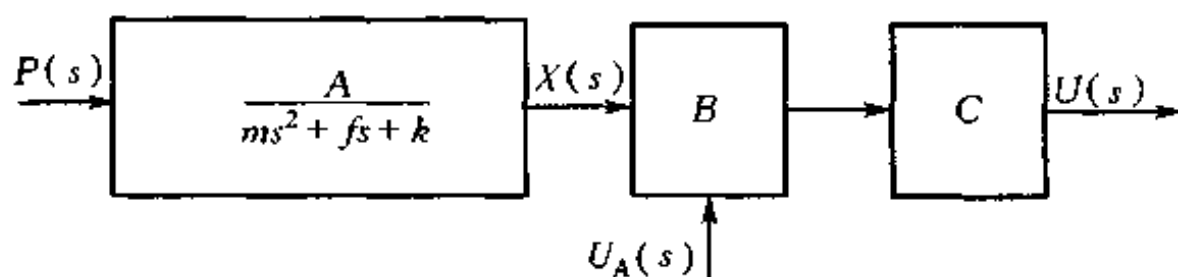
$$\text{则 } u_B(t) = Bu_A(t)x(t) \quad U_B(s) = BU_A(s)X(s)$$

设初级电源 $U_A(t)$ 为幅度、频率恒定的正弦信号 $u_A(t) = U_A \sin \omega_0 t$, 则由上式可见 $u_B(t)$ 除与 $x(t)$ 有关外, 还与 $\sin \omega_0 t$ 有关。因此, 对 $u_B(t)$ 进行交流放大后, 通过检波、低通滤波输出信号 $u(t)$ 将仅与 $u_B(t)$ 的幅度变化有关。若设包括交流放大、检波、低通的传感器电路为线性变换电路, 即为一幅值变换器, 且变换系数为 C , 则

$$u(t) = BU_A C x(t)$$

$$U(s) = BU_A C X(s)$$

将上述各信号变换环节传递函数连成传递函数方框图如下:



差动变压器传感器传递函数框图

根据传递函数方框图可求得输出量像函数 $U(s)$ 与输入量像函数 $P(s)$ 之间的关系为

$$U(s) = \frac{ABC U_A P(s)}{ms^2 + fs + k}$$

对上式进行拉普拉斯反变换,即可求得在时域中输出量 $u(t)$ 与输入量 $p(t)$ 间的函数关系。由上式可见,这是一由二阶微分方程(或二阶传递函数)描述的二阶系统。设压强为阶跃函数

$$P(s) = \frac{P_0}{s}$$

令
$$D = \frac{ABC U_A P_0}{k}$$

则
$$u(t) = D \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_d t + \varphi) \right]$$

式中 $0 < \zeta = \frac{f}{2\sqrt{mk}} < 1$

$$\omega_n^2 = \frac{k}{m}$$

$$\omega_d = \sqrt{\frac{k}{m}} \sqrt{1-\zeta^2}$$

$$\varphi = \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$$

可见输出信号 $u(t)$ 为欠阻尼衰减振荡。

§ 1.3 传感器的分类方法

设计传感器电路,必须在已知敏感元件及其输出特性和对传感器输出信号要求的条件下进行。传感器的分类亦敏感元件的分类。掌握传感器的分类有助于传感器电路的分析与设计。

传感器的分类方法有多种,不同的分类方法有不同的优点和用途。

(1) 按敏感元件的结构材料分类,可将传感器分成诸如半导体传感器、光纤传感器、陶瓷传感器等类型。这种分类方法显然有助于我们从物理性质方面去了解传感器,也是传感物理学科中所使用的分类方法。

(2) 按敏感元件的工作原理分类,可将传感器分成诸如光电式传感器、热电式传感器、压电式传感器、霍尔效应传感器等类型。这种分类方法指出了传感器的工作原理,说明了敏感元件完成信号变换的物理效应。这种分类方法也是我们常见到的方法。

(3) 按敏感元件输入信号的性质分类,可将传感器分为诸如温度传感器、压力传感器、流量传感器、位移传感器等类型。敏感元件的输入量就是需要使用传感器去探测的量,显然这种分类方法对传感器的使用者有利,从传感器的名称中就可知传感器的用途,因此有利于传感器的商品化。

(4) 按敏感元件输出量的性质分类,可将传感器分为诸如电荷传感器、电容传感器、频率传感器等类型。这种分类方法对传感器电路设计者有利。因为同类性质的输出量大致可以配用相同的传感器电路。当敏感元件输出量为电荷、电势等有源参数时,一般可将敏感元件等效变换,变成等效信号源,故可称之为有源传感器。当敏感元件输出量为电阻、电容、电感等电路参数时,必须使用外激励电源才能将其变成等效信号源,故可称为参数式传感器或无源参数传感器。

还有其他分类方法,例如根据传感器输出信号是模拟信号还

是数字信号,可将传感器分成模拟传感器和数字传感器。传感器品种、规格繁多,分类方法各不相同,因此同一传感器有多种称呼,而同一称呼又可对应多种传感器。对传感器的称呼实际中并无明确的统一规定,只有常见和常用称呼方法。我们在讨论传感器电路的前接口电路时,将采取第四种分类方法,将传感器分为有源传感器和无源参数传感器,这对前接口电路的讨论是方便的。但第四种分类方法是不常见的分类方法。因此,我们在讨论具体传感器电路分析与设计实例时,将采用常见、常用的分类方法。常见常用分类方法也是一般倾向的使用方法,即既指明传感器的变换物理效应,同时也指明传感器用途的分类方法。例如,光电式位移传感器、热电式温度传感器、光纤温度传感器等称呼方法。

根据第四种分类方法,我们将传感器分类示例如表 1.3.1。

表 1.3.1 传感器分类表

	敏感元件 输出量	变换原理	名 称	典型应用
有源参数	电势	温差电势 电磁感应 霍尔效应 光电效应	热电偶 感应式元件 霍尔元件 光电池	温度、热流量 速度 磁通、电流 光强
	电荷	压电效应	压电元件	力、加速度
无源参数	电阻	电阻应变效应 热阻效应 光电(光阻)效应	应变片 热敏电阻 光敏电阻	力、位移、应变 温度 光强
	电容	改变电容几何尺寸 改变介电常数	电容式压力计 电容式液压计	位移、压力 液位、含水量
	电感	压磁效应 改变磁路位置、尺寸	压磁计 电磁变换器	力、压力 位移、压力
	频率	改变谐振频率	涡流元件 石英晶振	位移、厚度 压力

必须说明的是,常见传感器称呼方法多指敏感元件。但传感器技术的发展,如集成传感器、智能传感器等,就不仅仅是敏感元件了,它们很显然是一传感器系统。因此,在讲传感器时,很

难把敏感元件和传感器电路完全分开。

§ 1.4 传感器的一般特性

传感器特性是指传感器的输出信号与输入信号之间的关系特性，这是传感器最重要的特性，由方程 (1.2.6) 描述。传感器的输入量和输出量都是传感器的外部量，这种描述方法称外部描述方法，也称传感器的外特性。传感器的外特性由传感器各信号传递环节的结构形式和结构参数决定。设计传感器必须在已知输入条件和已知输出要求的条件下进行。因此，传感器的特性是传感器电路分析的目标与传感器电路设计的依据。

一、静态特性

传感器的静态特性是在静态条件下，传感器的输出量与输入量之间的关系特性。静态特性亦稳态特性。在稳定的条件下，当输入量不随时间变化时，输出量亦不随时间变化。因此，静态特性是稳定条件下的输出输入关系特性。衡量传感器静态特性优劣程度的最重要指标是线性度、灵敏度、精确度和重复性等。

(一) 线性度

传感器的输出信号与输入信号之间的关系特性具有直线性是最理想的。尤其传感器中各信号传递环节都具有直线性，将使信号处理的负担大为减轻，是设计者所追求的目标。遗憾的是理想直线性很难获得，系统中总是存在着不同程度的非线性。如果非线性不太严重，我们可以用多项式描述输出输入关系函数

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \cdots + a_nx^n \quad (1.4.1)$$

式中 a_0 是常数，是输入信号 $x = 0$ 时的输出量，称零位输出。 a_1 是线性项系数(常数)，称线性灵敏度或灵敏度。 $a_2, a_3, \cdots, a_n$ 是非线性系数。理想直线式为

$$y = a_1x \quad (1.4.2)$$

非线性项的存在,对理想直线而言是非线性误差。设 $a_0=0$ 。
当仅存在偶次项非线性误差时,式(1.4.1)可表达为

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_4x^4 + \dots \quad (1.4.3)$$

当仅存在奇次项非线性误差时,则

$$y = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5 + \dots \quad (1.4.4)$$

将式(1.4.2)、(1.4.3)、(1.4.4)三种情况,作静态特性曲线示意图,如图1.4.1所示。由图中曲线可见,当仅有偶次非线性误差时,曲线上可以获得的近似线性范围很小;当仅有奇次非线性误差时,在曲线上可以获得的近似线性范围相对要大一些,由此可知,消除偶次非线性误差,将有助于改善输出输入关系的线性程度。

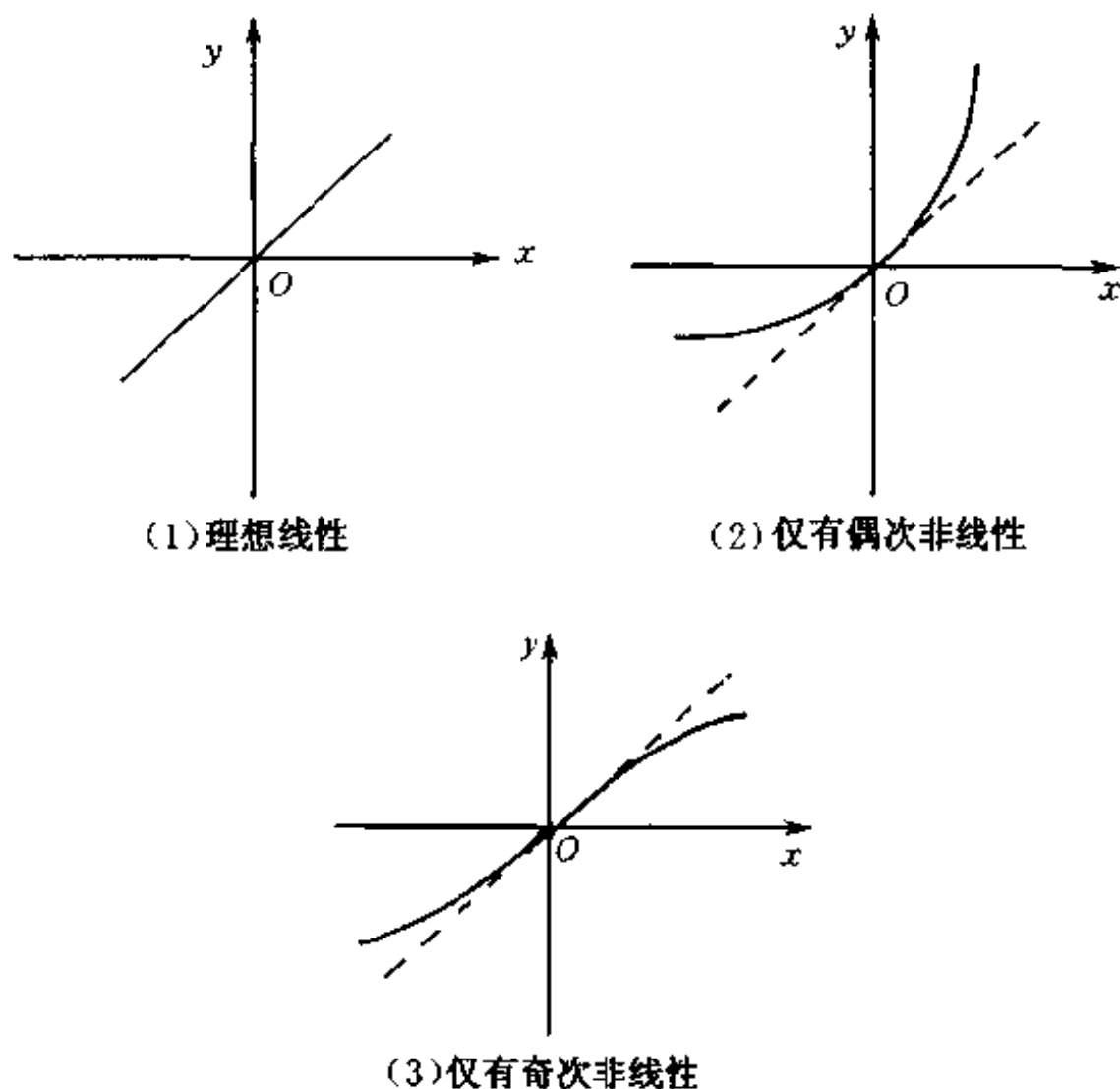


图 1.4.1 静态特性曲线

静态特性曲线反映传感器在静态条件下的信号传递特性。静

态特性曲线可以用推理的方法求得,也可以用一定等级的标准设备通过反复实测而获得。通过实测而获得的静态特性曲线称校准曲线或标定曲线。但是,每一次的实测点数据并不一定重合,而是形成一分布区域。物理学中对于这种因同一原因(同一实测设备、同一实测条件)而引起不同结果的现象用统计物理和量子力学理论(即概率意识)去解释,这是最合理的解释。概率理论不仅可以说明反复实测结果的规律性,而且可以说明测量误差的分布。用概率理论对反复实测数据进行理论拟合,可以获得一条理论拟合直线。将校准曲线与理论拟合直线进行比较后所获得的偏差称为非线性误差。将最大非线性偏差 $\Delta y_{\max}$ 与最大输出量的值(称满量程) $y_{\max}$ 之比的百分数定义为线性度

$$e_L = \frac{\pm \Delta y_{\max}}{y_{\max}} \times 100\% \quad (1.4.5)$$

可见,线性度实际上是输出量的相对误差,或称为相对非线性误差。

由上面的叙述可知,线性度显然与理论拟合直线的选择有关。理论拟合直线的选择方法有多种,不同选择方法得到的理论拟合直线不同。例如,可以选择量程范围的起点和满度点之间的连接线作理论拟合直线;也可以选择某点上的切线作为该点附近一段范围的理论拟合直线。理论上认为用最小二乘法进行直线拟合所获得的理论拟合直线精度最高、误差最小。在对传感器进行最佳线性化设计时,要考虑到拟合直线选择的易操作性,我们将在有关章节叙述。

(二) 灵敏度

定义静态条件下输出量的变化 Δy 与输入量的变化 Δx 之比为传感器的灵敏度。对式(1.4.1)两边取微分,可得灵敏度表达式为

$$s(x) = \frac{\Delta y}{\Delta x} = a_1 + 2a_2x + 3a_3x^2 + \cdots + na_nx^{n-1} \quad (1.4.6)$$

灵敏度实际上是静态特性曲线 x 点上的斜率,是 x 的函数,故可称 x 点上的灵敏度。显然,通过改变工作点 x ,可以改变灵敏度。当不存在非线性时,灵敏度为线性灵敏度

$$s(x) = a_1 = \text{常数} \quad (1.4.7)$$

可见线性灵敏度就是理想直线方程的斜率。

灵敏度与输入量的变化 Δx 有关。输入量的变化范围显然受传感器工作范围的限制,是不能任意选择的。输出量的变化范围显然与输入量的变化范围和灵敏度 $s(x)$ 的值有关。当逐渐减小输入量的变化范围,在输入量变化范围小到一定程度时,将看不到输出量的变化。我们把看不到输出量变化时的输入量变化值称为灵敏度阈值。灵敏度阈值的大小与敏感元件质量、噪声、电源稳定性等因素有关。

(三) 重复性

重复性是当输入量按同一方向作全量程变化时,重复实测输出曲线的重复程度或不一致性。不一致即造成误差。我们用输出量的最大不重复误差与输出量的满量程值之比的百分数表示不重复率

$$e_z = \frac{\pm \Delta y_{z \max}}{y_m} \times 100\% \quad (1.4.8)$$

重复率实际上是不重复相对误差。产生不重复的原因多为一些随机因素,一般应由实验确定。由于重复率是随机误差,根据随机误差的概率理论,应该用标准误差计算重复率

$$e_z = \pm \frac{c\sigma}{y_m} \times 100\% \quad (1.4.9)$$

式中 σ 为标准误差, c 为置信概率系数。

对设计者和使用者而言,除上列各种问题之外,恐怕最为关心的是元件的不一致性问题,尤其是敏感元件的不一致性问题。元件的不一致性,使得在更换元件时造成误差,这是通过分析、设计

所无法解决的问题。因此,在设计时应留有调节、校准部位,以减小元件更换造成的不重复误差。

二、动态特性

传感器系统实际上是一随动系统。动态特性反映传感器输出信号跟踪输入信号变化的响应能力和特性。如果输出信号不能即时跟踪输入信号的变化而变化,则将产生动态误差。衡量传感器动态特性优劣程度的最重要指标是响应速度和响应精度(即动态误差)。研究传感器动态特性的目的在于设计动态校正电路。研究动态特性的最好方法是根据传感器的数学模型研究其动态响应特性。设传感器数学模型为二阶传递函数所描述

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.4.10)$$

当阻尼系数 $0 < \zeta < 1$ 时,由拉普拉斯反变换可求得单位阶跃输入作用下的输出响应函数

$$y(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (1.4.11)$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$$

$$\varphi = \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}$$

输出响应曲线如图 1.4.2 所示。响应速度由动态响应时间 t_s 描述。 t_s 是输出响应落入静态误差范围之内而不再跑出这个范围所需的时间。若设静态误差为 $\pm \Delta$,则可求得

$$t_s \approx \frac{-\ln \Delta}{\zeta\omega_n} \quad (1.4.12)$$

动态误差由过冲量 σ 描述,计算可得

$$\sigma = \exp\left(-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\pi\right) \times 100\% \quad (1.4.13)$$

动态响应曲线可以在给定的初始条件下,用典型输入信号通

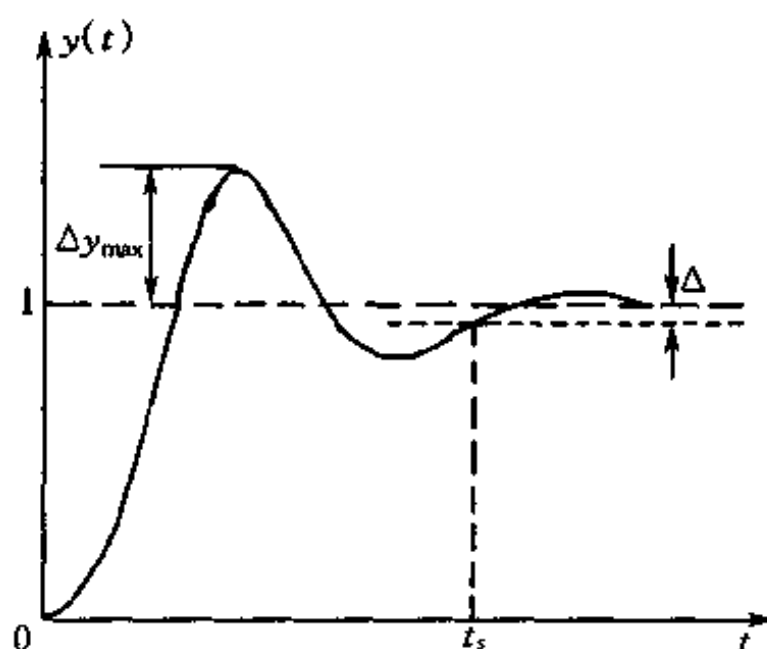


图 1.4.2 二阶系统阶跃响应曲线

过实测获得。一般典型输入函数为阶跃函数、斜坡函数、抛物函数等。

§ 1.5 关于传感器电路的分析与设计方法问题

传感器技术是涉及到较宽的知识面、较宽的理论与实践问题的技术科学,因此学习传感器技术也应该具备一定的理论和实践基础。对于在校学生而言,应通过一定数量的传感器应用电路的分析积累和扩充知识面。

传感器的应用设计,大多具有针对实际应用要求而一一对应设计的特点。同一应用,可用不同传感器,同一传感器,可以应用在不同场合。而且性能、价格要求不同。因此传感器的应用具有较强的针对性。需要进行针对性设计。设计是综合知识和能力的应用。一般设计方法没有分析方法那样强的逻辑性,与设计者的知识、经验、技巧有很大关系。没有一种设计方法会告诉你如何从零开始去设计一种你不知道的东西。设计需要根据实际应用要求

和条件,根据设计者的知识、经验,拟定一个初步方案或构思一个初步方案,然后通过对初步方案的分析、论证、修改,逐步完善。拟定或构思一个初步方案,就需要设计者有一定知识和经验的贮存。而知识和经验的贮存除了通过实践去获得之外,主要是通过一定数量的现有方案的分析而获得的知识。因此分析方法是设计的基础。通过分析可以获得设计的知识、经验和技巧。

综上所述,传感器技术理论上的综合性,应用设计的针对性,设计方法的非系统性,要求设计者通过分析获得经验和技巧。

第二章 信息论基本知识

信息论是由美国科学家香农 (C.E.Shannon) 于 20 世纪 50 年代创立的, 是用来研究信息的获取、变换、传输和处理的科学。信息论是信息科学的理论基础。信息科学是信息论、控制论、系统论三者结合的有机整体。信息科学主要研究如何认识信息和利用信息。认识信息包括探讨信息的本质, 信息的描述方法和度量方法以及信息的识别、提取、探测、变换、传递、处理等的基本规律和基本关系。信息利用是将信息作为资源以实现优化系统、优化管理的原理和方法。

正如我们在第一章所说的, 传感器实际上是信息的捕捉、变换、传递的多环节通道。那么信息在信息传递通道传递过程中最重要的问题是什么呢? 一句话, 最重要的问题是信息传输的有效性和可靠性。但是, 信息在其传递通道中的传输速率和可靠性之间存在着矛盾。提高传输速率往往要以牺牲可靠性为代价, 而提高可靠性往往要以牺牲传输速率为代价。信息论可以回答如何在可靠的基础上最有效地提高传输速率的问题, 也就是信息传递通道的优化设计问题。

§ 2.1 信息的基本概念

在自然科学史中, 物质、能量、信息是三个非常重要的概念。自然界是不断运动着的物质世界, 物质运动的动力是能量, 而信息则是描述客观和主观事物运动状态的时间特性中用以消除

其不确定性的某种东西。信息既不是物质，也不具备能量特性，而是某种消除了主、客观事物运动状态不确定性的抽象的内容。但是，信息与物质、能量三者密切联系，信息只有装载在物质、能量上才能传输。

信息是谁产生的呢？在第一章中我们把传感器所探测的被测对象称做信源，可见信息是由信源产生的。而信源以什么样的形式发出信息的呢？在第一章中我们说传感器捕捉信息载体信号，也就是说信息是装载在信号上的。因此，信源以信号的形式发出信息。信号是具体的、物理性的，而信息是抽象的。信号是信息的载体，信息只有装载在信号上才能进行变换与传递。因此，信号才是变换与传递的对象。人们常说的信息传递、信息处理，实际上是传递载有信息的信号或物质，处理载有信息的信号。例如，两人交流思想信息，当二者交谈时，是通过语言的形式发出各自信息，而运载信息的语言信号就是声波信号。当二者通过书信交流信息时，双方是以文字符号的形式发出信息，而运载信息的文字就是光信号，传递信息的书信就是物质。可见信息可以用不同的信号形式发出。用不同的信号形式发出信息，称为用不同的编码或调制方式把信息转换为信号。信号只是运载信息的载体，信号并不是信息自身。信号只有经过受信者接收，并经过对信号的译码或解调，才能从信号中提取信息。受信者能提取多少信息，与许多因素有关。例如，二人通过声波传递信息时，声波传递通道上的噪声、受信者耳朵的灵敏度、受信者的理解能力（即解码能力），都会影响受信者对信息的提取量。可见发信者发出的信息量和受信者提取的信息量并不一定完全相等，而我们非常关心的是传递信息通道的质量。

§ 2.2 信息传递的负熵原理

信息可以装载在信号上进行传递，这一特性我们称之为信息

具有在时空中进行传递的特性。但是，装载信息并且可以进行传递的信号，必须是具有能量的信号，称信号流或能量流。装载有信息，但不具有能量的信号，是不能进行信息传递的。例如，当我们用热敏电阻去探测某一物体的温度时，该物体的有关信息装载在温度这个信号上。热敏电阻能够探测到温度信号，是因为这一探测过程遵循热平衡规律，确实有热量流入热敏电阻，否则是探测不到物体温度的。热量流的变化用温度的变化描述。温度的变化经过热敏电阻的变换，变成了热敏电阻阻值的变化。于是信息经过热敏电阻的变换，把信息装在电阻阻值这个信号上。电阻阻值的变化虽然装载着信息，但它却不能继续信息的传递，因为电阻阻值这个信号不是能量流信号。要使信息得以继续传递，就必须把电阻变化的信号变换成具有能量的信号流。实现这一变换的正是热敏电阻的接口电路即前接口电路，它是通过外加激励电源的激励而完成的。例如，要在地面上接收空中飞行的飞机的飞行信息，我们可以用雷达发射电波，然后在地面接收飞机的反射电波。反射电波携带着飞机的飞行信息，而照射电波却是激励源，其本身并不携带飞机信息。因此，用外加激励电源，将携带信息的电阻信号变换成电压或电流信号，就能实现信息的继续传递。综上所述可知，若无携带信息的能量流进入敏感元件，敏感元件就不会捕捉到信息；没有携带信息的能量流通过传感器各变换环节，传感器也不能进行信息的传递。因此，传递信息必须通过能量流或具有能量的信号流的手段才能实现。

运载信息的能量并不是杂乱无章的能量，而是经过整理的规则能量流。并且运载信息的能流方向与信息的传递方向一致。我们仍以雷达电波照射飞机为例，反射电波的方向与信息传递的方向一致，是运载信息的能流；而照射电波与信息传递的方向不一致，是激励能量流。只有规则能流才能运载信息，要整理成规则能流，就必须消耗功。消耗的功变成规则能量的储存。例如，对运载信息的信号进行放大，放大必须消耗功，而消耗的功就储存

在被放大的信号之中（放大的仅是运载信息的信号，不是信息）。但是，储存的能量却总是趋向于释放和消散，即不由自主地返回到杂乱无章的状态，这样它就会忘记它曾运载过的信息。例如，放大的运载着信息的信号在传递过程中，总是向信号变小的方向发展，它自己不会变大。变小的信号，就有可能丢掉它所运载的信息。因此，信息在传递过程中不会自行增加，而是正好相反，不由自主地减少。从概率论的观点来看，运载信息的规则能量流，在传递过程中总向着概率最大的无规则状态变化，这是信息传递中的共性问题。在统计力学中，用熵来度量无规则能量，那么规则能量的度量就是负熵。负熵反映信号运载信息的能力。用经过整理的规则能流运载信息的概念，称为信息传递的负熵原理。

前面我们简单地说明了信息、信号的基本概念；信息与信号的关系；信息的可传递特性以及信息传递的负熵原理。我们也提到了发信者发出的信息量与受信者提取的信息量。那么什么是信息量？这是有关信息的度量问题，我们在下一节讨论这一问题。

§ 2.3 信源平均信息量与信息熵的概念

我们最关心的是信息在传递过程中信息量的损失与哪些因素有关。但是，我们必须先讨论如何度量信息。我们首先讨论信源发出的信息量问题。

信源怎样发出信息？我们已知信源是以信号的形式发出信息。信源发出信号的情况，实际上代表了信源中客观事物或过程所处的一些可能状态的反映。因此，要度量信源发出的信息量，就要讨论如何度量这些可能的状态，但是，这些可能状态是随机的。因此，香农信息论提出的基本假设是：信源发出信号的最大特点是其不确定性，即随机性。信源发出多少信息量，实际上在未收到信息之前是一无所知的，所以也就无法度量信源发出的信

息量。但是，既然信源发出信号是随机的、不确定的，而不确定性的程度却是可以测度的，不确定性程度（即随机性）是用概率论描述的。用信源发出信号的不确定性来描述信源的方法，称为信息的概率理论问题。

由于信源发出信号是随机的，因此我们可以用随机变量或随机矢量来描述信源。若信源发出的信号是离散信号，则我们称此信源为离散信源。若信源发出的信号是连续信号，则我们称此信源为连续信源。我们首先讨论离散信源。若离散信源发出信号序列为 $x_1, x_2, \dots, x_n$ ，由于信源发出信号是随机的，我们将这列信号称为随机信号序列，并写成随机信号集合形式 $X[x_1, x_2, \dots, x_n]$ 。若对应发出每一信号的概率（即不确定性程度）为 $p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)$ ，并写成概率集合形式 $P[p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)]$ ，则我们可以在概率空间表达这一离散信源，并称为离散信源的概率空间表达式或数学模型

$$[X, P] = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_n \\ p(x_1) & p(x_2) & \dots & p(x_n) \end{pmatrix} \quad (2.3.1)$$

根据概率论的全概率定理（即归一化条件）有

$$\sum_{i=1}^n p(x_i) = 1 \quad (2.3.2)$$

在上一节中我们讲过信息论赋予信息的含意，即信息是消除了不确定性的某种东西。上面我们又用信源发出某一信号的概率来表达信源发出该信号的不确定性程度。现在，我们要用信源发出某一信号的不确定性程度作为信源发出该信号的信息量预期程度的度量。不确定性程度作为信息量预期程度是可以理解的。当信源发出信号的不确定性越大时，则信源的可能状态就越多，就越不能预期信号的发生。那么不确定性大，就意味着可供消除的不确定性就多，故而可获得的信息就多，预期的信息量就多。用信源发出某一信号的概率来表示信源发出该信号的不确定性程度时，二者之间具有相反的关系。不确定性程度为无穷的事件，其发生

概率必为零;而不确定性程度为零的事件,就是一个完全确定的事件,其必然发生,因此发生概率为 1。由此我们可以看到信息量与概率之间的关系。发生概率为零的事件,具有无穷不确定性,因而从该事件的发生中可预期有无穷信息量。发生概率为 1 的事件,具有完全确定性,则从该事件的发生中获得的信息量为零。综合上述内容,我们归纳如下三点:

- (1) 信息要从不确定的事件中去获取;
- (2) 最大信息量要从最不确定的事件中去获取;
- (3) 事件发生的概率的大小与发生该事件的信息量的多少之间具有相反的关系。

上面我们把信源发出一个信号当成发生一个事件。现在我们仍回到信源发出信号的信息量问题上来。我们定义从信号 x 发生概率 $p(x)$ 中所预期发生该信号的信息量为

$$I(x) = \log \frac{1}{p(x)} = -\log p(x) \quad (2.3.3)$$

式(2.3.3)是信源发出信号 x 的信息量,简称为信号 x 的信息量或信号 x 的自信息量。式中对数的底数可用来定义信息量的单位。当对数的底数为 10 时,信息量的单位定义为 Det(笛特);当对数的底数为 2 时,定义信息量的单位为 Bit(毕特);当对数的底数为自然数 e (即自然对数)时,则信息量的单位为 Nat(奈特)。在书写信息量的表达式时,一般不标注对数的底数。信息量的单位之间有近似换算关系:

$$1 \text{ Det} = 3.3 \text{ Bit} = 2.3 \text{ Nat}$$

自信息量表达了信息量与概率之间所具有的相反的函数关系,而这个函数则用了对数函数。自信息量仅表达了信源发出信号 x 的信息量,即为信号 x 的信息量,并不能作为整个信源信息量的量度。当信源发出一序列随机信号时,每一信号都具有自己的发生概率,因而每一信号的自信息量也不相同。这样,各信号的自信息量就构成对应随机信号序列的自信息量序列。自信息量序

列对整个信源而言仍是一随机序列,也不能作为整个信源信息量的量度。求整个信源的信息量,按统计观点,应对随机自信息量序列作统计平均,称信源的平均信息量。由此可知,信源发出一随机信号序列的信息量是该序列信号自信息量的统计平均值。设信源发出的随机信号序列集合为 $X[x_1, x_2, \dots, x_n]$, 对应该信号序列集合的概率集合为 $P[p(x_1), p(x_2), \dots, p(x_n)]$, 对应的自信息量集合为 $I[-\log p(x_1), -\log p(x_2), \dots, -\log p(x_n)]$, 则按统计方法可得自信息量的统计平均值(即数学期望值)为:

$$\begin{aligned} H(X) &= -p(x_1)\log p(x_1) - p(x_2)\log p(x_2) - \dots - p(x_n)\log p(x_n) \\ &= -\sum_{i=1}^n p(x_i)\log p(x_i) \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

由式(2.3.4)可见,平均信息量 $H(X)$ 是概率对数的数学期望值,与统计力学中熵的定义式相似。因此,称平均信息量为信息熵。信息熵是信源总的平均不确定性的量度,是统计平均值,因此服从统计规律,具有统计特性。只要信源总的统计特性相同,信息熵就相同,因而从信息熵上面就区分不了信源。

【例】设两信源的概率空间表达式为:

$$\begin{aligned} [X, P_X] &= \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ \frac{1}{4} & \frac{2}{5} & \frac{7}{20} \end{bmatrix} \\ [Y, P_Y] &= \begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 \\ \frac{2}{5} & \frac{7}{20} & \frac{1}{4} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

求两信源的信息熵。

解:根据信息熵的定义式(2.3.4),则有:

$$H(X) = -\frac{1}{4}\log \frac{1}{4} - \frac{2}{5}\log \frac{2}{5} - \frac{7}{20}\log \frac{7}{20} = 0.4693 \text{ (Det)}$$

$$H(Y) = -\frac{2}{5}\log \frac{2}{5} - \frac{7}{20}\log \frac{7}{20} - \frac{1}{4}\log \frac{1}{4} = 0.4693 \text{ (Det)}$$

$$H(X) = H(Y)$$

由此例可以看出,信息熵值仅由统计特性决定,而与信号序列的次序无关,这一特性称为信息熵的对称性。信息熵的对称性表明,只要信源的统计特性相同,那么从信息熵值上面就区分不了信源。

信息熵与热力学熵在表达形式上相似,而且在物理概念方面有一定的联系,但含意却不相同。热力学认为系统总是向等概率状态(即最杂乱无章的状态)演化,因而熵总是增加的,称为熵增加原理。但是信息熵是信源平均不确定性的量度或紊乱程度,这点类似热力学熵。然而信息熵是要被受信者接收,消除不确定性而获得信息的,所以信息熵要从减少的方向改变,而不是增加,这称为信息熵不增原理。

从概率分布来看,等概率分布是不确定性最大的分布。因此等概率信源的信息熵值最大,称熵函数的极值性,其极值为:

$$H(X) = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{i} \log \frac{1}{i} = \log n$$

对连续信源而言,其发出的是随机连续信号,统计特性用概率密度描述。连续信源的信息熵,可以通过对连续信号采样离散化的方法,用离散信源的方法计算。设连续信号 x 的概率密度为 $p(x)$, 在某点 x_i 上的小区间 Δx_i 内的概率为:

$$P(x_i) = p(x_i) \Delta x_i$$

在 x_i 上的平均信息量为:

$$\Delta H(x_i) = - p(x_i) \Delta x_i \log [p(x_i) \Delta x_i]$$

对所有点上的平均信息量求和,即为连续信号经采样离散化后的平均信息量:

$$H(X) = - \sum_{i=-n}^n p(x_i) \Delta x_i \log [p(x_i) \Delta x_i]$$

令 $\Delta x_i \rightarrow 0$, 求取上式极限,则求和变为积分,可得连续信号的平均信息量:

$$\begin{aligned}
H(X) &= \lim_{\substack{\Delta x_i \rightarrow 0 \\ n \rightarrow \infty}} \left\{ - \sum_{i=-n}^n p(x_i) \Delta x_i \log [p(x_i) \Delta x_i] \right\} \\
&= - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx \log [p(x) \Delta x] \\
&= - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx - \log \Delta x \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx \\
&= - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx - \log \Delta x \quad (2.3.5)
\end{aligned}$$

上面用了全概率定理 $\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1$ 。从式(2.3.5)可见,连续信源的信息熵由两项组成。其中第二项在 $\Delta x \rightarrow 0$ 时趋于无穷,因此我们把第二项称为连续信源的绝对熵,表达为:

$$H_0(X) = - \log \Delta x \quad (2.3.6)$$

将式(2.3.5)中的第一项定义为连续信源的相对熵:

$$H_1(X) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log p(x) dx \quad (2.3.7)$$

绝对熵 $H_0(X)$ 为无穷大,不能作为连续信源平均信息量的量度,因此,取相对熵作为连续信源平均信息量的量度,且记为 $H(X) = H_1(X)$ 。在这一点上连续信源与离散信源是有差别的。离散信源的信号概率确定,则信息熵唯一确定。但是连续信源的信号概率密度即使确定,其信息熵也不能唯一确定。产生这种差别的原因是连续信源信息熵的计算与坐标系的选择有关,正如势能与势能差的计算一样。这种情况说明连续信源信息熵只有在作比较计算时才有实用价值。

§2.4 信息熵与信息量的关系

设信源发出两随机信号序列 $X[x_1, x_2, \dots, x_n]$ 和

$Y[y_1, y_2, \dots, y_m]$, 其中 X 是独立的, 所具有的概率 p_i ($i=1, 2, \dots, n$) 称无条件概率。信号 Y 是不独立的, 与信号 X 有关。当 $X=x_i$ 时, Y 在 $X=x_i$ 条件下的概率称条件概率, 表示为 p_{ji} ($j=1, 2, \dots, m$), 且满足全概率定理 $\sum_{j=1}^m p_{ji} = 1$ 。 Y 在条件概率 P_{ji} 规定下的信息熵为:

$$H_{mi} = - \sum_{j=1}^m p_{ji} \log p_{ji} \quad (2.4.1)$$

信息熵 H_{mi} 是在 $X=x_i$ 条件下由条件概率 p_{ji} 规定的信息熵, 随 X 的取值不同而变, 仍然是随机量。即随 $x_i, i=1, 2, \dots, n$ 的不同, 有不同的 p_{ji} 组, 因此按统计平均方法应对 p_i 求统计平均, 才是 Y 对 X 所有条件下的条件熵, 记为:

$$H(Y|X) = \sum_{i=1}^n p_i H_{mi} \quad (2.4.2)$$

由于信号 X 是独立的, 其信息熵为:

$$H(X) = - \sum_{i=1}^n p_i \log p_i$$

$H(X)$ 是我们仅知 X 的信息熵。 $H(Y|X)$ 是我们在知道 X 的条件下 Y 的信息熵。那么我们同时知道 X 和 Y 的信息熵, 称为二者的联合信息熵, 应等于二者之和, 记为:

$$H(XY) = H(X) + H(Y|X) \quad (2.4.3)$$

式(2.4.3)称为信息熵的可加性。

当不知道 X 即 X 条件不存在时, 则概率 $p_{ji} = p_j$, 与 i 无关, 即 Y 是独立的, 则有

$$H_m = - \sum_{j=1}^m p_j \log p_j = H(Y)$$

信息熵 $H(Y)$ 是我们仅知 Y , 不知 X 为何物时, Y 所具有的平均不确定性。现在我们知道了 X , 则 Y 在已知 X 的条件下, 其平均不确定性降为 $H(Y|X)$ 。根据信息的定义, 信息是消除了不确定性

的某种东西。那么,从 X 的发生带来 Y 的不确定性的减少,就应该是我们能获得的信息量,即

$$I(XY) = H(Y) - H(Y|X) \quad (2.4.4)$$

信息量 $I(XY)$ 称为互信息量,是已知 X 后获得的关于 Y 的信息,或称 X 关于 Y 的信息。

式(2.4.4)具有重要的意义。例如,设 Y 是某一物理量, X 是对 Y 进行测量的实验。当我们没有做测量实验时,即不存在 X 这一条件,则 Y 的不确定性为 $H(Y)$ 。当我们做了测量实验之后,即 Y 在 X 的条件下的不确定性降为 $H(Y|X)$ 。测量后 Y 的不确定性即为 Y 在所测结果的误差范围内是不确定的,实际是误差的熵值。由此可知,式(2.4.4)中的 $H(Y)$ 是 Y 的原始不确定性,而 $H(Y|X)$ 是对 Y 实测后的 Y 的误差范围。因此,式(2.4.4)表示通过实验 X 实测后,获得的关于 Y 的信息量,或 X 带来的 Y 的信息量,或 X 关于 Y 的信息量。

通过上述解释可知,如果 X 与 Y 无关,即互相独立,或说实验 X 不是测量 Y ,是无关的另一回事情。那么 X 做得再多,也不会减少 Y 的不确定性, Y 仍为原始不确定性。因此,当 X 与 Y 彼此独立时,则二者的互信息为零:

$$I(XY) = 0$$

【例】用温度传感器测量温度。设被测温度范围 $t_1 \sim t_2$,测温落点 t 在 $t_1 \sim t_2$ 范围内均匀分布,即等概率密度 $p(t) = \frac{1}{t_2 - t_1}$ 。设测温传感器误差为 $\pm \Delta$ (绝对误差),误差分布为等概率分布 $p(\Delta) = \frac{1}{2\Delta}$ 。求通过温度测量后的信息量。

解:根据相关信号互信息量与信息熵的关系式(2.4.4)计算此题。未测温时,温度原始不确定性为:

$$H(t) = - \int_{-\infty}^{\infty} p(t) \log p(t) dt$$

$$\begin{aligned}
&= - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{t_2 - t_1} \log \frac{1}{t_2 - t_1} dt \\
&= - \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{t_2 - t_1} \log \frac{1}{t_2 - t_1} dt \\
&= \log(t_2 - t_1)
\end{aligned}$$

通过测温实验后, 温度 t 仅在误差范围 $\pm \Delta$ 内是不确定的, 即误差的信息熵为:

$$\begin{aligned}
H(\Delta) &= - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\Delta} \log \frac{1}{2\Delta} dt \\
&= - \int_{t-\Delta}^{t+\Delta} \frac{1}{2\Delta} \log \frac{1}{2\Delta} dt \\
&= \log(2\Delta)
\end{aligned}$$

通过测温后所获得的信息量为:

$$I = H(t) - H(\Delta) = \log \frac{t_2 - t_1}{2\Delta}$$

根据此例的计算结果可得出如下结论:

(1) 温度测量实验的实质是缩小温度的不确定区间。温度的原始不确定区间是 $t_2 - t_1$, 做完测温实验后其不确定区间缩小为 2Δ 。

(2) 测温实验后所获得的信息量是原始温度不确定性与测后温度不确定性之差, 即消除了的不确定性之值。

(3) 测温实验之前, 温度的不确定范围大, 但概率密度小, 而信息熵大。测温实验之后, 温度的不确定范围小, 但概率密度大, 而信息熵小。因此信息量为正值。

(4) 若令 $N = \frac{t_2 - t_1}{2\Delta} = \frac{t_2 - t_1}{d}$, d 称误差分布不确定区间, N 称不确定区间梯级数, 则信息量为:

$$I = \log N$$

此式的意义在于适用于误差的任何分布。若设温度 t 的误差分布

为正态分布：

$$p(\Delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

式中 σ 为温度的标准误差(均方差),它与温度的绝对误差 Δ 之间的关系为：

$$2\Delta = K\sigma$$

式中 K 称为置信系数。在误差的概率理论中,置信系数是一经验常数。在信息理论中,置信系数可以通过计算求得,这被认为是信息论应用最成功的实例。为计算方便,我们取自然对数计算正态分布下的误差的信息熵：

$$\ln p(\Delta) = -\ln(\sigma \sqrt{2\pi}) - \frac{t^2}{2\sigma^2}$$

$$\begin{aligned} H(\Delta) &= - \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta) \ln p(\Delta) dt \\ &= \ln(\sigma \sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta) dt + \frac{1}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} t^2 p(\Delta) dt \end{aligned}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta) dt = 1$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} t^2 p(\Delta) dt = \sigma^2$$

$$H(\Delta) = \ln(\sigma \sqrt{2\pi}) + \frac{1}{2} = \ln(\sigma \sqrt{2\pi}) + \ln \sqrt{e} = \ln(\sigma \sqrt{2\pi e})$$

$$d = \sigma \sqrt{2\pi e} = 2\Delta$$

$$K = \sqrt{2\pi e}$$

$$N = \frac{t_2 - t_1}{d}$$

$$I = \ln N$$

我们可以看到 N 的意义,它是原始不确定性区间和误差分布不确定性区间的比值。增加信息量,应缩小误差不确定性区间。

可见误差影响信息量的获得,而产生误差的最重要因素是干扰噪声。因此,减小、抑制干扰噪声可以提高信息量。

§ 2.5 信道容量

信道是运载信息的信号所通过的通道,是信息传递系统的重要组成部分。信号可以在信道中传递和存贮,信道中能传递或存贮的最大信息量称信道容量。当信道容许的输入、输出信号是电压或电流的随机时间函数时,称为电信道。若信道容许的输入、输出信号是离散信号,则信道称离散信道。若信道容许的输入、输出信号是连续信号,则信道称连续信道。若信道容许的输入信号是连续的,输出信号是离散的,或反之,则信道称半连续半离散信道。信道输入、输出信号间的关系是描述信道特性的主要标志。为统一描述各种信道,往往采用条件概率来说明输入、输出信号间的关系。

设输入信号为 $X[x_1, x_2, \dots, x_L]$, 输出信号为 $Y[y_1, y_2, \dots, y_L]$, 条件概率为 $P(Y|X)$ 。当信道中无随机性干扰时,输出、输入间有确定的关系。这种确定关系有各种不同情况。一种情况是 Y 是 X 的一一对应函数:

$$Y = f(X)$$

或写成数量方程:

$$y_1 = f_1(x_1, x_2, \dots, x_L)$$

$$y_2 = f_2(x_1, x_2, \dots, x_L)$$

...

$$y_L = f_L(x_1, x_2, \dots, x_L)$$

在这种情况下信道无失真或只有可校正失真。此时条件概率为:

$$P(Y|X) = \begin{cases} 1 & Y = f(X) \\ 0 & Y \neq f(X) \end{cases}$$

可见条件概率呈 $(0, 1)$ 分布。根据互信息的定义, 可求得 $H(X|Y)=0$, 则

$$I(XY) = H(X) = H(Y)$$

另一种情况是 Y 是 X 的确定函数, 但不是一一对应的, 即不同的 X 输入可能以同样的 Y 输出。这种情况是不可逆失真情况, 如信道中有限幅器, 对所有 $x > a$ 的输入, 都输出成 $y = b$ 。这时条件概率仍为 $(0, 1)$ 分布, 但互信息为:

$$I(XY) = H(Y) \leq H(X)$$

因此最大信道容量是熵函数 $H(Y)$ 的最大值。

第三种情况是同一个输入 X 可能有几个 Y 输出, 且各种 X 所对应的 Y 不重合, 则互信息为:

$$I(XY) = H(X) \leq H(Y)$$

因此信道容量是熵函数 $H(X)$ 的最大值。但是当 X 、 Y 为连续信号时, 连续熵就不是信息量, 只是熵的相对值。此时可假设各信号所占时长一样, 都为 t_0 秒。若一个信号最大信息量为 I_0 , 则单位时间最大容许传递的信息量或信道容量可用信息率表示:

$$C_0 = \frac{I_0}{t_0} \quad (\text{比特/秒})$$

当信道中有干扰时, 输出、输入间无确定的函数关系。干扰一般存在两种性质的干扰: 一种是可加性干扰, 一种是相乘性干扰。可加性干扰时, 输出信号是输入信号与干扰信号之和。相乘性干扰时, 输出信号是输入信号乘以某些随机量的信号。无论在哪一种干扰之下, 输出、输入间的条件概率不再是 $(0, 1)$ 分布, 而成为一般的概率或概率密度。只要确定了条件概率, 信道特性就确定下来, 输出、输入关系还是可用条件概率描述。若条件概率为:

$$P(Y|X) = p(y_1|x_1) \cdot p(y_2|x_2) \cdots p(y_L|x_L)$$

则称此信道为无记忆信道。这种信道的每个输出信号只与相应的输入信号之间有条件概率, 而与其他非相应输入信号无关。我们以讨论这种信道为主。

当信道中存在干扰,而且某一瞬间的输出信号不但与相应输入信号有关,也与以前的输入信号有关时,则称此信道为有记忆的信道,常称码间干扰问题。实际信道往往是有干扰有记忆的信道。但研究这种信道并不简单,尚无系统的理论和完整的数学方法。

综上所述,规定一信道就是规定输入、输出以及输出对输入的条件概率。若设信道输入为 X , 输出为 Y , 条件概率为 $P(Y|X)$, 则输入输出间的互信息为:

$$\begin{aligned} I(YX) &= H(X) - H(X|Y) \\ &= H(Y) - H(Y|X) \end{aligned}$$

上式即为从 Y 中获得的关于 X 的信息,即信道所传递的信息。若信道已知,则条件概率便已知,但 X 的分布概率是可变的,因而互信息与 X 的概率 $P(X)$ 和条件概率 $P(X|Y)$ 或 $P(Y|X)$ 有关。通过调整 $P(X)$ 可使互信息最大,即信道容量为:

$$C = \max_P I(XYP)$$

设输入信号 $X[a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n]$, 输出信号 $Y[b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_n]$, 条件概率为:

$$p_{ji} = \begin{cases} \frac{\epsilon}{n-1} & i \neq j \\ 1 - \epsilon & i = j \end{cases}$$

设 X 的概率分布为 $p_i (i = 1, 2, \dots, n)$, 则互信息为:

$$\begin{aligned} I(XYP) &= H(Y) - H(Y|X) \\ &= H(Y) + \sum_i p_i \sum_j p_{ji} \log p_{ji} \\ &= H(Y) + \sum_i p_i [\epsilon \log \frac{\epsilon}{n-1} + (1 - \epsilon) \log (1 - \epsilon)] \end{aligned}$$

式中方括号中的值与 i 无关,这种信道称对称信道,可将第二项条件熵函数写为:

$$- H\left(1 - \epsilon, \underbrace{\frac{\epsilon}{n-1}, \dots, \frac{\epsilon}{n-1}}_{(n-1)\uparrow}\right)$$

$$I(XYP) = H(Y) - H(1 - \omega, \frac{\epsilon}{n-1}, \dots, \frac{\epsilon}{n-1})$$

可见要使互信息最大,则必须使 $H(Y)$ 最大。由最大熵公式可知, $H(Y)$ 的最大值为 $\log n$, 则信道容量为:

$$C = \log n - H\left(1 - \epsilon, \frac{\epsilon}{n-1}, \dots, \frac{\epsilon}{n-1}\right)$$

$H(Y)$ 最大的条件是 Y 为等概率分布即 $q_j = \frac{1}{n}$ 。由 q_j 与 p_i 的关系:

$$q_j = \sum_i p_i p_{ji} = \frac{1}{n}$$

可求得:

$$p_i = \frac{1}{n}$$

可见离散对称信道,当输入 X 为等概率 $p_i = \frac{1}{n}$ 时,互信息最大,即信道容量如式 C 表达。

若 $n = 2$, 则信道容量为:

$$C = \log 2 - H(1 - \epsilon, \epsilon) = \log 2 - H(\epsilon)$$

由于输入信号 X 的信息 $H(X) = \log 2$, 而信道实际传送的信息是 C , 所以式中 $H(\epsilon)$ 是在信道中丢失的信息。由此可知, 条件熵 $H(X|Y)$ 表示已知 Y 后所存在的 X 的不确定性, 是信道干扰所造成的信息损失。当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, 则这一信息损失消失。这一结果表明信道干扰对信道传送信息能力的影响。

对连续信道, 设引入相加性高斯分布的白噪声 n , 称高斯白噪声信道。此白噪声 n 是均值为零、方差(平均功率)为 σ^2 的高斯变量。若设输入信号为 X , 则输出为 $Y = X + n$ 。当已知 X 为 x 时, Y 是一高斯变量, 其均值为 x , 方差为 σ_y^2 , 则条件概率密度为:

$$p(y|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(y-x)^2\right]$$

若设 X 的概率密度为 $p(x)$, 则

$$\begin{aligned}
I(XYP) &= H(Y) + \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \int_{-\infty}^{\infty} p(y|x) \log p(y|x) dy dx \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} p(y|x) \log p(y|x) dy \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} p(y|x) \left[-\ln \sqrt{2\pi\sigma^2} - \frac{(y-x)^2}{2\sigma^2} \right] dy \\
&= -\ln \sqrt{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(y|x) dy - \frac{1}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} (y-x)^2 p(y|x) dy \\
&= -\ln \sqrt{2\pi\sigma^2} - \frac{1}{2} = -\ln \sqrt{2\pi\sigma^2} - \ln \sqrt{e} \\
&= -\ln \sqrt{2\pi e\sigma^2} \\
&\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1
\end{aligned}$$

$$I(XYP) = H(Y) - \ln \sqrt{2\pi e\sigma^2}$$

由于 $Y = X + n$, 若对 X 不加任何限制, 则 $H(Y)$ 可趋于无穷, 信道容量也将为无穷大。但实际信道总是有限制的。当信道的输入功率限制在 P_{wi} 时, 则输出功率限制在 P_{wo} 以下。设输入信号与噪声相互独立, 功率是可加的:

$$P_{wo} = P_{wi} + \sigma^2$$

当 Y 是均值为零的高斯分布随机变量时, 熵值 $H(Y)$ 最大。要使 Y 是均值为零的高斯变量, 则根据 $Y = X + n$, X 也必须是均值为零、方差为 P_{wi} 的高斯变量。由此可求得信道容量为:

$$\begin{aligned}
C &= \ln \sqrt{2\pi e P_{wo}} - \ln \sqrt{2\pi e\sigma^2} \\
&= \frac{1}{2} \ln \frac{P_{wo}}{\sigma^2} = \frac{1}{2} \ln \left(1 + \frac{P_{wi}}{\sigma^2} \right)
\end{aligned}$$

式中 $\frac{P_{wi}}{\sigma^2}$ 实际为信噪功率比, 记 $P_{wi} = S$ 并写成一般形式, 则

$$C = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{S}{\sigma^2} \right)$$

此式是平均功率受限条件下的高斯白噪声信道的信道容量。由于功率受限高斯白噪声信道容量是最大信道容量,因此可以作为相加性干扰非高斯分布信道的上限值,用于分析非高斯信道。

一般连续信道除输入、输出功率受限之外,频带宽度还会受到限制。对于限功率、限频带信道,其输入、输出、噪声信号都是限功率、限频带的随机变量过程。若设信道频带宽度为 F , 根据采样定理若设采样周期为 T 、采样点数为 N , 则

$$N = 2FT$$

我们将信道分成 N 个分支信道的并联, 则

$$C_N = \frac{N}{2} \log \left(1 + \frac{S}{\sigma^2} \right) = FT \log \left(1 + \frac{S}{\sigma^2} \right)$$

单位时间信道容量或信息速率为:

$$C_T = F \log \left(1 + \frac{S}{\sigma^2} \right)$$

此式即香农信道容量公式, 它将信道频带 F 、信噪功率比、时间联系起来。由式可见, 增加信噪比或减小噪声, 可以增加信道容量。信道容量与信道频带的关系: 当 F 较小时, C_T 随 F 的增加而较快地增加; 当 F 较大时, C_T 随 F 的增加而增加较慢。若设噪声功率谱密度为 n_0 , 则 $\sigma^2 = Fn_0$ 。当 $F = \frac{S}{n_0}$ 时, $C_T = \frac{S}{n_0} \log 2 = \frac{S}{n_0}$ 。当 $F > \frac{S}{n_0}$ 时, C_T 随 F 增加而趋向极限 $\frac{S}{n_0} \log e$ 。

由于实际信道并不是上述典型信道, 因此信道容量公式只对分析信息传递通道有指导意义, 而实际操作仍有许多的麻烦。

第三章 传感器电路中的噪声问题

在传感器电路中既可能产生内部噪声,也可能有外界窜入干扰噪声。传感器电路中噪声的存在,将使得信息传递质量下降,这一点我们可以从第二章内容看出来。产生噪声的因素比较复杂,噪声的类型和特性也各不相同,本章将仅从低噪放大器设计及抑制内外干扰噪声的角度叙述传感器电路的降噪问题。

§ 3.1 噪声类型及特性

根据形成噪声机制的不同,我们可将噪声分成热噪声、散粒噪声和闪烁噪声三种类型。

一、热噪声

导体中由电荷的热运动而产生的噪声称热噪声。热噪声可表示为:

$$E_f^2 = 4kTR\Delta f \quad (3.1.1)$$

式中, E_f 为热噪声电压有效值 (V); k 为玻尔兹曼常数 ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J} \cdot \text{K}^{-1}$); R 为产生热噪声的噪声源电阻 (Ω); T 为绝对温度 (K); Δf 为测试设备的频带宽度 (Hz)。当 $R = 1\text{K}\Omega$ 、 $\Delta f = 1\text{Hz}$ 、 $T = 300\text{K}$ 时, $E_f \approx 4\text{nV}$ 。常将室温下的这一数值作为计算热噪声电压的基数。

热噪声与频率无关,称白噪声。式中 Δf 为测试设备频带。实际上热噪声具有一定的功率谱。从式(3.1.1)可以看出,只要元

件具有一定的电阻值,并存在一定的温度,就会产生一定大小的热噪声电压,而与元件的制造方法无关。因此,降低热噪声只能从降低元件工作温度入手,例如采用散热、恒温等方法。

二、散粒噪声

电流是由载有电荷的载流子的定向运动形成的。但载流子只有在到达电极时才能形成电流。因此,从微观上看,电流不是连续的。如果认为电流是连续的,即把电流看成是载流子的连续的、定向的、定量的流动(即直流),那么微观载流子到达电极就可以看成是电流的起伏,就是噪声。这种起伏噪声称散粒噪声或肖特基噪声。散粒噪声电流可以表达为:

$$I_{sn}^2 = 2qI_{DC}\Delta f \quad (3.1.2)$$

式中 I_{sn} 为散粒噪声电流有效值(A); I_{DC} 为宏观直流(A); q 为单位电荷($q = 1.602 \times 10^{-19} \text{C}$); Δf 为测试设备带宽(Hz)。当高阻抗敏感元件与电路耦合时容易产生散粒噪声。因此,设计高阻抗敏感元件接口电路时,散粒噪声是突出问题。

三、闪烁噪声

当电流流过具有陷阱、晶格缺陷的元件电阻体时,产生闪烁噪声。闪烁噪声的功率谱与频率成反比,故也称之为 $\frac{1}{f}$ 噪声。也由于这种噪声与频率的相关性,为与白噪声(与频率无关)的称法相呼应,而称为闪烁噪声。闪烁噪声与外加电压有关,可表达成如下式:

$$E_f^2 = \alpha V_{DC}^2 \frac{\Delta f}{f} \quad (3.1.3)$$

式中 α 为比例系数; $V_{DC} = I_{DC}R$ 为外加直流电压(V)。

闪烁噪声的大小一般用噪声指数 NI 表示。以十倍频程内的噪声为基准,噪声指数定义为:

$$NI = 10 \log \frac{\bar{E}_f^2}{V_{DC}^2} = 20 \log \frac{\bar{E}_f}{V_{DC}} \text{ (dB)} \quad (3.1.4)$$

式中 $\bar{E}_f$ 为十倍频程内闪烁噪声电压的平均值 (μV)。由于 $V_{DC} = I_{DC}R$ 含电阻参数,故噪声指数与电阻值有关;不同材料的电阻元件,其噪声指数范围不同。例如,碳膜电阻 $NI = -20 \sim 0\text{dB}$;金属膜电阻 $NI = -40 \sim 10\text{dB}$;绕线电阻的噪声指数很小。

若给定噪声指数值,可推算闪烁噪声电压谱密度。十倍频程内闪烁噪声电压平均值为

$$\bar{E}_f^2 = \int_f^{10f} \alpha V_{DC}^2 \frac{df}{f} = \alpha V_{DC}^2 \ln 10$$

$$NI = 10 \log \frac{\bar{E}_f^2}{V_{DC}^2} = 10 \log \frac{\alpha V_{DC}^2 \ln 10}{V_{DC}^2} = 10 \log(\alpha \ln 10)$$

$$\alpha = \frac{10^{0.1NI}}{2.303}$$

$$E_f^2 = \frac{\Delta f V_{DC}^2 10^{0.1NI}}{2.303 f}$$

闪烁噪声电压谱密度为

$$\frac{E_f}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{V_{DC} \cdot 10^{0.05NI}}{1.517 \sqrt{f}} \quad (\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}) \quad (3.1.5)$$

设 $V_{DC} = I_{DC}R = 1\text{V}$ 、 $NI = -20\text{dB}$ 、 $f = 1\text{kHz}$,则闪烁噪声谱密度为

$$\frac{E_f}{\sqrt{\Delta f}} = 2.08 (\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})$$

热噪声与闪烁噪声频率特性对比如图 3.1.1 所示。

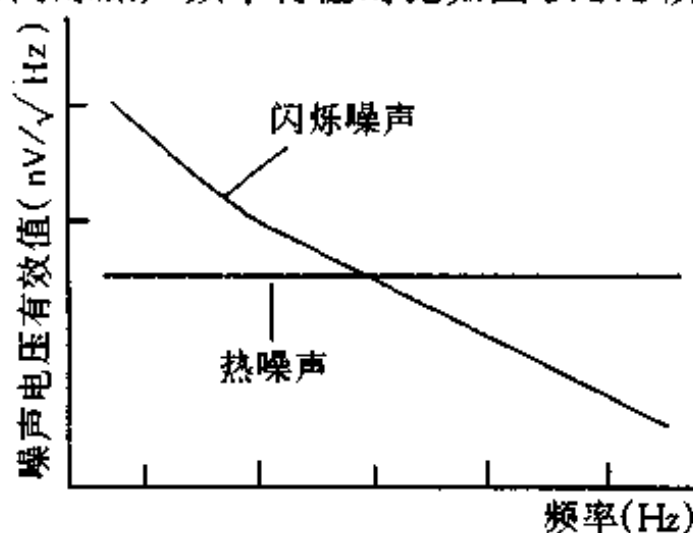


图 3.1.1 噪声频率特性

§ 3.2 放大器等效噪声模型

我们以双结型晶体管放大器为例,推导放大器等效噪声模型。

图 3.2.1 为晶体管放大器及其等效电路。在晶体管中主要应考虑基区电阻的热噪声、基极电流的散粒噪声、基极-射极间因基极电流和电位波动所形成的闪烁噪声、集电极电流的散粒噪声等。图中 V_s 、 R_s 分别为外加信号源等效信号电压和内阻。 $r_{bb'}$ 为基区电阻; $r_{b'e}$ 为基区-射极电阻, $C_{b'e}$ 为基区-射极电容; r_{ce} 为集电极-射极电阻; $V_{b'}$ 为基区 b' 点的电压; g_m 为跨导:

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial V_{b'}} \approx \frac{q}{kT} I_c \quad (3.2.1)$$

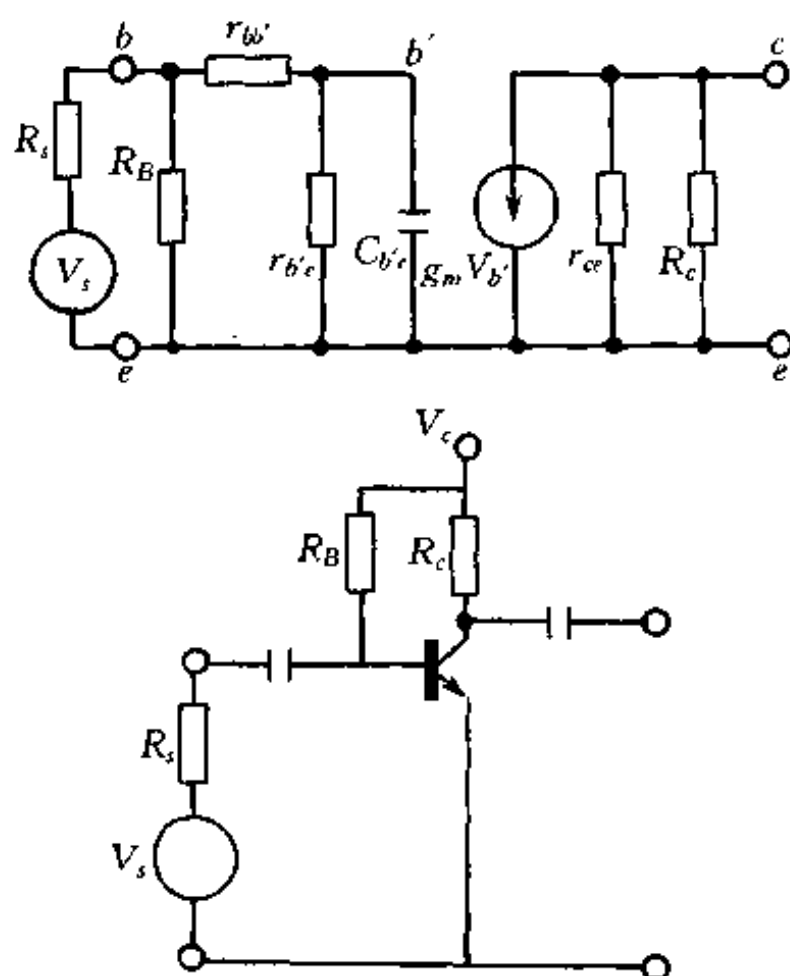


图 3.2.1 晶体管放大器及其等效电路

式中 q 为电荷; T 为绝对温度; k 为玻尔兹曼常数; I_c 为集电极电流。如果我们先不考虑晶体管外电路元件偏流电阻 R_b 和集电极负载电阻 R_c 的噪声问题, 仅仅考虑作为放大器的晶体管内部的各种噪声, 可画出如图 3.2.2 所示的噪声等效电路。图中 E_s 为信号源内阻 R_s 产生的热噪声电压; I_f 为基极-射极间闪烁噪声电流; I_b 为基极散粒噪声电流; E_b 为基区电阻 $r_{bb'}$ 产生的热噪声电压; I_{cn} 为集电极-射极间散粒噪声电流。 R_L 、 E_{nL} 分别为负载电阻和负载噪声电压。

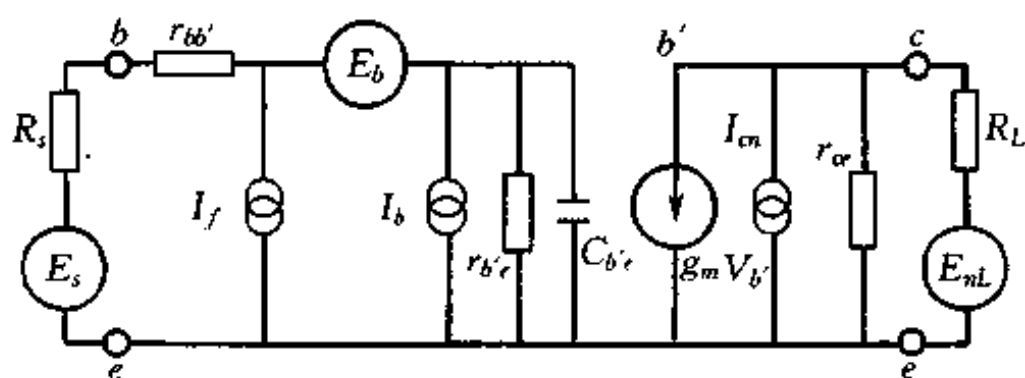


图 3.2.2 晶体管噪声等效电路

在进行噪声分析计算时, 将噪声进行等效变换, 把全部噪声折算为输入端的等效噪声, 这对电路的分析与计算要方便得多。现在我们进行这种等效折算。将电路输出端 c 、 e 短路, 可求得输出端总等效噪声电流。由于噪声是误差, 所以计算时应按误差求和方法进行计算:

$$I_{no}^2 = I_{cn}^2 + (g_m V_{b'n})^2 \quad (3.2.2)$$

式中 I_{no} 为输出端总噪声电流。 b' 点噪声电压 $V_{b'n}$ 也按噪声计算方法计算

$$V_{b'n}^2 = E_s^2 \frac{Z_{b'e}^2}{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2} + E_b^2 \frac{Z_{b'e}^2}{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2} + I_f^2 (R_s + r_{bb'})^2 \cdot \frac{Z_{b'e}^2}{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2} + I_b^2 (R_s + r_{bb'})^2 \frac{Z_{b'e}^2}{(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}$$

$$Z_{b'e} = r_{b'e} // C_{b'e}$$

另外,根据图 3.2.1 所示的工作信号等效电路,同样将 c 、 e 短路,可求得输出信号电流及 b' 点的信号电压:

$$I_o = g_m V_{b's} \quad (3.2.3)$$

$$V_{b's} = V_s \frac{Z_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + Z_{b'e}}$$

信号电压和电流不是噪声,故不能按噪声方法计算。输出端信号电流与噪声电流之比称输出端电流信噪比:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_o}{I_{no}} \quad (3.2.4)$$

输出电流信噪比是在输出端描述晶体管信号与噪声的参数。现在我们要在晶体管的输入端描述晶体管的信号与噪声,因此要将输出端参数对输入端进行折算。折算时将作为放大器的晶体管看成是理想的,所以折算到输入端的信噪比应保持输出端的信噪比不变。设折算到输入端的等效噪声电压为 E_{ni} ,根据信噪比不变的要求有

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s}{E_{ni}} = \frac{I_o}{I_{no}} \quad (3.2.5)$$

$$\begin{aligned} E_{ni}^2 &= V_s^2 \frac{I_{no}^2}{I_o^2} \\ &= E_s^2 + E_b^2 + (I_f^2 + I_b^2)(R_s + r_{bb'})^2 + \frac{I_{cn}^2 (R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}{g_m^2 Z_{b'e}^2} \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

式(3.2.6)中可按噪声性质分成如下几项:

$$\text{热噪声电压} \quad E_s^2 + E_b^2 = 4kT(R_s + r_{bb'})\Delta f \quad (3.2.7)$$

$$\text{散粒噪声电流} \quad I_b^2 = 2qI_B\Delta f \quad (3.2.8)$$

$$I_{cn}^2 = 2qI_c\Delta f \quad (3.2.9)$$

$$\text{闪烁噪声电压} \quad E_f^2 = I_f^2 (R_s + r_{bb'})^2 = \alpha [I_B (R_s + r_{bb'})]^2 \frac{\Delta f}{f} \quad (3.2.10)$$

将式(3.2.7)~(3.2.10)代入式(3.2.6)可得输入等效噪声电压谱的平方值:

$$\begin{aligned} \frac{E_{ni}^2}{\Delta f} = & 4kT(R_s + r_{bb'})^2 + 2qI_B(R_s + r_{bb'})^2 + \frac{\alpha I_B^2(R_s + r_{bb'})^2}{f} \\ & + \frac{2qI_C(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}{g_m^2 Z_{b'e}^2} \end{aligned} \quad (3.2.11)$$

式(3.2.11)右边第四项含复阻抗 $Z_{b'e}$, 故该项与频率有关。我们将第四项作近似处理, 将其分解为低频项和以 $\frac{1}{\omega C_{b'e}}$ 起主导作用的高频项。分解如下:

$$\begin{aligned} & \frac{2qI_C(R_s + r_{bb'} + Z_{b'e})^2}{g_m^2 Z_{b'e}^2} \\ = & \frac{2qI_C}{g_m^2} \left[\frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{b'e}} + j\omega \frac{(R_s + r_{bb'})r_{b'e}C_{b'e}}{r_{b'e}} \right]^2 \\ \approx & \frac{2qI_C}{g_m^2} \left[\left(\frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{b'e}} \right)^2 + \omega^2 \frac{(R_s + r_{bb'})^2 r_{b'e}^2 C_{b'e}^2}{r_{b'e}^2} \right] \\ = & \frac{2qI_C(R_s + r_{bb'} + r_{b'e})^2}{\beta^2} + 2qI_C(R_s + r_{bb'})^2 \frac{f^2}{f_T^2} \end{aligned}$$

式中 $Z_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_{b'e}}$

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}}$$

$$f_T = \beta f_0$$

$$\beta = g_m r_{b'e}$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{E_{ni}^2}{\Delta f} = & 4kT(R_s + r_{bb'}) + 2qI_B(R_s + r_{bb'})^2 + \frac{2qI_C(R_s + r_{bb'} + r_{b'e})^2}{\beta^2} \\ & + \frac{\alpha I_B^2(R_s + r_{bb'})^2}{f} + 2qI_C(R_s + r_{bb'})^2 \frac{f^2}{f_T^2} \end{aligned} \quad (3.2.12)$$

式中仅 R_s 是晶体管外电路(信号源)的参数。如果我们不考虑与

R_s 有关的噪声影响问题,则可将(3.2.12)式写成如下形式:

$$\frac{E_m^2}{\Delta f} = 4kTr_{bb'} + 2qI_B r_{bb'}^2 + \frac{2qI_c(r_{bb'} + r_{b'e})^2}{\beta^2} + \frac{\alpha I_B^2 r_{bb'}^2}{f} + 2qI_c r_{bb'}^2 \frac{f^2}{f_T} \quad (3.2.13)$$

式(3.2.13)右边第一项是基区电阻 $r_{bb'}$ 的热噪声;第二项是基极电流散粒噪声;第三项是集电极电流散粒噪声折算到输入端的等效噪声。折算方法为将输出噪声除以增益系数 β 即得输入等效噪声。上述三项都与频率无关,是晶体管的最小噪声值,常用来作晶体管的中频段最低噪声极限值。

若设晶体管发射极电阻为 r_e ,利用关系式

$$r_e = \frac{1}{g_m} \quad (3.2.14)$$

则式(3.2.13)中的第三项可作如下变换

$$\begin{aligned} \frac{2qI_c r_{bb'}^2}{\beta^2} &= \frac{2qI_c r_{b'e}^2}{g_m^2 r_{b'e}^2} = \frac{2qI_c}{g_m^2} = 2qI_c r_e^2 \\ \frac{2qI_c r_{b'e}^2}{\beta^2} &= \frac{2qI_c r_{b'e}^2}{g_m r_{b'e} \cdot \beta} = \frac{2qI_c r_{b'e}}{g_m \beta} = \frac{2qI_c r_{b'e}}{\frac{q}{kT} I_c \cdot g_m r_{b'e}} = 2kTr_e \end{aligned}$$

$$\therefore 2qI_c r_e^2 = 2kTr_e \quad (3.2.15)$$

将式(3.2.13)的第一项与第三项中我们变换的部分合并,称为输入端等效噪声电压,并记为

$$E_n^2 = 4kT(r_{bb'} + \frac{1}{2}r_e)\Delta f \quad (3.2.16)$$

将(3.2.13)式中的第二项等效为输入端噪声电流

$$\begin{aligned} (I_n r_{bb'})^2 &= 2qI_B r_{bb'}^2 \Delta f \\ I_n^2 &= 2qI_B \Delta f \end{aligned} \quad (3.2.17)$$

式(3.2.16)和(3.2.17)是晶体管最低噪声限折算到输入端的值,这是最常用的两个公式。利用这两个公式,我们就可以把晶体管看成是在输入端存在噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 的理想放大器,

如图 3.2.3 所示,并称为理想放大器等效噪声模型。理想放大器等效噪声模型是把实际放大器中的噪声等效为输入端的噪声电压和噪声电流,而把放大器本身看成是没有噪声的理想放大器。经过这样处理的放大器电路,无疑

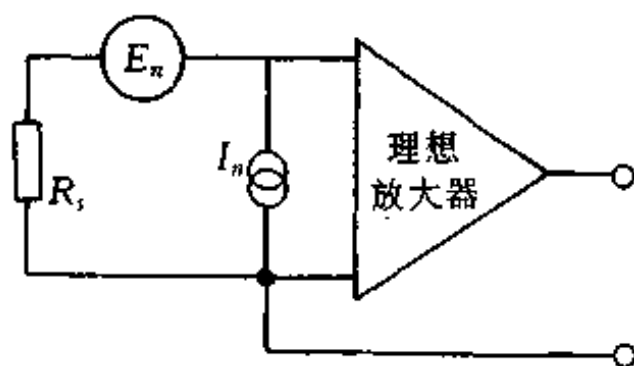


图 3.2.3 理想放大器等效噪声模型

会给放大器电路的分析和设计计算带来不少方便。从图 3.2.3 理想放大器等效噪声模型可以看出,当信号源内阻 R_s 很小时,噪声电流 I_n 在 R_s 上形成的电压很小,因而噪声电压 E_n 将起支配作用。当信号源内阻 R_s 较大时,则噪声电流 I_n 将会起支配作用。因此,存在一个与噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 相关的最佳信号源阻抗 R_s 。由此可知,在信号源与放大器之间存在最佳阻抗匹配或需进行阻抗变换的问题。

对场效应管可作如同晶体管一样的推导,并获得其理想放大的等效输入噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 为

$$E_n^2 = 4kTR_m\Delta f \quad (3.2.18)$$

$$I_n^2 = 2qI_G\Delta f \quad (3.2.19)$$

式中 $R_m \approx \frac{1}{g_m}$ 。 I_G 为栅极泄漏电流,该电流易受偏置电压和温度的影响。

§ 3.3 低噪放大器设计问题

根据理想放大器等效噪声模型,我们可以讨论低噪放大器的设计问题。

(1) 由于噪声与放大器元件自身特性有关,因此设计放大器时

首先应根据实际情况选用低噪放大元件。

(2)根据噪声指数 NF 曲线确定集电极电流。集电极电流是由基极偏置电路决定的,所以确定集电极电流实际上是确定基极偏置电路。我们先讨论噪声指数 NF 。

噪声指数 NF 是根据理想放大器等效噪声模型计算的。若设噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 之间的相互关联性可以忽略,则可求得输入端的总噪声电压

$$E_{ni}^2 = E_s^2 + E_n^2 + I_n^2 R_s^2 \quad (3.3.1)$$

定义输入端总噪声电压与信号源内阻 R_s 产生的热噪声电压 E_s^2 之比的分贝数为噪声指数 NF :

$$\begin{aligned} NF &= 10 \log \frac{E_{ni}^2}{E_s^2} = 10 \log \left(1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{E_s^2} \right) \\ &= 10 \log \left[1 + \frac{1}{4kT} \left(\frac{E_n^2}{R_s} + I_n^2 R_s \right) \right] \end{aligned} \quad (3.3.2)$$

由于 E_n 、 I_n 都是与集电极电流 I_c 有关的参数,所以可以根据式 (3.3.2) 画出 NF 、 R_s 、 I_c 之间的关系曲线,称 NF 曲线图。如图 3.3.1 为 2SC1844 的 NF 图。由图可知,当 $R_s = 500\Omega$, $I_c \approx 1\text{mA}$ 时 NF 最小 ($NF = 0.5\text{dB}$)。

(3)信号源电阻 R_s 与噪声电压 E_n 和噪声电流 I_n 的关系

将式 (3.3.2) 对 R_s 求导,并令导数为零,则可求得 R_s 的最佳值,即在 R_s 最佳值下的 NF 的最小值

$$(R_s)_{opt} = \frac{E_n}{I_n} \quad (3.3.3)$$

$$(NF)_{min} = 10 \log \left(1 + \frac{E_n I_n}{2kT} \right) \quad (3.3.4)$$

可见存在与噪声 E_n 、 I_n 相关的最佳信号源电阻 R_s ,即应实现 R_s 与 E_n 、 I_n 间的最佳匹配,可使噪声指数最小。实际中当 R_s 太小时 (约 10Ω),可采用变压器进行阻抗变换。匝比为 $1:n$ 的变压器其阻抗变换为 $1:n^2$ 。

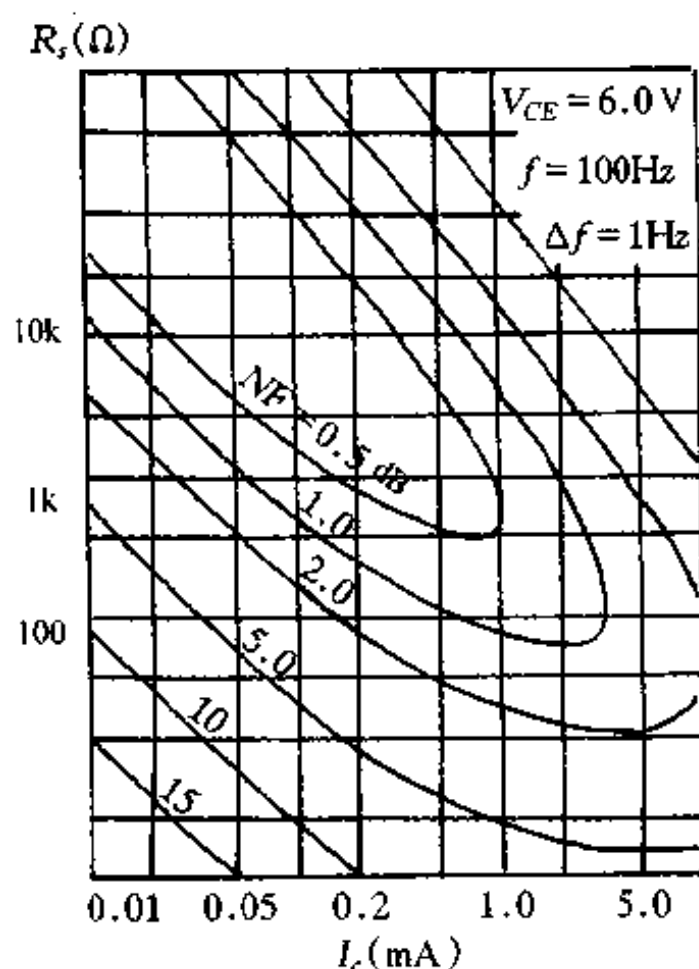


图 3.3.1 噪声指数曲线

如果 R_s 不是太小,而是比较小,且 E_n 起着支配作用,又希望降低 E_n ,这时可采用晶体管并联的方法改善信噪比,如图 3.3.2 所示。

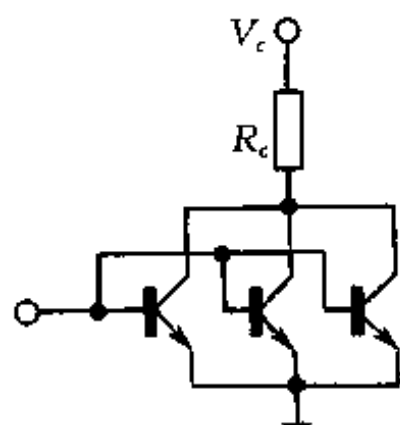


图 3.3.2 晶体管并联降噪

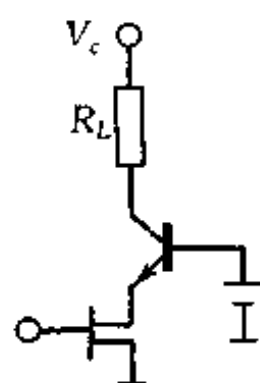


图 3.3.3 场效应管降偏压降噪

设 n 个晶体管并联, 则并联总跨导为单管的 n 倍, 并联噪声则是单管的 $\sqrt{n}$ 倍, 但信噪比 $\frac{S}{N}$ 却为单管的 $\sqrt{n}$ 分之一。信噪比的提高即改善 R_s 的匹配性能。

当信号源阻抗较高时, 噪声电流 I_n 起支配作用。若要降低 I_n , 可采用降低场效应管偏压的方法, 如图 3.3.3 所示。这样可减小栅漏电流, 同时防止由反馈电容引起的频率特性恶化。

(4) 冷却放大元件, 以降低热噪声。但这种方法除在卫星通讯设备等特殊场合可用之外, 在一般通用设备电路中难以实用。因此, 通常认为输入等效噪声的界限热噪声为约 $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

(5) 低噪偏置电路设计

晶体管有偏置电路方可工作, 无偏置电路则不能工作。偏置电路是晶体管的外围电路, 但为晶体管工作电路的重要构成部分。偏置电路决定集电极电流, 或称直流工作点。一般用串联电阻分压的方法构成偏置电路, 以获得基极工作偏压。但偏置电路却可引入附加噪声进入放大器, 例如热噪声、闪烁噪声、电源波动的影响等。可以采用

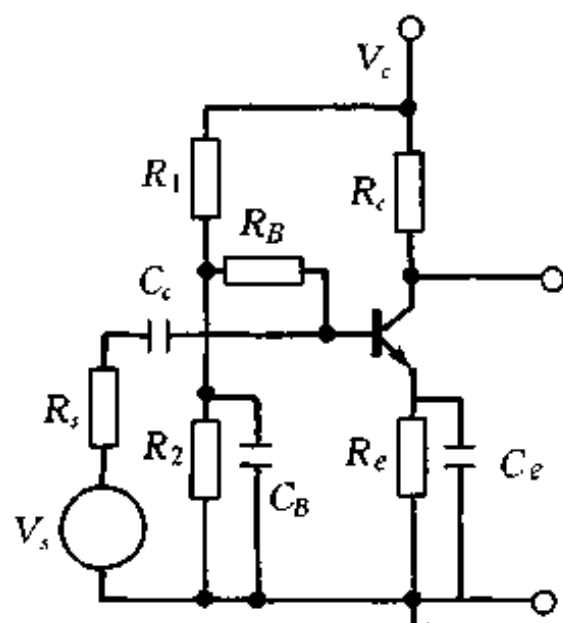


图 3.3.4 晶体管低噪偏置

如图 3.3.4 所示方法, 在分压点加滤波电容 C_B 和串接电阻 R_B 与基极相连。 C_B 起滤噪作用, R_B 起降噪作用, 可使 R_1 、 R_2 产生的闪烁噪声可忽略不计, 且电源波动影响减小。当然 R_B 热噪声仍然存在。对运放偏置电路, 仍可用此方法降噪, 如图 3.3.5 所示为单电源运放偏置电路。

【例 1】如图电路为含并联电阻 R_p 的等效噪声模型电路, 相

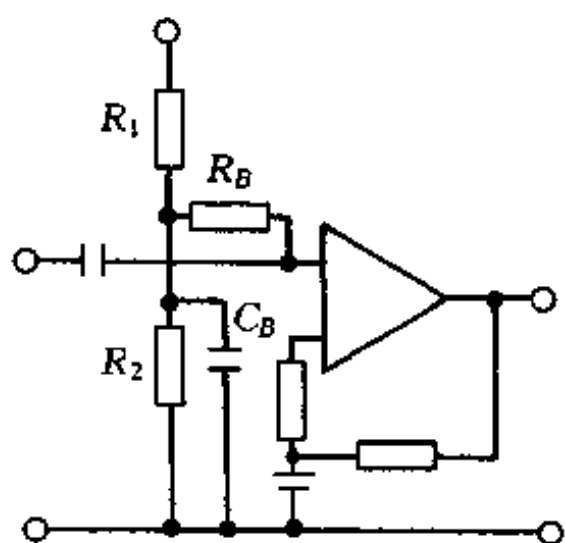
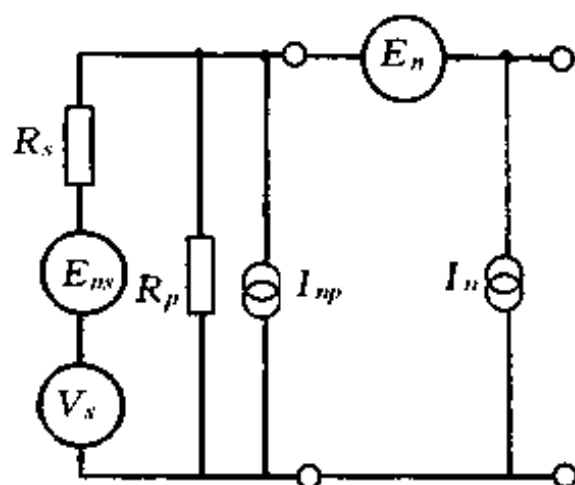


图 3.3.5 运放低噪偏置

当于通过限流电阻 R_p 由电源向敏感元件供给电流时的情况。设 R_p 产生噪声电流为 I_{np} 。 V_s 、 R_s 分别为敏感元件等效信号电压和内阻； E_{ns} 是噪声电压。 E_n 、 I_n 为放大器等效噪声。求电路信噪比。



解：可通过如下三个步骤计算等效输入噪声。

(1) 根据电路求总输出噪声电压 E_{no}

$$E_{no}^2 = E_{ns}^2 \left(\frac{R_p}{R_s + R_p} \right)^2 + E_n^2 + (I_n^2 + I_{np}^2) \left(\frac{R_p R_s}{R_p + R_s} \right)^2$$

(2) 计算电路信号增益

$$K_t = \frac{V_{so}}{V_s} = \frac{R_p}{R_s + R_p}$$

(3) 将输出总噪声电压除以电路增益获得放大器输入端的等效输入总噪声电压

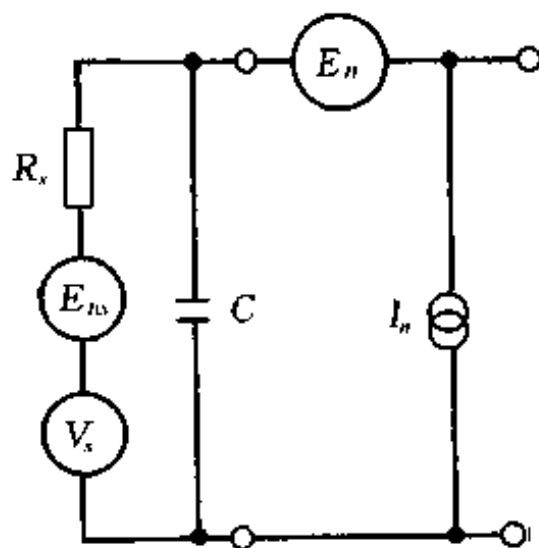
$$E_{ni}^2 = \frac{E_{no}^2}{K_t^2} = E_{ns}^2 + E_n^2 \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right)^2 + (I_n^2 + I_{np}^2) R_s^2$$

输入前级功率信噪比为

$$\frac{S}{N} = \frac{V_s^2}{E_{ni}^2} = \frac{V_s^2}{E_{ns}^2 + \frac{E_n^2}{K_t^2} + (I_n^2 + I_{np}^2) R_s^2}$$

【例 2】并联电容电路如图, 求等效输入噪声。

解: 由于电容本身并不产生噪声, 根据电路用上例步骤即可求得等效输入噪声。



(1) 总输出噪声电压

$$E_{no}^2 = E_{ns}^2 \left(\frac{1}{1 + j\omega R_s C} \right)^2 + E_n^2 + I_n^2 \left(\frac{R_s}{1 + j\omega R_s C} \right)^2$$

(2) 信号增益

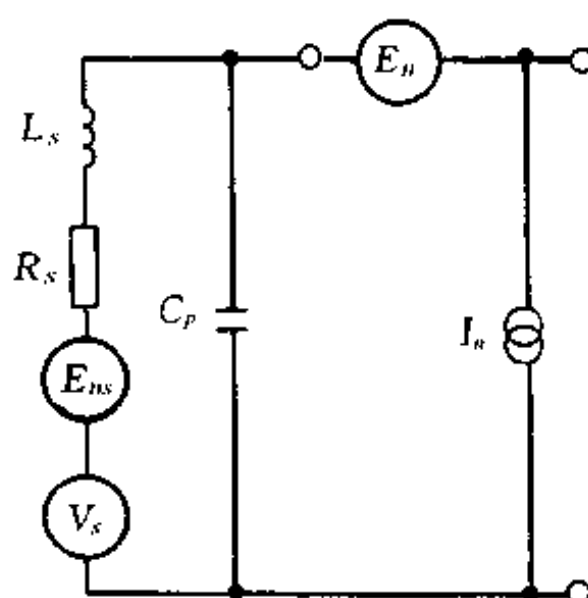
$$K_t = \frac{V_{so}}{V_s} = \frac{1}{1 + j\omega R_s C}$$

(3) 等效输入噪声

$$E_{ni}^2 = \frac{E_{no}^2}{K_t^2} = E_{ns}^2 + E_n^2(1 + \omega^2 R_s^2 C^2) + I_n^2 R_s^2$$

可见,当并联电容 C 的值增加时, E_n^2 项噪声增加。

【例3】谐振感应式敏感元件与放大器相连等效电路如下图,求等效输入噪声。



解:根据等效电路图及例1求解步骤,可求出输入等效噪声。

(1) 输出总噪声电压

$$E_{no}^2 = E_{ns}^2 \left(\frac{1}{1 - \omega^2 L_s C_p + j\omega R_s C_p} \right)^2 + E_n^2 + I_n^2 \left(\frac{R_s + j\omega L_s}{1 - \omega^2 L_s C_p + j\omega R_s C_p} \right)^2$$

(2) 信号增益

$$K_t = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_s C_p + j\omega R_s C_p}$$

(3) 等效输入噪声

$$\begin{aligned} E_{ni}^2 &= \frac{E_{no}^2}{K_t^2} = E_{ns}^2 + E_n^2(1 - \omega^2 L_s C_p + j\omega R_s C_p)^2 + I_n^2(R_s + j\omega L_s)^2 \\ &= E_{ns}^2 + E_n^2[(1 - \omega^2 L_s C_p)^2 + \omega^2 R_s^2 C_p^2] + I_n^2(R_s^2 + \omega^2 L_s^2) \end{aligned}$$

式中第二、三项均与谐振敏感元件的阻抗有关。在第二项中,若

$1 - \omega^2 L_s C_p = 0$, 则该项仅与 $\omega^2 R_s^2 C_p^2$ 有关。若采用 R_s 值很小的感应式敏感元件, 则可设计出不计噪声 E_n 的传感器系统。但此时 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}}$, 故频带很窄, 只适于窄频带场合。从降低噪声的意义上讲, 这仍是一种重要的降噪方法。

§ 3.4 外部干扰噪声的抑制

对内部噪声可以通过元件选择、降噪设计方法设计合理电路, 以及采用一些降噪措施抑制内部噪声。外部干扰噪声也可以采用一些抗扰措施进行抑制。

一、电磁干扰的抑制

外部干扰主要通过静电感应和电磁感应耦合传入电路之中。我们讨论图 3.4.1 中由导线 1 对导线 2 所形成的静电感应干扰。

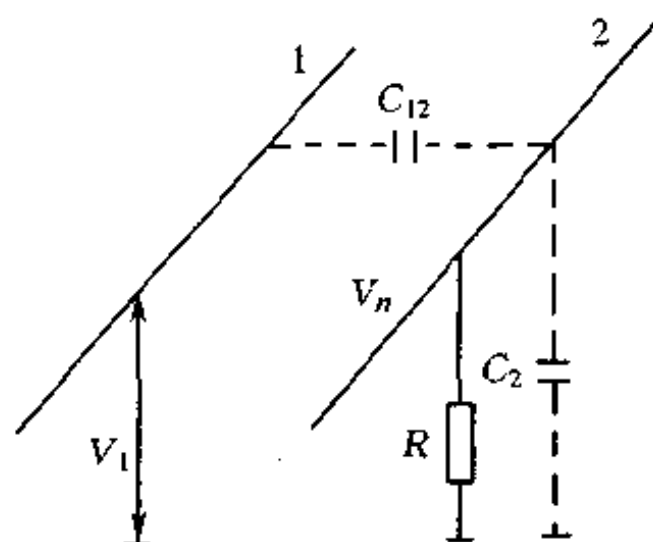


图 3.4.1 导线中的静电感应干扰

设导线 1 对地电压为 V_1 , 导线 2 对地电阻为 R 、对地电容为 C_2 。设导线 1 和导线 2 之间的线间电容为 C_{12} 。据图 3.4.1 可求出在导线 2 上的感应电压 V_n 。计算如下:

$$Z_{12} = \frac{1}{j\omega C_{12}}$$

$$Z = R // C_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC_2} \quad (3.4.1)$$

$$V_n = V_1 \frac{Z}{Z_{12} + Z} = V_1 \frac{j\omega RC_{12}}{1 + j\omega R(C_{12} + C_2)}$$

若 $\omega R(C_{12} + C_2) \ll 1$, 即 $\omega \ll \frac{1}{R(C_{12} + C_2)}$ 的低频时, 有

$$V_n = j\omega RC_{12} V_1 \quad (3.4.2)$$

当 $\omega R(C_{12} + C_2) \gg 1$, 即 $\omega \gg \frac{1}{R(C_{12} + C_2)}$ 的高频时, 有

$$V_n = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} V_1 \quad (3.4.3)$$

从式(3.4.2)和(3.4.3)都可看出, 减小线间电容 C_{12} 可以减小在导线 2 上的感应电压 V_n 。线间电容 C_{12} 的大小与线间距离的对数成反比, 因此加大线间距离可以减小线间电容, 从而减小在导线 2 上的感应电压干扰。

当线间距离一定, 而又必须减小导线 1 对导线 2 的感应干扰时, 可对导线 2 屏蔽。屏蔽线接地, 使 $V_n = 0$, 可消除对导线 2 的静电感应干扰。

图 3.4.2 所示为导线 1 对导线 2 形成的电磁感应干扰情况。设导线 1 与导线 2 间的互感系数为 M , 导线 1 通过的电流为 I , 则根据电磁感应定律, 在导线 2 上的电磁感应电压为

$$V_n = j\omega MI \quad (3.4.4)$$

可见减小电磁感应须减小互感系数, 即减小电磁耦合。减小电磁

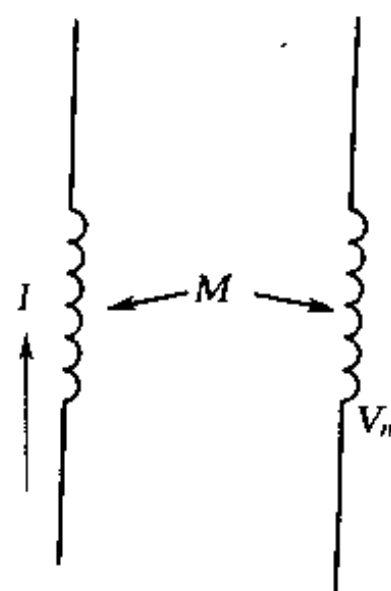


图 3.4.2 导线中的电磁感应干扰

耦合的方法是减小闭合回路面积,或让磁场与导线垂直,或将导线绞扭在一起。印刷电路板避免环状布线,有利于抑制电磁干扰。

二、接地问题

由电力线窜入的干扰噪声,可采用如图 3.4.3 所示线路滤波器抑制。共模干扰噪声通过线路滤波器电容至机架接地端 FG。滤波电容的选择要根据实际情况恰当选用。电容过大会降低线路绝缘,电容过小则抑噪效果差。在稳压电源的低频条件下,采用单点接地有利于降噪,但接地点 SG 应在电源滤波电容一端(如图),否则噪声会增大。接地点 SG 是信号地端,不能与机架地 FG 混用,否则将与大地形成共同阻抗而增大噪声。

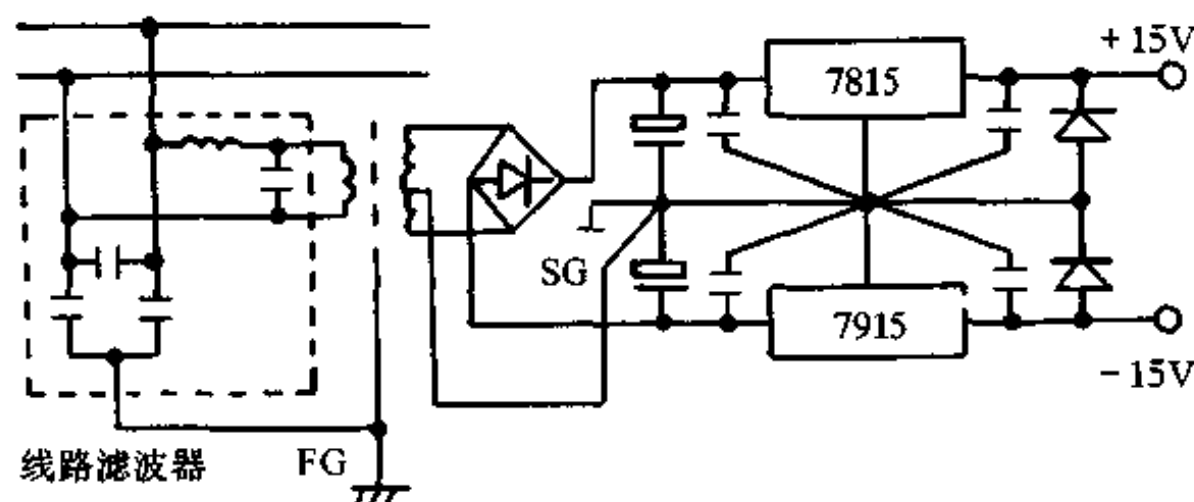


图 3.4.3 电路中的接地方法

抑制噪声既是很困难的技术,又有较多的方法可以选用,下面我们讲一点信号处理中的降噪考虑。

§3.5 信号处理中的降噪问题

下面从三个方面讲降噪信号处理技术。

一、级联放大器的降噪技术

如图 3.5.1 所示级联放大器,我们现在来考虑它的信噪比问题。

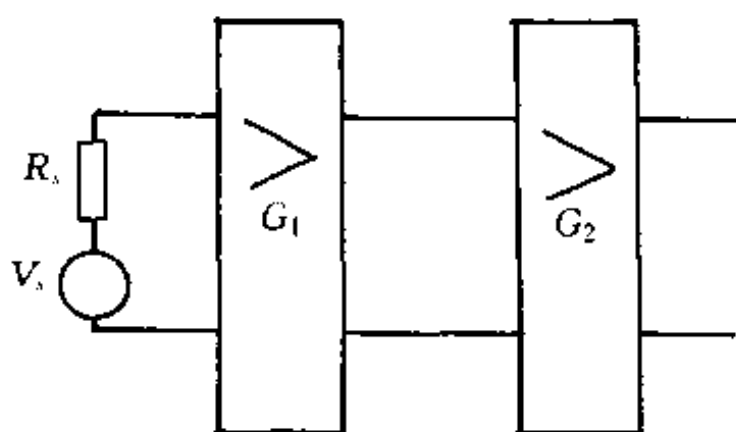


图 3.5.1 放大器级联

由于电阻 R 的热噪声为 $E_t^2 = 4kTR\Delta f$, 一般可用 $\frac{E_t^2}{4R} = kT\Delta f$ 表示电阻 R 的热噪声功率。因此, 第一级放大器的输入端存在由 R 产生的热噪声功率 $kT\Delta f$ 。设放大器功率增益为 G_1 , 定义放大器噪声系数为

$$F = \frac{\text{输入端信噪功率比}}{\text{输出端信噪功率比}} \quad (3.5.1)$$

第一级噪声系数为

$$F_1 = \frac{V_s^2/kT\Delta f}{G_1 V_s^2/N_{o1}} = \frac{N_{o1}}{G_1 kT\Delta f} \quad (3.5.2)$$

式中 N_{o1} 是第一级放大器输出端噪声功率。若单独考虑放大器 G_2 , 且设其输入端有电阻 R , 则其噪声系数为

$$F_2 = \frac{N_{o2}}{G_2 kT\Delta f} \quad (3.5.3)$$

式中 N_{o2} 是第二级放大器输出端噪声功率, 由式 (3.5.3) 可得 $N_{o2} = F_2 G_2 kT\Delta f$ 。这是把第二级放大器单独考虑的情况。由于在第二级放大器输入端存在 $kT\Delta f$ 的噪声功率, 经放大后在输出端的噪声功率为 $G_2 kT\Delta f$, 那么由第二级放大器产生的噪声为

$$\begin{aligned} N_{o2} - G_2 kT\Delta f &= F_2 G_2 kT\Delta f - G_2 kT\Delta f \\ &= (F_2 - 1) G_2 kT\Delta f \end{aligned}$$

现在我们考虑两级放大器级联后产生的总噪声功率 N_{oT} , 显然为第一级输出噪声经放大后的噪声与第二级产生的噪声之和, 即

$$\begin{aligned} N_{oT} &= G_2 N_{o1} + (F_2 - 1) G_2 k T \Delta f \\ &= G_2 (F_1 G_1 k T \Delta f) + (F_2 - 1) G_2 k T \Delta f \end{aligned} \quad (3.5.4)$$

两级放大器级联后的噪声系数为

$$F_{12} = \frac{N_{oT}}{G_1 G_2 k T \Delta f} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.5.5)$$

同理可求得多级放大器级联的噪声系数

$$F_{123\dots} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (3.5.6)$$

由式(3.5.6)可见, 当增益系数 G 较大时, 级联放大器的噪声系数主要由第一级放大器决定。因此, 若第一级放大器 $G_1 = 1$ (如变压器耦合), 则第二级放大器(实际放大器)在降噪中具有决定性重要地位。由此可知, 级联放大器时, 为降噪目的, 前级放大器增益安排具有重要地位。

另外, 由上述推导过程中对噪声系数的定义可知, 噪声指数与噪声系数具有如下关系:

$$NF = 10 \log F \quad (3.5.7)$$

二、滤波器的滤噪作用

如果事先知道信号频带或噪声频谱, 可以用滤波器改善信噪比。设滤波器传递函数为 $T(f)$, 噪声功率谱密度为 $S(f)$, f 为频率, 则信号通过滤波器后噪声为

$$E_{no}^2 = \int_0^\infty |T(f)|^2 S(f) df \quad (3.5.8)$$

如图 3.5.2 电路可求得传递函数为

$$|T(f)|^2 = \frac{1}{1 + (2\pi f)^2 R_s^2 C^2}$$

设噪声为热噪声, 则功率谱密度为

$$S(f) = \frac{E_t^2}{\Delta f} = 4kTR_s$$

$$E_{no}^2 = \int_0^\infty \frac{4kTR_s}{1 + (2\pi f)^2 R_s^2 C^2} df = \frac{kT}{C}$$

可见只与温度 T 及电容 C 有关,与电阻无关,此亦热噪声特性。若 $T = 300K$, $C = 200pF$, 则 $E_{no} \approx 20\mu V$ 。

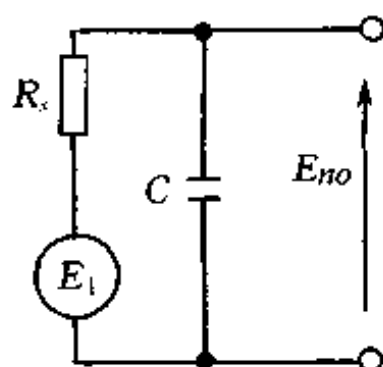


图 3.5.2 滤波降噪

二阶带通滤波器传递函数为

$$T(S) = \frac{AS}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q}S + \omega_o^2}$$

式中 ω_o 为中心频率, Q 为品质因素, A 为常数, $S = j\omega$, $\omega = 2\pi f$ 。若噪声功率谱与频率无关(如热噪声), 可据滤波器噪声带宽求噪声大小。噪声带宽为

$$\Delta f = \frac{1}{|T(f_o)|^2} \int_0^\infty |T(f)|^2 df \quad (3.5.9)$$

二阶带通滤波器噪声带宽依(3.5.9)式可求得

$$\Delta f = \frac{\pi}{2Q} f_o \quad (A = 1)$$

设 $f_o = 1kHz$, $Q = 10$, 则 $\Delta f = 157Hz$ 。若热噪声谱为 $\frac{E_f}{\sqrt{\Delta f}} = 4nV/\sqrt{Hz}$ (相当 $R = 1k\Omega$, $T = 300K$ 电阻的热噪声), 则通过上述二阶带通滤波器后输出噪声电压为

$$E_{no} = \frac{4nV}{\sqrt{Hz}} \sqrt{\Delta f} = 50nV$$

可见,若滤波器带宽更窄,输出噪声电压更低,但因 $A = 1$,并不影响通过信号的大小,因此可改善信噪比。

三、相位检波降噪作用

若已知信号是按一定周期重复输出的信号,则对输出信号按

信号周期同步采样,可以改善信噪比。因信号是周期性的,而噪声是随机的,所以原则上取样 N 次应使信噪比改善 $\sqrt{N}$ 倍。但实际上,如图 3.5.3 采用 RC 积分开关,问题将更复杂一些。

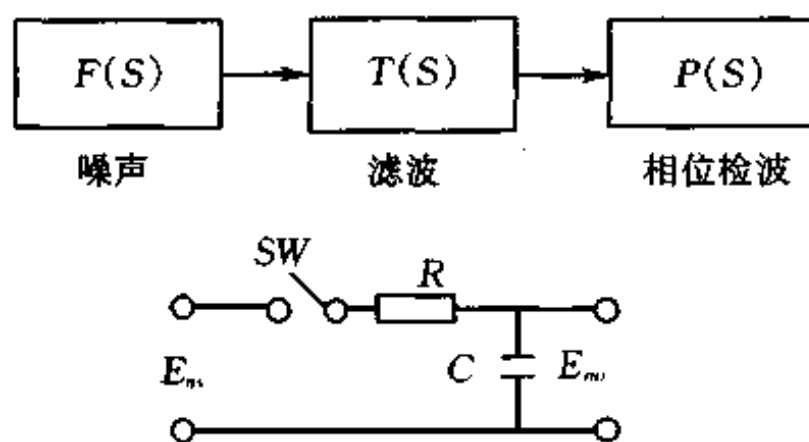


图 3.5.3 相位检波降噪

令信号和开关周期都为 T ,一周内开关闭合时间为 ΔT ,在时间常数 $\tau = RC > T$ 时,电容两端呈现的噪声电压为

$$E_{no} = \frac{1}{\tau} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\frac{n\Delta T}{\tau}} E_{ni}(nT) \frac{\Delta T}{T} \cdot T \quad (3.5.10)$$

由于输入噪声非相关,即

$$E_{ni}(nT) \cdot E_{ni}(mT) = 0, n \neq m$$

$$\text{则 } E_{no}^2 = \frac{\Delta T}{\tau^2} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\frac{2n\Delta T}{\tau}} E_{ni}^2(nT) \Delta T = \frac{\Delta T}{2\tau} E_{ni}^2$$

另外,信号根据 $\frac{\tau}{\Delta T/T}$ 时间常数趋于平均值 E_s 。故经一段充分长时间后,信噪比为

$$\frac{S}{N} = \sqrt{\frac{2\tau}{\Delta T}} \cdot \frac{E_s}{E_{ni}}$$

式中 E_s 为平均值, E_{ni} 为有效值。若开关闭合时间为半周期(半波整流),则 $\Delta T = \frac{T}{2}$,信噪比改善为 $2\sqrt{\tau f}$ 。

设信号频率 1kHz, $E_s = 10\text{nV}$ 正弦,噪声为 $1\text{k}\Omega$ 信号源内阻产

生的热噪声。信号通过 $f_0 = 1\text{kHz}$ 、 $Q = 10$ 、增益为 1 的二阶带通滤波器之后,信号仍为 10nV ,而噪声变为 50nV (有效值)。若用同步开关进行半波相位检波,则当 $\tau = 10\text{s}$ 时,信噪比改善 200 倍,噪声变为 0.25nV 。

第四章 模拟信号处理基本电路

传感器电路中的模拟信号处理电路,旨在获得尽可能高的信号质量。模拟信号处理电路一般为放大电路、滤波电路、补偿电路等。这一章我们主要讲述由运算放大器组成的基本信号处理电路,以及由其他一些特殊元件组成的基本信号处理电路。我们的重点不在于介绍这些元件的结构原理,读者可从其他书中查到。对电路设计者而言,最重要的是要掌握有关元件的应用特性,即外特性和应用方法。

§ 4.1 运算放大器基本电路的分析方法

能用于进行数学运算的放大器称运算放大器,简称运放。运放是进行信号模拟处理的基本元件之一。一般集成运放由输入级、中放级和输出级三部分组成。集成运放实际上是一个高增益($10^4 \sim 10^7$)、高输入阻抗(数千欧至数十兆欧)、低输出阻抗(小于 100Ω)的直流放大器。在进行运放电路分析时,为了易于获得电路方程,常将运放理想化,称理想运算放大器。理想运放是将运放看成增益无穷、输入阻抗无穷、输出阻抗为零的放大器,称理想运放三条件。利用理想运放条件分析、设计电路时简便、容易掌握电路的基本工作原理。但是,理想运放毕竟不是实际运放,与实际运放相较而言,会存在误差。这种误差在一般控制系统工程中是可以忽略的,但在传感器电路分析、设计中,将因运放理想化而带来分析、设计的精度问题。在本书中我们将把重点放在电路工作原

理的分析,以及正确使用运放的问题上面。正确使用运放是提高电路质量的重要问题之一。正确使用运放包括如下内容:

(1)正确选用运放元件。为提高运算精度,一般应选用失调参数小、开环增益高、共模抑制比大的元件,这是选用运放的一般原则。但是,在运放技术参数中存在一些相互制约的关系,一般难以兼顾所有参数都优良。因此,初学电路设计者很容易追求高档器件。选择运放参数指标应恰当,以满足所设计电路的质量要求为界限,不应片面追求高档器件。

(2)正确设计运放外围电路,是提高电路质量的另一重要问题。运放外围电路设计的最重要问题是运放输入失调补偿设计和运放输出直流调零设计。一般在电路设计中应有电路调整部位。

一、电压放大器

(一)反相端输入比例放大器

如图 4.1.1 为反相端输入比例放大器电路。利用支配电路运动的基本定律——基尔霍夫定律以及理想运放条件,可推导电路方程。对图 4.1.1 中电路的 N 点利用基尔霍夫定律有:

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (4.1.1)$$

根据理想运放输入阻抗无穷的条件有:

$$I_3 \approx 0 \quad (4.1.2)$$

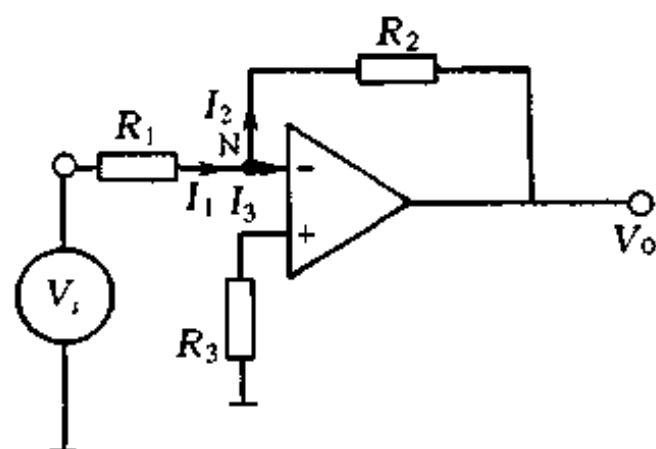


图 4.1.1 反相端输入比例放大器

$$\therefore I_1 \approx I_2 \quad (4.1.3)$$

设运放反相端电位为 V_N , 同相端电位为 V_P , 则根据式(4.1.3)可列如下方程:

$$\frac{V_s - V_N}{R_1} = \frac{V_N - V_o}{R_2}$$

$$V_N \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} \quad (4.1.4)$$

由式(4.1.4)左边可见, 运放反相端对地电阻为 R_1 和 R_2 的并联值。为降低运放输入失调的影响, 必须使输入偏置电路平衡, 或称输入端外电阻匹配。输入偏置平衡的原则是使运放反相端和同相端对地电阻相等。根据这种输入偏置平衡的原则, 可求得同相端对地电阻 R_3 的取值, 称输入偏置补偿关系式:

$$R_3 = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.1.5)$$

若设运放开环电压增益为 A_v , 输入端电位差为 $V_i = V_P - V_N$, 则输出电压 $V_o = A_v V_i = A_v (V_P - V_N)$ 。运放输出电压总是有限值, 不可能是无限值。若将运放看成理想运放, 则根据理想运放增益无穷的条件, 有 $A_v = \infty$ 。那么 V_o 要保持有限值, 则必须有 $V_i = 0$, 只有在这种 $\infty \cdot 0$ 的极限条件下, V_o 才能是有限值。由此可得:

$$V_i = 0$$

$$V_P = V_N \quad (4.1.6)$$

由此可知, 理想运放同相端和反相端电位相等, 这一概念称为理想运放的虚短概念。

根据反相端输入比例放大器电路, 因 $V_P = 0$, 因而有:

$$V_N = 0 \quad (4.1.7)$$

我们将 $V_N = 0$ 这一概念称为虚地概念。虚短概念和虚地概念均冠以“虚”字, 说明并不是实际上的短路概念和实际上的接地概念, 而是使用理想运放条件所得到的结果。利用虚短概念和虚地概念

推导理想运放电路方程大为方便。利用虚地概念可将方程(4.1.4)写成如下形式:

$$\frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} = 0$$

由此可得反相端输入比例放大器的增益和电路方程如下:

$$A_0 = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.1.8)$$

$$V_o = -V_s \frac{R_2}{R_1} = A_0 V_s \quad (4.1.9)$$

可见理想运放条件下的反相端输入比例放大器的增益 A_0 完全由运放外电路电阻 R_1 、 R_2 决定。实际上 R_1 还应包括输入信号源 V_s 的内阻。负号表示输出信号 V_o 与输入信号 V_s 的相位是相反的。

反相端输入比例放大器的运放外围电路仅三个电阻。设计运放外围电路时,首先应根据对放大器增益的要求,确定 R_2 与 R_1 的比值,然后根据输入信号源 V_s 的负载能力,尽可能选取较小的 R_1 值(减去信号源内阻);最后根据偏置补偿关系式确定同相端电阻 R_3 的值。

根据虚地概念,反相端输入电阻 R_1 可看成是信号源 V_s 的负载电阻或放大器的输入电阻。由于 R_1 不可能取很大的值,因此反相端输入比例放大器只能适用于输入信号源对负载电阻要求不很大的场合。

由理想运放条件导出的电路方程(4.1.9)反映了电路的基本工作原理和特性,即说明电路输出信号与输入信号成比例,且相位相反。但是与实际运放比较存在误差。图 4.1.2 为低频条件下的实际运放电路。图中 r_i 为运放输入阻抗。 r_i 一般很大,相较而言可令 $R_3 = 0$ 。 r_o 是输出阻抗, $A_v V_i$ 是电压放大值。在实际运放中, A_v 、 r_i 、 r_o 都是有限值。 r_o 很小,可近似为零。由电路可列如下方程:

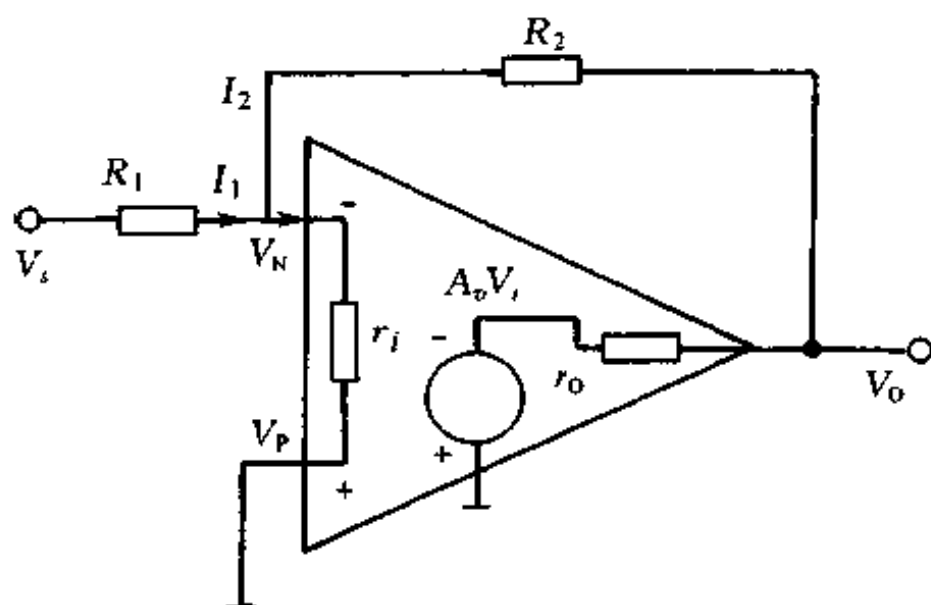


图 4.1.2 实际运算放大器等效电路

$$V_N = V_i = I_3 r_i \quad (4.1.10)$$

$$V_o = -A_v V_i = -A_v V_N \quad (4.1.11)$$

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (4.1.12)$$

由式(4.1.12)可得

$$\frac{V_i - V_N}{R_1} = \frac{V_N - V_o}{R_2} + \frac{V_N}{r_i}$$

$$V_N \left(\frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{R_2}$$

$$\text{令 } R = r_i // R_1 // R_2 = \frac{r_i R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_1 r_i + r_i R_2}$$

$$\text{则 } V_N = V_i \frac{R}{R_1} + V_o \frac{R}{R_2} \quad (4.1.13)$$

其中

$$\frac{R}{R_1} = \frac{R_2 // r_i}{R_1 + R_2 // r_i}$$

$$\frac{R}{R_2} = \frac{R_1 // r_i}{R_2 + R_1 // r_i} = \beta$$

$$\text{则} \quad V_N = V_s \frac{R_2 // r_i}{R_1 + R_2 // r_i} + \beta V_o \quad (4.1.14)$$

$$V_o = -A_v V_N \quad (4.1.15)$$

根据式(4.1.14)和(4.1.15)可作传递函数框图 4.1.3。

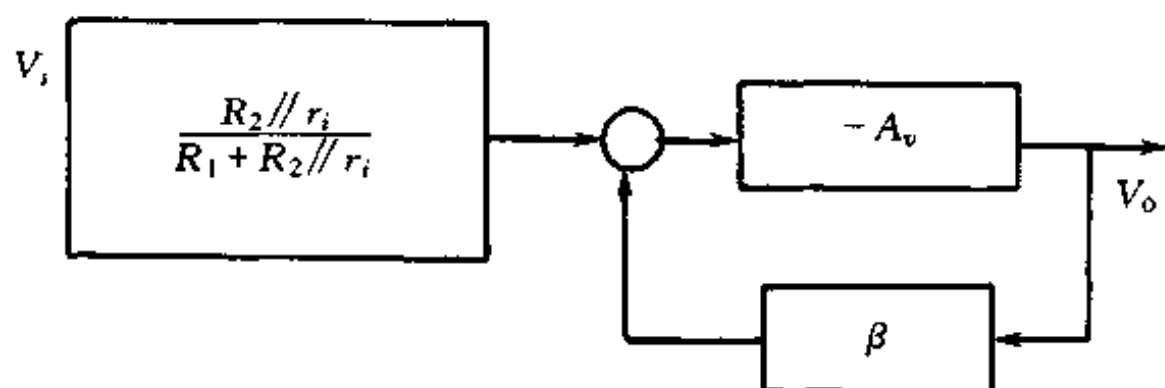


图 4.1.3 由实际运放组成的比例放大器传递函数方框图

根据框图可求得闭环增益:

$$A_d = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{A_v}{1 + A_v \beta} \cdot \frac{R_2 // r_i}{R_1 + R_2 // r_i} \quad (4.1.16)$$

A_d 为实际运放构成的比例放大器增益,与理想运放比例放大器增益 A_0 比较,可求得相对误差:

$$\delta = \left| \frac{A_d - A_0}{A_0} \right| = \frac{\frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{A_v r_i}}{1 + \frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{A_v r_i}} \approx \frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{A_v r_i} \quad (4.1.17)$$

由式(4.1.17)可见,运放开环增益 A_v 愈大,输入阻抗 r_i 愈大, $\frac{R_2}{R_1}$ 愈小, $\frac{R_2}{r_i}$ 愈小,则相对误差 δ 愈小,用理想运放近似的精度也愈高。在工程上也可以从减小相对误差 δ 的角度出发去设计运放的外围电路参数。

(二)同相端输入比例放大器

反相端输入比例放大器的输入电阻 R_1 不能太大。为克服此缺点,可采用同相端输入比例放大器,如图 4.1.4 所示。图中电阻 R_2 是为消除输入端偏置电流对运放输出失调影响而加的附加电阻。对电路中的 V_a 点用基尔霍夫定律及利用理想运放条件有:

则

$$I_1 = I_2 + I_3 = I_3$$

$$\frac{V_a}{R_3} = \frac{V_a - V_o}{R_4}$$

$$V_a \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{V_o}{R_4} \quad (4.1.18)$$

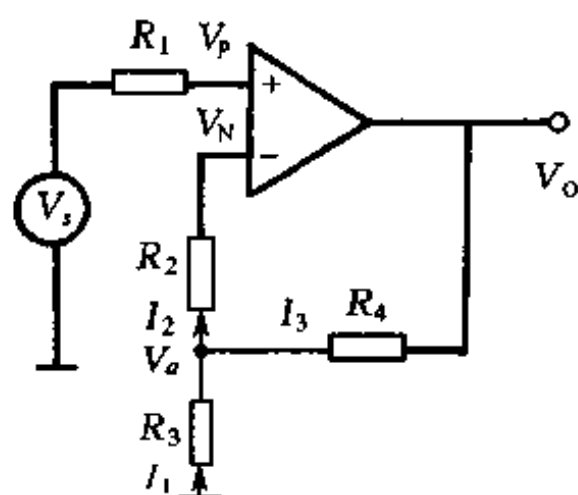


图 4.1.4 同相端输入比例放大器

可见: V_a 端对地直流电阻为 R_3 、 R_4 的并联值,而反相端对地直流电阻为 $R_2 + R_3 // R_4$ 。根据虚短概念及输入偏置补偿关系式,同相端对地直流电阻亦应为此值:

$$R_1 = R_2 + R_3 // R_4 \quad (4.1.19)$$

根据 R_2 的作用,其取值一般为:

$$R_2 = R_1 - R_3 // R_4 \quad (4.1.20)$$

若根据式(4.1.20)算得的 R_2 为负值,则应将 R_2 串在同相端,即由式(4.1.19)有:

$$R_1 + R_2 = R_3 // R_4 \quad (4.1.21)$$

根据虚短概念有

$$V_P = V_N$$

$$V_P = V_s$$

$$V_N = V_a (\because I_2 = 0)$$

将上列关系代入式(4.1.18)可得:

$$A_0 = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (4.1.22)$$

$$V_o = V_s \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = A_0 V_s \quad (4.1.23)$$

可见输出信号与输入信号同相,增益在 $\frac{R_4}{R_3} \gg 1$ 的情况,增益值基本与反相端输入比例放大器相同。

必须指出,同相端输入比例放大器中可以用虚短概念,但不能用虚地概念。因为在反相端有反馈电流流过,其电位不为零,而且随同相端输入信号的变化而变化。故在反相端承受一共模输入电压的作用。因此,用做同相端输入比例放大器的运放元件,应选用共模抑制比大的器件。

(三)双端差动输入比例放大器

双端差动输入比例放大器是应用最广泛的放大器电路,如图4.1.5所示。利用理想运放条件可列如下方程:

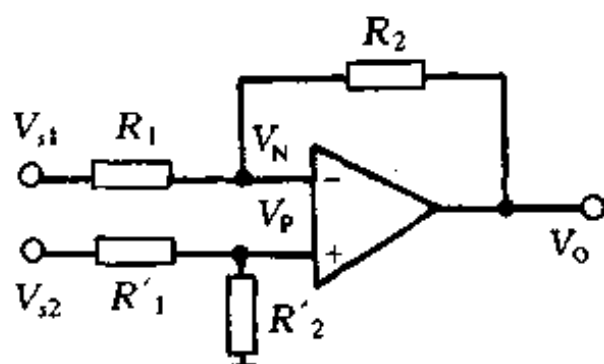


图 4.1.5 差动输入运放电路

$$V_N \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_{s1}}{R_1} + \frac{V_o}{R_2}$$

$$V_P \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} \right) = \frac{V_{s2}}{R'_1}$$

根据输入偏置平衡关系,显然应取 $R_1 = R'_1$ 、 $R_2 = R'_2$ 合适,称输入电阻匹配条件,这是差动输入放大器设计中十分重要的问题。

根据输入电阻匹配及虚短概念,整理上列方程,可求得放大器增益及电路方程:

$$A_d = \frac{V_o}{V_{s2} - V_{s1}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.1.24)$$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{s2} - V_{s1}) \quad (4.1.25)$$

可见输出信号电压与输入电压差成正比,相位与差值符号相关。一般电阻 R_2 取值不宜大于 $1M\Omega$ 。

§ 4.2 运算放大器的偏置与调零技术

应用运算放大器除我们前面讲到的要正确设计运放外围电路之外,实用中更重要的是输入的偏置与补偿技术,以及输出调零技术问题。

一、运放的输入偏置与补偿技术

我们前面讲到的运放输入平衡原则,即输入电阻匹配关系,仅适于输入信号源内阻为定值的情况。当输入信号源内阻变化时,输入失调的影响加大,必须重新调整输入补偿电阻予以补偿,以保证输入电阻的匹配条件。显然重新调整的方法麻烦。因此需采用一些其他的偏置与补偿技术。

图 4.2.1 为反相端输入,反相端偏流补偿技术。这种方法实

际上是通过外接 PNP 管基极对运放内 NPN 管输入级基极进行补偿。可以通过调整电阻 R 满足偏流要求。

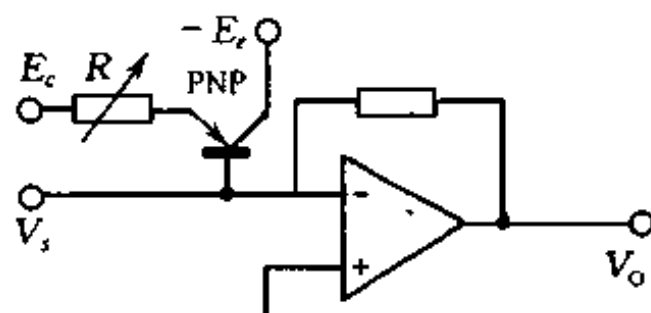


图 4.2.1 反相端输入反相端补偿

图 4.2.2 为同相端输入同相端偏流补偿技术。同样是用外接 PNP 管基极进行补偿。图中场效应管 FET 为恒流源工作方式，用于稳定 PNP 管电流，防止输入阻抗降低。

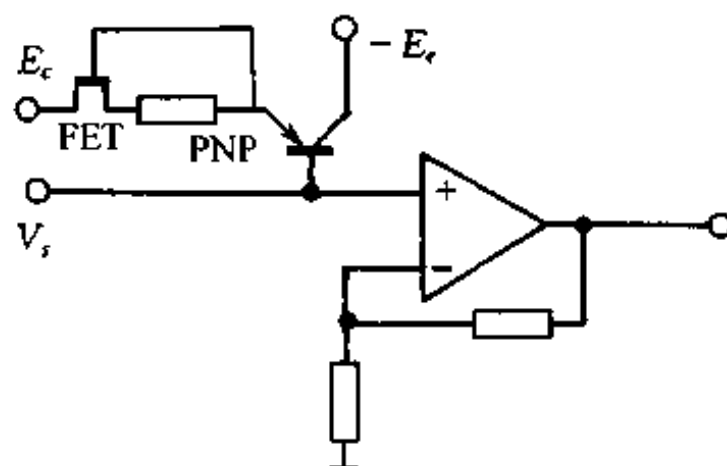


图 4.2.2 同相端输入同相端补偿

图 4.2.3 为双端输入偏流补偿技术。 T_3 管为 PNP 偏流补偿管。 T_1 和 T_2 组成微电流恒流源,使补偿电路不受输入信号的影响。电阻 R_2 、 R_3 、 R_4 的阻值选择应使运放的同相和反相端电流为零。

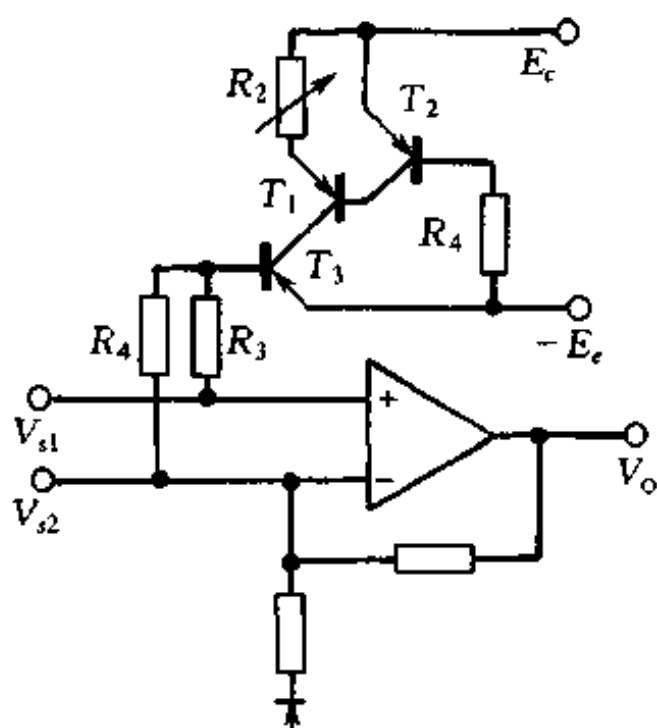


图 4.2.3 双端输入双端补偿

二、运放输出调零技术

运放输出调零是指利用外接调零电路的方法,在输入端引入补偿电压以抵消输出失调影响,使输出为零。

图 4.2.4 为反相端输入反相端调零技术。由反相端输入比例放大器可知, V_N 端对地直流电阻为 $R_1 // R_2$ 。设通过可调电阻 R_4 引入的电压为 V_R ,则由 V_R 引入的偏置电流为:

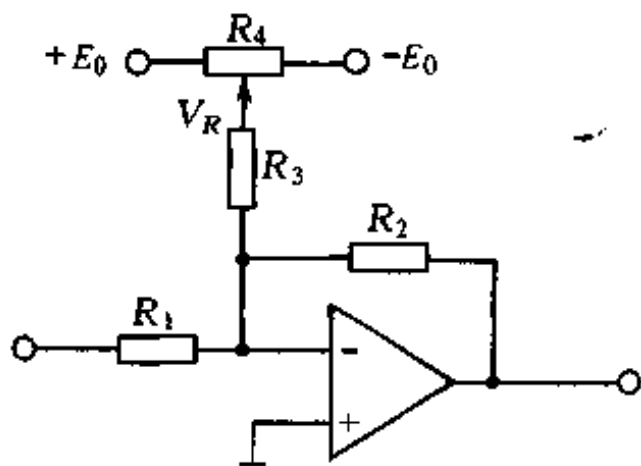


图 4.2.4 反相端输入反相端调零

$$I_R = \frac{\pm V_R}{R_3 + R_1 // R_2}$$

在反相端引入的调零电压为：

$$V_{NR} = I_R(R_1 // R_2) = \frac{\pm V_R}{1 + R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}}$$

一般要求 $R_3 > 1000(R_1 // R_2)$ ，故上式可近似为：

$$V_{NR} \approx \pm V_R \frac{R_1 R_2}{R_3(R_1 + R_2)}$$

图 4.2.5 为反相端输入同相端调零技术。由电路可求得在同相端引入的调零电压：

$$V_{PR} = \pm V_R \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

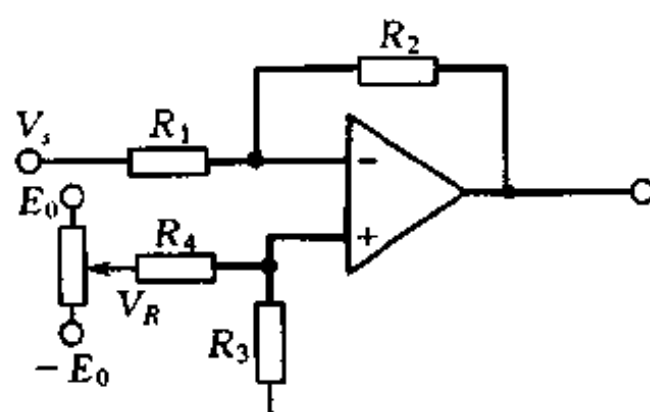


图 4.2.5 反相端输入同相端调零

图 4.2.6 为同相端输入反相端调零技术。根据电路可求得在反相端引入的调零电压：

$$\begin{aligned} V_{NR} &= \pm V_R \frac{\frac{R_4(R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_4}}{R_5 + \frac{R_4(R_2 + R_3)}{R_2 + R_3 + R_4}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ &\approx \pm V_R \frac{R_4}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

取 $R_1 = R_3 + R_4$

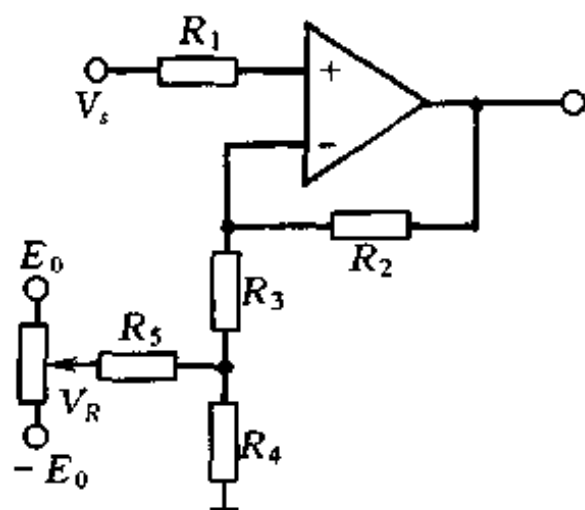


图 4.2.6 同相端输入反相端调零

§ 4.3 对数放大器

对数放大器原理如图 4.3.1 所示。我们可以从二极管方程出发推导电路方程。二极管方程为：

$$I_D = I_s (e^{V_D/V_T} - 1) \quad (4.3.1)$$

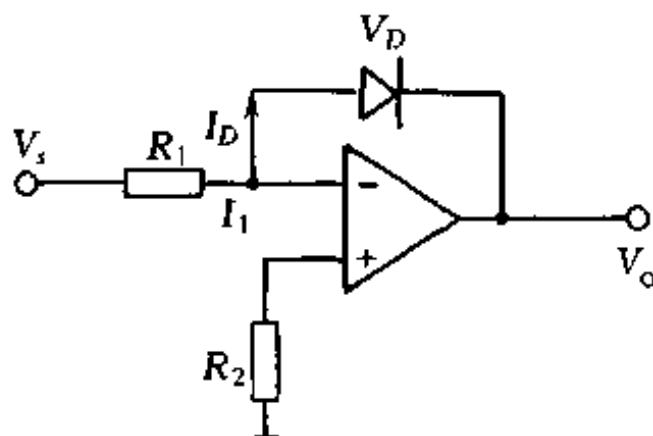


图 4.3.1 对数放大器原理电路

式中 I_s 为二极管反向饱和电流； V_T 为二极管参数，与温度有关；当室温 $T = 300\text{K}$ 时， $V_T = 26\text{mV}$ 。 V_D 为二极管 PN 结电压，当

$V_D \gg V_T$ 时,二极管方程可近似为:

$$I_D = I_s e^{V_D/V_T} \quad (4.3.2)$$

$$V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_s} \quad (4.3.3)$$

可见,二极管的管压降 V_D 与通过二极管的电流 I_D 成对数关系。利用理想运放虚地概念有:

$$V_D + V_o = 0 \quad (4.3.4)$$

$$I_1 = \frac{V_s}{R_1} = I_D \quad (4.3.5)$$

$$\therefore V_o = -V_D = -V_T (\ln \frac{V_s}{R_1 I_s} - \ln I_s) \quad (4.3.6)$$

可见输出电压信号 V_o 与输入电压信号 V_s 成对数关系,故称对数放大器。式中 V_T 、 I_s 是二极管参数,且为温度的函数,所以对数运算精度将受温度影响。另外,当小信号工作时,指数函数 e^{V_D/V_T} 与 1 相差无几,故误差也大。当大电流工作时,二极管实际伏安特性与方程(4.3.1)偏差较大。因此,对数放大器的原理电路的实用意义有限。

实际对数放大器如图 4.3.2 所示。在反馈回路中使用的是三极管,不是二极管。而且,为了克服温度对三极管饱和电流的影响

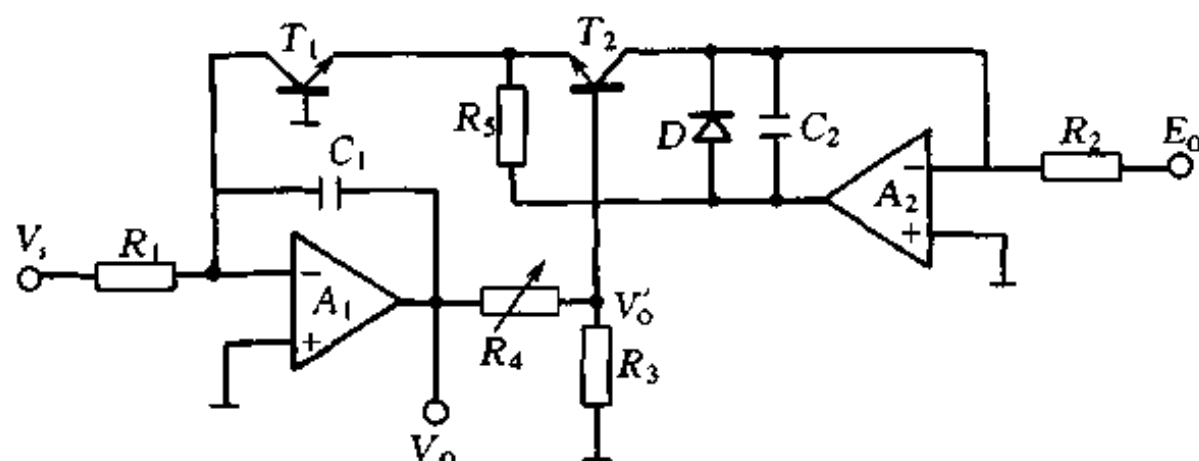


图 4.3.2 实际对数放大器

响,由两支三极管 T_1 和 T_2 相减连接,以实现温度补偿。若三极管 T_1 、 T_2 匹配良好,则二管饱和电流近似相等。根据运放 A_2 组成的电路,可得两管的电流为

$$I_{s1} = I_{s2} = \frac{E_o}{R_2} \quad (4.3.7)$$

电路中的实际结电压为 V'_o ,即式(4.3.6)中的 V_D 。由电路可求得:

$$V'_o = V_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (4.3.8)$$

$$V_o = V'_o \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \quad (4.3.9)$$

将式(4.3.6)代入式(4.3.9),并将式(4.3.7)代入可得:

$$\begin{aligned} V_o &= - \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_T \left(\ln \frac{V_s}{R_1} - \ln \frac{E_o}{R_2} \right) \\ &= - \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_T \ln \left(\frac{V_s}{E_o} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned} \quad (4.3.10)$$

式中 V_T 为三极管参数,若将电阻 R_3 用热敏电阻代替,则可补偿 V_T 的温度影响。图中电容 C_1 、 C_2 作电路相位补偿用。

反对数放大器原理电路如图 4.3.3 所示。图中 V_{be} 是三极管 T 基极和射极间的电压。设三极管饱和电流为 I_s ,根据二极管方程有:

$$I_1 \approx I_s e^{V_{be}/V_T}$$

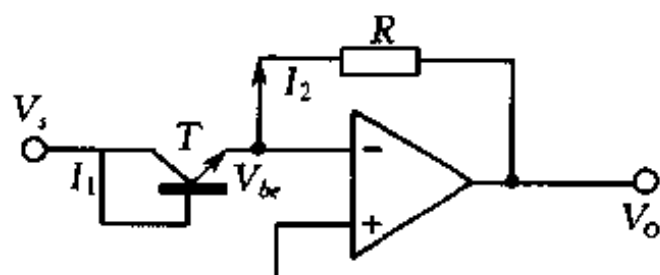


图 4.3.3 反对数放大器

利用理想运放虚地概念有 $V_{be} = V_i$, $V_o = -I_2 R$, 则

$$I_1 = I_s \ln^{-1} \frac{V_i}{V_T}$$

$$V_o = -I_2 R = -I_1 R = -R I_s \ln^{-1} \frac{V_i}{V_T} \quad (4.3.11)$$

同样, 为克服饱和电流随温度的变化, 采用两管配对相减连接实现温度补偿。实际反对数放大器如图 4.3.4 所示。电路方程为:

$$V_o = -E_0 \frac{R_2}{R_1} \ln^{-1} \left(\frac{V_i}{V_T} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (4.3.12)$$

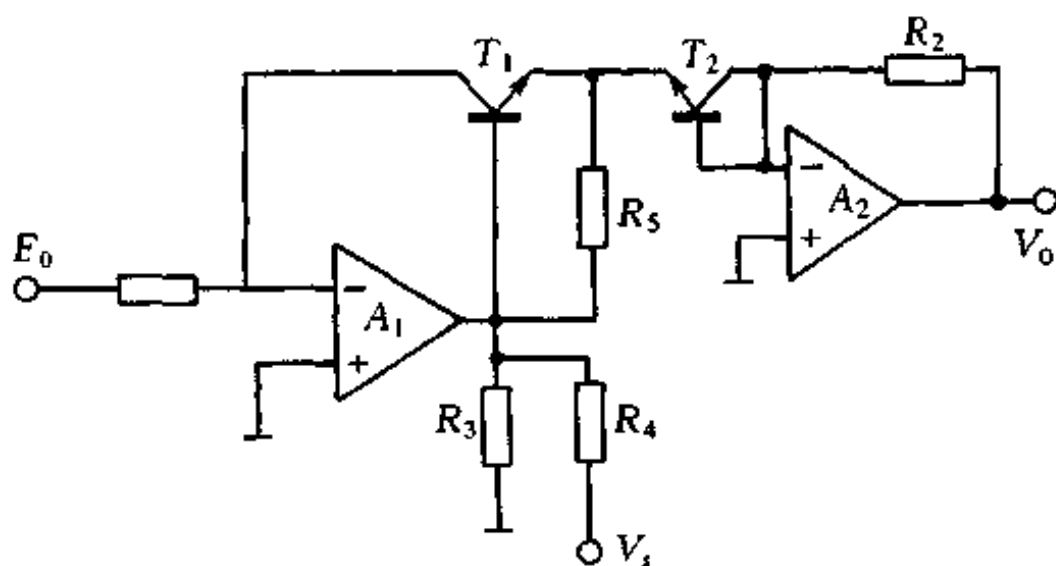


图 4.3.4 实际反对数放大器

§ 4.4 由运放组成的信号变换电路

一、V-I 变换器

1. 浮动负载 V-I 变换器电路

图 4.4.1 为浮动负载 V-I 变换器电路。图中 R_L 为负载, 但负载无一端接地, 故称浮动负载。信号电压 V 在运放同相端输

人。利用理想运放条件, 流过负载 R_L 的电流与流过电阻 R_1 、 R_2 的电流相等, 且反相端电位与同相端电位相等, 由此可求得电流为:

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} \quad (4.4.1)$$

可见输入电压 V 信号变换为电流信号 I 输出, 变换系数可用 R_2 调节改变。

一般常用运放最大输出电流约为 20mA, 输出电流大时运放功耗大。为降低运放功耗, 可在运放输出接三极管推动负载工作, 如图 4.4.2 所示。图中 R_3 为三极管限流电阻, R_4 为三极管偏置电阻。电路方程仍为(4.4.1)式。

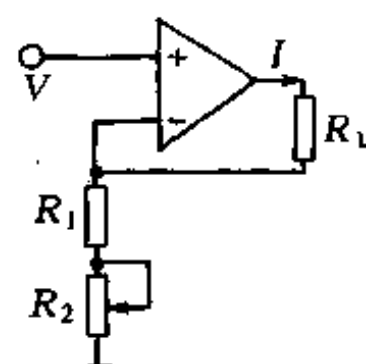


图 4.4.1 电压-电流变换器

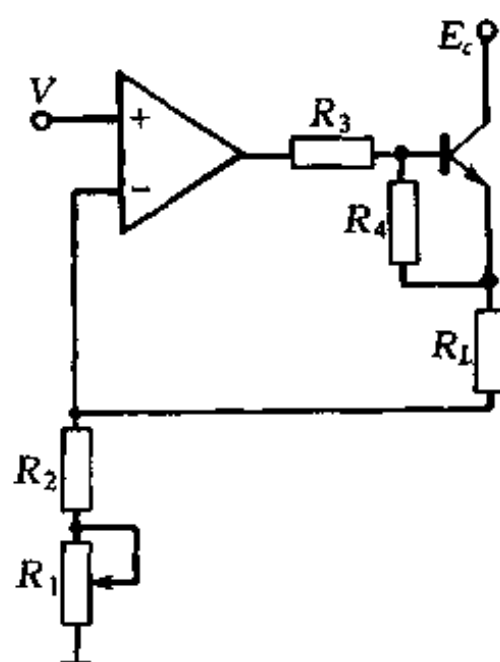


图 4.4.2 三极管驱动负载 V-I 变换器

2. 负载接地 V-I 变换器电路

图 4.4.3 为负载接地 V-I 变换器电路。图中 R_7 为输出电流取样电阻, 接在两反馈支路电阻 R_3 和 R_4 的中间。利用理想运放条件和基尔霍夫定律可列如下各式, 并导出电路方程:

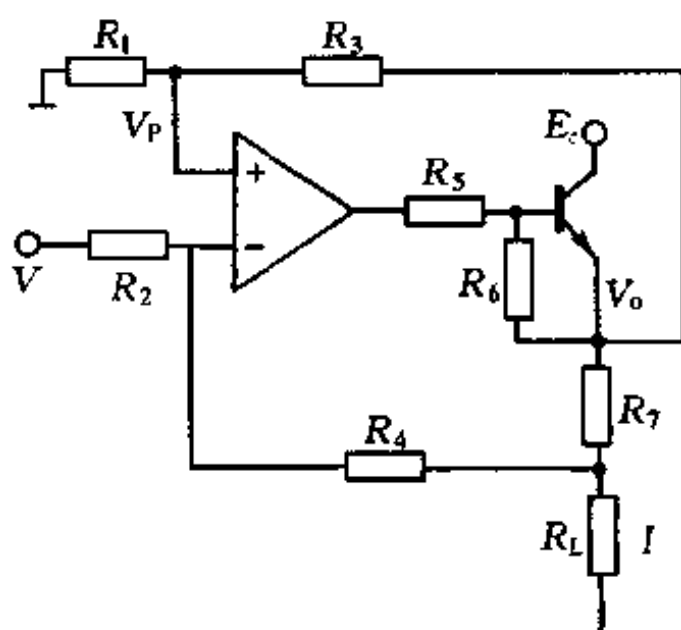


图 4.4.3 负载接地 $V-I$ 变换器

$$V_P \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{V_o}{R_3}$$

$$V_N \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{V}{R_2} + \frac{V_L}{R_4}$$

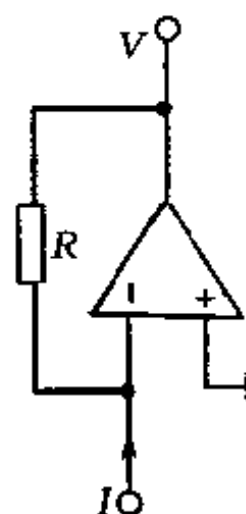
$$V_P = V_N$$

$$\frac{V_o}{R_3} + \frac{V_N}{R_4} = \frac{V}{R_2} + \frac{V_L}{R_4}$$

$$V_L = V_o \frac{R_L}{R_7 + R_L}$$

$$I = \frac{V_L}{R_L} = V \frac{R_3}{R_1 R_7}$$

(4.4.2) 图 4.4.4 $I-V$ 变换器



可见输出电流 I 与输入电压 V 成比例, 比例系数仅与电阻 R_1 、 R_3 、 R_7 有关。

二、 $I-V$ 变换器电路

如图 4.4.4 为 $I-V$ 变换器电路。由理想运放条件可导出电路方程:

$$V = -IR \quad (4.4.3)$$

三、V-F 变换器电路

VFC 电路在高分辨 A/D、长时间积分、两线式高抗扰数据传输方面有广泛应用。

如图 4.4.5 为积分复原型 VFC 电路。运放 A 与电容 C 组成积分器；场效应管 FET 为积分器的复原开关。当积分电容 C 充电至电压比较器的下限阈值电平 V_T 时，电压比较器翻转，输出一信号使开关 FET 导通。于是，电容 C 通过开关迅速放电，使积分器复原至比较器的上限阈值电平 V_H ，比较器再次翻转，输出一信号使开关 FET 截止。于是积分器再次开始积分过程。积分-复原波形如图 4.4.6 所示。图中 T 为积分时间， t_c 为放电时间。

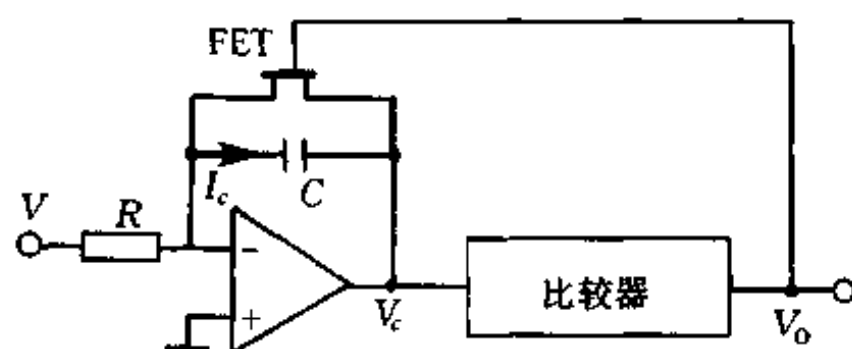


图 4.4.5 VFC 电路

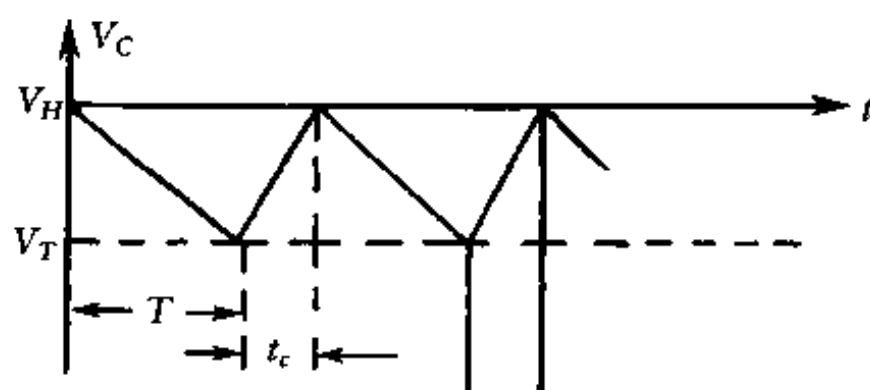


图 4.4.6 积分-复原波形图

根据理想运放条件有：

$$I_c = \frac{V}{R}$$

$$V_c = \frac{Q}{C} = \frac{I_c t}{C}$$

当 $t = T$ 时, 积分结束, 此时电容上的电压等于比较器下限阈值电压:

$$V_c = V_T = \frac{I_c T}{C} \quad (4.4.4)$$

$$\therefore V = I_c R = \frac{RCV_T}{T}$$

充放电频率为:

$$f = \frac{1}{T + t_c}$$

当充放电频率低时, 加之放电迅速, 可忽略 t_c :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V}{RCV_T} \quad (4.4.5)$$

可见输出频率 f 与输入电压成正比, 比例系数由 RC 常数及比较器下限阈值电平决定。

§ 4.5 有源滤波器电路

滤波器在信号处理中用于选频、滤噪, 同时还应尽可能使通过滤波器的信息信号保持与原输入信号相似的波形, 即实现无失真滤波。理想滤波实际上是不存在的, 一般通过滤波器的信号会有一些的延时和幅度变化。根据滤波器选频作用的不同, 可将滤波器分为低通、高通、带通和带阻四种类型。滤波器的设计有专门的书籍论述, 我们这里仅就几种常见的、由运放组成的有源滤波器讲述分析的方法。

一、一阶有源低通滤波器

图 4.5.1 为同相端输入的一阶有源低通滤波器。利用复阻抗

法和理想运放条件可导出电路传递函数如下：

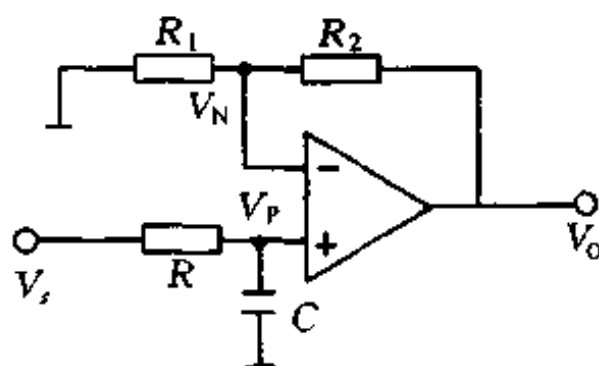


图 4.5.1 一阶有源滤波器

$$V_P(S) = \frac{V_s(S)}{R + \frac{1}{CS}} \cdot \frac{1}{CS} = \frac{V_s(S)}{RCS + 1}$$

由同相端输入比例放大器公式有：

$$\frac{V_o(S)}{V_P(S)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\therefore G(S) = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{RCS + 1} \quad (4.5.1)$$

令 $A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, $S = j\omega$, 则

$$G(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4.5.2)$$

式(4.5.2)称一阶滤波器的归一化频率特性函数。根据频率特性可研究一阶低通滤波器频率特性。幅频特性为：

$$|G(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

据幅频特性可作幅频特性曲线如图 4.5.2 所示。图 4.5.3 为反相

端输入一阶低通滤波器,可求得电路方程及频率特性:

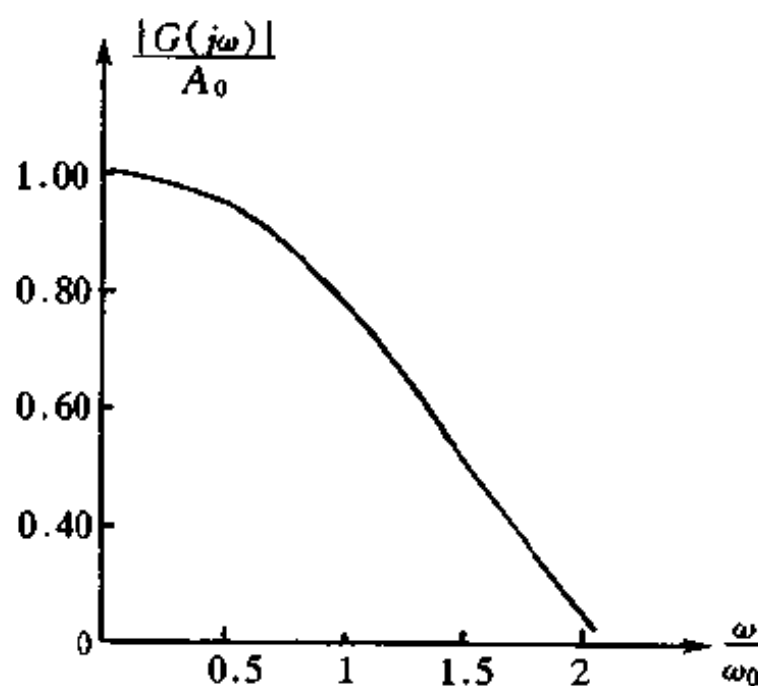


图 4.5.2 一阶有源滤波器幅频特性

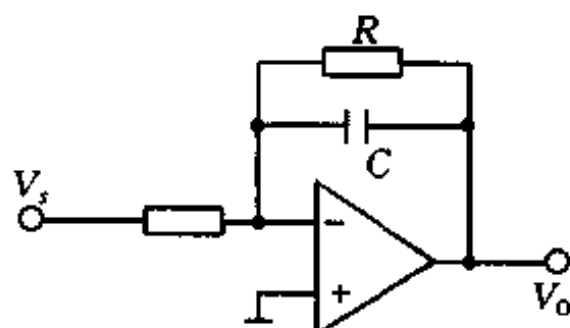


图 4.5.3 反相端输入一阶有源低通滤波器

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = -\frac{\frac{R}{R_1}}{RCS + 1}$$

令 $A_v = -\frac{R}{R_1}$, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, $S = j\omega$ 则

$$G(j\omega) = \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

可见,除增益与同相端输入一阶低通不同之外,频率特性相同。

二、二阶有源低通滤波器

图 4.5.4 为二阶有源低通滤波器。利用复阻抗法及理想运放条件可推导电路方程及频率特性如下:

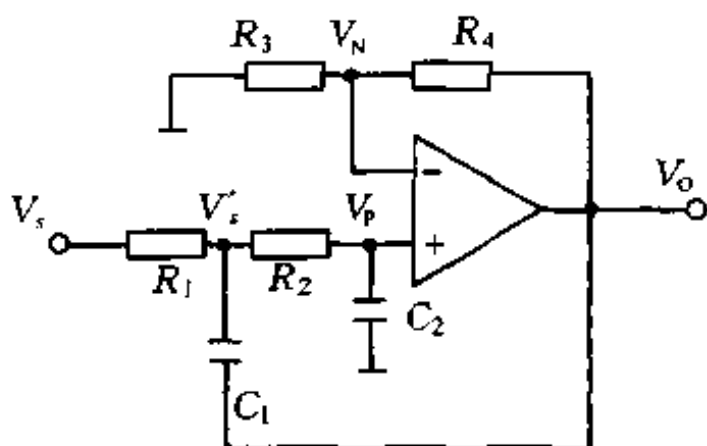


图 4.5.4 二阶有源低通滤波器

$$V_N(S) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{V_o(S)}{R_4}$$

$$\frac{V_P(S)}{R_2} = V'_s(S) \left(C_1 S + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{V_1(S)}{R_1} - V_o(S) C S$$

$$C_2 S V_P(S) + \frac{V_P(S)}{R_2} = \frac{V'_s(S)}{R_2}$$

$$V_P(S) = V_N(S)$$

$$\text{令 } A_v = 1 + \frac{R_4}{R_3}, \omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} + \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1} (1 - A_v)}}$$

则

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = \frac{A_v \omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \quad (4.5.3)$$

$$G(j\omega) = \frac{A_v}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4.5.4)$$

若设 $Q=10$, 可作幅频特性曲线如图 4.5.5 所示。由曲线可知, 二阶低通比一阶低通频率特性曲线衰减快, 即对高频滤波效果更好。

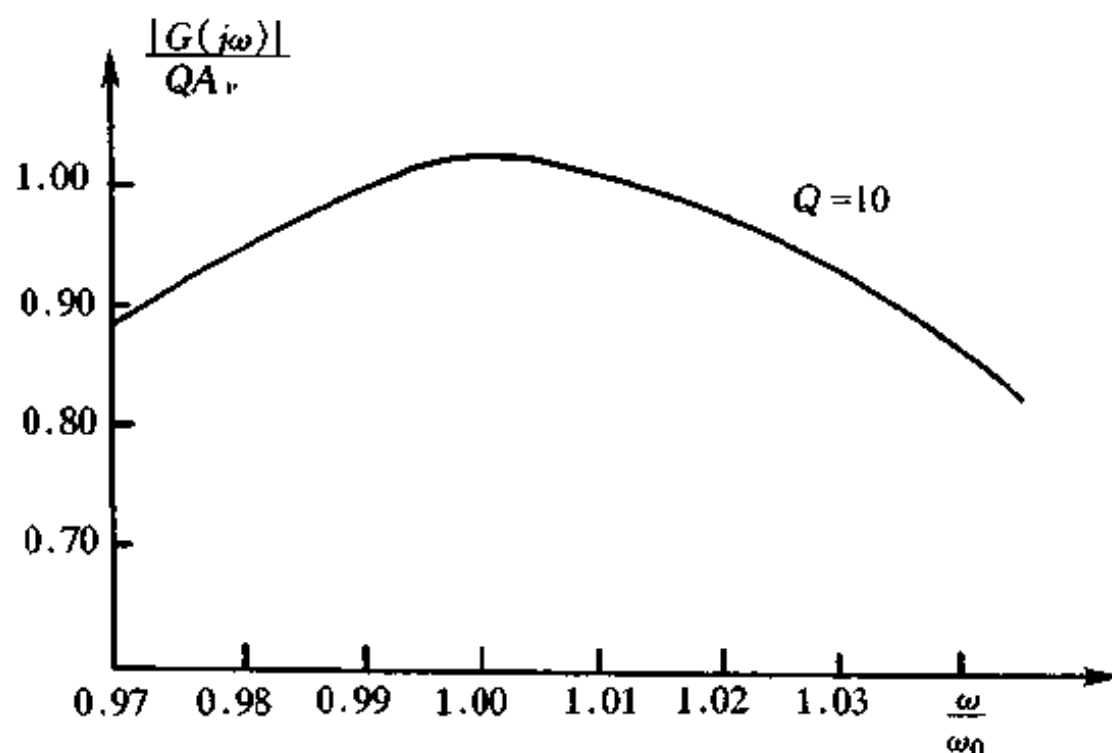


图 4.5.5 二阶有源低通幅频特性

三、二阶有源带通滤波器

图 4.5.6 为二阶带通滤波器电路。图中运放 A_1 组成一阶有源低通, 在反相端有两个输入信号 V_1 和 V_2 。因此运放 A_1 的输出信号 V_0 是由这两个输入信号迭加通过运放 A_1 的结果。运放 A_3 组成反相端输入比例放大器。运放 A_2 组成积分放大器。利用理想运放条件可分别求得以上各运放环节的传递函数, 或用我们前面所讲的基本电路方程直接写出各运放环节的传递函数。并可画出传递函数方框图, 如图 4.5.7 所示。根据传递函数方框图, 可求得二阶带通滤波器的传递函数为:

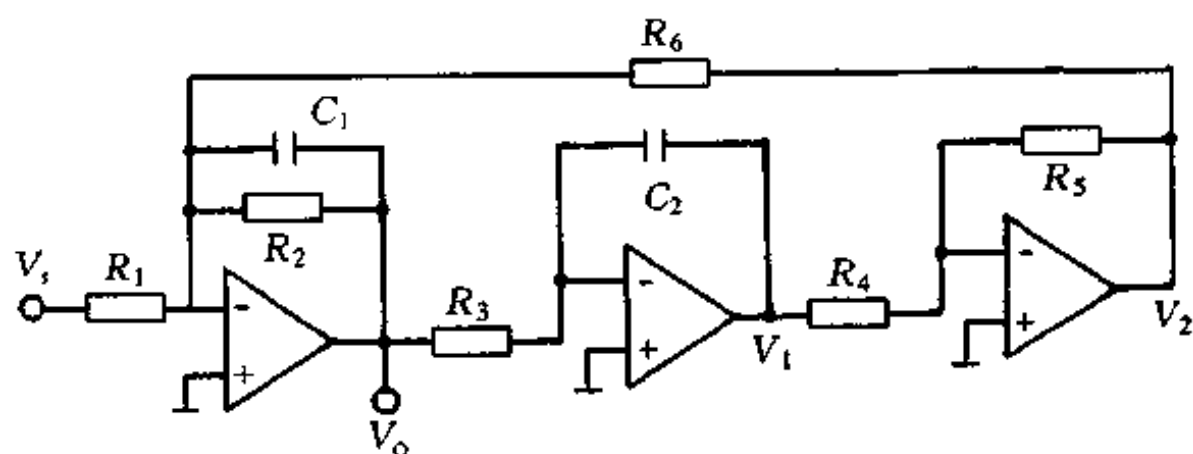


图 4.5.6 二阶有源带通滤波器

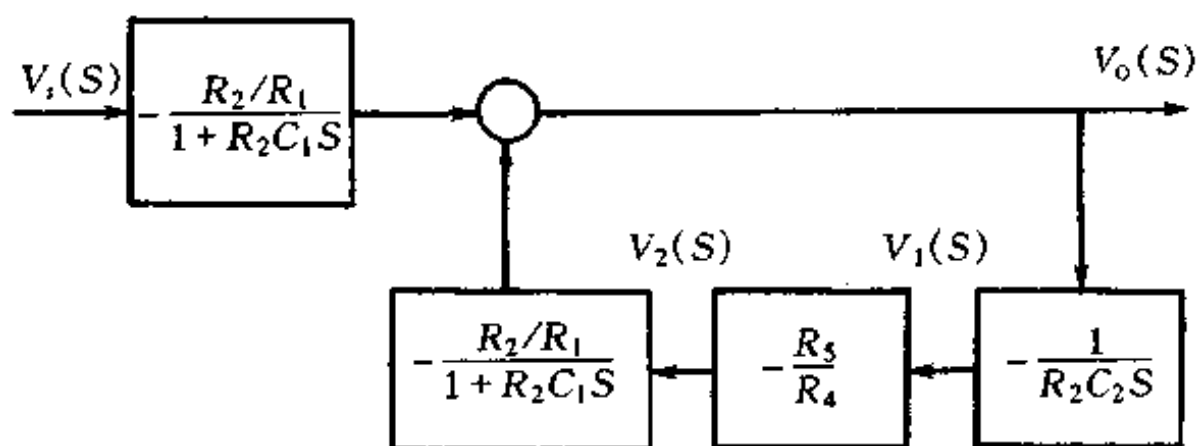


图 4.5.7 二阶有源带通滤波器传递函数方框图

$$\Phi(S) = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = -\frac{1}{R_1 C_1} \cdot \frac{S}{S^2 + \frac{1}{R_2 C_1} S + \frac{R_5}{R_6 R_4 R_3 C_2 C_1}} \quad (4.5.5)$$

$$\text{令 } K = -\frac{1}{R_1 C_1}, \omega_0^2 = \frac{R_5}{R_6 R_4 R_3 C_2 C_1}, Q^2 = \frac{R_2^2 R_5 C_1}{R_6 R_4 R_3 C_2}$$

$$\text{则 } \Phi(S) = \frac{V_o(S)}{V_s(S)} = \frac{KS}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \quad (4.5.6)$$

令 $S = j\omega$, 可求得频率特性:

$$\Phi(j\omega) = \frac{j \frac{K}{\omega_0} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4.5.7)$$

根据式(4.5.7)可作二阶带通滤波器幅频特性曲线如图 4.5.8 所示。据图中所列参数可算得 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1\text{kHz}$, $Q = 10$ 。

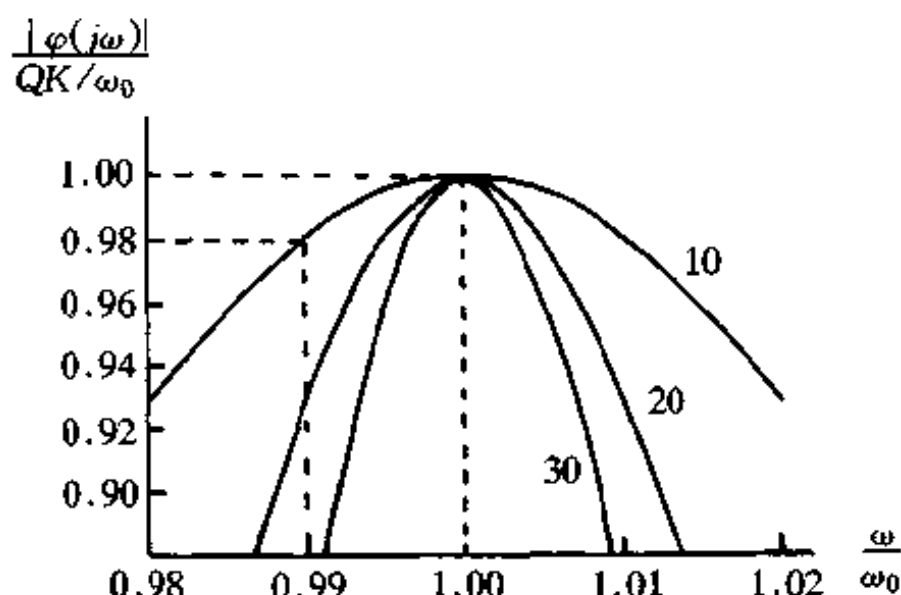


图 4.5.8 二阶有源带通滤波器幅频特性

§ 4.6 仪用放大器及其应用技术

单运放在应用中要求外围电路电阻匹配精度高、增益调整不便、差动输入阻抗低。仪用放大器是在单运放基础上发展的专用集成放大器,其差动输入阻抗高(大于 $10^9\Omega$)、共模抑制比高、偏置电流低、有良好的温度稳定性及低噪单端输出和增益调整方便等优点,适于在传感器电路中的应用。

仪用放大器基本结构为三运放结构,如图 4.6.1 所示。图中 R_G 为增益调节电阻,整个芯片仅 R_G 为外接电阻。运放 A_3 显然是增益为 1 的差动输入放大器。利用理想运放条件可导出电路方程。设运放 A_1 输出为 V_{A1} , A_2 输出为 V_{A2} , 则流过 R_G 的电流为:

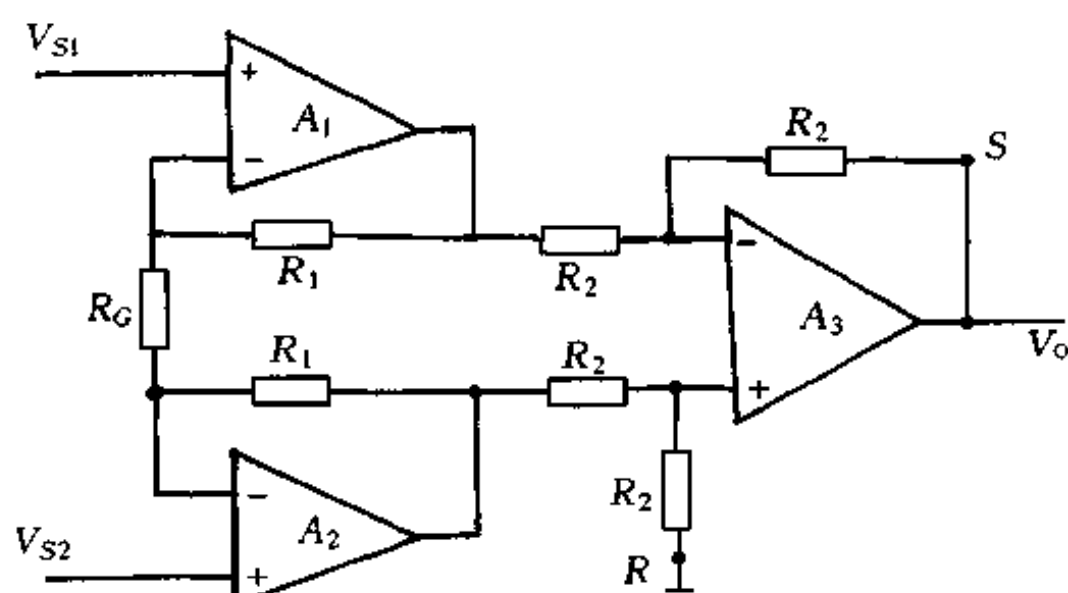


图 4.6.1 仪用放大器结构原理图

$$I_G = \frac{V_{A1} - V_{A2}}{2R_1 + R_G} \quad (4.6.1)$$

对运放 A_1 、 A_2 用虚短概念, 可求流过 R_G 电流:

$$I_G = \frac{V_{s1} - V_{s2}}{R_G} \quad (4.6.2)$$

$$\therefore \frac{V_{A1} - V_{A2}}{V_{s1} - V_{s2}} = \frac{2R_1 + R_G}{R_G}$$

$$V_o = V_{A1} - V_{A2}$$

$$\therefore V_o = (V_{s1} - V_{s2}) \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_G} \right) \quad (4.6.3)$$

$$A_d = \frac{V_o}{V_{s1} - V_{s2}} = 1 + 2 \frac{R_1}{R_G} \quad (4.6.4)$$

可见仪用放大器增益仅与 R_G 的取值有关。集成仪用放大器 AD521 增益 A_d 与 R_G 值之间的对应关系为:

A_d	0.1	1	10	100	1000
R_G	1M Ω	100k Ω	10k Ω	1k Ω	100 Ω

仪用放大器的 S 端称敏感端或采样端、检测端。当仪用放大

器输出须接远距离负载或电流放大器时,需用 S 端。仪放在接远距离负载时,在负载与仪放输出间引线产生压降,为使仪放直接检测实际负载电压变化,或克服引线影响,从 S 端直接与负载连接,以消除引线压降影响。仪放的 R 端称参考端或基准端,用于调节仪放输出电平。在 R 端加基准电压,实为在运放 A_3 同相端加偏压,从而可改变输出电平,以适应不同负载的要求。但当 R 端直接与基准源连接时,基准源内阻的变化可使运放 A_3 输出不对称,从而降低共模抑制比。在精密应用时,应隔离基准源内阻的影响。仪用放大器 S 端和 R 端的应用技术如图 4.6.2 所示。

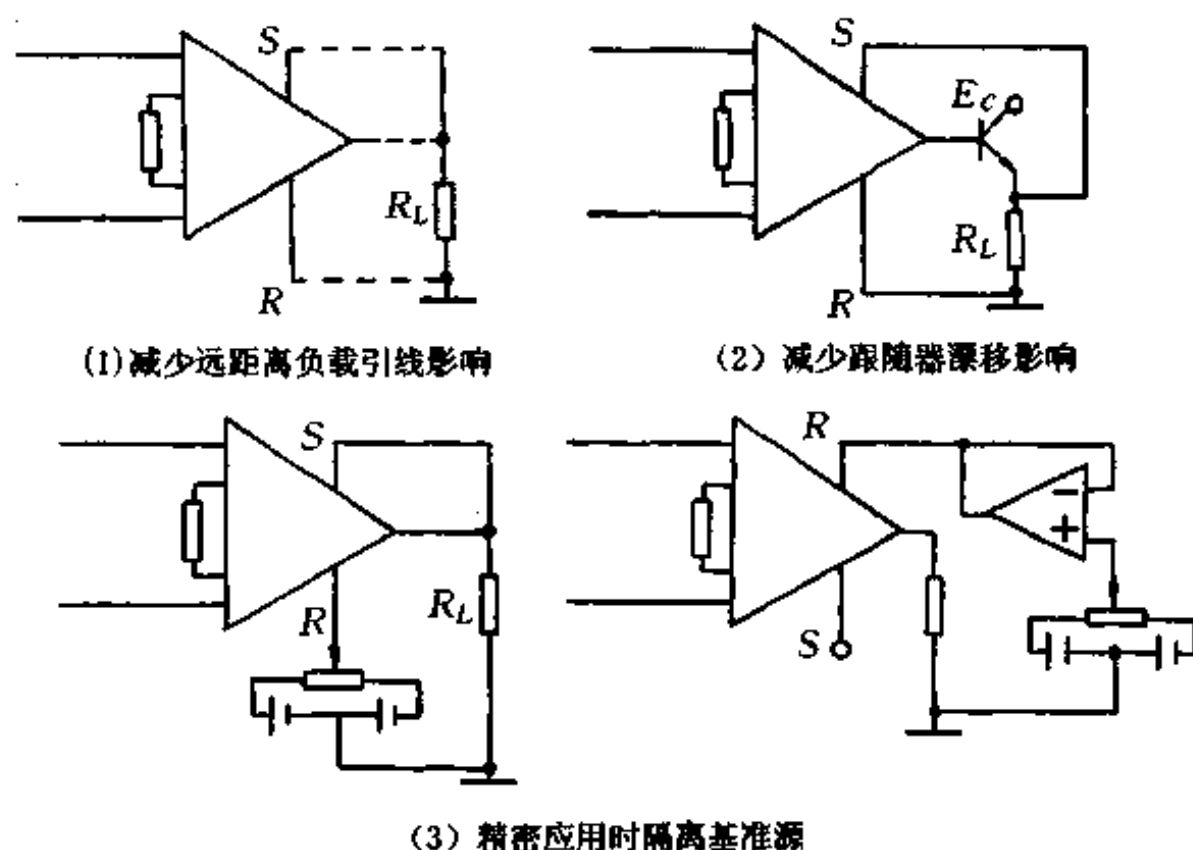


图 4.6.2 仪用放大器使用方法

§4.7 可编程放大器

当多个模拟信号通道的信号需要共用一个放大器时,且要求增益不同时,可采用可编程放大器,由计算机控制选择增益。

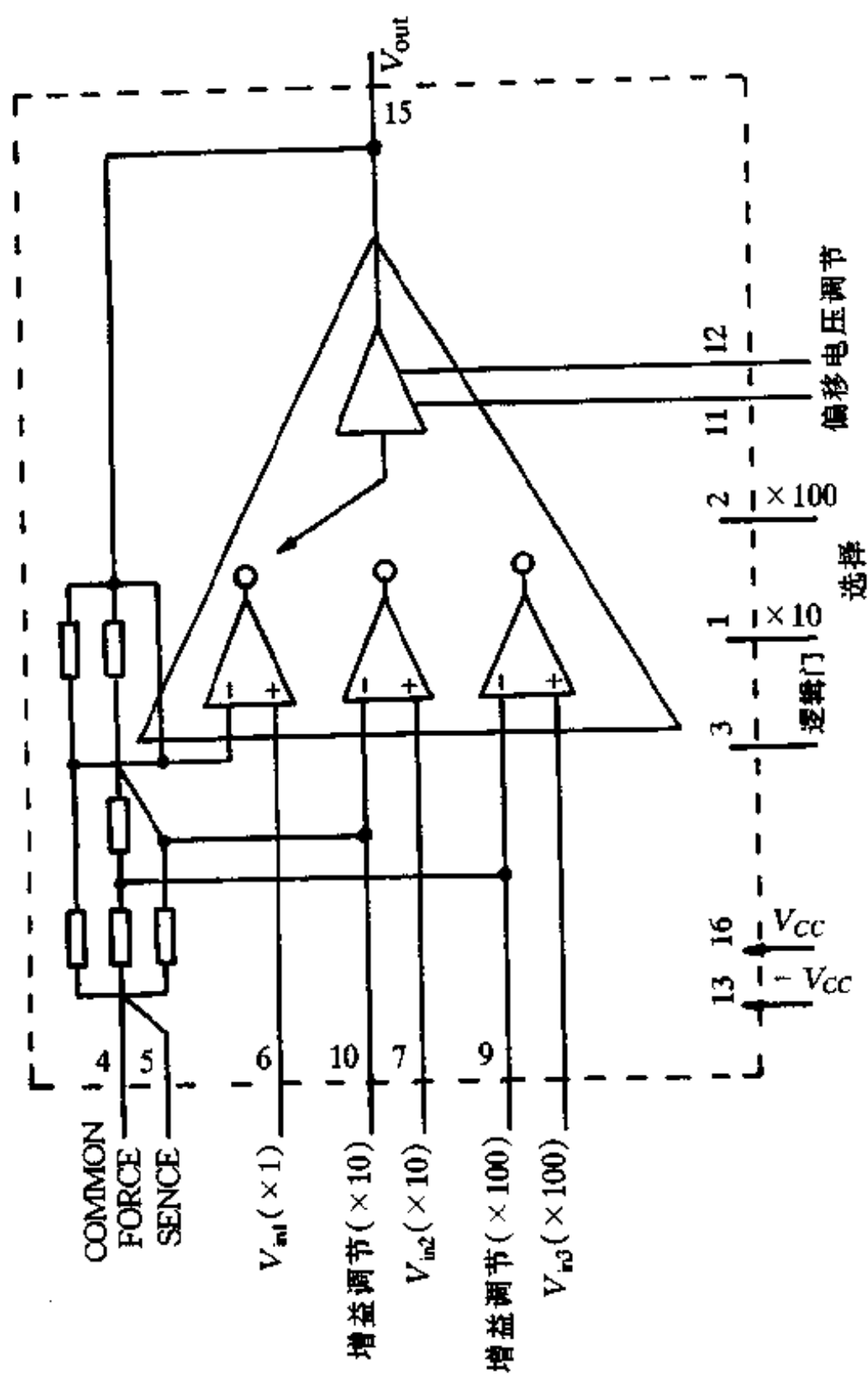


图 4.7.1 PGA102 数控增益放大器

一、PGA102 数字程控增益运算放大器

PGA102 有三个独立的输入通道, 可控增益 $\times 1$ 、 $\times 10$ 、 $\times 100$ 三档, 原理如图 4.7.1 所示。可见每次只有一个输入通道起作用, 每个通道增益可单独调节。

二、AD 612/614 程控增益测量放大器

AD 612/614 程控增益测量放大器如图 4.7.2 所示。可见为三运放结构。15 脚为输入保护端, 可接一跟随器去驱动输入电缆屏蔽层, 可屏蔽输入共模电压, 提高共模抑制比, 降低输入噪声。片内精密电阻网络使增益可控, 增益范围 $2^1 \sim 2^8$, 2^9 时引脚 10、11 与 1 相连, 2^{10} 时引脚 10、11、12 与 1 相连, 引脚 3~12 均不与 1 相连时增益为 1。由此可知在引脚 1 与 2~12 间用多路开关控制增益。

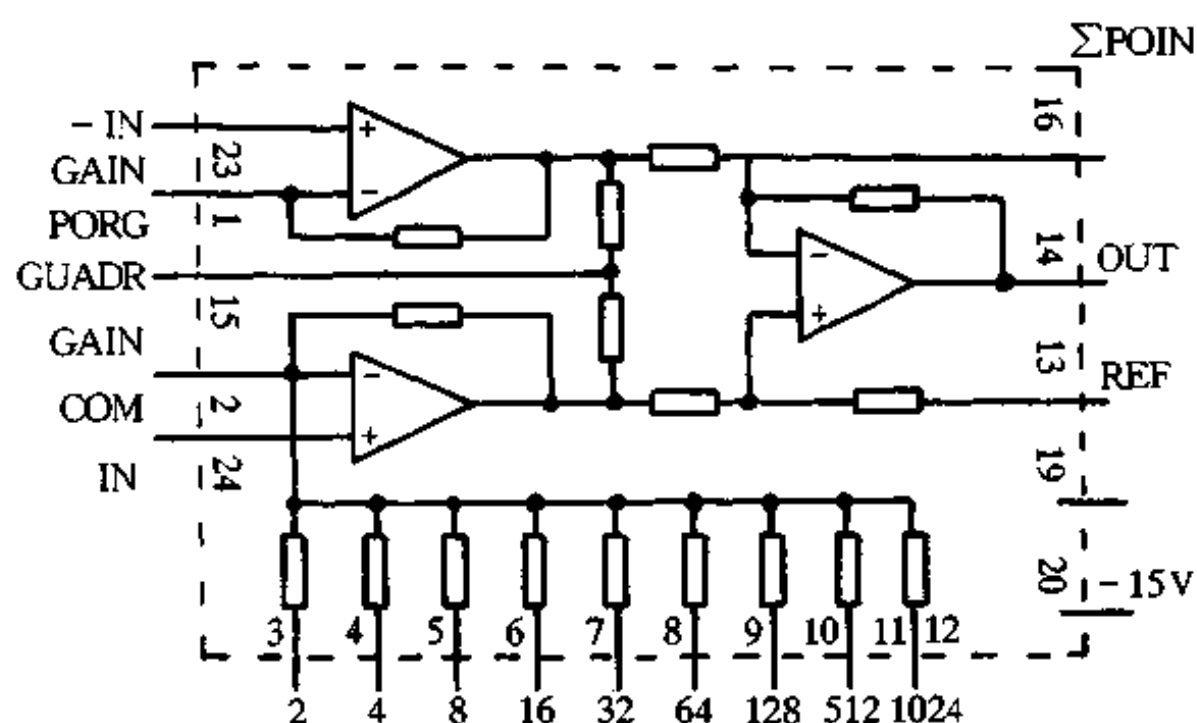


图 4.7.2 AD 612/614 程控增益放大器

第五章 传感器模拟信号通道 电路的分析与设计

传感器模拟通道电路主要包括敏感元件接口电路、放大、滤波、补偿电路等。传感器模拟电路中最重要、最具特色的是敏感元件接口电路和线性补偿电路。接口电路和线性补偿电路必须根据敏感元件特性一一对应设计。而敏感元件的类型、原理及特性是不相同的,因此敏感元件接口电路和线性补偿电路体现敏感元件的特色和应用要求。信号的放大、滤波具有信号处理的共性,一般根据信号特性和要求,并不难设计。分析是设计的基础,我们将通过一些敏感元件典型接口电路、线性补偿电路的分析,积累设计知识并提示一些设计中应注意的问题。

§ 5.1 有源敏感元件的接口电路分析

诸如热电偶、光电管、压电元件等类型的敏感元件,其变换输出信号为电势、电流、电荷这样的有源信号。这种类型的敏感元件可等效为电压源或电流源,故称之为有源敏感元件。有源敏感元件的输出信号可直接接负载,或直接接放大器等信号处理电路,故对有源敏感元件可直接进行接口变换,称直接接口变换方式。直接接口变换方式电路是敏感元件的负载或能量接收器,可等效为一负载阻抗,敏感元件等效为电压源,于是可画成图 5.1.1 所示电路。图中 $U_s(x)$ 是等效电压源电压,是敏感元件感知信号 x 的函数。 Z_s 是电压源等效内阻,一般是复阻抗,可表达如下:

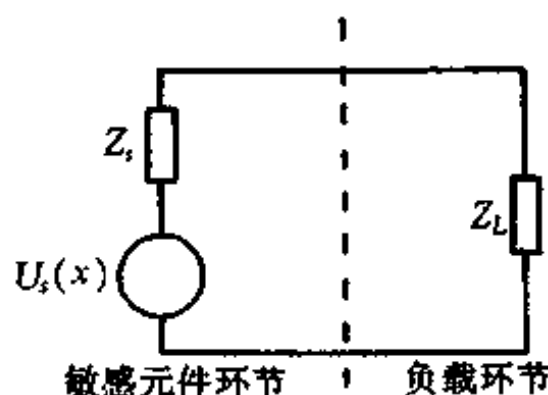


图 5.1.1 敏感元件与接口等效电路

$$Z_s = R_s + jX_s = |Z_s| e^{j\varphi_s} \quad (5.1.1)$$

$$|Z_s| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$$

$$\varphi_s = \arctan \frac{X_s}{R_s}$$

式中 R_s 称内阻; X_s 称内电抗; φ_s 为复阻抗的相位角。同样, 可将负载阻抗写成如下形式:

$$Z_L = R_L + jX_L = |Z_L| e^{j\varphi_L} \quad (5.1.2)$$

$$|Z_L| = \sqrt{R_L^2 + X_L^2}$$

$$\varphi_L = \arctan \frac{X_L}{R_L}$$

由于负载环节是信号源环节发出的信息能量的能量吸收器, 显然负载吸收的信息能量愈多, 愈有利于信息的传递。现在我们将根据图 5.1.1 进行讨论, 从最佳信息能量传输效率的原则出发, 即在负载上获得最大信号功率的条件下, 两个环节之间的最佳耦合条件或匹配条件问题。根据电路可求得流过负载的信号电流:

$$\begin{aligned} I_L = I &= \frac{U_s(x)}{Z_s + Z_L} = \frac{U_s(x)}{Z_s} \cdot \frac{1}{1 + Z_L/Z_s} \\ &= \frac{U_s(x)}{Z_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{|Z_L|}{|Z_s|} e^{j(\varphi_L - \varphi_s)}} \end{aligned} \quad (5.1.3)$$

负载上的表观功率为

$$P_L = I_L^2 |Z_L| = \frac{[U_s(x)]^2}{|Z_s|^2} \cdot \frac{|Z_L|}{1 + 2 \frac{|Z_L|}{|Z_s|} \cos(\varphi_L - \varphi_s) + \left| \frac{Z_L}{Z_s} \right|^2} \quad (5.1.4)$$

定义负载阻抗绝对值与信号源内阻抗绝对值之比为阻抗匹配系数

$$\alpha_g = \frac{|Z_L|}{|Z_s|} \quad (5.1.5)$$

定义负载阻抗为零时,信号源的功率为信号源短路功率

$$P_{KV_s}(x) = \frac{[U_s(x)]^2}{|Z_s|} \quad (5.1.6)$$

将式(5.1.5)与(5.1.6)代入式(5.1.4),可得

$$P_L = P_{KV_s} \frac{\alpha_g}{1 + 2\alpha_g \cos(\varphi_L - \varphi_s) + \alpha_g^2} \quad (5.1.7)$$

信号源短路功率 $P_{KV_s}(x)$ 反映信号源的输出能力,是敏感元件输入信号 x 的函数。最大信号源短路功率对应输入信号 x 的上限值。定义信息能量变换有效系数或变换效率为

$$\xi_g = \frac{\alpha_g}{1 + 2\alpha_g \cos(\varphi_L - \varphi_s) + \alpha_g^2} \quad (5.1.8)$$

将式(5.1.8)代入(5.1.7)可得

$$P_L = \xi_g \cdot P_{KV_s}(x) \quad (5.1.9)$$

可见,负载上的表观功率等于信号源短路功率与变换效率的乘积。由此也说明变换效率是负载利用信号源能力的利用系数。变换效率 ξ_g 是阻抗匹配系数 α_g 和相位差 $\varphi_L - \varphi_s$ 的函数。若设相位差不变,即 $\varphi_L - \varphi_s = \text{常数}$,此时可求得变换效率取极大值时的最佳阻抗匹配系数,即

$$\frac{d\xi_g}{d\alpha_g} = 0$$

$$\text{可得} \quad \alpha_g = 1, |Z_L| = |Z_s| = |Z| \quad (5.1.10)$$

$$\xi_{g\max} = \frac{1}{2[1 + \cos(\varphi_L - \varphi_s)]} \quad (5.1.11)$$

$$\begin{aligned} P_{L\max} &= P_{KV_s}(x) \cdot \xi_{g\max} \\ &= \frac{[U_s(x)]^2}{2|Z|[1 + \cos(\varphi_L - \varphi_s)]} \end{aligned} \quad (5.1.12)$$

可见,在最佳阻抗匹配条件下($\alpha_g = 1$),有最大变换效率 $\xi_{g\max}$ 和最大负载表观功率 $P_{L\max}$ 。但是,最大变换效率和最大负载表观功率都与相位差 $\varphi_L - \varphi_s$ 有关。当相位差接近 $\pm 180^\circ$ 时, $\xi_{g\max} \rightarrow \infty$, $P_{L\max} \rightarrow \infty$; 说明信号源内阻抗和负载阻抗之间表现出电抗和容抗特性,产生振荡而进行能量交换。当相位差 $\varphi_L - \varphi_s = 90^\circ$ 时, $\xi_{g\max} = \frac{1}{2}$ 、 $P_{L\max} = \frac{1}{2} P_{KV_s}(x)$ 。当相位差 $\varphi_L - \varphi_s = 0^\circ$ 时, $\xi_{g\max} = \frac{1}{4}$ 、 $\xi_{L\max} = \frac{1}{4} P_{KV_s}(x)$, 表示 Z_s 、 Z_L 为纯电阻。

如果信号源内阻抗为纯电阻 R_s 、负载阻抗为纯电阻 R_L ,我们将上述各参数重新表达如下:

$$\alpha_g = \frac{R_L}{R_s} \quad (5.1.13)$$

$$\xi_g = \frac{\alpha_g}{(1 + \alpha_g)^2} \quad (5.1.14)$$

$$P_{KV_s}(x) = \frac{[U_s(x)]^2}{R_s} \quad (5.1.15)$$

根据上列各式,就敏感元件环节与负载环节之间的能量传递问题作如下讨论:

(1) 传递给负载环节的功率与信号源短路功率有关。

信号源短路功率由信号源参数 $U_s(x)$ 和 Z_s 确定,完全由敏感元件的自身特性决定。因此,不同特性的有源敏感元件具有不同的短路功率值。例如,热电式、电磁感应式敏感元件的短路功率一般为 $10^{-4} \sim 1$ 瓦;压电式敏感元件的短路功率一般为 $10^{-4} \sim 10^{-6}$ 瓦。由于短路功率反映敏感元件的输出能力,因此设

计时应尽可能选用短路功率大的敏感元件,这样才能获得大的负载功率。

(2) 传递给负载的功率与两环节间的配合程度参数 α_g 和 ξ_g 有关。

两环节间的配合程度参数具有函数关系。根据式(5.1.8)可作 ξ_g 与 α_g 间的函数关系曲线,如图 5.1.2 所示。图中曲线 1 是 $\varphi_L - \varphi_s = 0^\circ$, 即 $Z_s = R_s, Z_L = R_L$ 情况下的曲线,我们对此曲线进行如下讨论:

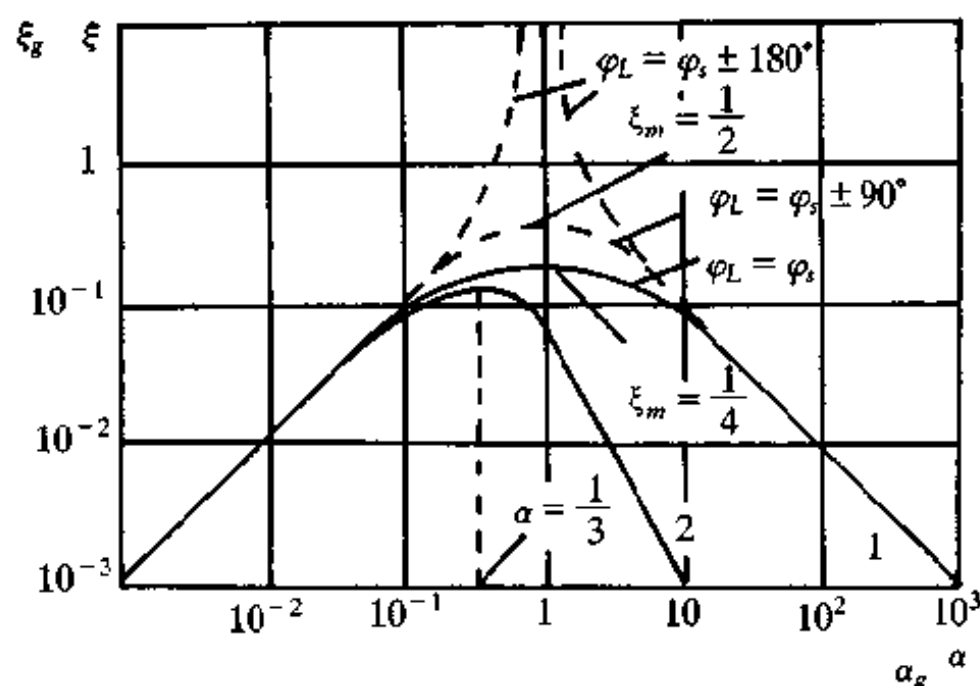


图 5.1.2 匹配参数关系曲线

1) 在最佳阻抗匹配 $\alpha_g = 1$ 条件下,有最大变换效率 $\xi_m = \frac{1}{4}$ 。最佳阻抗匹配是网络设计应遵循的普遍原则。

2) 曲线 1 顶部比较平坦,表明阻抗匹配系数在一定范围内时变换效率变化范围不大,能基本满足最佳变换效率的要求。一般在设计时取阻抗匹配系数 $\alpha_g = 0.5 \sim 5$ 也可认为满足阻抗匹配要求。

3) 从曲线 1 可以看出, 当 $\alpha_g > 10$ 时, ξ_g 大致与 α_g 之间具有反比关系。当 $\alpha_g < 0.1$ 时, ξ_g 大致与 α_g 之间具有正比关系。 $\alpha_g > 10$ 和 $\alpha_g < 0.1$ 都称失配状态。在失配状态下能量变换效率低, 从而影响灵敏度、精度及工作范围。另外, 为补偿因失配而造成的能量损失, 必须从信源索取更多的能量, 或者采取增加环节数等使系统复杂化的措施。这样, 势必降低系统响应速度。由此可见, 最佳变换接口电路设计不仅使变换电路合理、性能优良, 而且成本降低。

最佳阻抗匹配和最佳能量变换效率是电路设计中必须遵循的普遍原则。这个原则的出发点是两个传递环节之间的最佳信号能量耦合问题。这里我们没有考虑噪声的存在。当考虑噪声的存在时, 两环节间传递及耦合中最重要的问题是要保证最大信噪比, 正如信道容量公式所表达的那样。为了提高信噪比, 有时不得不牺牲阻抗匹配。

(3) 最佳阻抗匹配条件下具有最大能量传递效率。能量传递效率定义为

$$\eta = \frac{P_L}{P} = \frac{I^2 R_L}{I^2 (R_L + R_s)} = \frac{R_L}{2R_L} = \frac{1}{2} = 50\%$$

能量传递效率 η 与变换效率 ξ_g 不同, ξ_g 表示负载对信号源短路功率的利用系数, 而 η 则表示负载上获得的功率与信号源总功率的比值。可见最大能量传递效率只有 50%。这里我们所讲的不是单纯的能量传递问题, 而是运载信息的信号能量传递问题。单纯的能量传递, 例如动力电传输, 最好是传递效率为 100%, 是通过减小 R_s 、加大 R_L 实现的。而我们这里讲的是信息能量传递问题, 可见信息能量的传递效率是很低的。

最后, 我们看看变换特性。根据电路可求得负载上的电压

$$V_L = U_s(x) \frac{R_L}{R_s + R_L} \quad (5.1.16)$$

从式(5.1.16)可见, 负载电压 V_L 与信号电压 $U_s(x)$ 之间具有良

好的线性关系,说明直接接口变换的变换特性优良。

【例】如图 5.1.3 所示热电偶毫伏温度计。热电偶内阻 $R_i = 3\Omega$, 游丝电阻 $r = 0.75\Omega$, 动圈内阻 R_p 。历史上曾将动圈电阻设计为 $R_p = R_i - 2r = 1.5\Omega$, 后发现这是一错误, 改设计为 $R_p = R_i + 2r = 4.5\Omega$ 。计算二者动圈功率比。

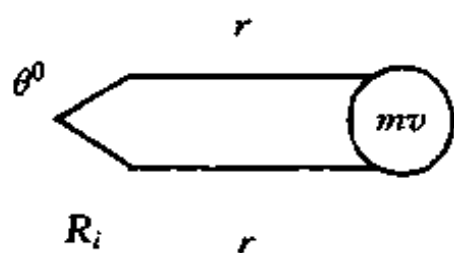


图 5.1.3

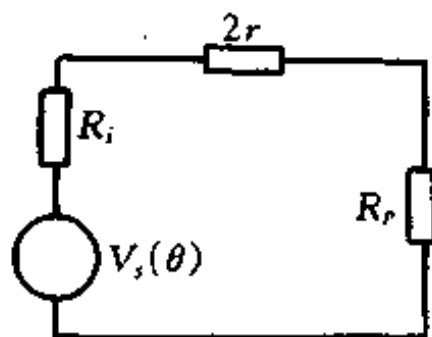


图 5.1.4

解: 由图 5.1.3 所示可画等效电路如图 5.1.4。两种设计方法的差别在于将游丝电阻作负载电阻还是作信号源内阻。第一种设计是将游丝电阻作负载电阻考虑, 并且按最佳匹配

$$R_i = R_i = 2r + R_p = R_L = 3\Omega$$

$$\therefore R_p = 3\Omega - 2r = 1.5\Omega$$

由此可算得动圈上的实际功率为

$$P_{L1} = \left(\frac{V_s(\theta)}{R_i + 2r + R_p} \right)^2 R_p = \frac{[V_s(\theta)]^2}{6^2} \times 1.5 = \frac{1}{24} [V_s(\theta)]^2$$

第二种设计是将游丝电阻作信号源内阻考虑, 并且按最佳阻抗匹配

$$R_s = R_i + 2r = R_L = R_p = 4.5\Omega$$

由此可算得动圈上的功率为

$$P_{L2} = \left[\frac{V_s(\theta)}{R_i + 2r + R_p} \right]^2 R_p = \frac{[V_s(\theta)]^2}{9^2} \times 4.5 = \frac{1}{18} [V_s(\theta)]^2$$

$$\therefore \frac{P_{L2}}{P_{L1}} = \frac{24}{18} = 1.33$$

可见, 通过正确设计动圈电阻值使动圈功率提高 1.33 倍, 而对整

个装置未增加任何附加设备。负载功率的提高,热电偶输出能力的利用系数、负载电压的灵敏度都会提高,我们计算如下:

$$P_{KV_s} = \frac{[V_s(\theta)]^2}{R_i}$$

$$\xi_1 = \frac{P_{L1}}{P_{KV_s}} = \frac{R_i}{24} = \frac{3}{24}$$

$$\xi_2 = \frac{P_{L2}}{P_{KV_s}} = \frac{R_i}{18} = \frac{3}{18}$$

$$\frac{\xi_2}{\xi_1} = \frac{24}{18} = 1.33$$

$$V_{L1} = \frac{V_s(\theta)}{R_i + 2r + R_p} R_p = V_s(\theta) \frac{1}{4}$$

$$s_{V1} = \frac{V_{L1}}{V_s(\theta)} = \frac{1}{4}$$

$$V_{L2} = \frac{V_s(\theta)}{R_i + 2r + R_p} R_p = V_s(\theta) = \frac{1}{2} V_s(\theta)$$

$$s_{V2} = \frac{V_{L2}}{V_s(\theta)} = \frac{1}{2}$$

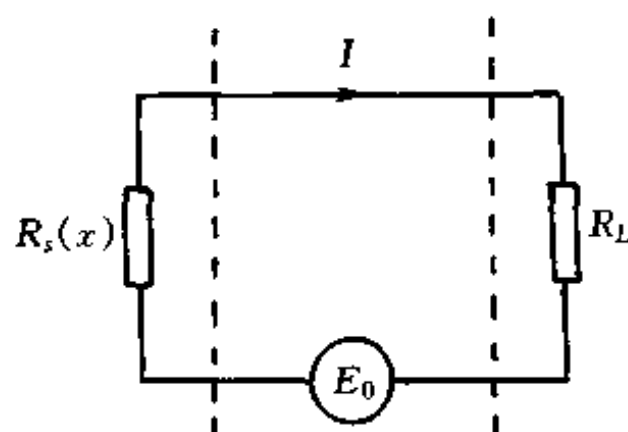
$$\frac{s_{V2}}{s_{V1}} = 2$$

可见,热电偶输出能力的利用系数提高 1.33 倍,负载电压灵敏度增加了 1 倍。

§ 5.2 参数式敏感元件接口电路分析

一、串接式接口电路分析

参数式敏感元件所实现的信号变换输出量是电路参数,不能运载信息继续传递,必须外加激励电源通过接口电路转换。当负载环节与敏感元件串接时,称串接式接口电路,如图 5.2.1 所示。



5.2.1 参数式敏感元件接口等效电路

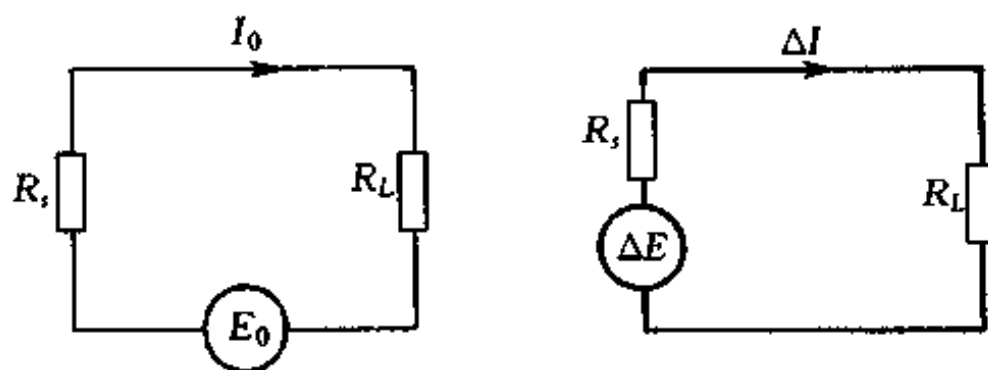
外加激励电源 E_0 一般为直流电源,必须与敏感元件 $R_s(x)$ 、负载 R_L 串接。

我们以电阻式敏感元件分析串接式接口电路。当输入信号 $x=0$ 时, $R_s(x)=R_s(0)=R_s$, $I=I_0$ 。当 $x \neq 0$ 时, 设 $R_s(x)=R_s \pm \Delta R_s$, $I=I_0 \mp \Delta I$ 。我们根据线性电路的分解原理,把电路分解为两种工作状态的叠加。一种工作状态是输入信号 $x=0$ 时的状态,称静止状态。在静止状态下 $R_s(x)=R_s(0)=R_s$, $I=I_0$ 、 $\Delta R_s=0$ 、 $\Delta I=0$ 。静止状态是外加电源 E_0 进行激励的状态。电源供给电路能量(例如我们在信息论中讲的用电波照射飞机),但不是信息能量的传递。另一种状态是在 $x \neq 0$ 时电路的工作状态,我们称动态。在动态下 $R_s(x)$ 偏离静态值 $R_s(0)$, 产生偏差 $\Delta R_s \neq 0$ 、 $\Delta I \neq 0$ 。动态时电路中有信息能量传递(例如飞机反射的电波,携带有信息)。分解电路如图 5.2.2 所示。

根据静态电路可求得静态电流

$$I_0 = \frac{E_0}{R_s + R_L} \quad (5.2.1)$$

静态电流 I_0 是电源 E_0 激励的电流,不运载信息。运载信息的是动态电流 ΔI 。动态电流 ΔI 是由敏感元件参数 $R_s(x)$, 因输入信号 x 的变化所引起的参数变化 ΔR_s , 而产生的所谓等效电势 ΔE



(1) 静态电路

(2) 动态电路

图 5.2.2 参数式敏感元件串接口状态分解电路

的激励而产生的电流。注意等效电势 ΔE 不是对直流电源 E_0 的微分,而是由上述原因产生的一种等效电势。现在我们来求这一等效电势。根据图 5.2.1 可列下式

$$I = \frac{E_0}{R_s(x) + R_L} \quad (5.2.2)$$

式(5.2.2)两边取对数,后微分,得

$$\ln I = \ln E_0 - \ln [R_s(x) + R_L]$$

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta E_0}{E_0} - \frac{\Delta R_s + \Delta R_L}{R_s(x) + R_L}$$

因为 E_0 、 R_L 为常数,所以 $\Delta E_0 = 0$ 、 $\Delta R_L = 0$,于是

$$\frac{\Delta I}{I} = - \frac{\Delta R_s}{R_s(x) + R_L}$$

$$\Delta I = \frac{-I \Delta R_s}{R_s(x) + R_L}$$

对小增量即 $\Delta I \rightarrow 0$ 时,可作近似 $I \approx I_0$, $R_s(x) \approx R_s(0) = R_s$,则可将上式写成如下形式

$$\Delta I = \frac{-I_0 \Delta R_s}{R_s + R_L} \quad (5.2.3)$$

由动态电路可得下式

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{R_s + R_L} \quad (5.2.4)$$

比较式(5.2.3)和(5.2.4)可得等效电势 ΔE 为

$$\Delta E = -I_0 \Delta R_s \quad (4.2.5)$$

由式(5.2.5)可知,等效电势 ΔE 确系静态电流 I_0 激励,因 $R_s(x)$ 产生的偏差 ΔR_s 而产生的等效作用电势。等效电势 ΔE 又产生动态电流 ΔI ,而动态电流 ΔI 才是信息的载体信号,才能在电路中完成信息传递的任务。由此可知,串接式接口电路完成了从参数信号变化 ΔR_s 至电流信号变化 ΔI 的变换任务,即完成了信息载体信号的变换,使得信息可继续传递。现在我们可以根据动态电路进行电路最佳耦合条件的分析计算。由动态电路可求得信息电流在负载 R_L 上产生的信息功率

$$P_L = (\Delta I)^2 R_L = \frac{(\Delta E)^2}{R_s} \cdot \frac{\frac{R_L}{R_s}}{\left(1 + \frac{R_L}{R_s}\right)^2} \quad (5.2.6)$$

等效电势 ΔE 的短路功率为

$$P_{K\Delta E} = \frac{(\Delta E)^2}{R_s} \quad (5.2.7)$$

阻抗匹配系数为

$$\alpha = \frac{R_L}{R_s} \quad (5.2.8)$$

将式(5.2.7)和(5.2.8)代入式(5.2.6),可得

$$P_L = P_{K\Delta E} \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} \quad (5.2.9)$$

据静态电路图可得直流电源 E_0 的短路功率

$$P_{KE_0} = \frac{E_0^2}{R_s} \quad (5.2.10)$$

定义参数电阻的相对变化率为敏感元件的灵敏度:

$$\epsilon = \frac{\Delta R_s}{R_s} \quad (5.2.11)$$

将式(5.2.7)作如下变换

$$\begin{aligned} P_{k\Delta E} &= \frac{(\Delta E)^2}{R_s} = \frac{(I_0 \Delta R_s)^2}{R_s} = \frac{(\Delta R_s)^2}{R_s^2} R_s \left(\frac{E_0}{R_s + R_L} \right)^2 \\ &= \epsilon^2 \frac{E_0^2}{R_s} \left[\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_s}} \right]^2 = \epsilon^2 P_{KE_0} \frac{1}{(1 + \alpha)^2} \end{aligned} \quad (5.2.12)$$

$$\therefore P_L = P_{K\Delta E} \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2} = \epsilon^2 P_{KE_0} \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^4} \quad (5.2.13)$$

令变换效率为

$$\xi = \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^4} \quad (5.2.14)$$

$$\therefore P_L = \epsilon^2 P_{KE_0} \xi \quad (5.2.15)$$

根据式(5.2.14)和(5.2.15)可作如下讨论:

(1) 负载上信号功率 P_L 与直流电源短路功率 P_{KE_0} 成正比, 而 P_{KE_0} 与直流电源电压的平方成正比。因此增加直流电源的电压值, 可增加负载上的信号功率。但是, 直流电源电压值的增加必须受敏感元件参数 $R_s(x)$ 所容许功耗的限制。因此, 设计电源电压值时, 必须考虑敏感元件所能承受的功耗。另外, 由于负载上的信号功率与电源电压的平方成正比, 故电源电压的稳定性对负载上信号功率的稳定性有很大影响。因此, 设计时必须选用高稳定电源。

(2) 负载上的信号功率与敏感元件相对灵敏度 ϵ 的平方成正比, 增加敏感元件相对灵敏度可增加负载上的信号功率。

(3) 负载上的信号功率与接口电路匹配程度系数 α 、 ξ 有关。 ξ 与 α 之间的关系由式(5.2.14)表达。根据式(5.2.14)画出 ξ 与 α 的关系曲线如图 5.1.2 曲线 2 所示。根据曲线 2 可作如下讨论:

1) 最佳阻抗匹配条件为 $\alpha = 1/3$ 。在最佳阻抗匹配条件下具

有最大变换效率 $\xi_{\max} = \frac{27}{256}$, 最大能量传递效率 $\eta_{\max} = 25\%$, 可见参数式敏感元件的变换效率与能量传递效率比有源敏感元件要低得多。

2) 曲线 2 顶部比曲线 1 要尖锐得多, 因此参数式敏感元件的串接式接口电路变换要求匹配程度要严格得多。设计时一般要求匹配条件不得偏离最佳匹配条件的 1.5~2 倍以上。

参数式敏感元件串接式接口电路变换要求严格匹配的原因可作如下物理解释。实际上接口中存在两次匹配。第一次匹配是为了获得尽可能大的等效作用电势 ΔE , 是按等效作用电势的短路功率 $P_{K\Delta E}$ 进行匹配的, 以求获得最大等效激励能量。第二次匹配是按负载上的信号功率 P_L 进行匹配的, 以求等效作用电势 ΔE 能供给负载最大信号功率。这两次匹配的匹配条件是相乘的关系, 从而成倍地强化了匹配条件的严格性。

(4) 参数式敏感元件串接式接口电路的最主要缺点是非线性大, 这一点我们只要对式(5.2.2)略作变化就可以看出:

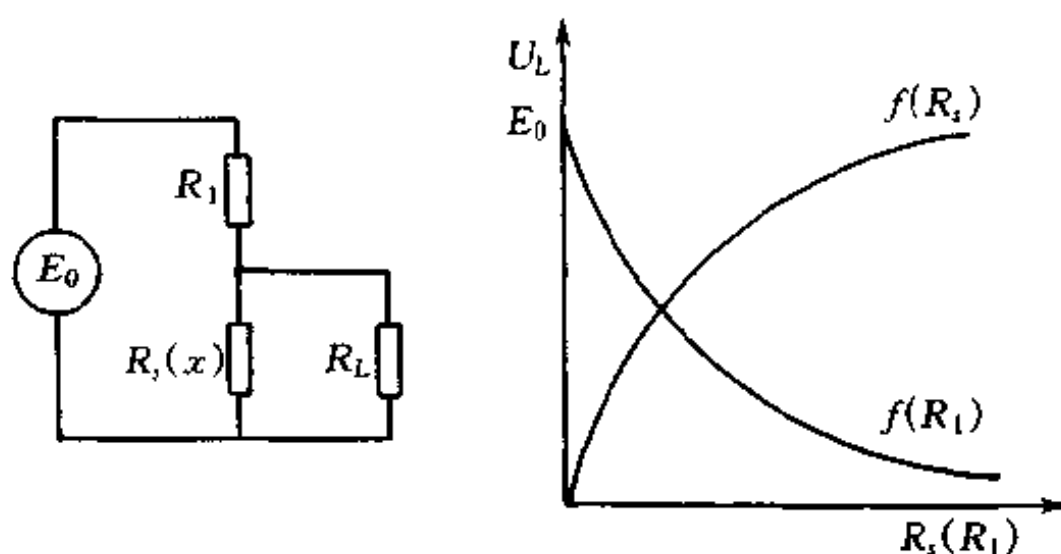
$$I = I_0 \pm \Delta I = \frac{E_0}{R_L + R_s \pm \Delta R_s}$$

可见电路中的电流 I 与 $R_s(x)$ 成非线性关系, 即与信号 x 或 ΔR_s 成非线性关系。

(5) 串接式接口变换电路的另一缺点是, 当输入信号 $x = 0$ 时, $I_0 \neq 0$, 即输出电流不会为零。克服此缺点可在耦合环节间加隔离电容。

二、分压式接口电路分析

分压式接口电路如图 5.2.3 所示。图中 E_0 为外激励电源; R_1 是与参数式敏感元件 $R_s(x)$ 串接的固定电阻。分压式接口电路取得分压输出信号的方式比较灵活, 既可以从 R_1 两端取得分压输出信号, 又可以从 $R_s(x)$ 两端取得分压输出信号, 但所取得



(1) 分压接口电路

(2) 输出方式曲线

图 5.2.3 参数式敏感元件分压接口

的分压曲线形状相反,如图中 $f(R_s)$ 、 $f(R_1)$ 所示。图中 R_L 是分压输出信号接收环节的等效负载电阻,根据图 5.2.3 电路可求得负载上的信号电压

$$U_L = E_0 \frac{R_s(x) // R_L}{R_1 + R_s(x) // R_L} = E_0 \frac{\frac{R_s(x)R_L}{R_s(x) + R_L}}{R_1 + \frac{R_s(x)R_L}{R_s(x) + R_L}} \quad (5.2.16)$$

一般的,负载 R_L 环节多为放大器,则 R_L 即放大器的输入阻抗。然而,一般放大器的输入阻抗都很高,可近似为 $R_L \rightarrow \infty$,则接口电路输出成空载状态。我们称接口电路空载状态下的输出电压为空载电压:

$$V_L = E_0 \frac{R_s(x)}{R_1 + R_s(x)} \quad (5.2.17)$$

空载近似下无法讨论能量传递问题,但可讨论接口电路的信号传递特性。从式(5.2.17)可见,空载输出信号电压 V_L 与敏感元件输出信号 $R_s(x)$ 之间具有非线性特性,即分压式接口电路的信号传递特性是非线性的。对式(5.2.17)两边取微分可得

$$\Delta V_L = E_0 \frac{R_1 \Delta R_s}{[R_1 + R_s(x)]^2}$$

当 x 从 $x=0$ 开始作小增量变化时, 可作小增量条件下的近似 $R_s(x) \approx R_s(0) = R_s$, 则上式变成

$$\Delta V_L = \frac{R_1 \Delta R_s}{(R_1 + R_s)^2} \quad (5.2.18)$$

设敏感元件相对灵敏度 $\epsilon = \frac{\Delta R_s}{R_s}$, 电路分压比为

$$b = \frac{V_{R_1}}{V_{R_s}} = \frac{IR_1}{IR_s} = \frac{R_1}{R_s}$$

则式(5.2.18)可写成如下形式

$$\Delta V_L = E_0 \epsilon \frac{b}{(1+b)^2} \quad (5.2.19)$$

定义分压式接口电路的输出电压灵敏度为

$$s_V = \frac{\Delta V_L}{E_0} = \epsilon \frac{b}{(1+b)^2} \quad (5.2.20)$$

由式(5.2.20)可求得最大输出电压灵敏度条件下的最佳分压比值:

$$b_{\text{opt}} = 1 \quad (5.2.21)$$

$$s_{V\text{max}} = \frac{1}{4} \epsilon \quad (5.2.22)$$

由此可知, 分压式接口电路在最佳灵敏度条件下的电路参数为 $R_1 = R_s = R_s(0)$ 。在最佳灵敏度条件下, 当敏感元件产生 4% 的相对变化时, 输出电压信号为电源电压的 1%。可见增加电源电压值可提高输出信号电压幅度, 但电源电压增加同样要受到敏感元件容许功耗的限制。

三、直流电桥接口电路分析

直流电桥接口变换电路如图 5.2.4 所示。直流电桥由四臂组

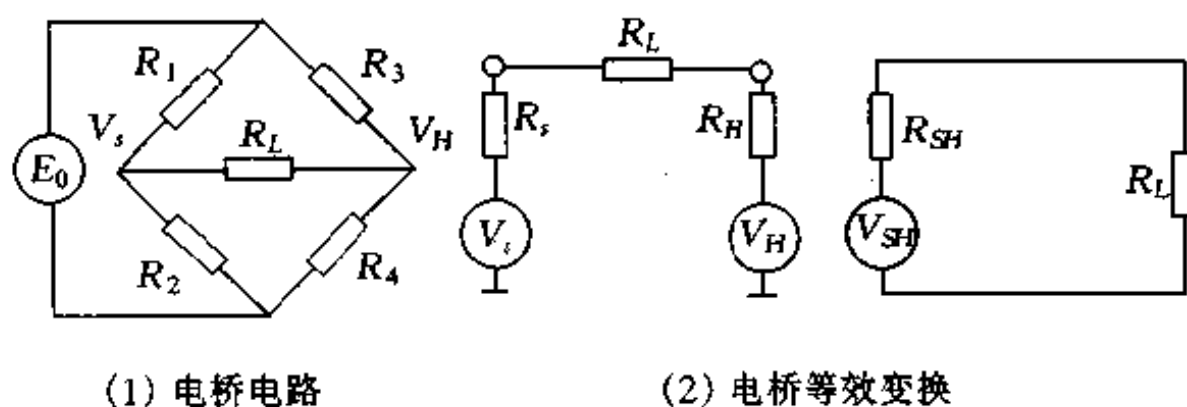


图 5.2.4 电桥接口电路

成。根据参数式敏感元件占据四臂位置及个数的不同,电桥可分成不同类型的电桥。电桥工作直流电源 E_0 加在电桥的一个对角线上,电桥的另一对角线为信号输出端。作为接口的直流电桥变换方式,采用不平衡电桥工作方式。不平衡电桥设计的基本思想是:在输入信号初始值条件下设计电桥平衡,即电桥输出信号为零。当输入信号偏离初始值时,电桥偏离平衡,产生输出信号。

电桥输出信号一般传送给放大器,因此可近似认为电桥输出空载。在电桥空载条件下,由电桥电路可求得电桥空载输出电压为

$$V_L = E_0 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (5.2.23)$$

根据电桥初始平衡输出为零的条件,可求得电桥平衡条件

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \quad (5.2.24)$$

对电桥电路也可作等效变换,变成等效信号源,如图 5.2.4 所示。图中 R_L 为信号源负载。相关等效变换参数如下并设工作臂为 $R_2 = R_2(x)$:

$$V_s(x) = E_0 \frac{R_2(x)}{R_1 + R_2(x)} \quad (5.2.25)$$

$$R_s(x) = \frac{R_1 R_2(x)}{R_1 + R_2(x)} \quad (5.2.26)$$

$$V_H = E_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.2.27)$$

$$R_H = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.2.28)$$

$$V_{SH} = E_0 \left[\frac{R_2(x)}{R_1 + R_2(x)} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \quad (5.2.29)$$

$$R_{SH} = \frac{R_1 R_2(x)}{R_1 + R_2(x)} - \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.2.30)$$

由等效信号源电路可计算负载上的信号电压和功率:

$$U_L = V_{SH} \frac{R_L}{R_{SH} + R_L} \quad (5.2.31)$$

$$P_L = V_{SH}^2 \frac{R_L}{(R_{SH} + R_L)^2} \quad (5.2.32)$$

由式(5.2.29)可见,当 $R_2(x)$ 作大范围变化时,信号电压 V_{SH} 具有很大的非线性。为减小非线性带来的非线性误差,一般电桥工作臂都不作大范围变化,仅在平衡值附近作小范围变化,因此称小偏差不平衡电桥工作方式。我们将仅讨论小偏差不平衡电桥工作方式。

根据电桥初始平衡时四臂取值的不同情况,以及工作臂的个数和占据的分布位置的不同,可将电桥分成多种不同形式的工作电桥,下面我们分别予以讨论。

(一) 等臂电桥

电桥初始平衡时四臂阻值都相等的电桥称等臂电桥。在等臂条件下,按工作臂个数及分布位置的不同,还可分成如下各类工作电桥。

1. 单臂等臂电桥

电桥四臂中只有一个臂是工作臂,即该臂为敏感元件臂,其余三臂皆为固定电阻,则此电桥称单臂工作方式。设工作臂为 $R_2(x)$, 根据等臂电桥初始平衡条件,在输入信号 $x = 0$ 时有

$$R_1 = R_2(0) = R_3 = R_4 = R$$

当 $x \neq 0$ 时, 根据小偏差工作方式, 有

$$R_2(x) = R_2(0) + \Delta R_2 = R + \Delta R_2$$

定义工作臂相对灵敏度为

$$\epsilon = \frac{\Delta R_2}{R}$$

$$\text{则有} \quad R_2(x) = R(1 + \epsilon) \quad (5.2.33)$$

电桥空载输出电压(或称电桥电路方程)为

$$V_L = E_0 \frac{\epsilon}{4 + 2\epsilon} \quad (5.2.34)$$

定义电桥空载输出电压灵敏度为

$$S_V = \frac{V_L}{E_0} = \frac{\epsilon}{4 + 2\epsilon} \quad (5.2.35)$$

根据式 (5.2.34) 和 (5.2.35) 可对单臂等臂电桥归纳并讨论如下:

1) 由于电桥在小偏差下工作, 故工作臂相对灵敏度 ϵ 很小, 因此单臂等臂电桥的电压灵敏度 S_V 很低。

2) 电桥空载输出电压 V_L 与工作臂相对灵敏度 ϵ 之间为非线性关系, 即与工作臂 $R_2(x)$ 也为非线性关系。仅当 $\epsilon \ll \frac{1}{2}$, 即 $\Delta R_2 \ll \frac{1}{2}R$ 时才有近似线性关系

$$V_L \approx \frac{1}{4} E_0 \epsilon$$

$$S_V \approx \frac{1}{4} \epsilon$$

可知, 工作臂在平衡值附近偏离范围愈小, 线性愈好。但电桥的变换特性总的来说, 是非线性的。

3) 电桥空载输出信号电压 V_L 与电桥供电电源电压 E_0 成正比关系。因此, 电源电压的波动对输出电压信号影响比较大, 故要求使用稳定性比较高的电源作电桥供电电源。

4) 实际应用中常用恒流源作电桥供电电源。当用恒流源 I_0 供电时,上列各式中的 E_0 可作如下变换,公式仍然成立:

$$\frac{I_0}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{E_0}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (5.2.36)$$

2. 串联双臂差动(半差动)等臂电桥

电桥结构中分两个支路,由 R_1 、 R_2 和 R_3 、 R_4 分别串联形成两个支路。如果在同一串联支路上的两个臂都是工作臂,且为差动工作方式,另一支路两串联臂仍为恒阻值臂,则此电桥称串联双臂差动电桥,或半差动电桥。设两串联工作臂为

$$R_1(x) = R_1(0) + \Delta R_1$$

$$R_2(x) = R_2(0) - \Delta R_2$$

由初始平衡等臂电桥条件

$$R_1(0) = R_2(0) = R_3 = R_4 = R$$

$$\therefore \left. \begin{aligned} R_1(x) &= R(1 + \epsilon) \\ R_2(x) &= R(1 - \epsilon) \end{aligned} \right\} \quad (5.2.37)$$

电桥空载输出信号电压、电压灵敏度为:

$$V_L = \frac{1}{2} E_0 \epsilon \quad (5.2.38)$$

$$S_V = \frac{1}{2} \epsilon \quad (5.2.39)$$

由式(5.2.38)和(5.2.39)可进行如下归纳并讨论:

1) 半差动等臂电桥输出电压灵敏度约为单臂等臂电桥的 2 倍。

2) 半差动等臂电桥输出电压与工作臂相对灵敏度成正比,说明具有良好的线性变换特性。

3) 半差动等臂电桥输出电压与电源电压仍成正比关系,说明电源波动对输出信号电压仍具有较大影响。

3. 并联双臂差动等臂电桥

电桥两支路的上臂或下臂同为工作臂且为差动工作方式,称

并联双臂差动电桥。设两工作臂为 $R_2(x)$ 和 $R_4(x)$, 则差动工作方式为

$$R_2(x) = R_2(0) + \Delta R_2$$

$$R_4(x) = R_4(0) - \Delta R_4$$

根据等臂电桥初始平衡条件有

$$R_1 = R_2(0) = R_3 = R_4(0) = R$$

$$R_2(x) = R(1 + \epsilon)$$

$$R_4(x) = R(1 - \epsilon)$$

电桥空载输出电压、电压灵敏度为:

$$V_L = \frac{2\epsilon}{4 - \epsilon^2} E_0 \quad (5.2.40)$$

$$S_V = \frac{2\epsilon}{4 - \epsilon^2} \quad (5.2.41)$$

根据式(5.2.40)和(5.2.41)归纳并讨论如下:

1) 并联差动等臂电桥输出电压及电压灵敏度与工作臂相对灵敏度为非线性关系。这一点与串联双臂差动方式不同。仅当工作臂相对灵敏度很小时, 有近似线性关系

$$V_L \approx \frac{1}{2} E_0 \epsilon$$

$$S_L \approx \frac{1}{2} \epsilon$$

这时与串联双臂差动工作方式相同。

2) 电桥空载输出电压与电源电压关系仍如前所述。

4. 全差动等臂电桥

电桥四臂全为工作臂且差动工作方式如下时, 称全差动等臂电桥。

$$R_1(x) = R(1 - \epsilon)$$

$$R_2(x) = R(1 + \epsilon)$$

$$R_3(x) = R(1 + \epsilon)$$

$$R_4(x) = R(1 - \epsilon)$$

全差动等臂电桥输出电压、电压灵敏度为

$$V_L = E_0 \epsilon \quad (5.2.42)$$

$$S_V = \epsilon \quad (5.2.43)$$

根据式(5.2.42)和(5.2.43)归纳并讨论如下:

1) 全差动等臂电桥空载输出电桥、电压灵敏度与工作臂相对灵敏度具有良好线性关系, 且电压灵敏度为半差动等臂电桥的 2 倍, 单臂等臂电桥的 4 倍。可见不但线性好, 且灵敏度最高。

2) 电桥输出电压与电源电压关系仍如前述。

5. 等臂电桥不同工作方式的输出信号功率

讨论输出功率问题, 必须在电桥带载下讨论。根据电桥等效电路, 可求得负载上的功率为

$$P_L = V_{SH}^2 \frac{R_L}{(R_{SH} + R_L)^2}$$

最大负载功率及阻抗匹配条件为

$$R_{SH} = R_L = R \quad (5.2.44)$$

$$P_{L\max} = \frac{V_{SH}^2}{4R} \quad (5.2.45)$$

将不同工作方式下的 V_{SH} 值代入(5.2.45)式, 可得不同电桥的最大负载功率如下:

$$\text{单臂等臂电桥: } P_{L\max} \approx E_0^2 \frac{\epsilon^2}{64R} \quad (5.2.46)$$

$$\text{半差动等臂电桥: } P_{L\max} \approx E_0^2 \frac{\epsilon^2}{16R} \quad (5.2.47)$$

$$\text{全差动等臂电桥: } P_{L\max} = E_0^2 \frac{\epsilon^2}{4R} \quad (5.2.48)$$

根据上列三式可归纳并讨论如下:

1) 负载功率随电桥工作臂数目增加而增加。

2) 负载功率随电源电压增加而增加, 但电源电压的增加必须

受工作臂允许功耗限制。设计电桥时,一般根据工作臂允许功耗为条件,计算所需电源电压值,或根据工作臂允许功耗验算设计时选用的电源电压是否合适。我们计算最大负载功率与工作臂功率如下:

单臂等臂电桥工作臂功率: $P_1 = E_0^2 \frac{1}{4R}$

单臂等臂电桥最大负载功率与工作臂功率之比

$$\frac{P_{L\max}}{P_1} = \frac{\epsilon^2}{16} \quad (5.2.49)$$

半差动等臂电桥工作臂功率为 $P_2 = \frac{E_0^2}{2R}$

半差动等臂电桥最大负载功率与工作臂功率之比为

$$\frac{P_{L\max}}{P_2} = \frac{\epsilon^2}{8} \quad (5.2.50)$$

全差动等臂电桥工作臂功率为 $P_4 = \frac{E_0^2}{R}$

全差动等臂电桥最大负载功率与工作臂功率之比为

$$\frac{P_{L\max}}{P_4} = \frac{\epsilon^2}{4} \quad (5.2.51)$$

可见全差动等臂电桥工作臂上的功耗最大,但其与最大负载功率之比也最大。这一点对电桥设计具有提示作用:如果工作臂允许功耗为一常数,那么利用全差动电桥,将允许功耗值分配到四个工作臂上去,则可充分利用这一允许功耗值而获得最大负载功率。这种提高负载功率的方法并未增加环节数目,而是通过优化设计方案获得。

【例 1】由电阻应变片组成惠斯顿电桥(单臂等臂电桥),如图 5.2.4 所示。设工作臂为 R_2 , 电源 $E_0 = 1V$, $\frac{\Delta R}{R} = K_0 \epsilon$, $K_0 = 2.0$, $\epsilon = 1000 \times 10^{-6}$, 求电桥空载输出电压及电压灵敏度。

解: 根据式(5.2.34)有

$$V_L = E_0 \frac{K_0 \epsilon}{4 + 2K_0 \epsilon} = \frac{E_0 K_0 \epsilon}{4} = 0.5 \text{mV}$$

$$S_V = \frac{V_L}{E_0} = 0.5$$

【例2】求上例中应变电阻构成全差动等臂电桥时的空载输出电压及电压灵敏度

解:根据式(5.2.42)有

$$V_L = E_0 K_0 \epsilon = 2 \text{mV}$$

$$S_V = \frac{V_L}{E_0} = 2$$

(二) 串联对称电桥

当电桥初始平衡时,在两串联支路中的桥臂阻值相等,而不同支路中的桥臂阻值不等,这种电桥称为串联对称电桥。例如, $R_1 = R_2 = R, R_3 = R_4 = R', \frac{R}{R'} = m \neq 1, m$ 称不同支路臂比。串联对称电桥中,根据工作臂个数及分布位置的不同,也可分成各种工作方式的电桥。我们仅讨论单臂串联对称电桥。

设工作臂为 $R_2(x)$ 。当输入信号 $x=0$ 时,根据电桥平衡条件及串联对称定义,有

$$R_1 = R_2(0) = R, R_3 = R_4 = R', \frac{R}{R'} = m \neq 1$$

当 $x \neq 0$ 时, $R_2(x) = R_2(0) + \Delta R_2 = R + \Delta R_2 = R(1 + \epsilon)$, 电桥偏离平衡。电桥空载输出电压、电压灵敏度为:

$$V_L = \frac{E_0 \epsilon}{2(2 + \epsilon)} \quad (5.2.52)$$

$$S_V = \frac{\epsilon}{2(2 + \epsilon)} \quad (5.2.53)$$

对串联对称电桥进行等效变换,变成等效信号源(方法如同等臂电桥),可求得信号源电压及内阻分别为

$$V_{SH} = \frac{E_0 \epsilon}{2(2 + \epsilon)} \quad (5.2.54)$$

$$R_{SH} = \frac{2R(1 + \epsilon) + R'(2 + \epsilon)}{2(2 + \epsilon)} \quad (5.2.55)$$

由此可求得负载功率

$$P_L = V_{SH}^2 \frac{R_L}{(R_{SH} + R_L)^2} \quad (5.2.56)$$

最佳阻抗匹配条件($R_{SH} = R_L$)下的最大负载功率

$$P_{L\max} = \frac{E_0^2 \epsilon^2}{4(2 + \epsilon)^2} \cdot \frac{2(2 + \epsilon)}{4[2R(1 + \epsilon) + R'(2 + \epsilon)]} \quad (5.2.57)$$

在式(5.2.57)中若忽略分母中的微小项 ϵ , 并令 $R' \rightarrow 0$, 则有

$$P_{L\max} \approx \frac{E_0^2 \epsilon^2}{32R} \quad (5.2.58)$$

将式(5.2.58)与单臂等臂电桥最大负载功率表达式(5.2.46)比较, 可以发现单臂串联对称电桥的最大负载功率是单臂等臂电桥最大负载功率的两倍。但是, 这是在 $R' \rightarrow 0$ 时获得的结果。 $R' \rightarrow 0$ 相当串联支路 R_3 、 R_4 的阻值为零, 即短路。由此可获得单臂串联对称电桥设计提示: 在电源功率允许的条件下, 尽可能使不含工作臂支路上的桥臂电阻取小的阻值, 可提高负载功率。

(三) 并联对称电桥

当电桥初始平衡时, 若取 $R_1 = R_3 = R'$, $R_2 = R_4 = R$, $\frac{R}{R'} = m \neq 1$, 则称并联对称电桥, m 称同一支路臂比。在单臂工作下, 设工作臂为 $R_2(x) = R_2(0) + \Delta R_2 = R + \Delta R_2 = R(1 + \epsilon)$, 可求得电桥空载输出电压及电压灵敏度:

$$V_L = \frac{E_0 \epsilon}{(1 + m) \left(1 + \epsilon + \frac{1}{m} \right)} \quad (5.2.59)$$

$$S_V = \frac{\epsilon}{(1 + m) \left(1 + \epsilon + \frac{1}{m} \right)} \quad (5.2.60)$$

由式(5.2.59)和(5.2.60)可见, 影响单臂并联对称电桥空载输出

的因素,除我们前面讨论过的一些因素之外,这里又多了一个同一支路臂比的影响。而且,式中既含 m 项,又含 $\frac{1}{m}$ 项,所以不论 m 取大值还是取小值,都有影响,这是电桥设计中必须注意的又一个问题。

单臂并联对称电桥在最佳阻抗匹配条件下的最大负载功率为:

$$P_{L\max} = \frac{E_0^2 \epsilon^2}{4R(m+1) \left(1 + \epsilon + \frac{1}{m}\right) \left(2 + 2\epsilon + \frac{2}{m} + \frac{\epsilon}{m}\right)}$$

$$\approx \frac{E_0^2 \epsilon^2}{8} \cdot \frac{RR'}{(R+R')^3} \quad (5.2.61)$$

关于直流电桥,我们综述如下:

1) 比较不同类型的电桥特性可以看出,串联对称电桥具有较佳的功率传递特性。设计时只要使不同支路臂比 $m > 2$,便可充分利用电源允许功耗获得较大负载功率。同时,在尽可能保持最佳阻抗匹配条件的情况下,减小不含工作臂支路的电阻,可使电源功率利用系数在 $\frac{\epsilon^2}{16} \sim \frac{\epsilon^2}{8}$ 之间。

2) 若已知工作臂允许功耗,可根据电源功率利用系数计算电源电压值。

3) 若已知负载参数 R_L ,可从匹配条件出发计算电桥结构参数。

4) 电桥输出信号电压对地不为零,即输出电压不能接地。

四、交流电桥

复阻抗、电抗参数式敏感元件可用交流电桥作接口变换电路。交流电桥输出信号可送交流放大器。交流放大器具有无零漂的优点。凡采用直流电桥作接口变换的地方,都可采用交流电桥。普通四臂交流电桥如图 5.2.5 所示。

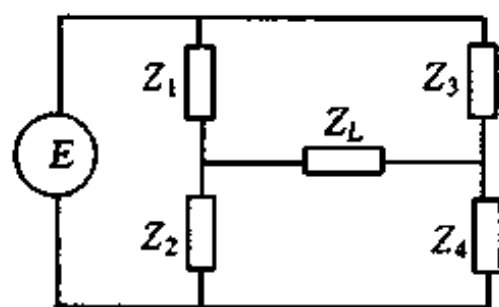


图 5.2.5 交流电桥接口电路

电桥初始平衡条件为

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (5.2.62)$$

根据复数运算方法,式(5.2.62)可分解为幅值平衡条件和相位平衡条件:

$$|Z_1| |Z_4| = |Z_2| |Z_3| \quad (5.2.63)$$

$$\theta_1 + \theta_4 = \theta_2 + \theta_3 \quad (5.2.64)$$

式中复数表达为 $Z = R + jX = |Z| e^{j\theta}$, $\theta = \arctan \frac{X}{R}$ 。电桥平衡条件也可表达为

$$R_1 R_4 - X_1 X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3 \quad (5.2.65)$$

$$R_1 X_4 + X_1 R_4 = R_2 X_3 + X_2 R_3 \quad (5.2.66)$$

从平衡条件表达式可以看出,交流电桥平衡调整比直流电桥复杂得多,幅值、相位平衡必须同时满足电桥才能平衡。

(一) 单臂串联对称交流电桥

设工作臂 $Z_1(x) = Z_1(0) + \Delta Z_1 = Z_1 + \Delta Z_1 = Z_1(1 + \epsilon)$ 。电桥空载输出电压及电压灵敏度为

$$\dot{U}_L = \dot{E} \epsilon \frac{m}{(1+m)^2} \quad (5.2.67)$$

$$S_V = \frac{\dot{U}_L}{\dot{E}} = \epsilon \frac{m}{(1+m)^2} \quad (5.2.68)$$

式中 $m = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_4}{Z_3}$ 。由上二式可归纳讨论如下:

1) 空载输出电压与工作臂相对灵敏度成正比。相对灵敏度是复数。若工作臂仅电阻变化

$$\Delta Z_1 = \Delta R_1$$

$$\epsilon = \frac{\Delta Z_1}{Z_1} = \frac{\Delta R_1}{R_1 + jX_1} = \frac{\frac{\Delta R_1}{R_1}}{1 + j \frac{X_1}{R_1}} = \frac{\epsilon_{R_1}}{1 + j \tan \theta_1} = \epsilon_{R_1} \cos \theta_1 e^{j\theta_1} \quad (5.2.69)$$

$$\epsilon_{R_1} = \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

$$\theta_1 = \arctan \frac{X_1}{R_1}$$

由式(5.2.69)可见:当 $\theta_1 = 0^\circ$, 即工作臂为纯电阻时, 相对灵敏度最大, 从而电压灵敏度也最大。

若设工作臂仅电抗分量变化

$$\Delta Z_1 = j\Delta X_1$$

$$\epsilon = \frac{\Delta Z_1}{Z_1} = \frac{j\Delta X_1}{R_1 + jX_1} = \frac{j \frac{\Delta X_1}{X_1}}{\frac{R_1}{X_1} + j} = \epsilon_X \sin \theta_1 e^{j(\frac{\pi}{2} - \theta_1)} \quad (5.2.70)$$

$$\epsilon_X = \frac{\Delta X_1}{X_1}$$

由式(5.2.70)可见:当 $\theta_1 = 90^\circ$, 即工作臂为纯电抗时, 有最大相对灵敏度, 从而电压灵敏度也最大。

综合上述结果可知, 只有当工作臂为纯电阻或纯电抗时, 才有最大空载输出电压。因此, 设计交流电桥时, 最好选用纯电阻或纯电抗交流电桥。

2) 同一支路臂比 m 对输出的影响, 令

$$|m| = \left| \frac{Z_1}{Z_1} \right| = \left| \frac{Z_4}{Z_3} \right|$$

$$m = \frac{Z_2}{Z_1} = |m| e^{j(\theta_2 - \theta_1)} = |m| e^{j\theta} \quad (5.2.71)$$

$$\theta = \theta_2 - \theta_1 = \theta_4 - \theta_3$$

$$\text{令 } k = \frac{m}{(1+m)^2} = |k| e^{j\varphi} \quad (5.2.72)$$

$$|k| = \frac{|m|}{1 + 2|m|\cos\theta + |m|^2}$$

$$\varphi = -\arctan \frac{|m|\sin\theta}{1 + |m|\cos\theta}$$

$$\therefore \dot{U}_L = \dot{E} \epsilon k \quad (5.2.73)$$

$$S_V = \epsilon k \quad (5.2.74)$$

可见:当 $\theta = \text{常数}$ 时,无论 $|m| \rightarrow 0$ 或 $|m| \rightarrow \infty$, 都有 $|k| \rightarrow 0$ 。因此,无论 $|m|$ 值过大或过小,均可降低输出电压。当 $|m| = 1$ 时,有极大值

$$|k|_{\max} = \frac{1}{2(1 + \cos\theta)}$$

可见, $\theta = 0^\circ$ 时,此极大值最小 $|k|_{\max} = \frac{1}{4}$; $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时,此极大值为 $|k|_{\max} = \frac{1}{2}$; 而当 $\theta = \pm\pi$ 时, $|k|_{\max} = \infty$, 相当于电桥的一个支路中存在 LC 振荡。

由此可知:当同一支路臂比接近 1, 且相位差很大, 则空载输出电压大, 而且比同类型直流电桥大许多。

(二) 半差动交流电桥

设差动工作臂为

$$Z_1(x) = Z + \Delta Z$$

$$Z_2(x) = Z - \Delta Z$$

$$\Delta Z = \Delta R + j\omega\Delta L$$

$$Z_3 = Z_4 = R$$

可见电桥一支路为纯电阻, 两臂阻值相等。另一支路差动工作, 为

复阻抗。电桥空载电压：

$$\dot{U}_L = -\frac{\dot{E}}{2} \cdot \frac{\Delta R + j\omega\Delta L}{R + j\omega L} \quad (5.2.75)$$

令品质因素为

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (5.2.76)$$

$$\text{则 } \dot{U}_L = -\frac{\dot{E}}{2\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} \left[\frac{\Delta L}{L} + \frac{1}{Q^2} \frac{\Delta R}{R} + j \frac{1}{Q} \left(\frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta R}{R} \right) \right] \quad (5.2.77)$$

1) 电桥空载输出电压由两正交分量组成。一分量与电源 $\dot{E}$ 同相(即方括号中实部),另一分量与电源 $\dot{E}$ 正交(即方括号中虚部)。两正交分量均与相对变化量 $\frac{\Delta L}{L}$ 和 $\frac{\Delta R}{R}$ 有关。若 $\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta R}{R}$,则输出电压仅有与电源 $\dot{E}$ 同相的分量,是希望的输出状态,这种状态便于相位检波。

2) 当品质因素 Q 值很大时,有近似关系式

$$\dot{U}_L \approx -\frac{\dot{E}}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L}$$

可见仅与电感相对变化有关。当 Q 值很小时,有近似关系式

$$\dot{U}_L \approx -\frac{\dot{E}}{2} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

可见仅与电阻相对变化有关。

3) 当输出电压中同时含两正交分量时,可放大后经相敏检波去掉正交分量。同相分量中的 $\frac{\Delta R}{R}$ 相关部分可用提高 Q 值的方法抑制。

4) 交流电桥所用交流电源 $\dot{E}$ 多为自制振荡器,要求振幅、频率稳定。电源功率与电桥最佳灵敏度输出功率间存在最佳利用系数问题。电源频率应从最佳电源利用系数角度选择,同时考虑避

开电网干扰。

五、二线制电桥和三线制电桥

在工业应用中,敏感元件多放置在工作现场,而仪表、控制室则距离较远,因此必须考虑长距离传送时的引线影响问题。工业中常用二线制、三线制、四线制电桥,如图 5.2.6 所示为二线制电桥和三线制电桥。下面计算引线误差补偿问题。

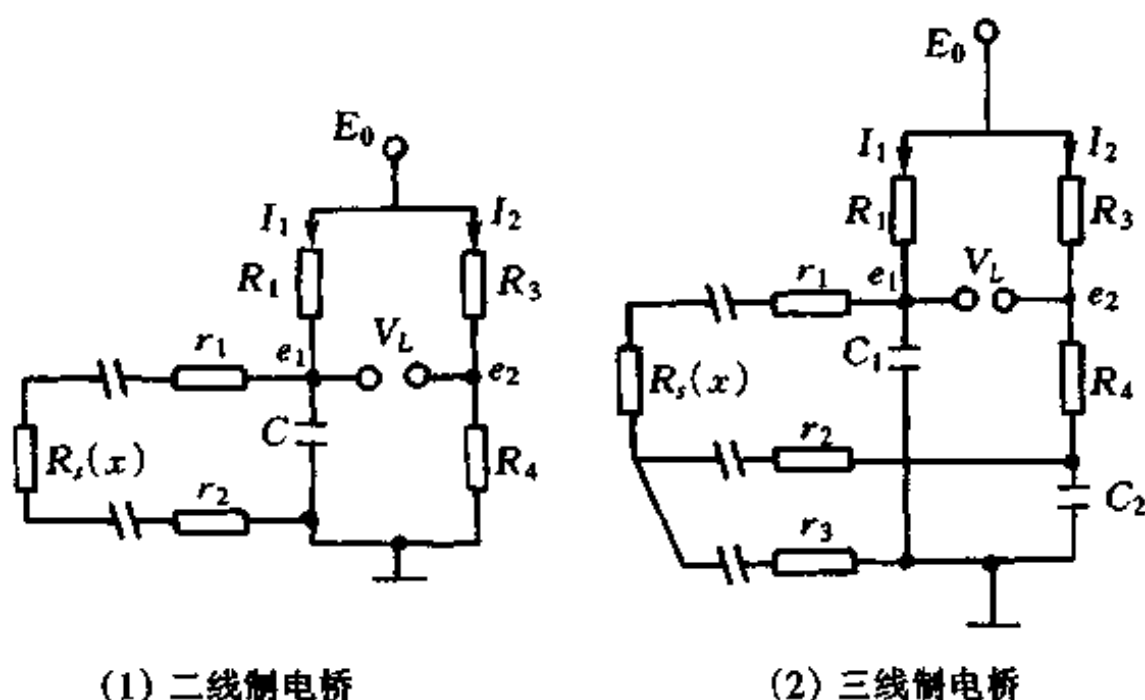


图 5.2.6 工业中电桥接口制式

二线制电桥中,设引线电阻 $r_1 = r_2 = r$, 流经两支路的电流 $I_1 = I_2 = I$, 电桥空载输出电压 $V_L = e_1 - e_2$ 。根据电路可列出如下方程:

$$e_1 = I[r_1 + R_s(x) + r_2] = I[2r + R_s(x)]$$

$$e_2 = IR_4$$

$$\therefore V_L = e_1 - e_2 = I[R_s(x) - R_4] + 2Ir$$

式中 $2Ir$ 项为引线电阻的影响。如果引线电阻随温度变化,将对输出产生影响。

对三线制电桥,设引线电阻 $r_1 = r_2 = r_3 = r$, 两支路中的电流

$I_1 = I_2 = I$, 空载输出 $V_L = e_1 - e_2$, 则根据电路可列如下方程:

$$e_1 = I_1[r_1 + R_s(x) + r_3] = I[2r + R_s(x)]$$

$$e_2 = I_2[R_4 + r_2 + r_3] = I[R_4 + 2r]$$

$$\therefore V_L = e_1 - e_2 = I[R_s(x) - R_4]$$

可见在输出信号中已无引线电阻影响。实际上完全消除引线电阻的影响是不可能的, 因随温度的变化, $I_1 = I_2$ 的条件会被破坏。当 $R_s(x)$ 为高阻抗元件时, 引线电阻的影响会减小。

敏感元件的种类、规格型号众多, 而且传感器应用大多具有需对应用实际情况进行一一对应设计的特点, 而前接口电路又必须面对敏感元件设计, 因此前接口电路在传感器电路设计中灵活性最大, 实践性最强, 接口形式最多。我们上面仅仅是讲述了最常用的几种接口形式, 目的在于说明设计前接口电路应考虑的主要问题, 如前接口电路对信号变换的灵敏度、能量传递效率、信号变换特性等问题。下面我们将讨论具体敏感元件的接口实例及信号放大、补偿等问题, 通过这些实例的讨论积累设计知识和经验。

§ 5.3 热敏电阻电路的分析与设计

热敏电阻是温敏元件, 其感温过程遵从热传递原理, 用热平衡方程描述。热敏电阻是参数式敏感元件, 敏感元件信号变换输出量为电阻参数, 故接口电路必须外加激励电源。热敏电阻有负温度系数(NTC)和正温度系数(PTC)元件, 温度测量多用 NTC 热敏电阻是高非线性元件, 在设计接口电路时应根据实际需要进行线性补偿, 以求获得最佳线性化信号传递特性。最佳线性化问题, 是传感器电路分析、设计中的又一重要问题。实现线性化信号传递, 可以采用模拟电路或微机信号处理的方法, 但设计最佳线性化模拟电路, 是构成合理的、廉价的传感器电路系统的最主要途径。

设计敏感元件接口电路首先必须掌握敏感元件特性, 然后根据对信号传递特性的要求设计电路, 我们首先讨论线性化方法。

一、最佳线性化原理

用模拟电路实现最佳线性化的原理是对非线性进行线性补偿,称补偿原理。热敏电阻最佳线性化接口变换电路的实现,最主要的问题是要选择并实现最佳拟合直线。我们用图 5.2.3 所示的分压式接口电路,讨论实现最佳线性化接口变换的一般方法和所需考虑的问题。

进行最佳线性化分析的依据是电路方程。我们首先列出图 5.2.3 分压接口电路的电路方程:

$$V(x) = E_0 \frac{R(x)}{R_1 + R(x)} \quad (5.3.1)$$

实现最佳线性化的目的是使得电路输出信号 $V(x)$ 与输入信号 x 之间具有最佳线性关系,而且可以通过对电路中定值分压电阻 R_1 的选择予以实现。为计算方便,我们将电路方程进行归一化处理:

令 $r(x) = \frac{R(x)}{R_1}$ 、 $k(x) = \frac{V(x)}{E_0}$, 则

$$k(x) = \frac{r(x)}{1 + r(x)} \quad (5.3.2)$$

式中 x 是输入信号,对热敏电阻而言是温度的倒数 $x = \frac{1}{T}$,对铂电阻而言是温度 $x = t^\circ\text{C}$ 。根据输入温度范围条件,可以选择一平衡点 $x = x_0$ 。一般将平衡点选在输入范围的中点,这样可以获得最大线性范围输出。若要求电路在平衡点 x_0 附近的小范围内具有最佳线性化输出特性,则可将方程(5.3.2)在平衡点 x_0 附近展成泰勒级数:

$$\begin{aligned} k(x) = & k(x_0) + k'(x) \Big|_{x=x_0} (x - x_0) + \frac{1}{2} k''(x) \Big|_{x=x_0} (x - x_0)^2 \\ & + \frac{1}{6} k'''(x) \Big|_{x=x_0} (x - x_0)^3 + \cdots \end{aligned} \quad (5.3.3)$$

在式(5.3.3)中,若令二次项系数为零 $k''(x_0) = 0$,并且忽略三阶

以上非线性,则可得线性方程:

$$k(x) = k(x_0) + k'(x)|_{x=x_0}(x - x_0) \quad (5.3.4)$$

线性项系数在平衡点上是常数 $k'(x)|_{x=x_0} = k'(x_0) = a$, 令 $k(x) - k(x_0) = e(x)$, 则

$$e(x) = a(x - x_0) \quad (5.3.5)$$

可见 $e(x)$ 与 x 间具有线性关系, 从而实现线性化。但是, 这种线性化是有条件线性化, 线性化条件为:

- 1) x 在平衡点 x_0 附近小范围内变化, 称小偏差线性化。
- 2) $k(x)$ 在平衡点 x_0 上具有各阶导数。

以上两点实际上是函数 $k(x)$ 能进行泰勒展开的数学条件, 从物理上来说是输入温度变化范围要小, 而且平衡点 x_0 不能是输出的断点或折点。

3) 在满足上列条件下, 线性化的条件是平衡点 x_0 上的二阶导数为零, 同时忽略三阶以上导数。

二阶导数为零的条件可以通过电路参数的设计或调整满足要求。但是, 要同时使三阶以上的导数也为零, 几乎是做不到的。因此, 用这种方法实现的线性化不存在二阶非线性, 但仍存在三阶以上非线性引起的误差。一般, 三阶以上非线性系数比二阶非线性系数小得多。因此, 我们把不存在二阶非线性的处理方法称为最佳线性化方法, 实际上仍存在三阶以上非线性引起的非线性误差。

利用泰勒级数, 并令二次项系数为零的线性化方法, 实质上是选择过平衡点的切线(其斜率为常数)的直线作拟合直线, 即

$$\begin{aligned} a &= k'(x)|_{x=x_0} = \text{常数} \\ k''(x)|_{x=x_0} &= 0 \end{aligned}$$

由此可得线性化条件:

$$r(x) = \frac{2[r'(x_0)]^2}{r''(x_0)} - 1 \quad (5.3.6)$$

$$R_1 = \frac{2[R'(x_0)]^2}{R''(x_0)} - R(x_0) \quad (5.3.7)$$

式(5.3.7)表达了定值电阻 R_1 与感温电阻 $R(x)$ 在平衡点 x_0 上的导数值的关系。一般, $R(x)$ 为正值; 但当 $R''(x_0)$ 为负值时, 则定值电阻 R_1 必为负值。这表明, 当 $R(x)$ 的二阶导数为负值时, 不能用纯电阻网络实现定值电阻 R_1 的设计, 而只能用有源网络实现阻值为负值的 R_1 。因此, 敏感元件 $R(x)$ 的二阶导数特性不同, 实现线性化的网络元件性质不同, 我们称之为线性化的充分条件, 而将二次项系数为零的条件称为线性化的必要条件。热敏电阻的二阶导数为正值, 而铂电阻的二阶导数为负值, 如图 5.3.1 所示。所以热敏电阻电路的线性化可用电阻网络实现。

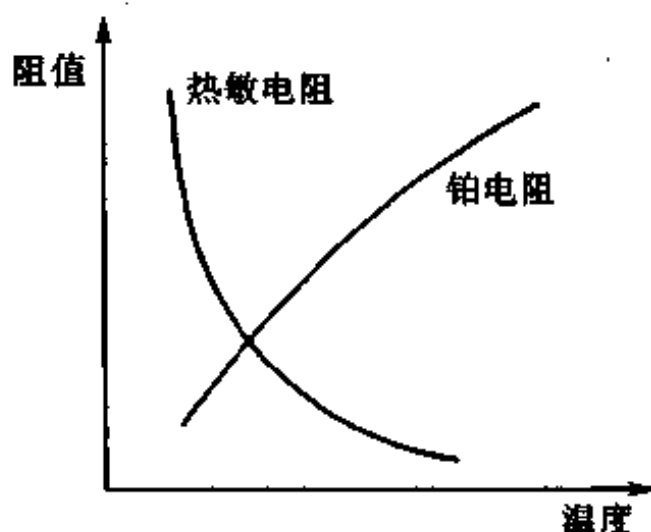


图 5.3.1 测温电阻特性

二、热敏电阻接口电路分析与设计

热敏电阻一般为过渡金属铁族混合氧化物的制备物, 实用温度范围 $-200^{\circ}\text{C} \sim 200^{\circ}\text{C}$ 。热敏电阻接口电路必须外加激励电源。但热敏电阻通电后会产生自加热效应, 因而引起温升, 影响感温精度。在空气中, 热敏电阻通电功率每增加 7mW , 自加热温升约 1°C 。若对热敏电阻加散热片, 则通电功率每增加 19mW , 自加热温升约 1°C 。因此, 热敏电阻激励电源的电压或电流应有所限制。

激励电源电压或电流可以根据热敏电阻实际应用中所允许的自加热温升来确定,或对设计值的合理性进行自加热温升验算。

热敏电阻具有较高的温度灵敏度,比铂电阻的温度灵敏度高得多。但是,热敏电阻具有很高的非线性,可用指数函数表达热敏电阻方程:

$$R(T) = Ae^{B/T} \quad (5.3.8)$$

式中 T 为绝对温度, A 和 B 称热敏电阻常数,与元件及其制备材料的特性有关,可以通过在两个标准温度下的实测确定。

将式(5.3.8)代入式(5.3.7),可求得串接变换方式最佳线性化条件下的 R_1 取值:

$$R_1 = R(T_0) \frac{B - 2T_0}{B + 2T_0} \quad (5.3.9)$$

式中 T_0 是选择的平衡点温度。设输入温度范围 $0^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$, 平衡温度 25°C ($T_0 = 298\text{K}$), 热敏电阻常数 $A = 0.0585\Omega$, $B = 3260\text{K}$ 。取 $E_0 = 5\text{V}$, 可由式(5.3.9)算得 $R_1 = 2278\Omega$ 。由式(5.3.4)、(5.3.1)算得相应值及误差如下表:

T :	273	283	293	298	303	313	323	(T)
$V_i(T)$:	4.067	3.623	3.179	2.957	2.735	2.291	1.847	(V)
$V(T)$:	3.988	3.605	3.178	2.957	2.736	2.307	1.915	(V)
e :	-0.079	-0.018	-0.001	0	0.001	0.016	0.068	(V)

可见最大相对非线性误差约 4%。

三、热敏电阻并联定值电阻复合阻抗线性化电路分析与设计

热敏电阻并联定值电阻电路如图 5.3.2 所示,是电路中进行温度补偿常用的方式。电路方程即为电路的复合阻抗:

$$R_C(T) = \frac{R_1 R(T)}{R_1 + R(T)} \quad (5.3.9)$$

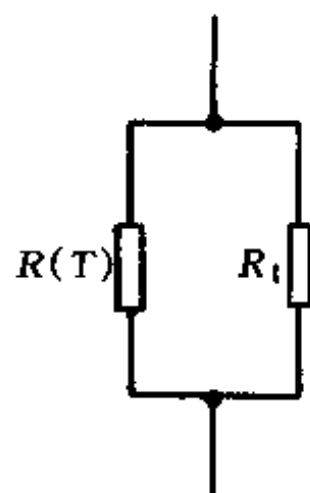


图 5.3.2 并联电阻

根据电路方程可求得在平衡温度 T_0 、最佳线性化条件下的 R_1 取值仍如式(5.3.7)。若设输入温度范围 $0^\circ\text{C}\sim 50^\circ\text{C}$, 热敏电阻常数 $A = 0.0585\Omega$ 、 $B = 3260\text{K}$, 取平衡温度 25°C ($T_0 = 298\text{K}$), 则可算得相应温度下的复合阻抗值与热敏电阻值如下表:

T :	273	283	293	298	303	313	323	(K)
$R(T)$:	8979	5888	3974	3297	2753	1952	1414	(Ω)
$R_c(T)$:	1817	1643	1448	1347	1247	1051	872	(Ω)

据表列数据可画曲线如图 5.3.3 所示。由曲线可见, 复合阻抗相对热敏电阻而言具有好得多的线性特性, 而相对定值电阻 R_1 而言仍有非线性误差。

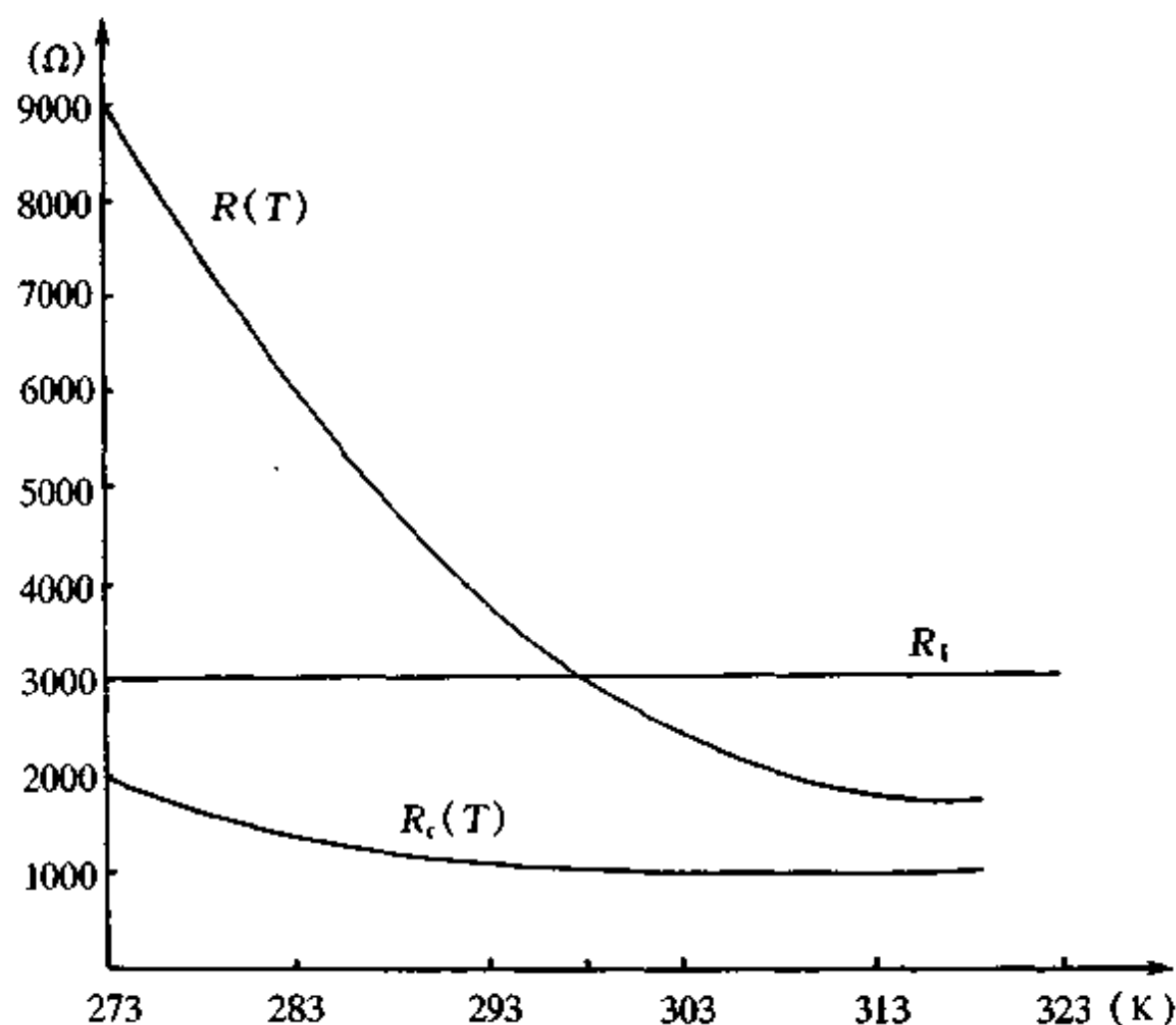


图 5.3.3 并联复合阻抗特性

四、带运放热敏电阻电桥电路分析与设计

带运放的热敏电阻电桥如图 5.3.4 所示,这种电路的最大优点是输出电压对地可为零,是分压电路、纯电阻电桥电路所不具备的特点。根据图 5.3.4 电路,并利用理想运放条件,可推导出电路方程为:

$$V_o(T) = E_0 \frac{R_1 R_2 - R_3 R(T)}{R_2 [R_1 + R(T)]} \quad (5.3.10)$$

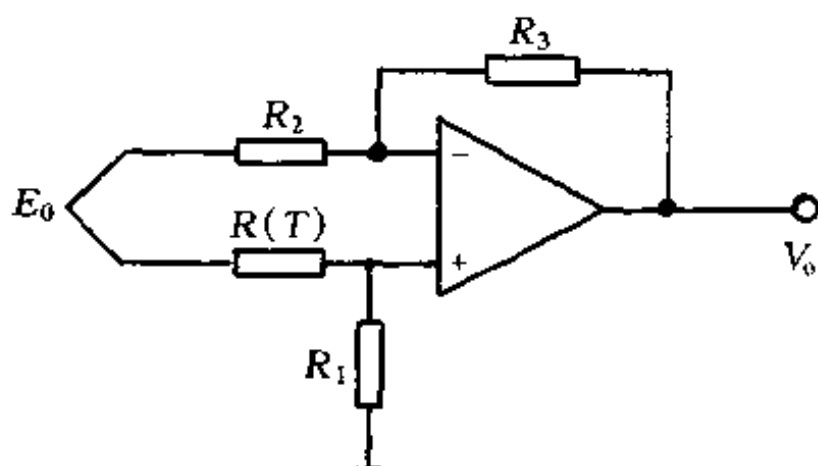


图 5.3.4 带运放电桥电路

为计算方便,我们首先对热敏电阻方程和电路方程进行归一化处理。根据热敏电阻方程(5.3.8)式,若设平衡温度为 T_0 ,可将热敏电阻方程作如下变换:

$$R(T) = Ae^{B/T} = Ae^{B/T_0} e^{B(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} = R_0 e^{B(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} \quad (5.3.11)$$

$$R_0 = Ae^{B/T_0} \quad (5.3.12)$$

令 $x = T/T_0$ 、 $b = B/T_0$ 、 $r_0 = \frac{R_0}{R_1}$, 则得归一化热敏电阻方程:

$$r(x) = \frac{R(x)}{R_1} = r_0 e^{b(\frac{1}{x} - 1)} \quad (5.3.13)$$

令 $k(x) = \frac{V(x)}{E_0}$ 、 $\alpha = \frac{R_2}{R_3}$ ，则得归一化电路方程：

$$k(x) = \frac{\alpha - r(x)}{\alpha[1 + r(x)]} \quad (5.3.14)$$

设平衡温度为 T_0 ，即 $x=1$ ，将归一化电路方程在平衡点 $x=1$ 展开成泰勒级数：

$$k(x) = k_0 + k_1(x-1) + k_2(x-1)^2 + k_3(x-1)^3 + \dots \quad (5.3.15)$$

式中展开系数为

$$k_0 = k(x)|_{x=1} = \frac{\alpha - r_0}{\alpha(1 + r_0)} \quad (5.3.16)$$

$$k_1 = \left. \frac{\partial k(x)}{\partial x} \right|_{x=1} = \left. \frac{-(1+\alpha)r'(x)}{\alpha[1+r(x)]^2} \right|_{x=1} = \frac{br_0(1+\alpha)}{\alpha(1+r_0)^2} \quad (5.3.17)$$

$$\begin{aligned} k_2 &= \left. \frac{1}{2} \frac{\partial^2 k(x)}{\partial x^2} \right|_{x=1} = \frac{1+\alpha}{\alpha[1+r(x)]^2} \left[\frac{2[r'(x)]^2}{1+r(x)} - r''(x) \right] \Big|_{x=1} \\ &= \frac{k_1}{2} \cdot \frac{br_0 - 2r_0 - b - 2}{1+r_0} \end{aligned} \quad (5.3.18)$$

$$k_3 = \left. \frac{1}{6} \frac{\partial^3 k(x)}{\partial x^3} \right|_{x=1} = k_1 \left[\frac{b^2}{6} \cdot \frac{1-4r_0+r_0^2}{(1+r_0)^2} + b \frac{1-r_0}{1+r_0} + 1 \right] \quad (5.3.19)$$

根据最佳线性化条件 $k_2=0$ 可得：

$$r_0 = \frac{b+2}{b-2} \quad (5.3.20)$$

$$R_1 = R_0 \frac{B-2T_0}{B+2T_0} \quad (5.3.21)$$

将(5.3.17)代入式(5.3.18)可得

$$k_3 = -k_1 \frac{b^2}{12} = -k_1 \frac{B^2}{12T_0^2} \quad (5.3.22)$$

若设计在平衡点时的输出为零，则 $k_0=0$ ，可得

$$\alpha = r_0, \quad \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_0}{R_1} \quad (5.3.23)$$

在 $k_0=0$ 、 $k_2=0$ ，平衡点零输出线性化条件下有

$$k(x) = k_1(x-1) + k_3(x-1)^3 + \dots \quad (5.3.24)$$

若仅考虑立方项引起的立方非线性误差，则相对立方非线性误差为：

$$|D| = \left| \frac{k(x) - k_1(x-1)}{k_1(x-1)} \right| = \left| \frac{k_3}{k_1} \right| (x-1)^2 = \frac{b^2}{12} (x-1)^2 \quad (5.3.25)$$

立方误差是在 $k_0=0$ 、 $k_2=0$ 、 k_1 = 常数的线性化条件下，输出相对于平衡点 ($x=1$) 切线斜率 k_1 = 常数的拟合直线的相对误差。 k_1 = 常数的斜率一般称为增益，故称增益-斜率误差。

设输入温度范围 $-25^\circ\text{C} \sim 35^\circ\text{C}$ ($T = 248\text{K} \sim 308\text{K}$)，在 5°C ($T = 278\text{K}$) 时输出电压为零，在 35°C 时的最大输出电压约为 1V ，最大相对非线性误差为 $D = 0.1$ ，计算图 5.3.4 电路在最佳线性化条件下的电路参数值。

选平衡温度为 5°C ($T_0 = 278\text{K}$)，则归一化参数 x 的上限和下限值为：

$$x_{\max} = \frac{308}{278} = 1.108$$

$$x_{\min} = \frac{248}{278} = 0.892$$

根据最大非线性误差的要求，可列下式

$$D = \frac{b^2}{12} (x_{\max} - 1)^2 = 0.1$$

$$b \approx 10$$

$$B = bT_0 \approx 2780\text{K}$$

可见，根据最大非线性误差的要求，应选用热敏电阻常数 $B \approx 2780\text{K}$ 的元件。由式(5.3.23)可得：

$$\alpha = r_0 = \frac{b+2}{b-2} = 1.5$$

若热敏电阻的另一常数 $A = 0.4441\Omega$, 则

$$R_0 = R(T_0) = 9782\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_0}{r_0} = 6521\Omega$$

若取 $R_3 = 10k\Omega$, 则由 $\alpha = \frac{R_2}{R_3} = 1.5$ 可得 $R_2 = 1.5k\Omega$ 。根据 35°C 时最大输出电压约为 1V 的需求, 可得:

$$V_{o\max} = E_0 k_1 (x_{\max} - 1) = 0.108 E_0 k_1 = 1.0\text{V}$$

$$k_1 = \frac{br_0(1+\alpha)}{\alpha(1+r_0)^2} = 4$$

$$E_0 \approx 2.3\text{V}$$

将上面计算的参数代入电路方程可得:

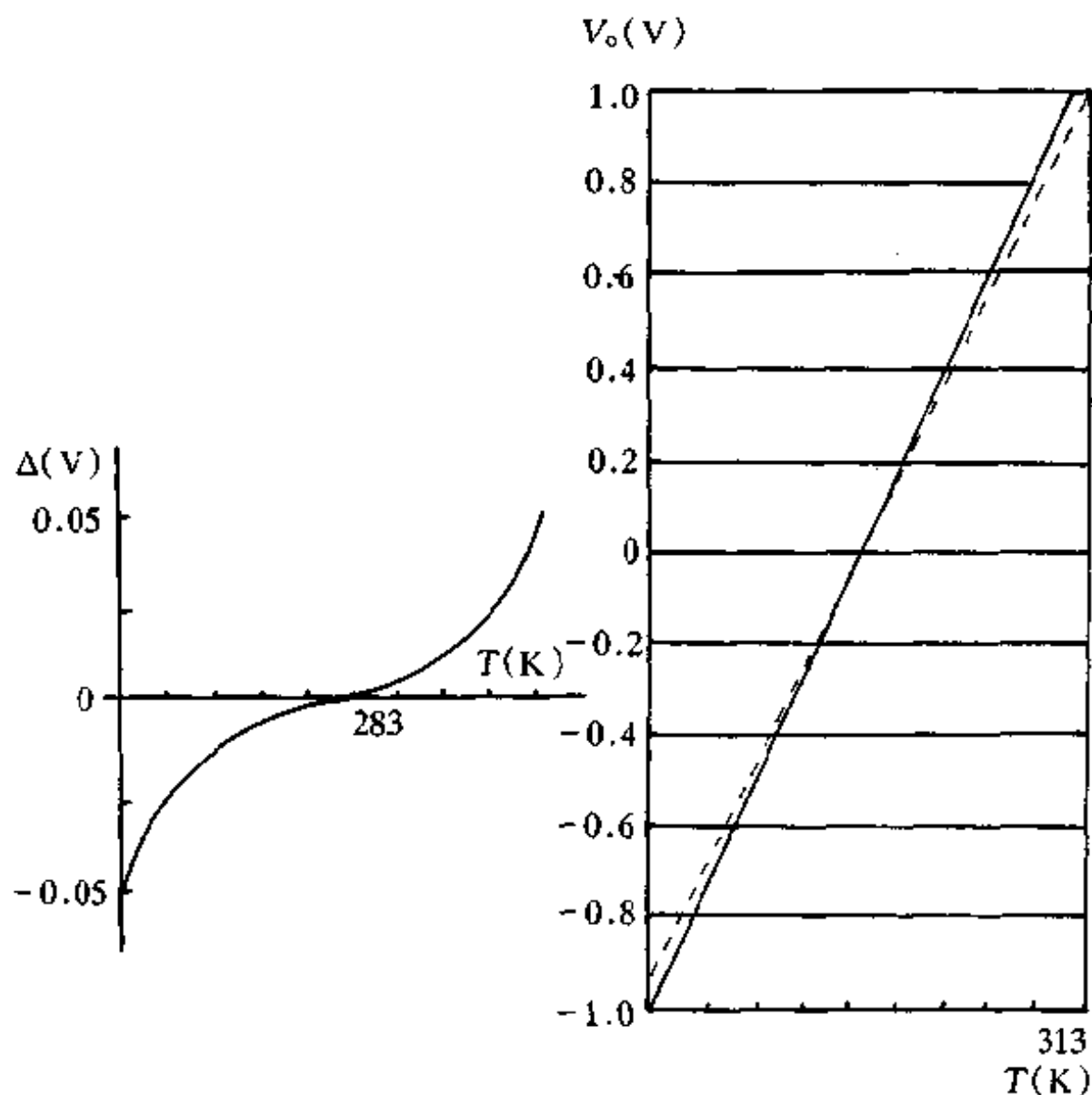
$$\begin{aligned} V_o &= E_0 [k_1(x-1) + k_3(x-1)^3] \\ &= 9.2(x-1) - 76.67(x-1)^3 \quad (\text{V}) \\ &= 33.09(T-T_0) - 3.568 \times 10^{-3}(T-T_0)^3 \quad (\text{mV}) \end{aligned}$$

由此可计算偏离拟合直线的误差并画输出曲线和误差曲线如图 5.3.5。

$T(\text{K})$:	248	258	268	278	288	298	308
$\Delta(\text{mV})$:	96.34	28.54	3.358	0	-3.358	-28.54	-96.34

上述关于热敏电阻接口变换电路最佳线性化方法, 是根据电路方程在平衡点的泰勒级数的二次项系数为零的方法, 对电路元件参数进行最佳线性化分析和设计的方法。关于这一方法我们可以归纳如下几条:

1) 根据实际应用条件和要求, 拟定或选择一热敏电阻接口变换电路方式, 并列出电路方程。要拟定或选择一热敏电阻接口变换电路方式, 显然需要具有一定数量的热敏电阻接口变换电路的知识积累或实践经验。知识的积累必须通过一定数量的电路分析



(1) 误差曲线

(2) 输出特性

图 5.3.5 带运放电桥输出特性与误差

和实践才能获得。

2) 选择一平衡点, 并对电路方程作泰勒级数。平衡点的选择, 一般对应输入温度范围的中点和输出范围的中点, 这样可以获得较大线性范围的输出。

3) 令泰勒级数的二次项系数为零, 从而可获得最佳线性化条件下的元件参数取值。二次项系数为零, 则一次项系数必为常数。

因此,这种数学上的处理方法,实质上是选择过平衡点的切线为拟合直线。

4) 这种线性化方法的结果,仍然存在非线性误差,而且距离平衡点愈远,非线性误差愈大。

热敏电阻接口变换电路最佳线性化设计,最关键的问题是拟合直线的选择方法问题。选择拟合直线的方法不同,设计的方法也不同,结果也不同。下面我们将讨论另外的拟合直线的选择及其线性化方法。

五、热敏电阻电桥接口变换电路的分析与设计

采用不平衡直流电桥作为热敏电阻的接口变换电路,如图 5.3.6 所示。现在我们考虑电桥的最佳线性化输出问题。

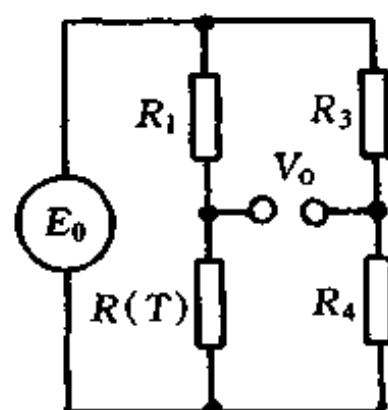


图 5.3.6 热敏电阻直流纯电阻电桥接口

首先列出电桥电路方程:

$$\begin{aligned} V_o &= E_0 \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R(T)}{R_1 + R(T)} \right] \\ &= E_0 \left[\frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_4}} - \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R(T)}} \right] \end{aligned} \quad (5.3.26)$$

设输入温度范围 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$, 电桥对应输出电压范围 $0\text{V} \sim 2.55\text{V}$ 。热敏电阻常数 $A = 0.0585\Omega$ 、 $B = 3260\text{K}$ 。由于热敏电阻温度特性及电桥输出电压与热敏电阻之间都是非线性特性, 如图 5.3.7

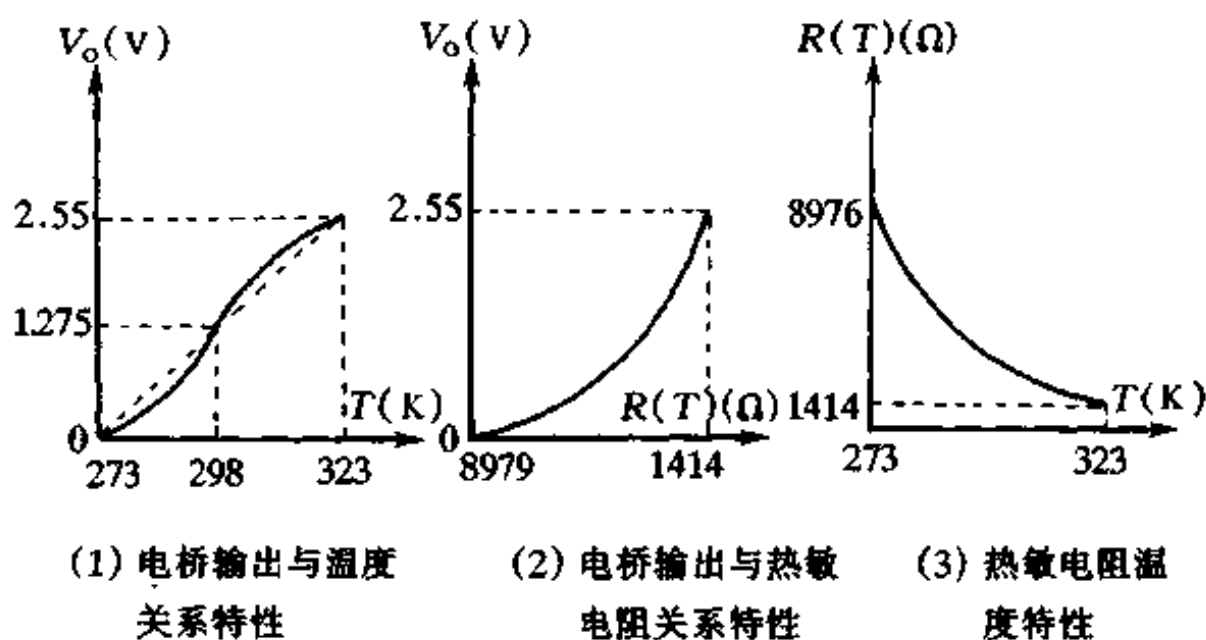


图 5.3.7 热敏电阻电桥接口特性

所示, 可以利用两者的非线性特性进行线性补偿。选择对应 0°C 输出电压 0V (非对地电压 0V) 和对应 50°C 输出电压 2.55V 的两点之间的连线作为拟合直线, 并设计输出范围的中点 (1.275V) 对应输入范围的中点 (25°C), 即让中点落在拟合直线上。这种设计中间落点的线性化方法可使输出非线性误差最小, 获得最佳线性输出, 是常用的线性化方法之一。根据这种三点在一直线上的方法, 可将三点上的对应参数代入电路方程, 获得方程组:

$$E_0 \left[\frac{1}{1 + R_3/R_4} - \frac{1}{1 + R_1/R(273\text{K})} \right] = 0 \quad (5.3.27)$$

$$E_0 \left[\frac{1}{1 + R_3/R_4} - \frac{1}{1 + R_1/R(298\text{K})} \right] = 1.275 \quad (5.3.28)$$

$$E_0 \left[\frac{1}{1 + R_3/R_4} - \frac{1}{1 + R_1/R(323\text{K})} \right] = 2.55 \quad (5.3.29)$$

由方程(5.3.27)可得:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R(273\text{K})} = m \quad (5.3.30)$$

将式(5.3.30)代入(5.3.28)和(5.3.29)式并联立求解,可得:

$$m = 0.2603 \quad E_0 = 6.12\text{V}$$

$$\therefore R_1 = 0.2603R(273\text{K}) = 2337\Omega$$

取 $R_4 = 9\text{k}\Omega$, 则 $R_3 \approx 2.343\text{k}\Omega$

显然电阻值需用电位器调整。根据计算参数值可求得输出值对拟合直线偏离误差,如图 5.3.8 所示,为 S 形误差曲线,最大误差约 $\pm 35\text{mV}$, 相当 $\pm 0.7^\circ\text{C}$ 。热敏电阻功耗约 3.8mW , 自加热温升约 0.5°C 。

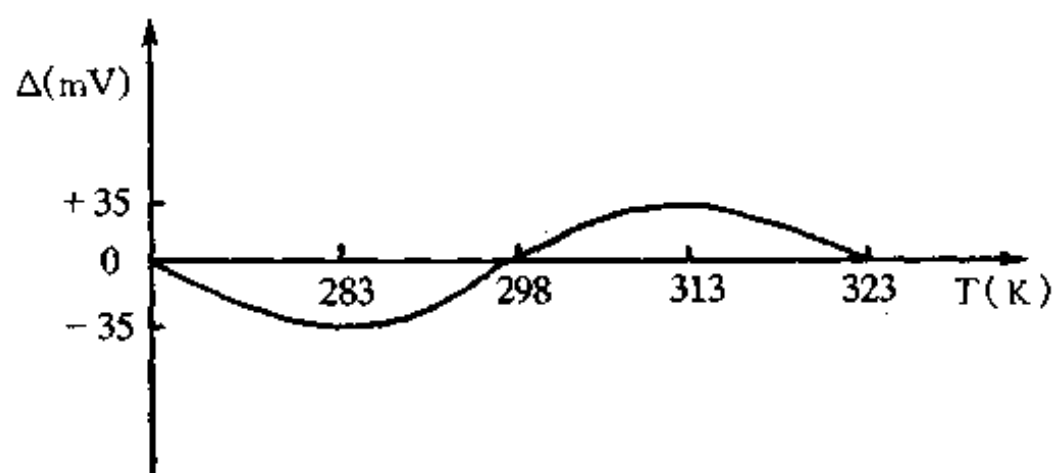


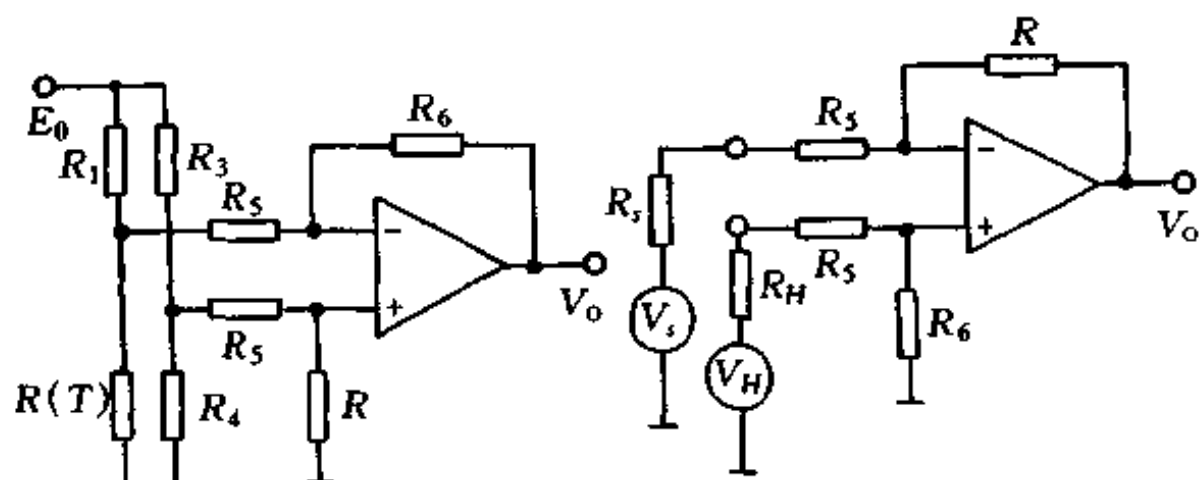
图 5.3.8 误差曲线

六、热敏电阻电桥与运放级联电路的分析与设计

热敏电阻电桥接口变换电路与运放级联如图 5.3.9 所示。电桥输出构成运放差动输入,可获得对地为零的输出电压。电桥是运放的输入信号源,为考虑信号源内阻影响,可作等效变换,电路如图 5.3.9 热敏电阻电桥与运放级联电路。图中:

$$V_s = E_0 \frac{R(T)}{R_1 + R(T)} \quad (5.3.31)$$

$$R_s = \frac{R_1 R(T)}{R_1 + R(T)} \quad (5.3.32)$$



(1) 电桥与运放级联

(2) 等效电路

图 5.3.9 热敏电阻电桥与运放级联电路

$$V_H = E_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.3.33)$$

$$R_H = E_0 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (5.3.34)$$

可见在热敏电阻支路上的等效信号电压及内阻是随温度变化的，而 V_H 和 R_H 则为恒值。根据等效电路并利用理想运放条件，可列出电路方程：

$$V_0 = \frac{R_6}{R_5 + R_s} \left(\frac{R_5 + R_6 + R_s}{R_5 + R_6 + R_H} V_H - V_s \right) \quad (5.3.35)$$

如果采用连接起始温度输出电压和最大输入温度的满度输出电压的连接线为线性化拟合直线，则最佳线性化条件是设计输入温度范围的中点所对应的输出电压为输出范围的中点：

$$T_2 = T_1 + \frac{T_3 - T_1}{2} \quad (5.3.36)$$

$$V_{o2} = V_{o1} + \frac{V_{o3} - V_{o1}}{2} \quad (5.3.37)$$

式中 T_1 为输入温度范围的下限， T_3 为输入温度范围的上限。

V_{o1} 为输出电压下限, V_{o3} 为满度输出电压。

为计算方便,若设对应起始温度 T_1 的输出电压为零($V_{o1}=0$), 则由电路方程可得:

$$V_H = \frac{R_5 + R_6 + R_H}{R_5 + R_6 + R_{s1}} V_{s1} \quad (5.3.38)$$

$$\text{式中: } R_{s1} = \frac{R_1 R(T_1)}{R_1 + R(T_1)}$$

$$V_{s1} = E_0 \frac{R(T_1)}{R_1 + R(T_1)}$$

在起始温度 T_1 时,调整电桥初始平衡,则

$$V_H = V_{s1} \quad (5.3.39)$$

$$R_H = R_{s1} \text{ 取 } R_1 = R_3, R_4 = R(T_1) \quad (5.3.40)$$

将上列系数代入电路方程(5.3.35)式,并列出对应温度 T_3 、 T_2 的方程:

$$V_{o3} = \frac{R_6}{R_5 + R_{s3}} \left(\frac{R_5 + R_6 + R_{s3}}{R_5 + R_6 + R_{s1}} V_{s1} - V_{s3} \right) \quad (5.3.41)$$

$$V_{o2} = \frac{R_6}{R_5 + R_{s2}} \left(\frac{R_5 + R_6 + R_{s2}}{R_5 + R_6 + R_{s1}} V_{s1} - V_{s2} \right) = \frac{V_{o3}}{2} \quad (5.3.42)$$

$$R_{s3} = \frac{R_1 R(T_3)}{R_1 + R(T_3)} \quad (5.3.43)$$

$$V_{s3} = E_0 \frac{R(T_3)}{R_1 + R(T_3)} \quad (5.3.44)$$

$$R_{s2} = \frac{R_1 R(T_2)}{R_1 + R(T_2)} \quad (5.3.45)$$

$$V_{s2} = E_0 \frac{R(T_2)}{R_1 + R(T_2)} \quad (5.3.46)$$

设输入温度 $0^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$, 输出电压 $0\text{V} \sim 1\text{V}$ 。为避免热敏电阻自加热效应,取 $E_0 = 1\text{V}$ 。热敏电阻参数如表 1:

表 1 热敏电阻参数及输出电压

温度($^{\circ}\text{C}$)	$R(T)(\text{k}\Omega)$	$V_o(\text{计算值})(\text{V})$
0	7.0581	0.0000
10	5.9743	0.1856
20	4.9826	0.3928
25	4.5402	0.5000
30	4.1381	0.6071
40	3.4568	0.8133
50	2.9274	1.0000

取 $R_6 = 1\text{M}\Omega$, 将相关参数代入电路方程(5.3.41)式、(5.3.42)式和(5.3.35)式可求得 $R_5 = 36\text{k}\Omega$, $R_1 = R_3 = 5.060\text{k}\Omega$, $R_4 = R(273\text{k}\Omega) = 7.0581\text{k}\Omega$ 。计算输出电压值如表列。输出电压特性如图 5.3.10 所示。可见输出为 s 形曲线, 具有 s 形非线性误差。最大非线性误差约 $\pm 15\text{mV}$ 。

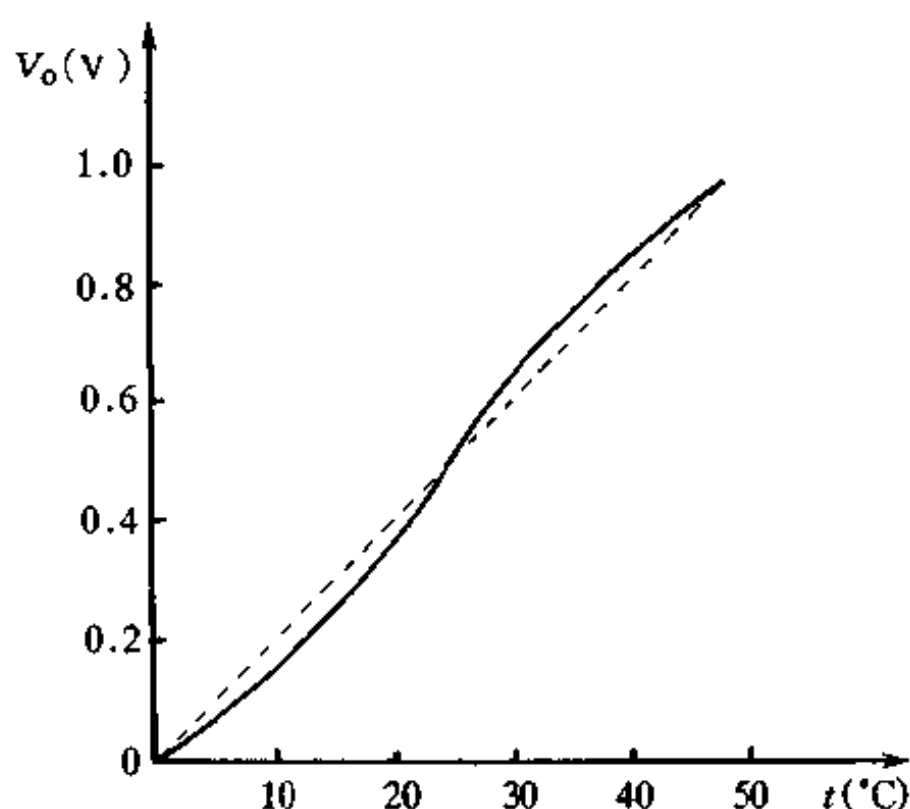


图 5.3.10 输出曲线

根据计算值可画出实用电路如图 5.3.11 所示。图中 VR_1 用于零点调整, VR_2 用于满度调整。在设计电路时, 一般应有调整位置。

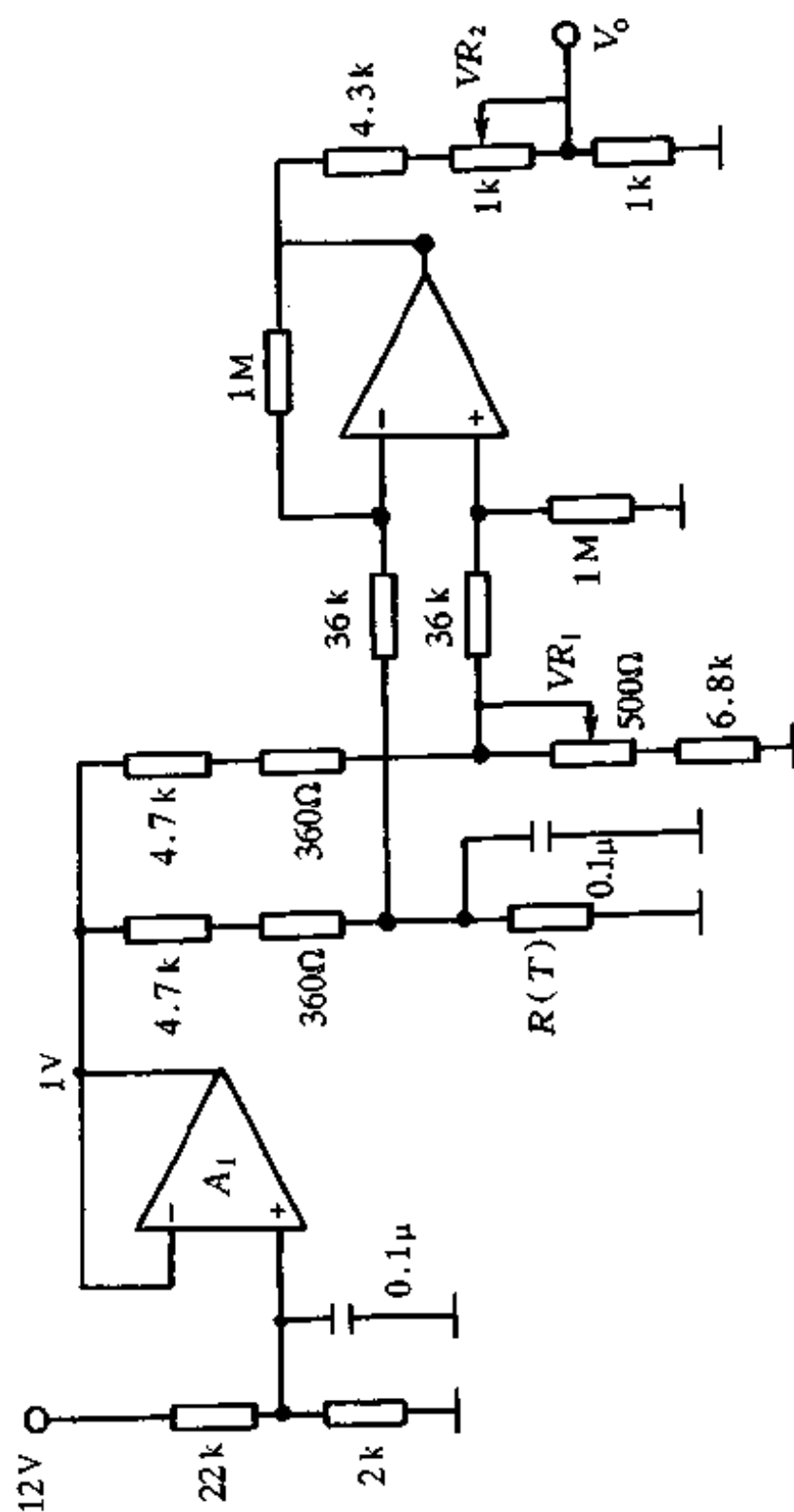


图 5.3.11 热敏电阻电桥与运放级联实用电路

§ 5.4 铂电阻测温电路分析与设计

金属铂可提纯达 99.999%,性能稳定,线性较好,电阻温度系数分散性小,因而应用广泛。铂电阻适用温度范围 $-250^{\circ}\text{C} \sim 640^{\circ}\text{C}$ 。铂电阻方程可用多项式表达:

$$R(t) = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2 + \gamma t^3 + \cdots) \quad (5.4.1)$$

式中 t 为摄氏温度, R_0 是 $t = 0^{\circ}\text{C}$ 时的铂电阻值,温度系数 $\alpha = 3.9082 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ 、 $\beta = -5.80195 \times 10^{-7}/(^{\circ}\text{C})^2$ 。二次项系数与一次项系数间相差 4 个数量级,可见具有较好的线性特性。一般应用取至二次项就有足够高的精度,但在精密应用时,对二次非线性进行线性化处理后,仍存在三阶非线性误差。

铂电阻通电后会产生自加热温升。对于 $R_0 = 100\Omega$ 的铂电阻,若功耗 10mW,则自加热温升约 0.3°C 。一般,限制铂电阻的工作电流在 5mA 以下,但工作电流太小会影响铂电阻的温度灵敏度。

一、简单铂电阻电桥接口变换电路分析与设计

由于铂电阻的温度线性程度比热敏电阻高 10 倍以上,因此在输入温度范围小、精度要求不太高的情况下,可以采用简单电阻电桥作铂电阻的接口变换电路,如图 5.4.1 所示。若在 $t = 0^{\circ}\text{C}$ 时电桥平衡,则 $R_1 R_4 = R_0 R_3$,电路方程为:

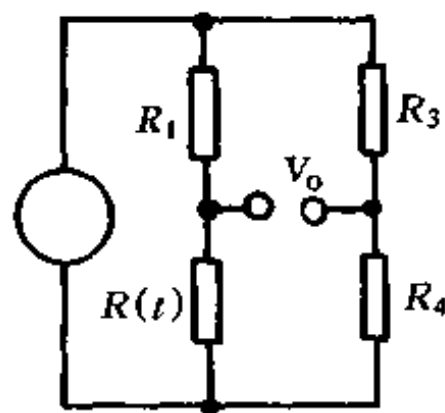


图 5.4.1 简单铂电阻电桥

$$\begin{aligned}
 V_o &= E_0 \left[\frac{R(t)}{R_1 + R(t)} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \\
 &= E_0 \frac{R_4}{R_3} \left[\frac{1}{\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_0}{R(t)}} - \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \right] \quad (5.4.2)
 \end{aligned}$$

若 $\frac{R_4}{R_3} \ll 1$, 则

$$V_o = E_0 \frac{R_4}{R_3} \left[\frac{R(t)}{R_0} - 1 \right] = E_0 \frac{R_4}{R_3} (\alpha t + \beta t^2) \approx E_0 \frac{R_4}{R_3} \alpha t \quad (5.4.3)$$

可见输出电压 V_o 与温度间具有线性关系。但是, 这种线性关系是在两次线性近似条件下获得的。一次是在 $\frac{R_4}{R_3} \ll 1$ 的条件下, 对电桥作的近似, 称电桥线性化近似。另一次近似是只取铂电阻方程的线性项, 称铂电阻方程线性近似。两次线性近似所获得的线性化结果, 只能适用于输入温度范围很小的应用条件, 称温度范围限制下的线性化近似条件。

二、铂电阻恒流工作方式变换电路分析与设计

铂电阻工作电流为恒流的接口变换电路如图 5.4.2 所示。运放 A_1 组成 $I-V$ 变换电路, 运放 A_2 组成反相端输入比例放大器。所谓恒流工作方式, 是指流过铂电阻 $R(t)$ 的工作电流为规定的恒定值。若设流过铂电阻 $R(t)$ 的规定恒流为 I_1 , 则根据电路结构原理可作传递函数框图如图 5.4.3 所示, 并写出电路方程:

$$V_o = \frac{R_5 + VR_2}{R_4} [I_1 R(t) - V_P] \quad (5.4.4)$$

根据理想运放条件, 流过铂电阻 $R(t)$ 的电流与流过电阻 R_1 的电流是相等的。若设 $I_1 = 1\text{mA}$ 、 $E_0 = 2\text{V}$, 则根据图 5.4.2 中运放 A_1 的外围电路, 可求得:

$$I_1 = \frac{E_0 - V_P}{R_1} = 1\text{mA}$$

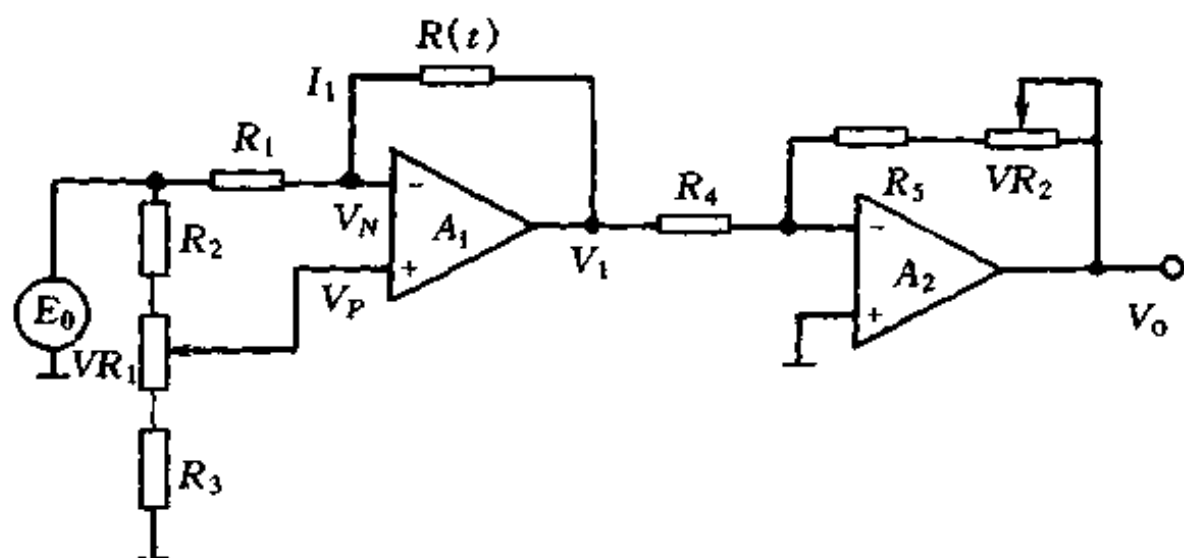


图 5.4.2 铂电阻恒流工作方式电路

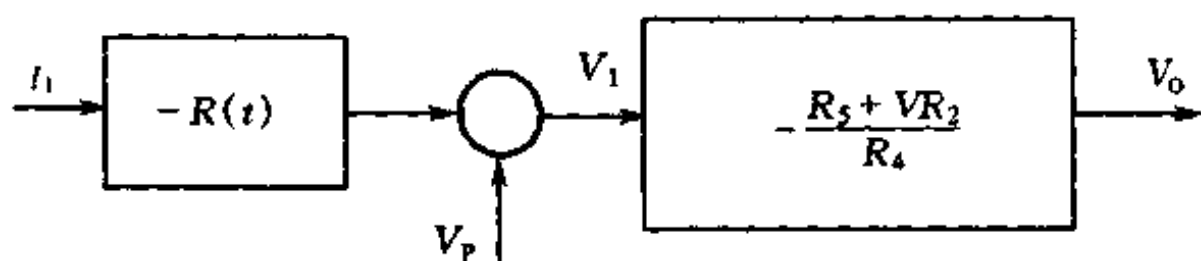


图 5.4.3 恒流工作方式电路传递函数方框图

$$V_P = E_0 - I_1 R_1 \quad (5.4.5)$$

若取 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, 则 $V_P = 1\text{V}$ 。可以通过分压电路 R_2 、 VR_1 、 R_3 , 并调节电位器 VR_1 使 $V_P \approx 1\text{V}$ 。运放 A_1 同相端电位 V_P 的存在, 可以抵消其输出端电压 V_1 对反相端的偏置, 即因 0°C 时 V_1 不为零而产生的偏置, 使之在 0°C 时运放 A_1 的输出电压 V_1 为零:

$$V_1 = V_P - I_1 R_0 = 0 \quad (5.4.6)$$

$$R_0 = \frac{V_P}{I_1} = \frac{1\text{V}}{1\text{mA}} = 1\text{k}\Omega \quad (5.4.7)$$

由此可知, 为抵消运放 A_1 输出对其反相端的偏置, 在上列电路参数下, 必须选用在 0°C 时的铂电阻值 $R_0 = 1\text{k}\Omega$ 这种规格的铂电阻

元件,则铂电阻方程、电路方程可写为:

$$R(t) = 1000.00 + 3.9082t - 0.580195 \times 10^{-3}t^2 \quad (5.4.8)$$

$$V_1 = V_P - I_1 R(t) = -3.9082t + 0.580195 \times 10^{-3}t^2 \quad (5.4.9)$$

$$V_o = \frac{R_5 + VR_2}{R_4} (3.9082t - 0.580195 \times 10^{-3}t^2) \quad (5.4.10)$$

设输入温度范围 $0^\circ\text{C} \sim 500^\circ\text{C}$ 。当 $t = 500^\circ\text{C}$ 时,可根据式(5.4.9)求得运放 A_1 的满度输出及灵敏度:

$$V_1 = -1.809.05\text{mV}$$

$$S = 3.618\text{mV}/^\circ\text{C}$$

若要求电路输出电压 V_o 的温度灵敏度为 $10\text{mV}/^\circ\text{C}$,则可求得运放 A_2 组成的比例放大器应具有增益系数:

$$A_{2d} = \frac{R_5 + VR_2}{R_4} = \frac{10\text{mV}/^\circ\text{C}}{3.618/^\circ\text{C}} = 2.764$$

取 $R_4 = 10\text{k}\Omega$,则 $R_5 + VR_2 = 27.64\text{k}\Omega$

若取对应 0°C 输出电压为 0V 和对应 500°C 输出电压为 5V 的连线为拟合直线,并令 250°C 时的输出在拟合直线的中点,则可求得在 250° 时具有最大相对满度输出的相对非线性误差约 2% 。误差曲线如图 5.4.4 所示。精密应用时,应对非线性进行线性校正。

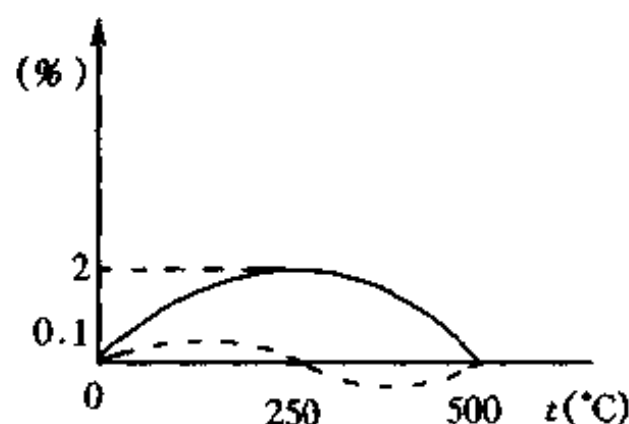


图 5.4.4 误差曲线

由式(5.4.10)可知,恒流工作基本方程的输出电压其二次项系数为负值,因此必须采用正反馈对二次非线性进行线性补偿。如图 5.4.5 所示。由运放 A_3 对由运放 A_1 组成的 $I-V$ 变换器的输出信号 V_1 倒相后形成电流正反馈,送运放 A_1 的反相输入端。根据电路可求得反馈电流 I'_1 及反馈系数为:

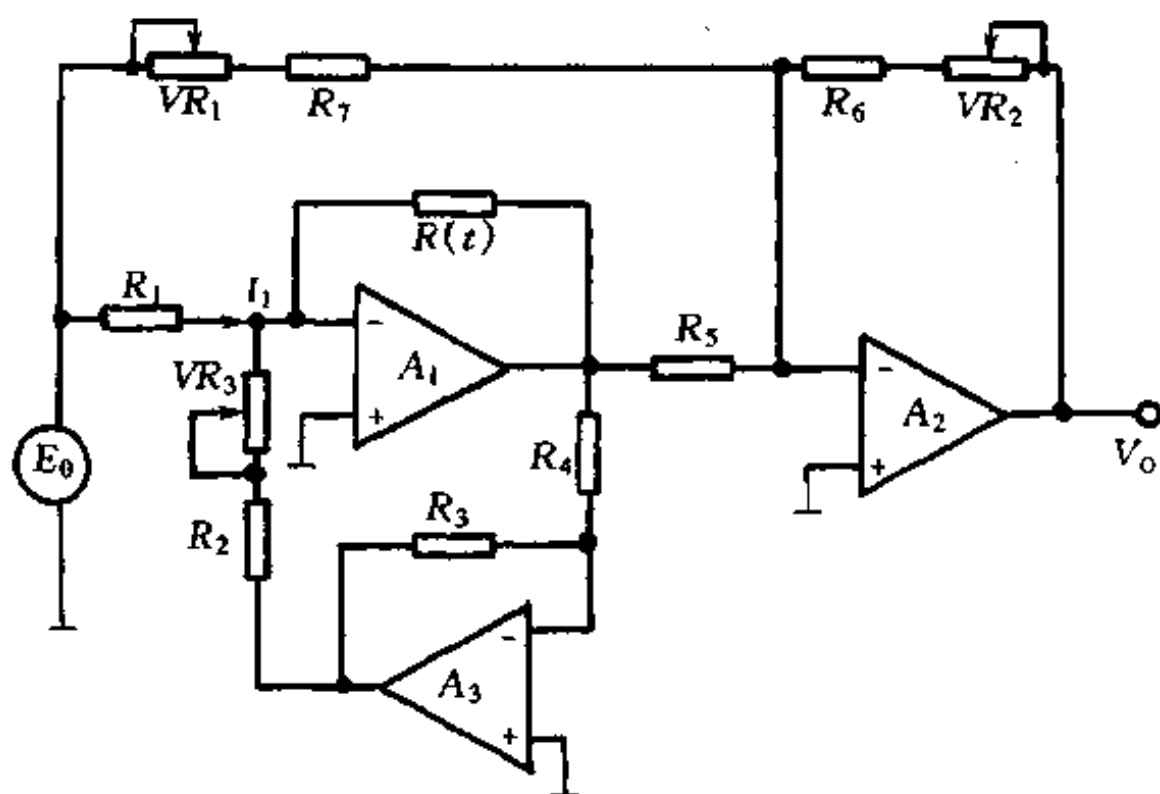


图 5.4.5 恒流工作方式正反馈线性校正电路

$$I'_1 = -\frac{R_3}{R_4(R_2 + VR_3)} V_1 = -\beta V_1 \quad (5.4.11)$$

$$\beta = \frac{R_3}{R_4(R_2 + VR_3)} \quad (5.4.12)$$

由于运放 A_1 的同相端接地,而在 0°C 时输出电压 V_1 不为零。为了在 0°C 时电路输出电压 V_0 为零,对运放 A_2 反相端引入偏置电路 VR_1 、 R_7 ,使 0°C 时运放 A_2 的反相端电位为零,从而使电路输出电压 V_0 为零。由此,可求得在 0°C 时运放 A_1 输出电压 $V_1(0^\circ\text{C})$ 与偏置量的关系:

$$V_1(0^\circ\text{C}) = E_0 \frac{R_5}{R_7 + VR_1} \quad (5.4.13)$$

运放 A_2 组成反相端输入比例放大器。根据上述对电路各环节的分析,可画出电路传递函数方框图如图 5.4.6 所示。根据框图可求得电路方程:

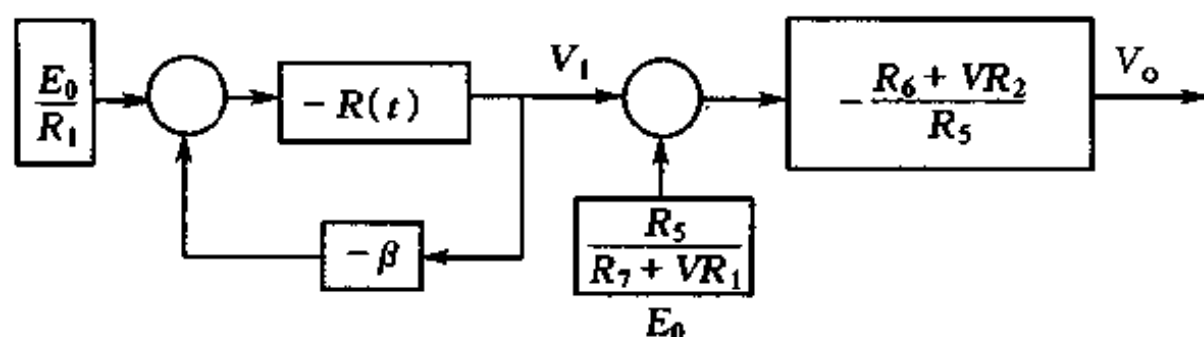


图 5.4.6 正反馈线性校正电路传递函数方框图

$$\begin{aligned} V_o &= -E_0 \frac{R_0 + VR_2}{R_7 + VR_3} + \frac{R_6 + VR_2}{R_5} \cdot \frac{E_0}{R_1} \cdot \frac{R(t)}{1 - \beta R(t)} \\ &= -\frac{R_6 + VR_2}{R_5} \cdot \frac{E_0}{R_1} \left[\frac{R_0}{1 - \beta R_0} - \frac{R(t)}{1 - \beta R(t)} \right] \quad (5.4.14) \end{aligned}$$

设输入温度范围 $0^\circ\text{C} \sim 500^\circ\text{C}$, 输出电压灵敏度为 $100\text{mV}/^\circ\text{C}$ (即 $0\text{V} \sim 5\text{V}$), 铂电阻工作恒流为 $I_1 = 1\text{mA}$, 取 $E_0 = 2\text{V}$, 则 $R_1 = \frac{E_0}{I_1} = 2\text{k}\Omega$ 。设计最佳线性补偿时, 取对应 0°C 输出 0V 与对应 500°C 输出 5V 的连接线为拟合直线, 并设计对应 250°C 的输出为 2.5V , 即落在拟合直线中点上。由此, 将 500°C 和 250°C 的铂电阻值代入电路方程(5.4.14)式, 可得:

$$-\frac{R_6 + VR_2}{R_5} \left[\frac{1\text{mA} \times R_0}{1 - \beta R_0} - \frac{1\text{mA} \times R(500^\circ\text{C})}{1 - \beta R(500^\circ\text{C})} \right] = 5 \quad (5.4.15)$$

$$-\frac{R_6 + VR_2}{R_5} \left[\frac{1\text{mA} \times R_0}{1 - \beta R_0} - \frac{1\text{mA} \times R(250^\circ\text{C})}{1 - \beta R(250^\circ\text{C})} \right] = 2.5 \quad (5.4.16)$$

式中 R_0 是 0°C 时的铂电阻值, 取 $R_0 = 1000.00\Omega$, 代入铂电阻方程求得相应温度下的铂电阻值, 并代入式(5.4.15)和式(5.4.16), 可求得反馈系数 β 和增益 $\frac{R_6 + VR_2}{R_5}$ 的值:

$$\beta \approx 4 \times 10^{-5} = \frac{R_3}{R_4(R_2 + VR_3)}$$

$$\frac{R_6 + VR_2}{R_5} \approx 2.36$$

由于运放 A_3 仅起倒相作用, 可取 $R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega$, 则

$$R_2 + VR_3 \approx 25\text{k}\Omega$$

可见 VR_3 可用于线性调整, 即反馈量的调节。若取 $R_5 = 10\text{k}\Omega$, 则:

$$R_6 + VR_2 = 23.6\text{k}\Omega$$

可见 VR_2 用于增益调整。 VR_1 则用于零输出调整。

将有关参数代入电路方程计算, 可求得输出电压的温度特性曲线值, 其对拟合直线具有 S 形非线性误差, 最大非线性误差约 0.1%, 如图 5.4.4 虚线所示。可见经线性校正后的输出线性特性大大改善。

三、铂电阻恒压工作方式接口电路分析与设计

激励铂电阻的工作电压为恒定电压时, 称铂电阻的恒压工作方式。我们讨论直流电桥与差动放大器级联的恒压工作方式接口变换电路, 如图 5.4.7 所示。图中直流电桥为并联对称式工作电桥, R_0 等于 0°C 时的铂电阻值, 即在 0°C 时电桥平衡。若选 $E_0 = 10\text{V}$, 则根据铂电阻工作电流限制在 5mA 以下的要求, 有

$$R_1 \geq \frac{E_0}{5\text{mA}} - R_0, \text{ 取 } R_0 = 100\Omega \text{ 的铂电阻, 则可取 } R_1 = 2\text{k}\Omega.$$

当 $t \neq 0^\circ\text{C}$ 时, 电桥不平衡输出电压和电路方程为:

$$V_1 = E_0 \frac{R_1[R(t) - R_0]}{(R_1 + R_0)[R_1 + R(t)]} \quad (5.4.18)$$

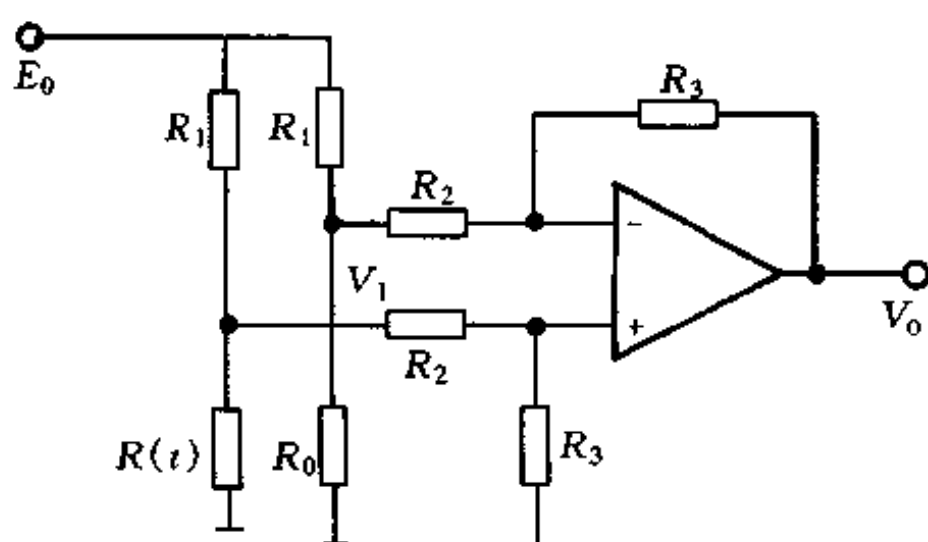


图 5.4.7 恒压铂电阻电桥与运放级联电路

$$V_0 = \frac{R_3}{R_2} V_1 \quad (5.4.19)$$

根据式(5.4.18)可算得电桥输出电压灵敏度 $1.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。若要求电路输出电压 V_0 的灵敏度为 $10\text{mV}/^\circ\text{C}$, 则可得增益系数为:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{10\text{mV}/^\circ\text{C}}{1.5\text{mV}/^\circ\text{C}} = 6.67$$

若取 $R_2 = 10\text{k}\Omega$, 则 $R_3 = 66.7\text{k}\Omega$ 。

将有关参数代入式(5.4.18)和(5.4.19)计算, 并选择对应 0°C 输出 0V 和对应 500°C 输出 5V 的连线为拟合直线; 可计算非线性误差如图 5.4.8 所示, 最大相对非线性误差为 4% 。可见恒压

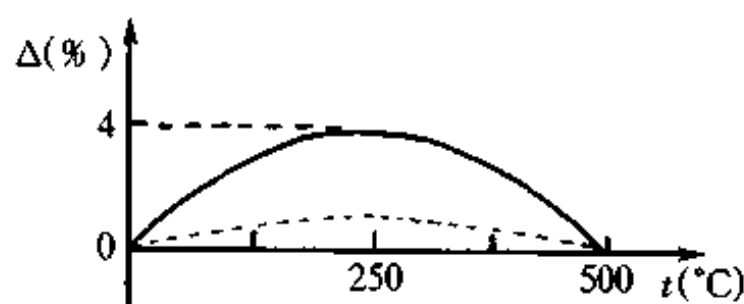


图 5.4.8 误差曲线

工作方式在没有进行线性校正之前的非线性误差,比恒流工作方式非线性校正的非线性误差大。

对铂电阻恒压工作方式的非线性误差进行线性补偿应采用电压正反馈的方式,如图 5.4.9 所示。正反馈电压由电路输出电压 U_o 经分压电阻 R_4 、 VR_1 、 R_5 分压获得。反馈电压与电源电压 E_0 串联相加,经运放 A_2 供作电桥工作电压 V_B 。设反馈电压为 U'_o , 则反馈系数为:

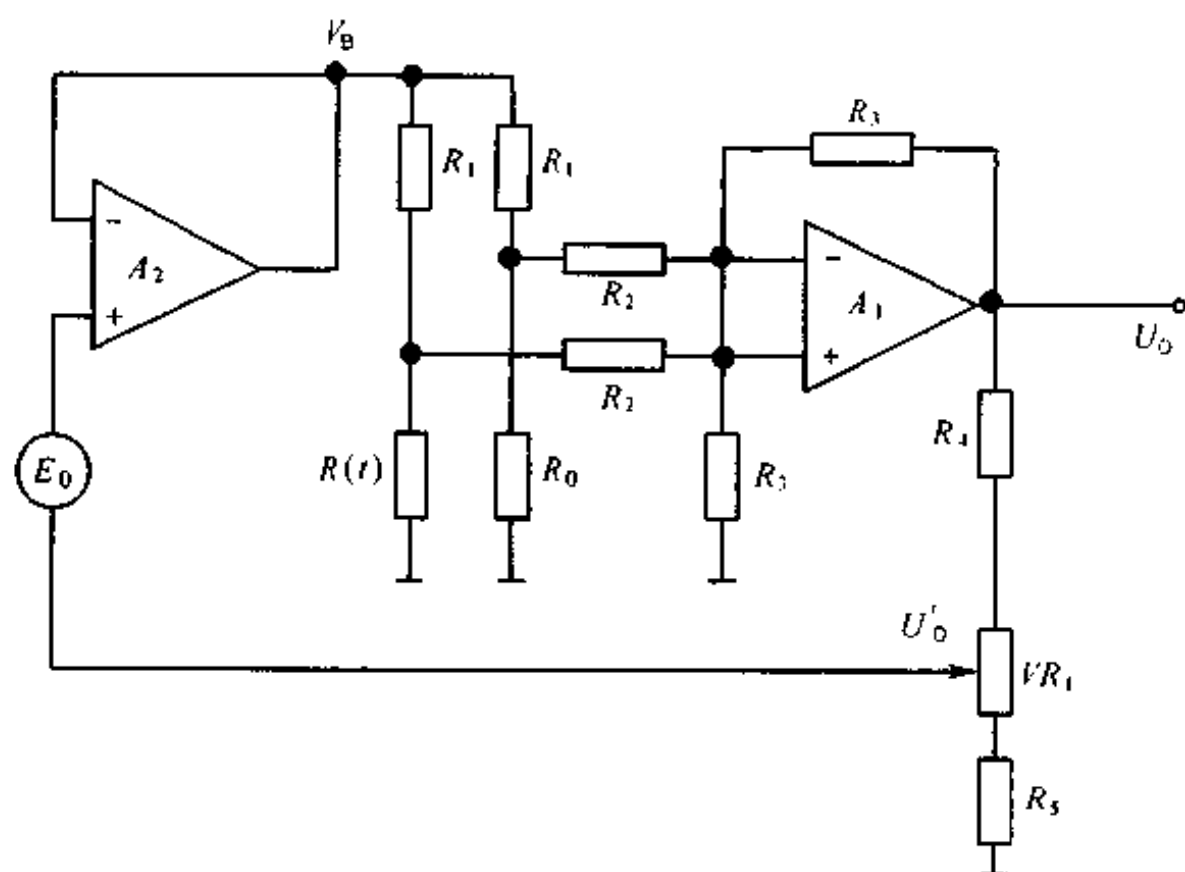


图 5.4.9 电压正反馈线性补偿电路

$$U'_o = U_o \frac{VR_{15} + R_5}{R_4 + VR_1 + R_5} = \beta U_o$$

$$\beta = \frac{VR_{15} + R_5}{R_4 + VR_1 + R_5} \quad (5.4.20)$$

式中 VR_{15} 是 VR_1 的下端一部分,即 $VR_{15} + VR_{14} = VR_1$ 。根据

电路(5.4.9)中各环节的工作原理,可画出如图 5.4.10 所示的传递函数框图。图中:

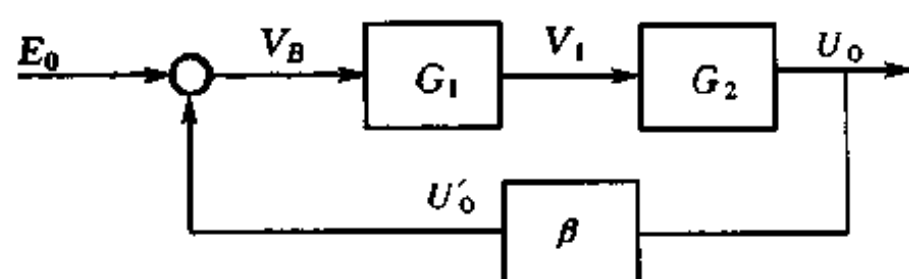


图 5.4.10 电压正反馈线性补偿电路传递函数方框图

$$G_1 = \frac{R_1[R(t) - R_0]}{(R_1 + R_0)[R_1 + R(t)]}$$

$$G_2 = \frac{R_3}{R_2}$$

根据图 5.4.10 可求得电路方程:

$$U_o = \frac{E_0 G_1 G_2}{1 - \beta G_1 G_2} \quad (5.4.21)$$

由式(5.4.19)可知 $V_o = E_0 G_1 G_2$, 则

$$U_o = \frac{V_o}{1 - \beta \frac{V_o}{E_0}} = \frac{V_1 G_2}{1 - \beta \frac{V_1}{E_0} G_2} \quad (5.4.22)$$

设输入温度范围 $0^{\circ}\text{C} \sim 500^{\circ}\text{C}$, 对应输出电压范围 $0\text{V} \sim 5\text{V}$, 电桥、铂电阻仍用图 5.4.7 电路所计算的参数, 但 G_2 必须与 β 配合选择, 以保证获得最小非线性误差输出。取 $G_2 = 5.7$ 、 $\beta = 3.2 \times 10^{-4}$, 可根据式(5.4.22)计算电路输出及非线性误差。线性校正后的非线性误差如图 5.4.8 中虚线所示, 最大相对非线性误差约为 0.3%。

恒压工作方式实用线性校正电路如图 5.4.11 所示。电源 E_0 用三端稳压器 7810, 但地端 GND 接正反馈电压。正反馈电压经运放 A_2 输出。运放 A_2 应选用可吸收 7810 电流的运放(如

TLC 27M 2CN)。图中 VR_1 用于反馈系数调节,即线性调节。 VR_2 用于零点调节。 VR_3 用于增益调节。

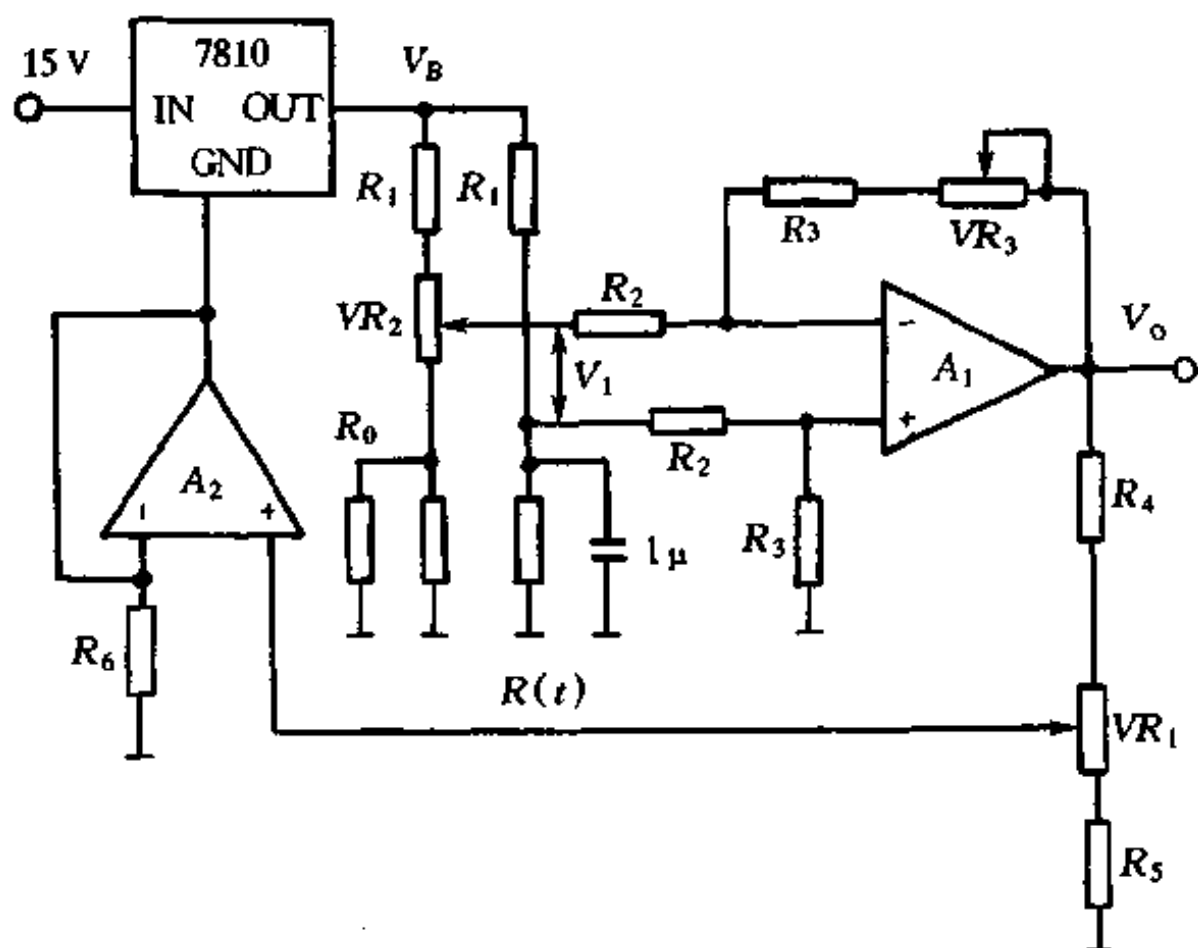


图 5.4.11 带线性补偿恒压工作方式实用电路

§ 5.5 热电偶测温电路分析与设计

当两种不同金属接触时,在两接触点上因温差而产生温差电势,称为温差电效应或塞贝克效应。以温差电效应为工作原理而制成的感温元件,称为热电偶。热电偶的实际使用温度范围与制造热电偶的热偶丝材料和线径的大小有关。线径粗则使用温度高,线径细则使用温度低。例如,用直径 $\phi 0.5\text{mm}$ 的纯铂丝和铂铑丝制成的铂铑-铂热电偶(LB),可在 1300°C 以下长时间使用,短

时间可测 1600°C 的高温。线径为 $\phi 1.2\text{mm} \sim 2.5\text{mm}$ 制成的镍铬-镍铝热电偶(EU)可长时间测量 900°C 以下的温度,短时间可测达 1200°C 的温度。线径为 $\phi 1.2\text{mm} \sim 2\text{mm}$ 的镍铬-考铜热电偶(EA)可长时间在 600°C 以下使用,短时间可测达 800°C 的温度。铂铑-铂铑热电偶(LL)可长时间在 1600°C 高温使用,短时间可达 1800°C 。热电偶有不同的规格型号,一般使用温度范围 $-180^{\circ}\text{C} \sim 2800^{\circ}\text{C}$,且在高温端的精度高。尤其热电偶在 $630.74^{\circ}\text{C} \sim 1064.43^{\circ}\text{C}$ 的范围内可作国际实用温标基准仪。工业中使用的热电偶常带有不锈钢或白玉刚外套管。带套热电偶的使用寿命较长,但热惯性时间长。

热电偶的输入量是温差,输出量是热电势,为有源量。热电势是温差的函数,而且与热电偶的制造材料有关。若设温差为 θ ,则热电偶方程可用多项式表达:

$$E(\theta) = \alpha_0 + \alpha_1\theta + \alpha_2\theta^2 + \cdots + \alpha_n\theta^n \quad (5.5.1)$$

式中温差 θ 是热电偶一端(冷端)温度为 0°C 时,另一端(热端)的温度值。系数 $\alpha_0, \alpha_1, \cdots, \alpha_n$ 称热电偶常数,与热电偶制造材料有关,可通过若干标准温度下的实测确定。

由于热电势是温差的函数,若要使之成为温度的单值函数,就必须使热电偶的冷端置于恒温之下,一般为 0°C 的温度,称热偶的冷端补偿问题。冷端补偿是热电偶应用电路的重要问题之一。另外,由式(5.5.1)可见,热电势是温度的非线性函数,因此热电偶应用电路中的线性校正电路,是热电偶应用电路中的另一重要问题。此外,热电偶的灵敏度较低,一般仅为数十微伏每度,故热电偶电路中应设置放大器。现我们分别对上述三个问题予以讨论。

一、热电偶放大器电路

热电偶放大器电路的设计并不困难,仅必须选用漂移小的放大元件。图 5.5.1 为热电偶放大电路。图中 VR_1 为运放 ADOP07 的调零电路, VR_2 用于增益调节。 R_1, C_1 组成运放输入

电路, C_1 为输入滤波电容。放大器为同相端输入比例放大器, 电路方程为:

$$V_o = A_d E(\theta) \quad (5.5.2)$$

$$A_d = 1 + \frac{R_2 + VR_2}{R_4} \quad (5.5.3)$$

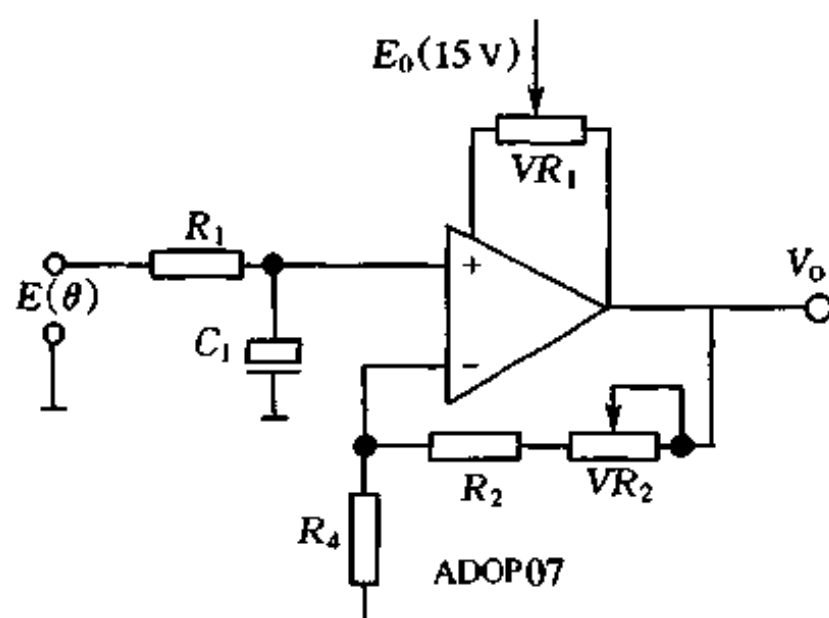


图 5.5.1 热电偶放大器电路

设输入温度范围 $0^{\circ}\text{C} \sim 600^{\circ}\text{C}$, 对应输出电压范围 $0\text{V} \sim 6\text{V}$, 选用线性较好的 K 型热电偶, 则可根据式 (5.5.1)、(5.5.2)、(5.5.3) 计算电路中各元件的参数。K 型热电偶参数列见表 5.5.1。

表 5.5.1 K 型热偶参数

温度($^{\circ}\text{C}$)	电势(mV)	温度($^{\circ}\text{C}$)	电势(mV)
-200	-5.891	600	24.902
-100	-3.533	700	29.128
0	0	800	33.277
+100	+4.095	900	37.325
200	8.137	1000	41.269
300	12.207	1100	45.108
400	16.395	1200	48.828
500	20.640	1300	52.398

由表可知,输入温度灵敏度为 $\frac{24.902}{600} = 4.150 \times 10^{-2} (\text{mV}/^{\circ}\text{C})$

要求输出温度灵敏度为 $\frac{6000}{600} = 10 (\text{mV}/^{\circ}\text{C})$, 则放大器增益为:

$$A_d = \frac{10}{4.150 \times 10^{-2}} = 240.964 = 1 + \frac{R_2 + VR_2}{R_4}$$

$$\frac{R_2 + VR_2}{R_4} = 239.964$$

取 $R_4 = 510\Omega$, 则 $R_2 + VR_2 = 122.382\text{k}\Omega$ 。取 $R_2 = 120\text{k}\Omega$, $VR_2 = 3\text{k}\Omega$ 可调。根据式(5.5.2)及表 5.5.1 参数可计算输出电压。若取始点和满度输出点的连线为拟合直线,可计算非线性误差,并画出非线性误差曲线如图 5.5.2 所示。最大满程非线性误差约 -1% 。当使用精度要求较高时,应进行线性校正。

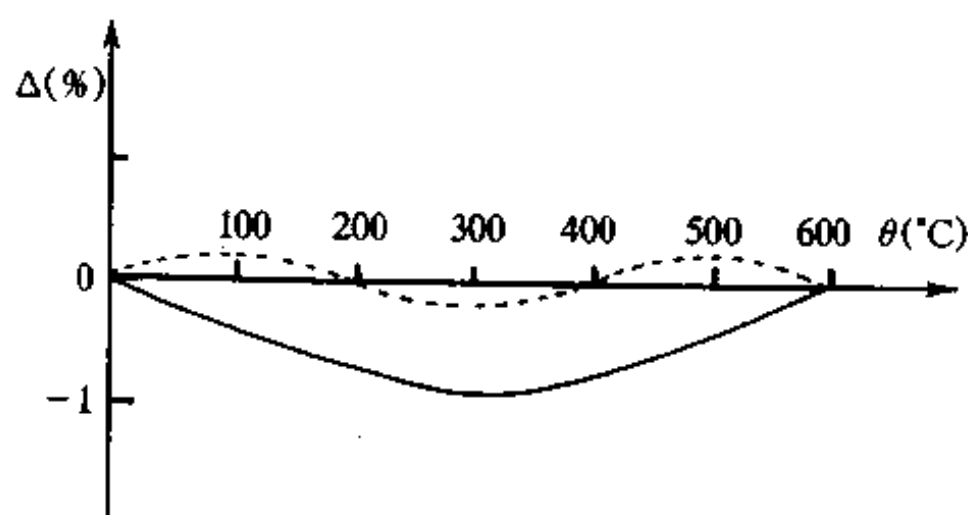


图 5.5.2 误差曲线

二、热电偶线性校正电路分析与设计

热电偶电路中最困难的问题就是线性校正的问题。由热电偶方程可知,实现线性校正应根据热电偶方程设计高次幂运算电路。但一般采用二次幂运算电路就具有相当高的线性校正精度,因此

我们仅讨论用平方电路实现热电偶电路的线性校正问题。

将电路方程在 $0^{\circ}\text{C} \sim 600^{\circ}\text{C}$ 范围进行车贝雪夫展开, 可得近似式:

$$V_o = -0.7763 + 24.9952E(\theta) - 0.0347332E^2(\theta)$$

根据此式代入 600°C 时 $E(\theta) = 24.902\text{mV}$ 的值, 可得 $V_o = 600\text{mV}$ 。若要求满度输出 6V , 则应有 10 倍放大系数, 即:

$$V_o = -7.763 + 249.952E(\theta) - 0.347332E^2(\theta) \quad (5.5.4)$$

由式(5.5.4)可计算下列温度对应输出:

$$\theta = 300^{\circ}\text{C}, E(\theta) = 12.207\text{mV}, V_o = 2991.6\text{mV}$$

$$\theta = 600^{\circ}\text{C}, E(\theta) = 24.902\text{mV}, V_o = 6001.2\text{mV}$$

可见已具有较好的线性特性, 因此可根据式(5.5.4)实现线性化。实现式(5.5.4)的电路, 关键是实现平方运算。集成乘法器 AD538 可用于实现平方运算。AD538 管脚图如图 5.5.3 所示。AD538 的传输函数及条件为:

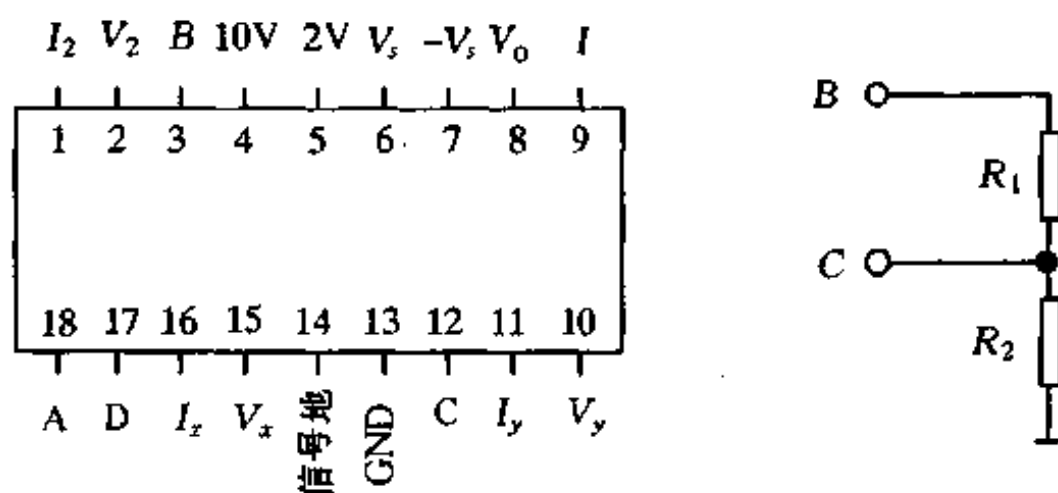


图 5.5.3 AD538 管脚图

$$V_x, V_y, V_z \leq 10\text{V}$$

$$0 \leq I_x, I_y, I_z \leq 400\mu\text{A}$$

$$V_o = V_y \left(\frac{V_z}{V_x} \right)^m \quad (5.5.5)$$

式中 $m = 0.2 \sim 5 (0^{\circ}\text{C} \sim 70^{\circ}\text{C})$ 、精度 0.5%。方次选择由外电路电阻确定：

$$m = 1: R_1 = 0, R_2 = \infty$$

$$m = 2: R_1 = 100\Omega, R_2 = 100\Omega$$

$$m = 3: R_1 = 100\Omega, R_2 = 49.9\Omega$$

$$m = 5: R_1 = 162\Omega, R_2 = 40.2\Omega$$

我们用 AD538 实现线性校正。用 AD538 实现的热电偶线性校正电路如图 5.5.4 所示。图中运放 A_1 为热电偶放大器。运放 A_2 为输出放大器,通过电阻 $R_1 \sim R_4$ 实现电路方程中一次项和二次项的增益系数。电路方程中的常数项(直流项)由分压电阻 R_5 、 R_6 实现。在电路方程(5.5.4)中,若令:

$$V_1 = 249.952E(\theta) \quad (5.5.5)$$

则
$$V_o = -7.76 + V_1 - 5.56 \times 10^{-6} V_1^2 \quad (5.5.6)$$

根据式(5.5.5)可对热电偶放大器电路参数重新计算:取 $R_7 = 1.3\text{k}$,则 $R_8 + VR_2 = 323.64\text{k}$ 。取 $R_8 = 300\text{k}$, $VR_2 = 25\text{k}$ 可调。

式(5.5.6)中的二次项用 AD538 计算。根据 AD538 传输函数,取 $V_z = V_y = V_1$, $V_x = 10\text{V}$,则

$$V_2 = V_y \left(\frac{V_x}{V_x} \right) = \frac{V_1^2}{10000\text{mV}} \quad (5.5.7)$$

$$V_o = -7.76 + V_1 - 5.56 \times 10^{-2} V_2 \quad (5.5.8)$$

对运放 A_2 组成的输出放大器利用理想运放条件可得:

$$V_o' = \frac{R_2 + R_4}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_1 - \frac{R_4}{R_2} V_2 \quad (5.5.9)$$

将(5.5.9)式与(5.5.8)式比较,可求得增益系数:

$$\frac{R_4}{R_2} = 5.56 \times 10^{-2}, \text{取 } R_4 = 15\text{k}\Omega, \text{则 } R_3 = 270\text{k}\Omega$$

$$\frac{R_2 + R_4}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} = \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right)} = \frac{1.0556}{1 + \frac{R_1}{R_3}} = 1$$

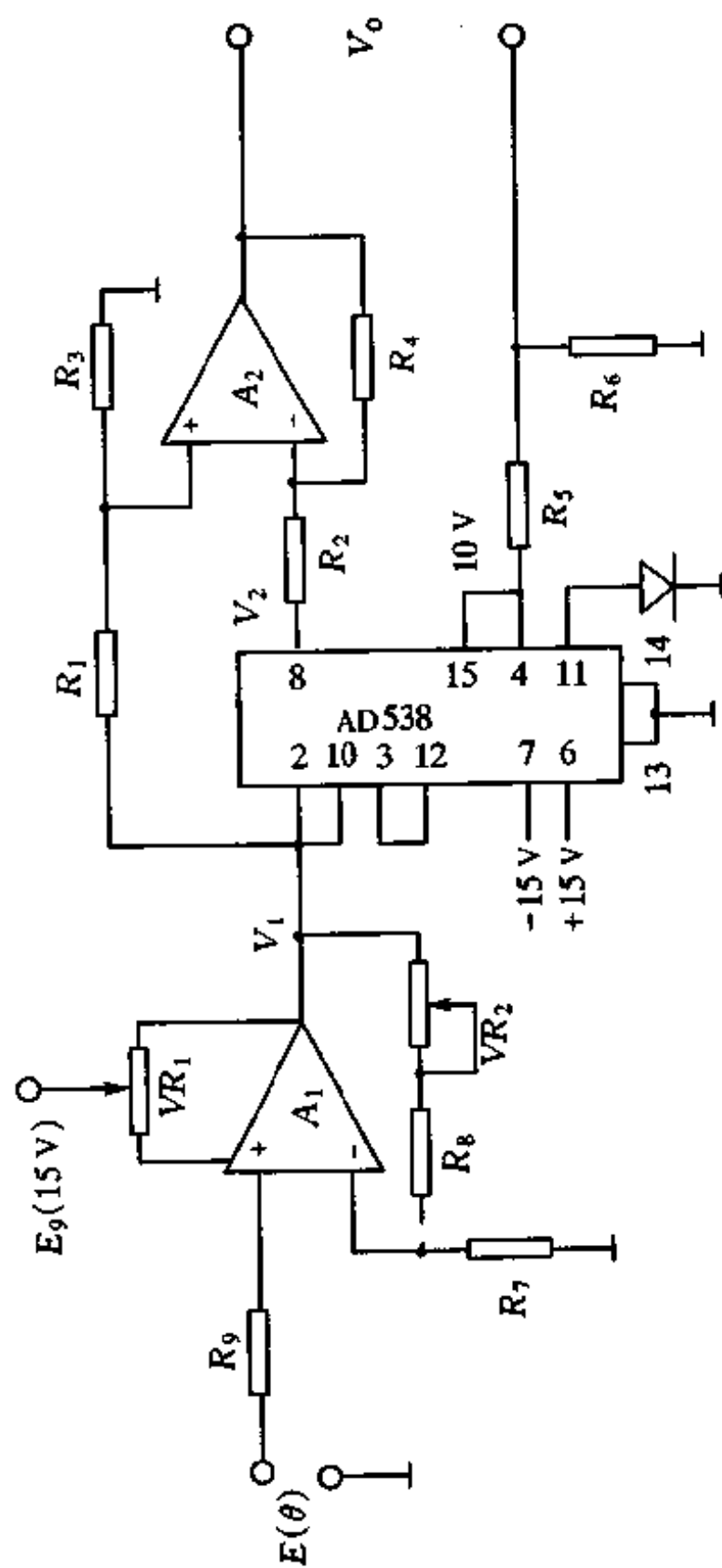


图5.5.4 热电偶线性校正电路

$$\therefore \frac{R_1}{R_3} = 0.0556, \text{取 } R_3 = 15\text{k}\Omega, \text{则 } R_1 = 270\text{k}\Omega$$

式(5.5.9)的 V'_o 是运放 A_2 输出对地电压。通过分压偏置获得输出:

$$V_o = V'_o - 10 \times 10^3 \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

$$10 \times 10^3 \frac{R_6}{R_5 + R_6} = 7.76$$

$$\frac{R_6}{R_5 + R_6} = 7.76 \times 10^{-4}, \text{取 } R_6 = 100\Omega, \text{则 } R_5 = 130\text{k}\Omega$$

$$\therefore V_o = V'_o - 7.69\text{mV}$$

$$= -7.69 + V_1 - 0.0556 V_2 (\text{mV}) \quad (5.5.10)$$

根据(5.5.10)式及(5.5.5)式、(5.5.7)式可计算电路输出。输出非线性误差如图 5.5.2 中虚线所示,最大非线性误差约 0.15%。

三、热电偶冷端补偿电路

热电偶冷端温度恒定,其输出电势才是温度的单一函数,这是热电偶应用中的又一个特殊问题。使热电偶冷端温度恒定,称为冷端补偿问题。实现冷端补偿的方法可用冰水保温瓶法、恒温槽法。此处我们仅讨论电子线路法。

用电子线路方法实现热电偶冷端补偿,是在热电偶冷端加一等效电势,此等效电势等于热电偶冷端所处温度与 0°C 间的温差电势。冷端温度补偿电桥法如图 5.5.5 所示。图中电桥臂电阻 r_1, r_2, r_3 为锰铜线绕电阻, r_{Cu} 为铜线绕电阻。电桥与热电偶串联,通常取温度 20°C 或 0°C 时电桥平衡: $r_1 = r_2 = r_3 = r_{\text{Cu}}(20^\circ\text{C})$, 或 $r_1 = r_2 = r_3 = r_{\text{Cu}}(0^\circ\text{C})$, $V_{ab} = 0$ 。当温度高于 20°C 时, r_{Cu} 增加, a 点电位高于 b 点电位, $V_{ab} > 0$, 输出电势为 $E(\theta, \theta_0) + V_{ab}$ 。通过电桥值的选择,可使 V_{ab} 正好补偿因热电偶冷端温度变化而引起的热电势的变化。

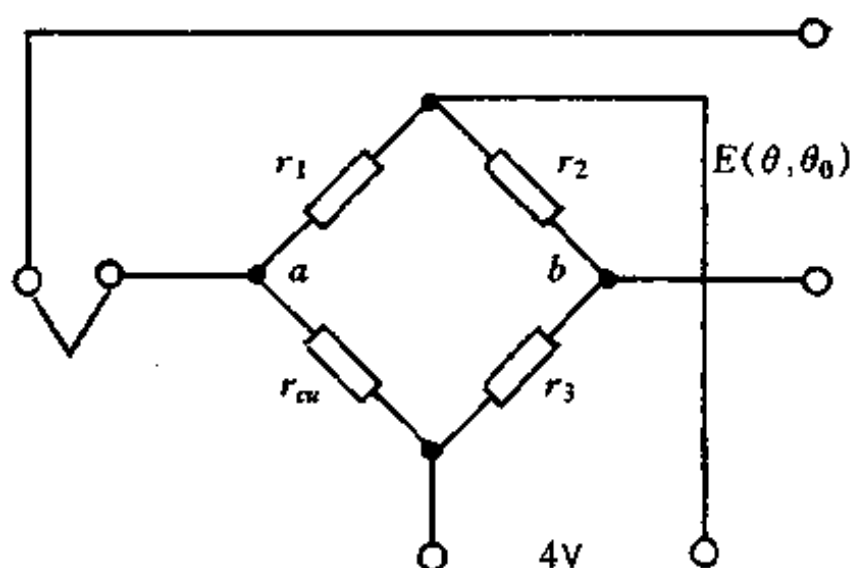


图 5.5.5 热电偶冷端补偿电路

工业中用于三种热电偶冷端补偿的补偿器如图 5.5.6 所示。图中 R_t 为埋在接线板上的铜电阻 (32.5Ω), 在 0°C 时电桥平衡。电桥不平衡输出经放大后在 5Ω 电阻上产生压降, 从而取得冷端补偿电压。

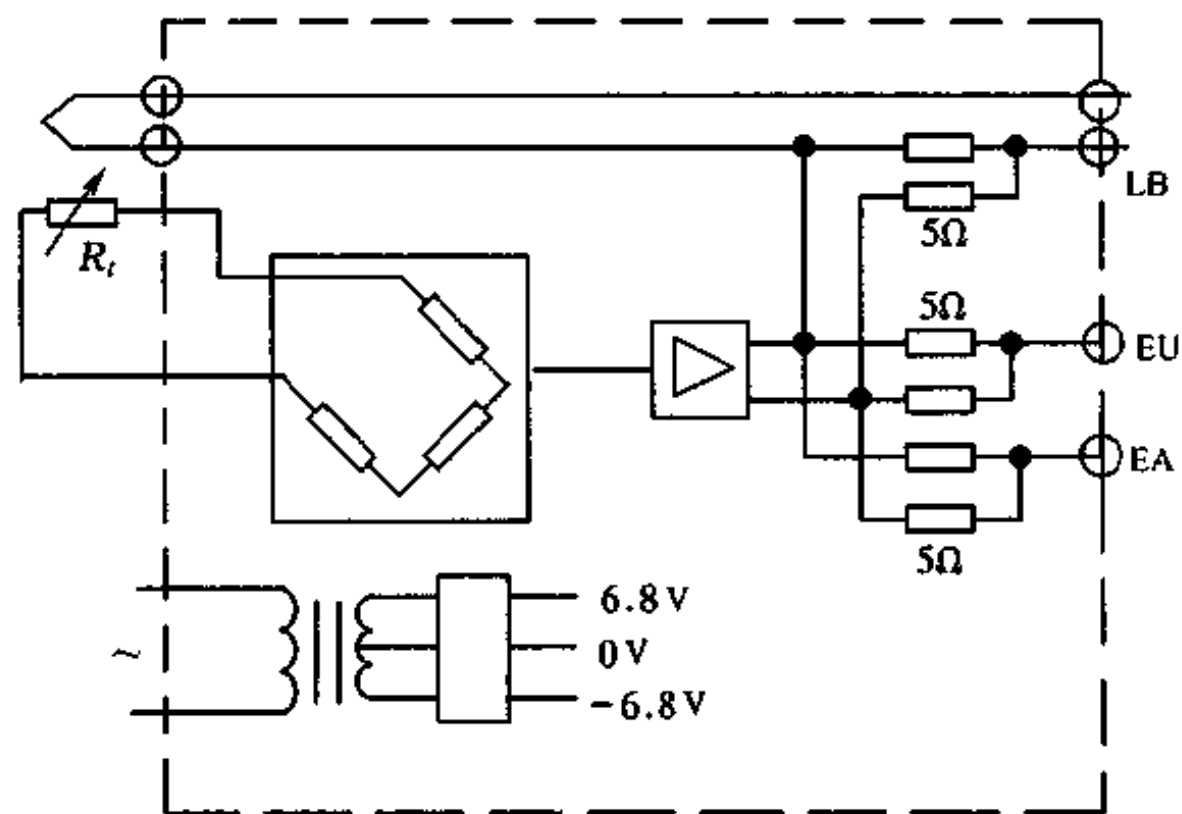


图 5.5.6 工业热电偶冷端补偿器

§ 5.6 结型光电管测光电路分析与设计

光电二极管、光电三极管、雪崩光电二极管等,都是利用半导体 PN 结的光电效应制成的光敏元件,称结型光电管。光电二极管受光照时,其内产生附加光生载流子,在两极开路时可测出其光生电压(称开路电压),若两极短路时,可测出其光生电流(称短路电流),这一现象称光电二极管的光电效应。光电二极管在无光照时,其伏安特性与普通二极管相同,在光照下,其伏安特性沿电流轴向下移动,如图 5.6.1 所示。光电二极管等效电路如图 5.6.2 所示。图中 C_f 为结电容。短路电流大小近似与入射光照度 E 成正比:

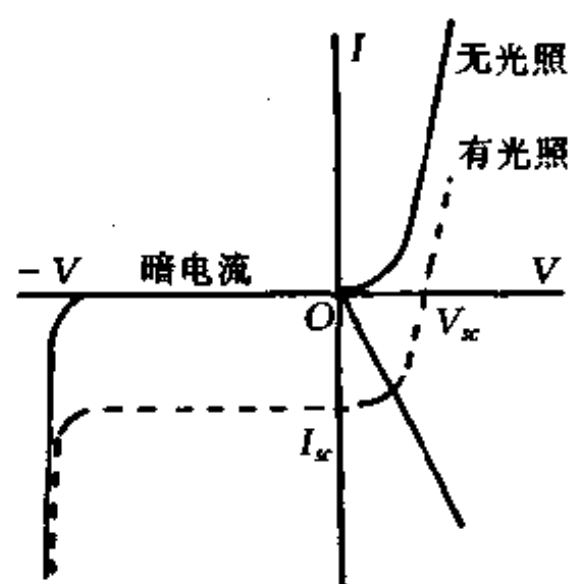


图 5.6.1 光敏管伏安特性

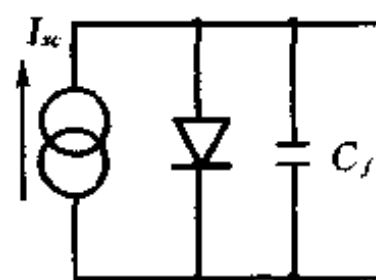


图 5.6.2 光敏管等效电路

$$I_x = \alpha E \quad (5.6.1)$$

照度 E 以 lx 为单位。不同类型的光电二极管的比例系数 α 值不同,BS500B 型硅光电二极管的比例系数(即灵敏度)为 $\alpha = 5.5 \text{ nA/lx}$ 。

开路电压可表达为:

$$V_x = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\alpha E}{I_0} \right) \quad (5.6.2)$$

式中 k 为玻尔兹曼常数, T 为绝对温度, q 为电子电荷量, I_0 为反向饱和电流(即暗电流)。BS500B 型硅光电二极管的最大暗电流为 10pA 。一般光电二极管的开路电压约 $0.45\sim 0.6\text{V}$ 。

当光电二极管的入射光束为脉冲光时,其对脉冲光的响应速度与结电容 C_f 及负载电阻 R_L 有关,脉冲响应上升时间 t_r 与下降时间 t_f 为:

$$t_r, t_f = 2 \cdot 2 C_f R_L \quad (5.6.3)$$

光电三极管等效电路如图 5.6.3 所示。光电三极管的放大倍数 h_{FE} 为数百至数千,因此比光电二极管的灵敏度高数百至数千倍。但电流放大系数 h_{FE} 受温度影响,其温度灵敏度约 $0.01/^{\circ}\text{C}$,

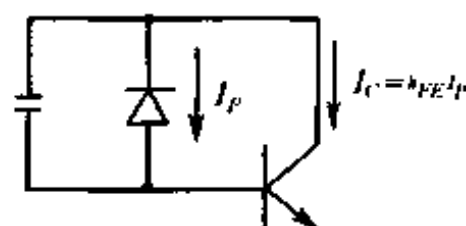


图 5.6.3 光敏三极管等效电路

因此比光电二极管的温度稳定性差。另外,光电三极管的结电容大,不宜高速工作,其动态响应上升时间 t_r 和下降时间 t_f 为:

$$t_r, t_f = 2 \cdot 2 h_{FE} C_f R_L \quad (5.6.4)$$

从图 5.6.1 光电二极管工作特性曲线可以看出,光电二极管存在不同的工作方式。在第三象限,光电二极管加反向偏压。在反向偏置下,无光照时的反向电流称暗电流;有光照时产生附加反向电流,称光电流。第三象限工作区称光电二极管的反偏置工作区。在反偏压工作条件下结电容 C_f 减小,可以得到高的响应速度,但有闪烁噪声,因此信噪比欠佳。当反偏压调整到使光电二极管端电压为零时,光电二极管在光照下沿电流轴工作,称短路电流工作方式。短路电流工作方式下无闪烁噪声,噪声性能良好。但很难保证在电流轴状态下工作。第四象限工作区称光伏工作区。沿电压轴的工作状态称开路电压工作状态。在开路电压工作状态下,开路电压与入射照度呈对数变化,如式(5.6.2)所示。开路电压工作状态的信噪比也欠佳。实际应用中,光电二极管究竟采用何种工作方式,取决于用途和接口电路的匹配条件。

一、硅光电二极管接口电路分析与设计

硅光电二极管可以采用反偏压工作方式接口电路和电流型放大器接口电路,如图 5.6.4 所示。反偏压工作方式时,光电二极管输出光电流信号 I_s 在负载电阻 R_L 上形成电压信号,经电容 C 耦合送入放大器 A 进行交流放大。

电流型放大器接口有多种形式。图 5.6.4(2)是一种电流-电压变换器接口,电路方程为:

$$V_o = -I_s R \quad (5.6.5)$$

设输入光照度范围 $0 \sim 2000\text{lx}$, 输出电压 $0 \sim 2\text{V}$, 使用灵敏度为 5.5nA/lx 的硅光电二极管 BS500B, 则可求得所需电阻 R 的值:

$$R = \frac{2\text{V}/2000\text{lx}}{5.5\text{nA/lx}} = 181\text{k}\Omega$$

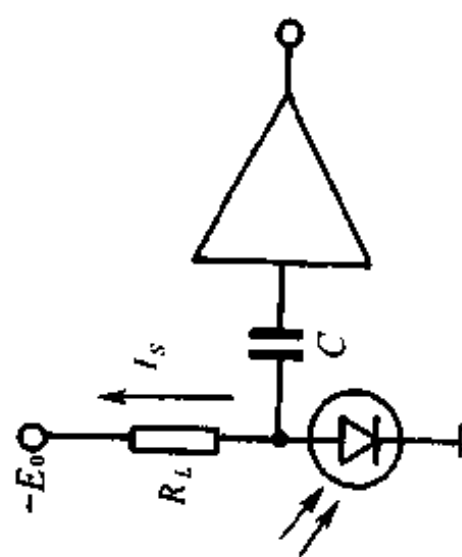
显然 R 需用定值电阻串联电位器调整才可获得 $181\text{k}\Omega$ 的阻值。照度测量的下限值与光电二极管的暗电流有关,即在零照度下因暗电流的存在而使输出电压不为零。 10pA 的暗电流约相当 $2 \times 10^{-3}\text{lx}$, 对低照度测量影响不大。若设从 0.0025lx 起测, 则可计算电路的动态范围:

$$20\log \frac{2000\text{lx}}{0.0025\text{lx}} = 118(\text{dB})$$

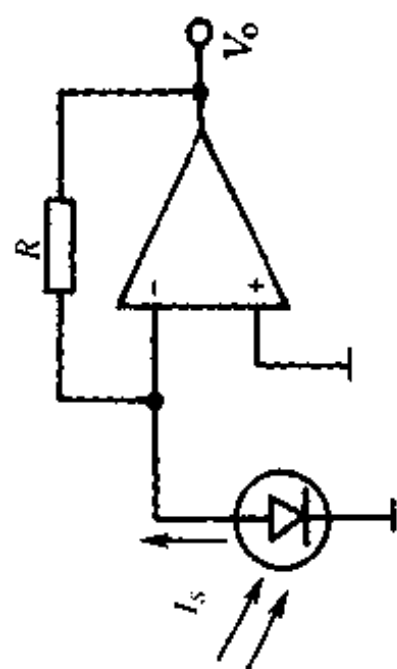
可见动态范围十分宽。对于宽动态范围电路,要使输出、输入间保持较好的线性关系是比较困难的。在电路中对宽动态范围输入可以采取宽入窄出原则,对宽动态范围光电流进行对数压缩放大,再利用三极管基极电压与集电极电流之间的指数函数关系进行扩展还原,如图 5.6.4(4)电路。图中 E_{ref1} 和 E_{ref2} 为偏置基准电压。如果二极管 D 的对数压缩和三极管 G 的指数扩展具有相同的形状,而且二极管和三极管的反向饱和电流相等,则可推导电路方程如下:

$$E_{\text{ref1}} + V_D = E_{\text{ref2}} + V_{be}$$

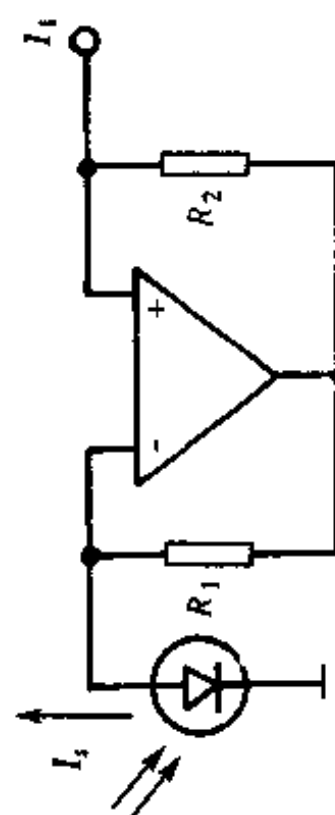
$$V_D = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_0}{I_s}$$



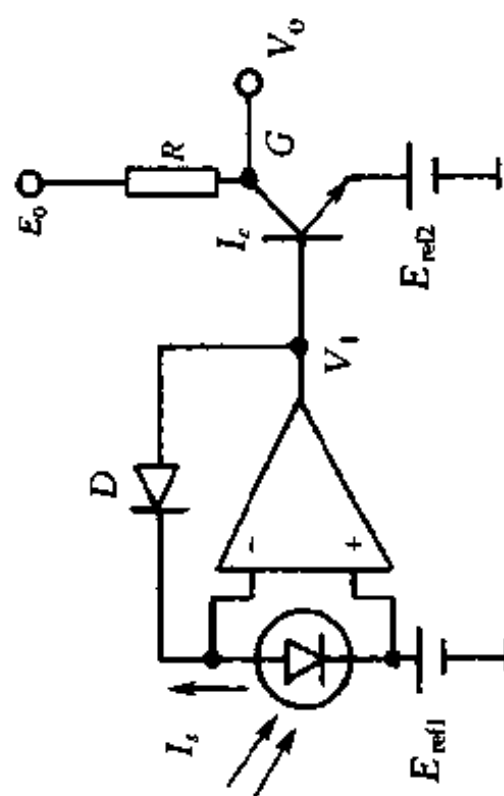
(1) 反偏压工作方式



(2) 电流电压变换器方式



(3) 电流放大器方式



(4) 对数放大器方式

图5.6.4 光敏二极管接口方式

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_0}{I_c}$$

$$I_c = I_s \exp \left[\frac{E_{ref2} - E_{ref1}}{kT/q} \right] \quad (5.6.6)$$

设 $E_{ref2} - E_{ref1} = \beta T$, 且调整比例系数 β 使之为:

$$\alpha T = \frac{kT}{q} = 25.6 \text{mV} \quad (T = 300\text{K})$$

$$I_c = 2.748 I_s \quad (5.6.7)$$

集电极电流将在三极管负载电阻 R 上形成电压输出信号。

$$V_o = E_0 - I_s R \quad (5.6.8)$$

电流放大器电路(3)的电路方程为:

$$I_1 = \frac{R_1}{R_2} I_s \quad (5.6.9)$$

设要求输出电流 I_1 的灵敏度为 $55 \mu\text{A}/\text{lx}$, 使用硅光电二极管 BS500B, 则电流增益为:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{55 \mu\text{A}/\text{lx}}{5.5 \text{nA}/\text{lx}} = 100$$

若取 $R_2 = 10 \text{k}\Omega$, 则 $R_1 = 1 \text{M}\Omega$ 。

二、硅光电二极管照度计电路分析与设计

所谓照度, 指垂直入射在单位面积上的光通量, 以 lx 为单位计量。光通量不是一个纯物理量, 与人的视觉有关。视觉函数由国际照明委员会确定的可见度函数规定。因此, 设计照度计电路首先必须具备如下条件:

(1) 光接收器的光谱灵敏度特性在可见光波段近似于可见度函数, 且对红外、紫外无响应。

(2) 满足垂直入射条件, 即余弦定理。

实现如上条件可采用滤光片滤光、修正球修正的方法。此处我们不详述, 我们旨在说明照度计电路的特点。

照度测量一般具有较宽的光强动态范围, 因此电路设计应采

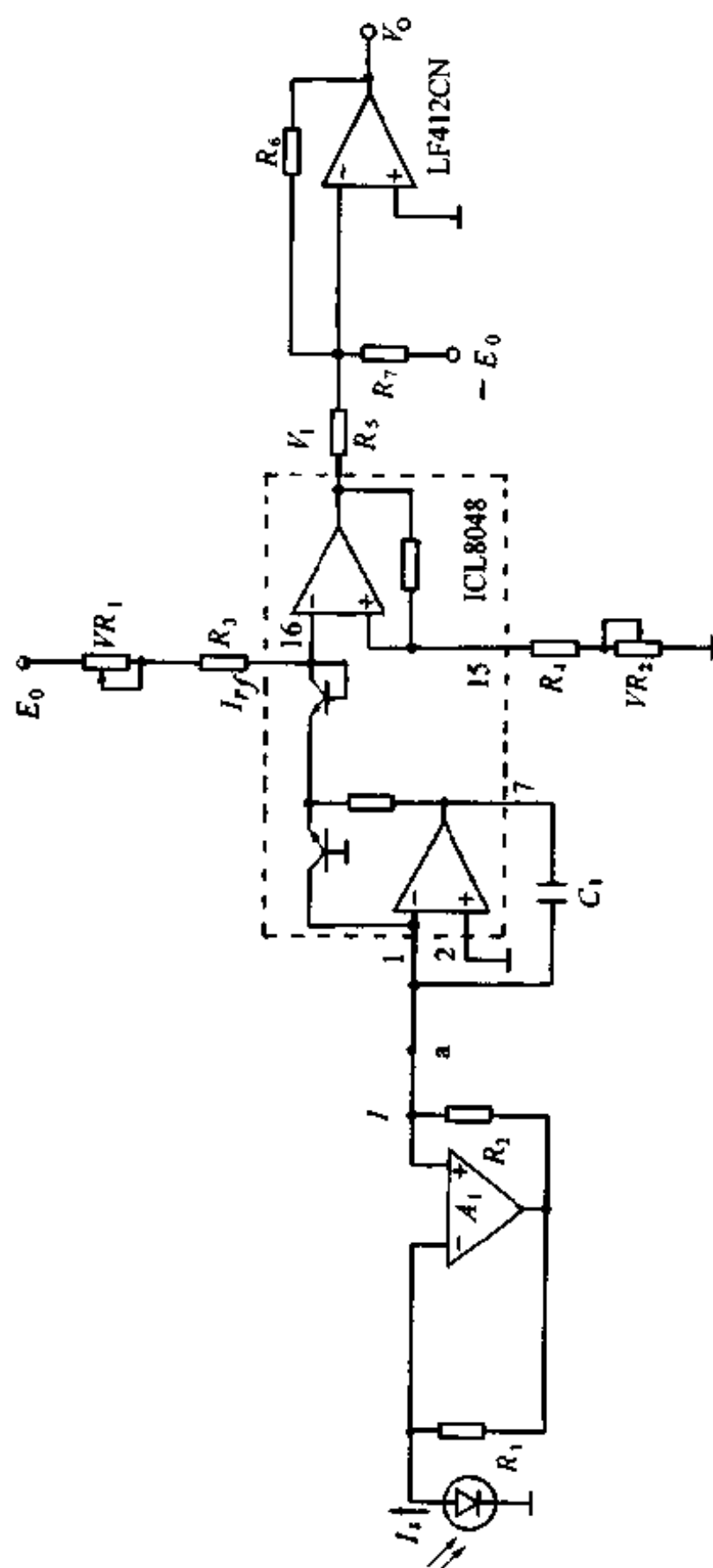


图 5.6.5 照度计电路

用宽入窄出原则,进行对数压缩放大,如图 5.6.5 所示。图中 ICL8048 为对数放大器。由于对数放大器 ICL8048 要求输入电流范围 $1\text{nA} \sim 1\text{mA}$, 因此前级采用光电流放大器。又因对数放大器 ICL8048 输出为负斜率直线,故采用反相端输入比例放大作对数放大器后级,对对数放大器的输出倒相。根据电路工作原理可推导电路方程如下:

$$I_1 = \frac{R_1}{R_2} I_s \quad (5.6.10)$$

$$V_1 = - \left(1 + \frac{R_8}{R_4 + VR_2} \right) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_1}{I_{rf}} \right) \quad (5.6.11)$$

$$V_o = - \frac{R_6}{R_5} V_1 - \frac{R_6}{R_7} E_0 \quad (5.6.12)$$

设输入光照度范围 $0.1 \sim 1000\text{lx}$, 输出 $0 \sim 5\text{V}$, 使用硅光电二极管 BS500B。取电流放大器增益:

$$\frac{R_1}{R_2} = 100 \quad (R_2 = 10\text{k}\Omega, R_1 = 1\text{M}\Omega)$$

则 I_1 动态范围为 $55\text{nA} \sim 550\mu\text{A}$, 满足对数放大器 ICL8048 的输入要求, 且对数放大器输入电流灵敏度为 550nA/lx 。

设对数放大器输出 V_1 为 $0 \sim -5\text{V}$, 则应根据输入、输出条件对对数放大器进行调整。调整时在 a 点处断开, 输入 $550\mu\text{A}$ 电流, 调节 VR_1 , 使 $V_1 = -5\text{V}$ 。可见 VR_1 为基准电流调节电位器, 此时基准电流 $I_{rf} = 550\mu\text{A}$ 。当输入 55nA 电流时, 调节 VR_2 , 使 $V_1 = 0$ 。可见 VR_2 为增益调节电位器。将上列调整参数代入式 (5.6.10), 可得:

$$1 + \frac{R_8}{R_4 + VR_2} = 42.4 \times 10^{-3}$$

将相关参数代入式 (5.6.11) 可得

$$\frac{R_6}{R_5} = 1。取 R_6 = R_5 = 10\text{k}\Omega, 取 E_0 = -15\text{V}, 则 R_7 = 30\text{k}\Omega。$$

若取 $T = 300\text{K}$, 则

$$V_o = 1.086 \ln \left(\frac{I_s}{5.5 \mu\text{A}} \right) - 5 \quad (5.6.13)$$

根据式(5.6.10)和式(5.6.12)可画输出特性曲线如图 5.6.6 所示。

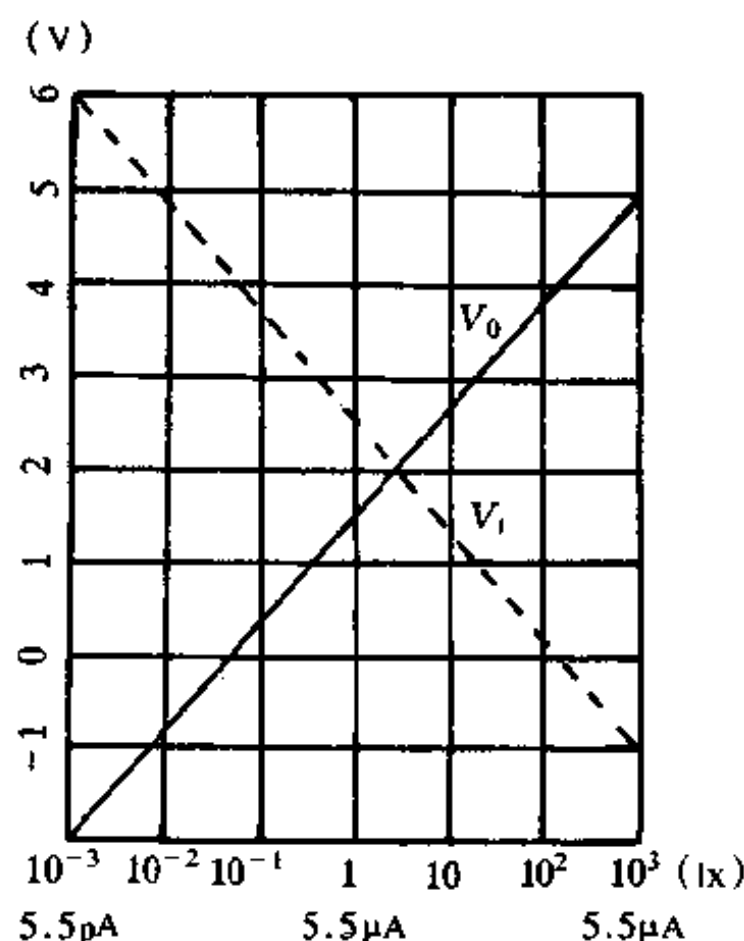


图 5.6.6 照度计输出特性

三、反射光强度测量电路分析与设计

反射光强度测量多采用调制光发射,经反射物体反射后,由光敏管检测反射光束,如图 5.6.7 所示。选择光源发光波长及调制频率,并让光敏管接收光谱灵敏度与之配对,通过信号带通滤波(或解调)、整流(或检波)输出,可以避免背景光和外杂散光的干扰。这种方法既可测反射率,也可测透射率,是常用的方法。但在电路实现上,需用高 Q 值选频电路,结构复杂、速度慢。若采用同

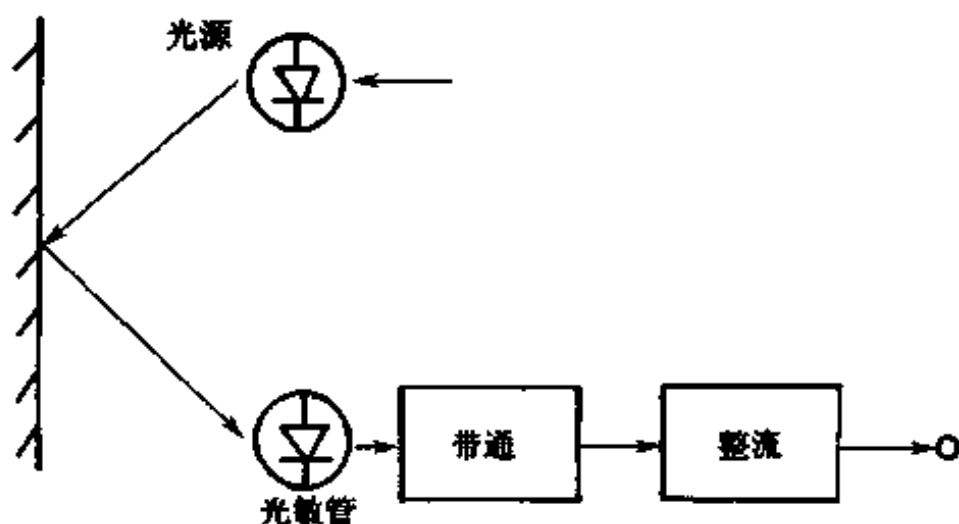


图 5.6.7 光反射检测原理

步积分处理方法,则电路简单、速度快,如图 5.6.8 所示。工作时间关系如图 5.6.9 所示。在 T_1 期间,LED 不发光,对 pin 外杂散干扰光进行负向积分。在 T_2 期间,LED 发光,对 pin 接收信号进行正向积分。令 $T_1 = T_2$,则在 T_3 期间输出电压 V_o 只反映无外界干扰光的反射光强度。在 T_4 期间,积分器复位,准备重新从 T_1 开始执行下一个周期 T 的动作。相应于 $T_1 \sim T_4$ 的执行时间,模拟开关 CD4052B 的导通开关位置分别为 0、1、2、3。设外杂散干扰光产生的光电流为 $I_n(t)$,LED 光产生的光电流为 $I_s(t)$,则根据电路工作原理可列方程:

$$V_{o1} = -\frac{1}{C_i} \int_0^{T_1} I_n(t) dt \quad (5.6.13)$$

$$V_{o2} = \frac{1}{C_i} \int_{T_1}^{T_2} [I_n(t) + I_s(t)] dt \quad (5.6.14)$$

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{C_i} \int_0^{T_4} [I_n(t) + I_s(t)] dt \\ &= -\frac{1}{C_i} \int_0^{T_1} I_n(t) dt + \frac{1}{C_i} \int_{T_1}^{T_2} [I_n(t) + I_s(t)] dt \\ &= \frac{1}{C_i} \int_{T_1}^{T_2} I_s(t) dt \end{aligned} \quad (5.6.15)$$

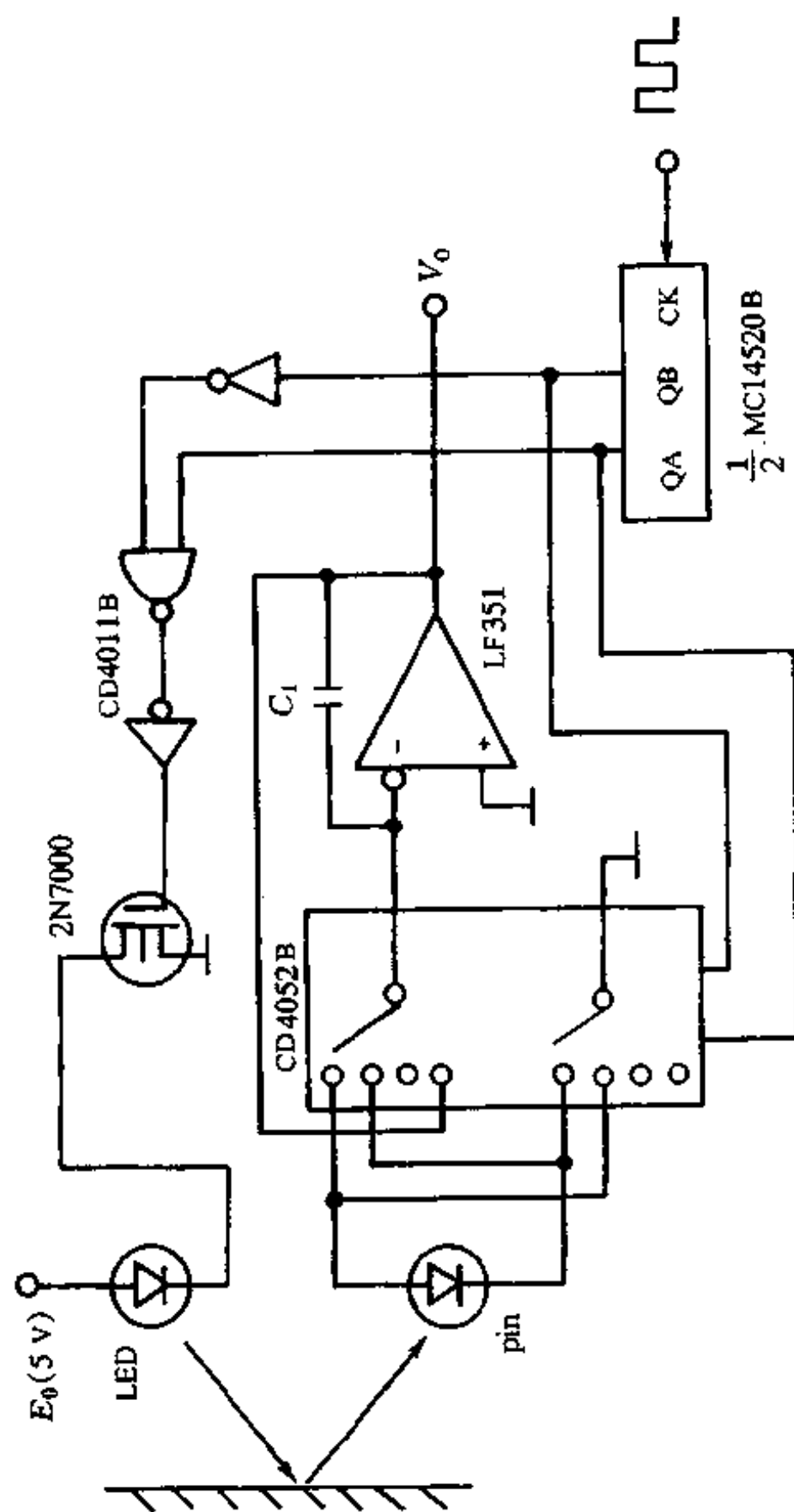


图 5.6.8 光反射检测电路

电路积分、保持、恢复周期的形成,由计数器 MC14520B 和模拟开关 CD4052B 实现逻辑控制。发光管 LED 由场效应管 2N4011B 驱动,驱动逻辑由与非门电路 CD4011B 译码获得。

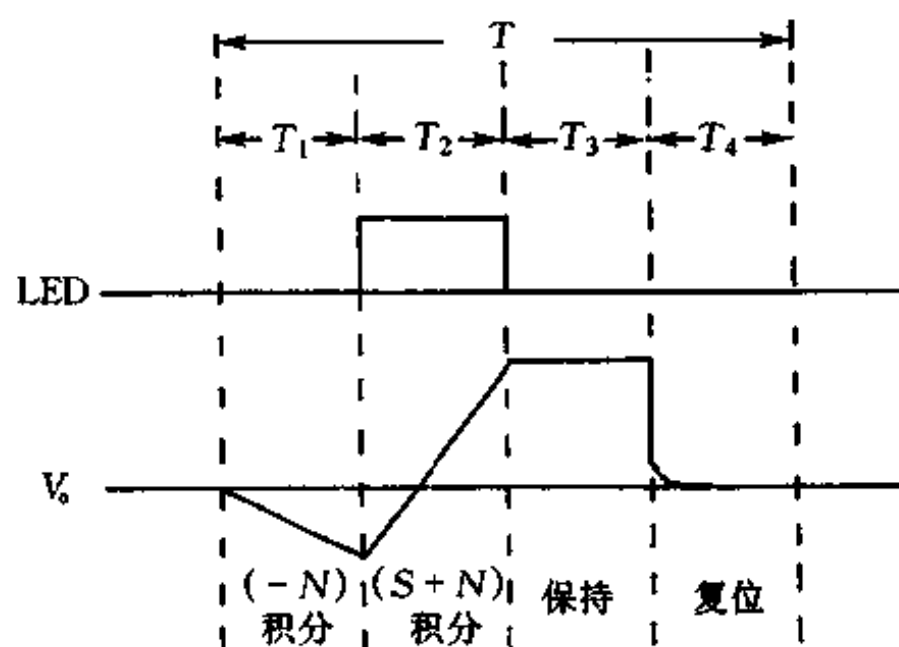


图 5.6.9 同步积分时间关系

§ 5.7 霍尔磁传感器电路分析与设计

霍尔元件一般为十字形结构的四端元件,其中有两个输入端和两个输出端。当输入端和输出端可以对换使用时,称为对称型霍尔元件;不能对换使用则称非对称型霍尔元件。目前使用较多的是非对称型霍尔元件。

霍尔元件是磁电转换元件。当在输入端加控制电流,在感磁面加磁场时,在输出端将产生霍尔电压输出,称霍尔效应。霍尔元件的霍尔效应方程为:

$$V_H = K I_c B \cos \theta \quad (5.7.1)$$

式中 V_H 为霍尔电压,一般在数毫伏至数百毫伏之间。 I_c 为控制电流,一般为数毫安至数十毫安。 B 为磁通密度(单位 G 或 T), θ 为感磁面法向与磁场方向夹角。 K 为灵敏度系数,单位 $\text{mV}/(\text{mA}\cdot\text{G})$ 。灵敏度系数与霍尔元件的厚度、载流子浓度成反比,与载流子迁移率成正比。由于载流子浓度、迁移率与温度有关,因此霍尔电压具有温度特性。

目前用于制作霍尔元件的主要材料为 GaAs 和 InSb 两种。InSb 元件的 V_H 值较大,但 V_H 温度稳定性差,相对磁场的线性范围小,因此应用受到一定的限制。GaAs 元件的 V_H 值比较小,但温度稳定性高,是目前主要的霍尔元件。GaAs 元件的霍尔电压与磁通密度具有良好的线性关系,如图 5.7.1 所示。

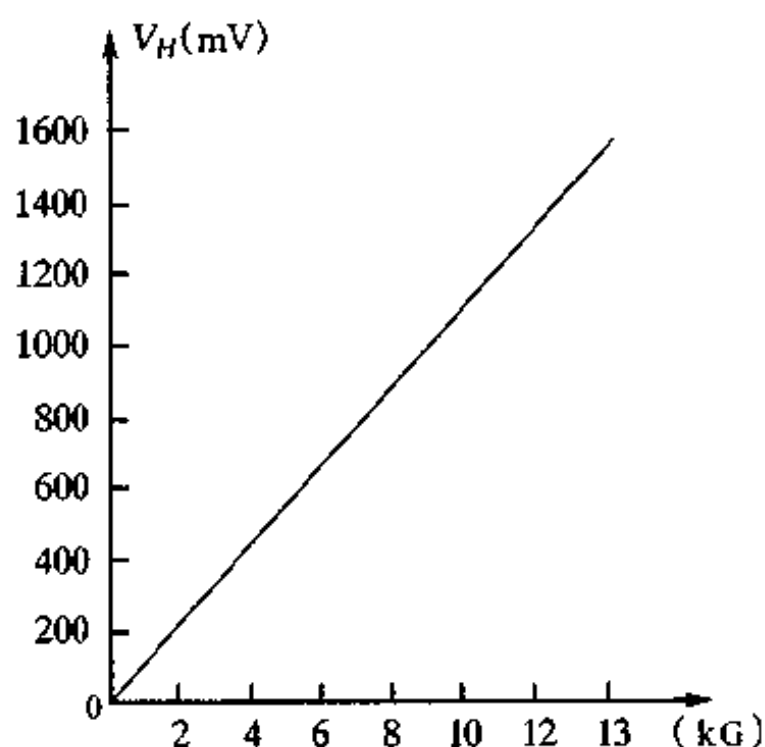


图 5.7.1 GaAs 霍尔元件特性

一、霍尔元件的驱动方式

在霍尔元件输入端施加控制电流的工作方式,称驱动方式或工作方式。霍尔元件的工作方式分恒压工作方式和恒流工作方式

两种。在恒流工作方式时,霍尔电压 V_H 的温度特性取决于载流子浓度的温度特性;在恒压工作方式时,霍尔电压 V_H 的温度特性取决于载流子迁移率的温度特性。霍尔电压 V_H 的温度特性与工作方式的关系如图 5.7.2 所示。由于 GaAs 元件的载流子迁移率与温度的相关性要比载流子浓度与温度的相关性大,因此 GaAs 元件采用恒流工作方式时,其霍尔电压温度特性较好。相反,InSb 元件采用恒压工作方式时,可使温度系数降低近 10 倍。

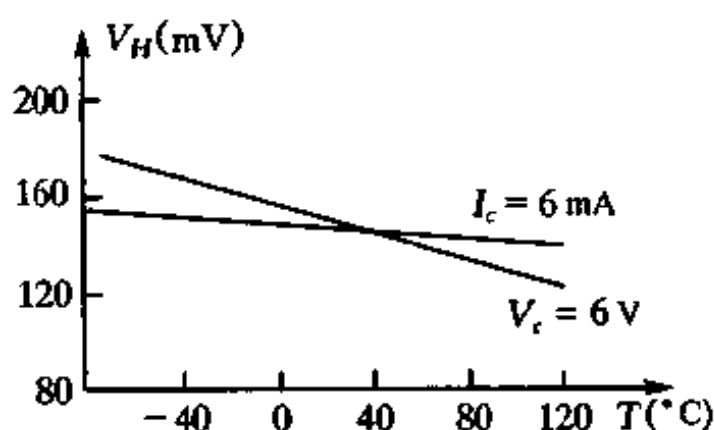


图 5.7.2 GaAs 霍尔元件温度特性

(一)简单恒压驱动电路

图 5.7.3 为简单恒压驱动电路。图中运放 A 组成电压跟随器,用来获得霍尔元件输入端所需的恒定工作电压 V_c 。若设霍尔元件输入电阻为 R_H ,则控制电流为:

$$I_c = \frac{V_c}{R_H} \quad (5.7.2)$$

霍尔元件方程为:

$$V_H = K \frac{V_c}{R_H} B \cos \theta \quad (5.7.3)$$

可见恒压工作方式下的霍尔电压与输入电阻相关,而 R_H 又是受温度影响的参数,因此恒压工作方式下的输入电阻 R_H 是影响霍尔电压 V_H 品质的主要因素。由于霍尔元件在恒压驱动方式下的

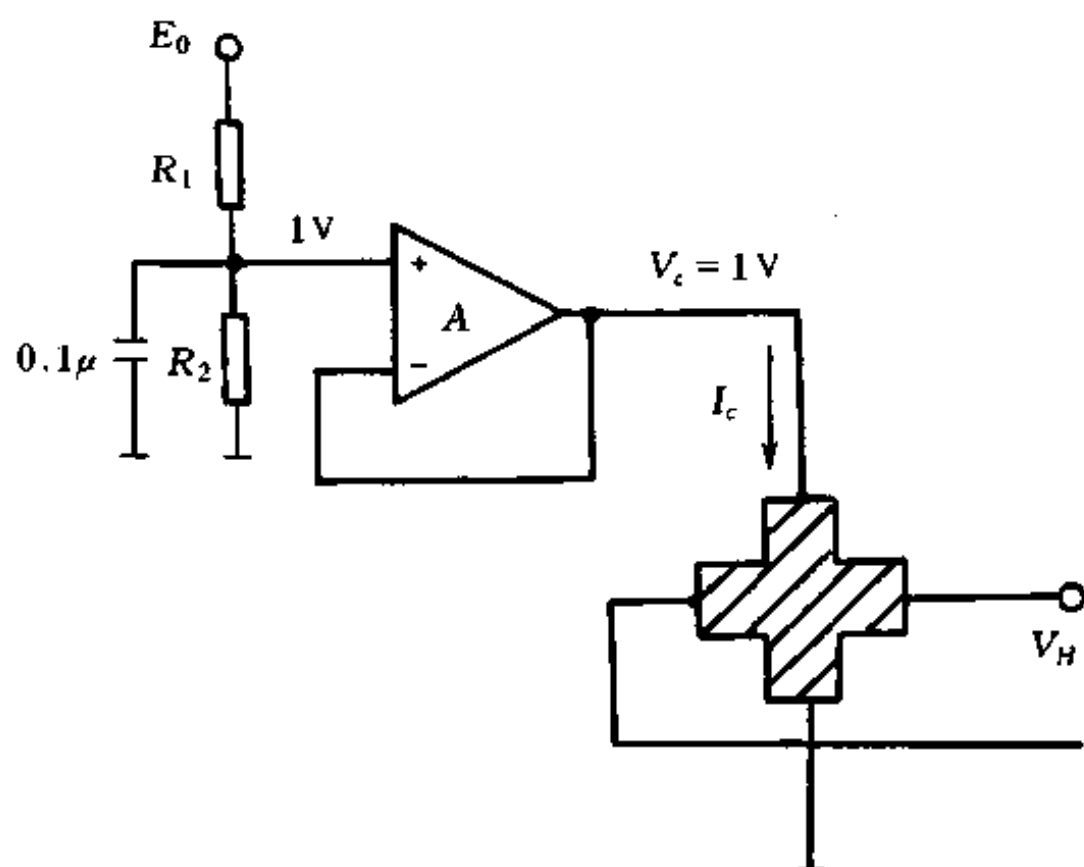


图 5.7.3 霍尔元件恒压驱动电路

工作性能差,因此只适宜在低精度要求下应用。

(二)恒流驱动方式电路

图 5.7.4 为恒流驱动工作方式电路,由运放 A、霍尔元件、 R_c 构成恒流源电路。恒流源工作方式下,控制电流为:

$$I_c = \frac{E_0}{R_c} \quad (5.7.4)$$

霍尔元件方程为:

$$V_H = K \frac{E_0}{R_c} B \cos \theta \quad (5.7.5)$$

可见与输入电阻无关。恒流工作方式下的 GaAs 霍尔元件,可以充分发挥元件性能,适于高精度应用。

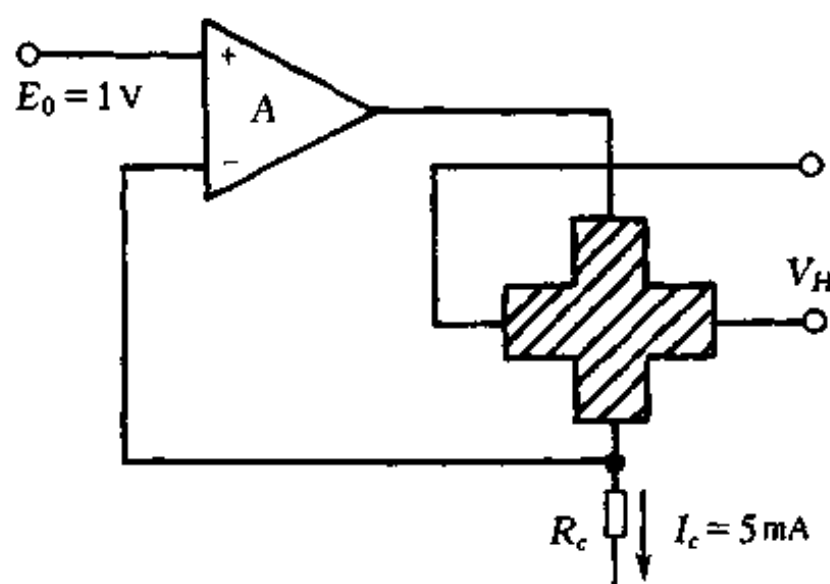


图 5.7.4 霍尔元件恒流驱动电路

二、霍尔电压的差动放大形式

霍尔电压一般仅数毫伏至数百毫伏,放大是必要的。由于霍尔元件是四端元件,为消除同相电压影响,故可采用差动放大形式。根据霍尔元件方程,当磁场为零时,霍尔电压应当为零。但实际上并非如此,因于元件形状并不完全均衡等因素的影响,当磁场为零时,霍尔元件输出电压不为零,称之为不平衡电压。不平衡电压相对霍尔电压的比值,称为不平衡率。不平衡电压是霍尔元件的残余电压之一。为消除残余电压对电路影响,故在放大电路中应设置调整部位。残余电压可以通过电路调整为零,但不能去掉。

霍尔电压的直流与交流差动放大形式如图 5.7.5~5.7.9 所示。图 5.7.5 为单运放差动直流放大器,电路方程:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} V_H \quad (5.7.6)$$

由于霍尔元件输出阻抗比单运放输入阻抗大,因此与单运放接口时会因阻抗匹配问题产生输出误差。三运放差动放大器输入

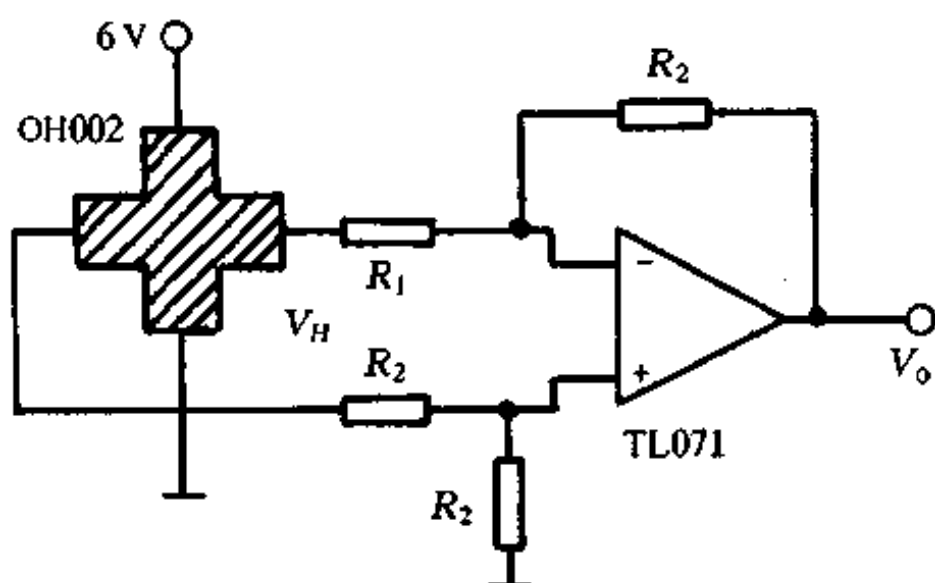


图 5.7.5 单运放霍尔电压放大器

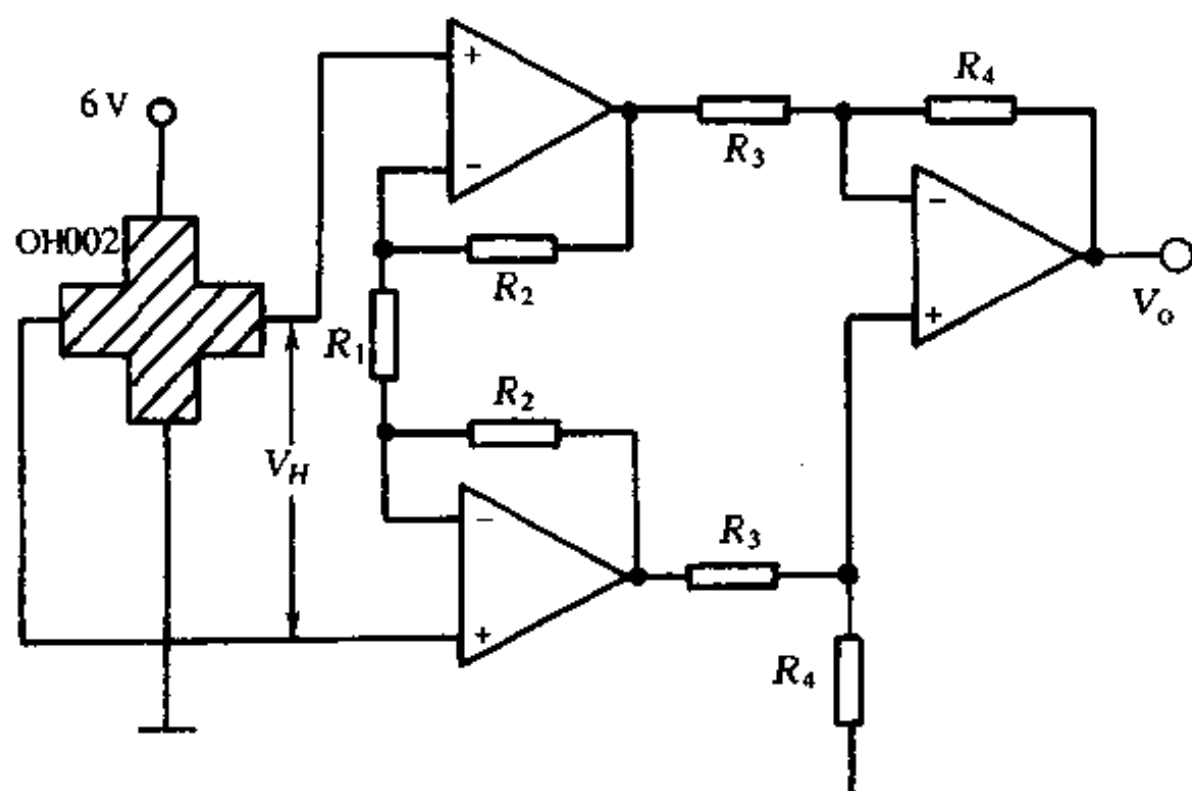


图 5.7.6 三运放霍尔电压放大器

阻抗高,可与霍尔元件输出接口,如图 5.7.6 所示三运放差动直流放大器电路。电路方程为:

$$V_o = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} V_H \quad (5.7.7)$$

霍尔元件输出通过隔直电容,可采用交流差动放大器接口,如图 5.7.7~5.7.9 所示。交流放大时,运放反馈电阻值很大,因此需注意隔直电容漏电流的影响。图 5.7.7 为单运放差动交流放大器,隔直电容 C_1 、 C_2 各对霍尔电压分压一半,但电容 C_2 的漏电流很大,而 C_1 则几乎没有漏电流,二者漏电流之差将表现为偏移电压。图 5.7.8 三运放差动交流放大电路中,隔直电容 C_1 、 C_2 的漏电流相等,因此对电压偏移的影响减小。而在图 5.7.9 所示的三运放差动交流放大器中,隔直电容 C 上几乎无直流电压成分,因而漏电流最小,且放大器输入阻抗高。三种交流差动放大器的电路方程为:

$$V_o = \frac{R_2 C_1 S}{R_1 C_1 S + 1} V_H, (C_1 = C_2) \quad (5.7.8)$$

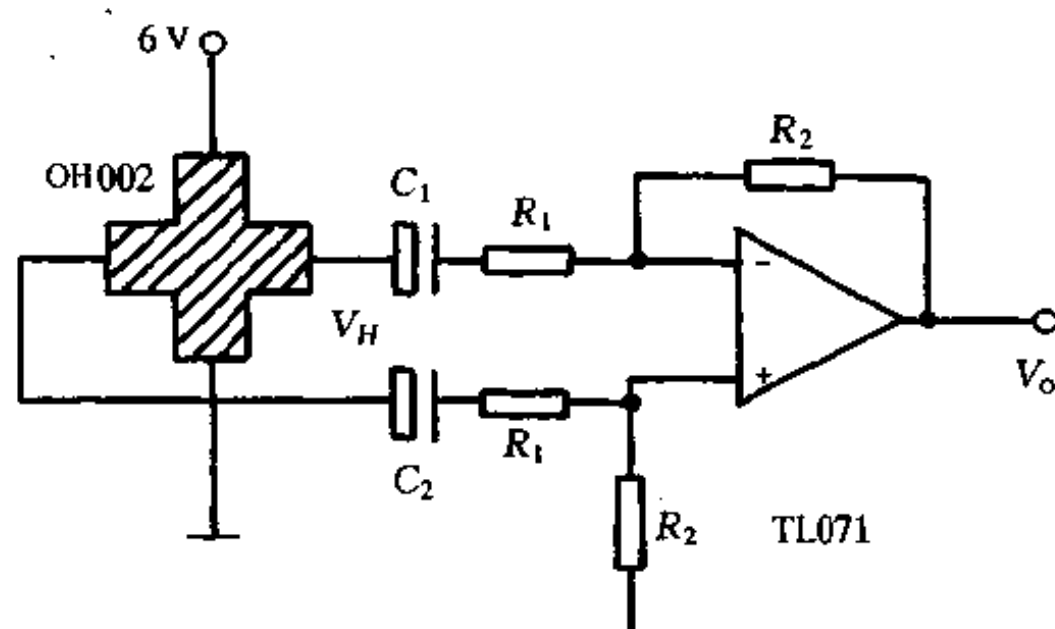


图 5.7.7 单运放霍尔电压交流放大器

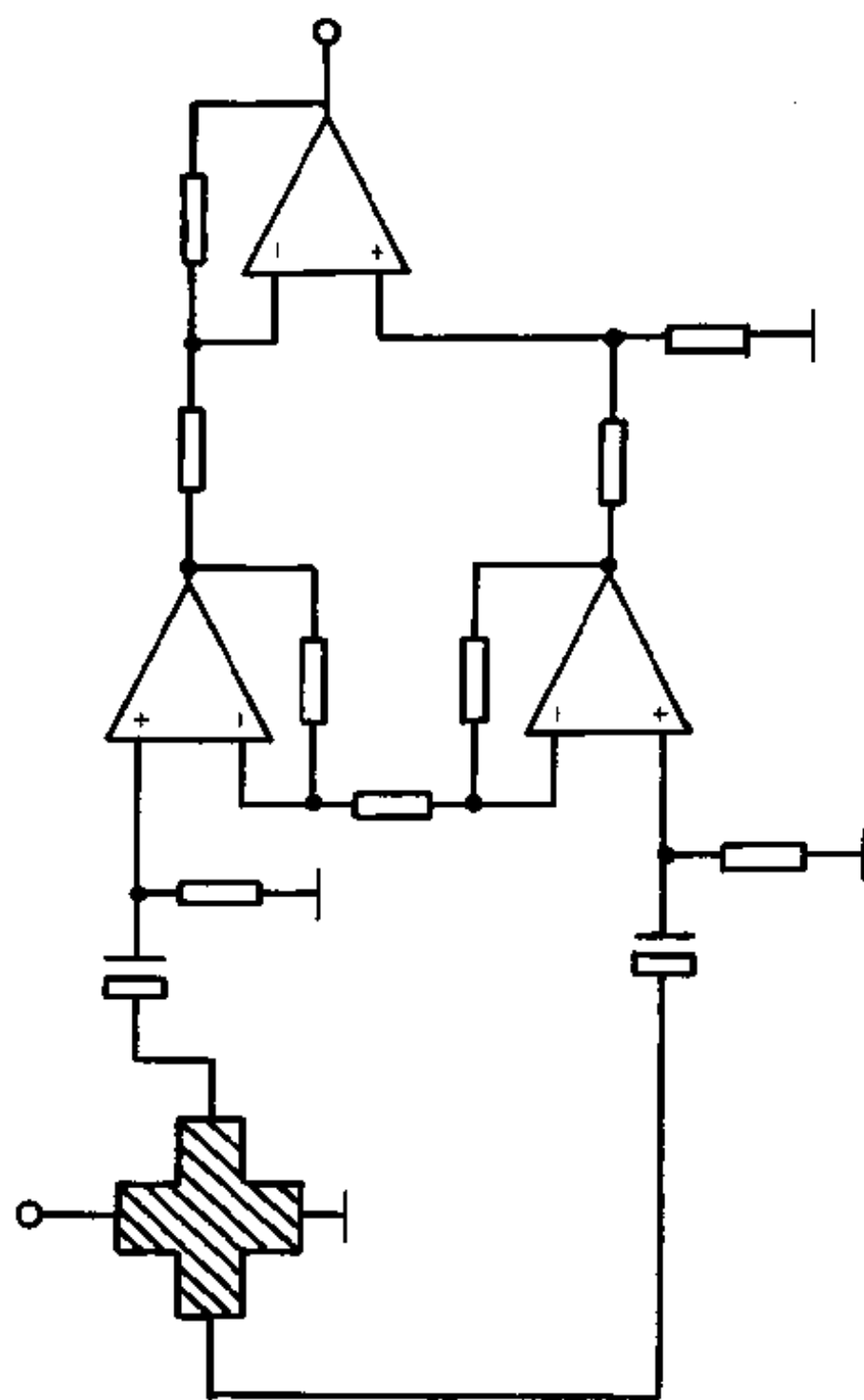


图 5.7.8 三运放霍尔电压交流放大器

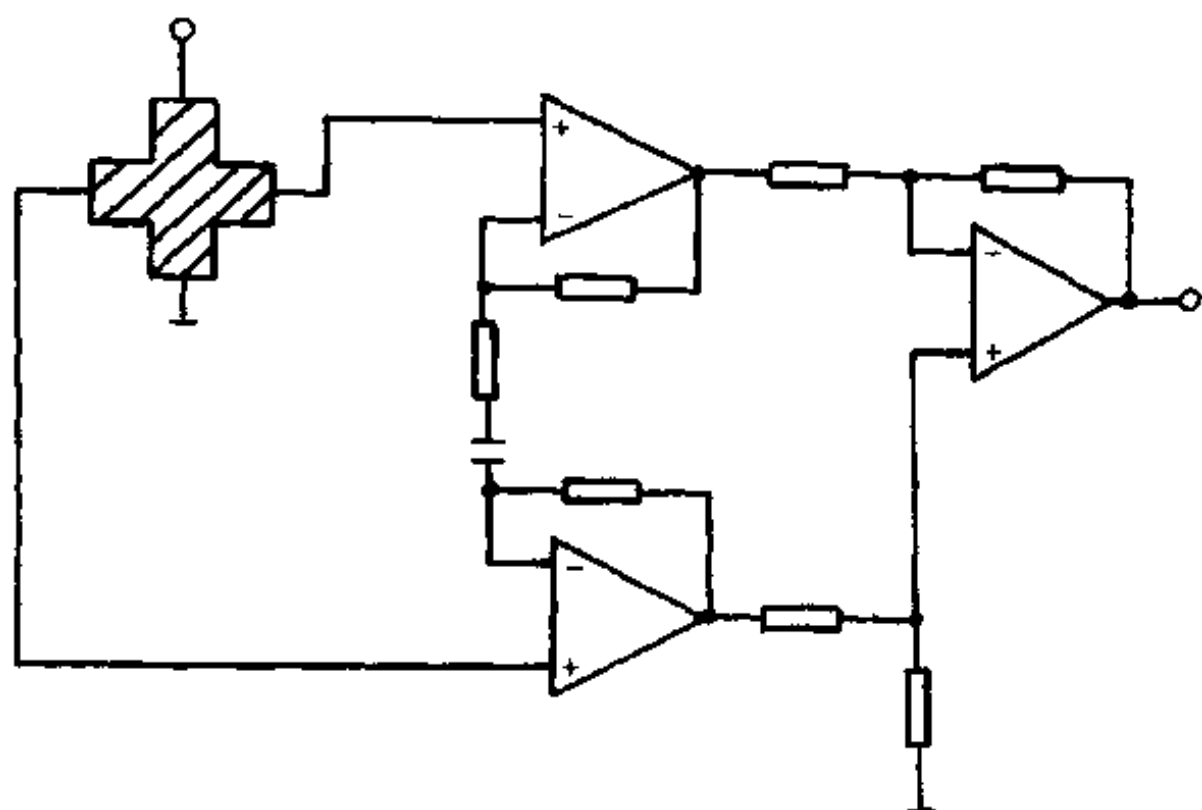


图 5.7.9 三运放霍尔电压交流放大器

$$V_o = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_5 C_1 S}{R_5 C_1 S + 1} V_H, (C_1 = C_2) \quad (5.7.9)$$

$$V_o = \left(1 + 2 \frac{R_2 C S}{R_1 C S + 1}\right) \frac{R_4}{R_3} V_H \quad (5.7.10)$$

式中 $S = j\omega$ 。

三、高斯计电路分析与设计

便携式高斯计电路如图 5.7.10 所示。采用 9V 电池供电便于携带。因此,电路所需工作电压 10V、-9V,需经变换。采用开关稳压器集成电路 TL499A,将 9V 电池电压变换为 10V 电压。采用集成电路 LCL7660 又可将 10V 电压变换为 -9V 电压。

电路中采用恒流驱动方式的 THS103A 型霍尔元件为感磁元件。霍尔元件输出的霍尔电压,采用三运放差动直流放大形式放

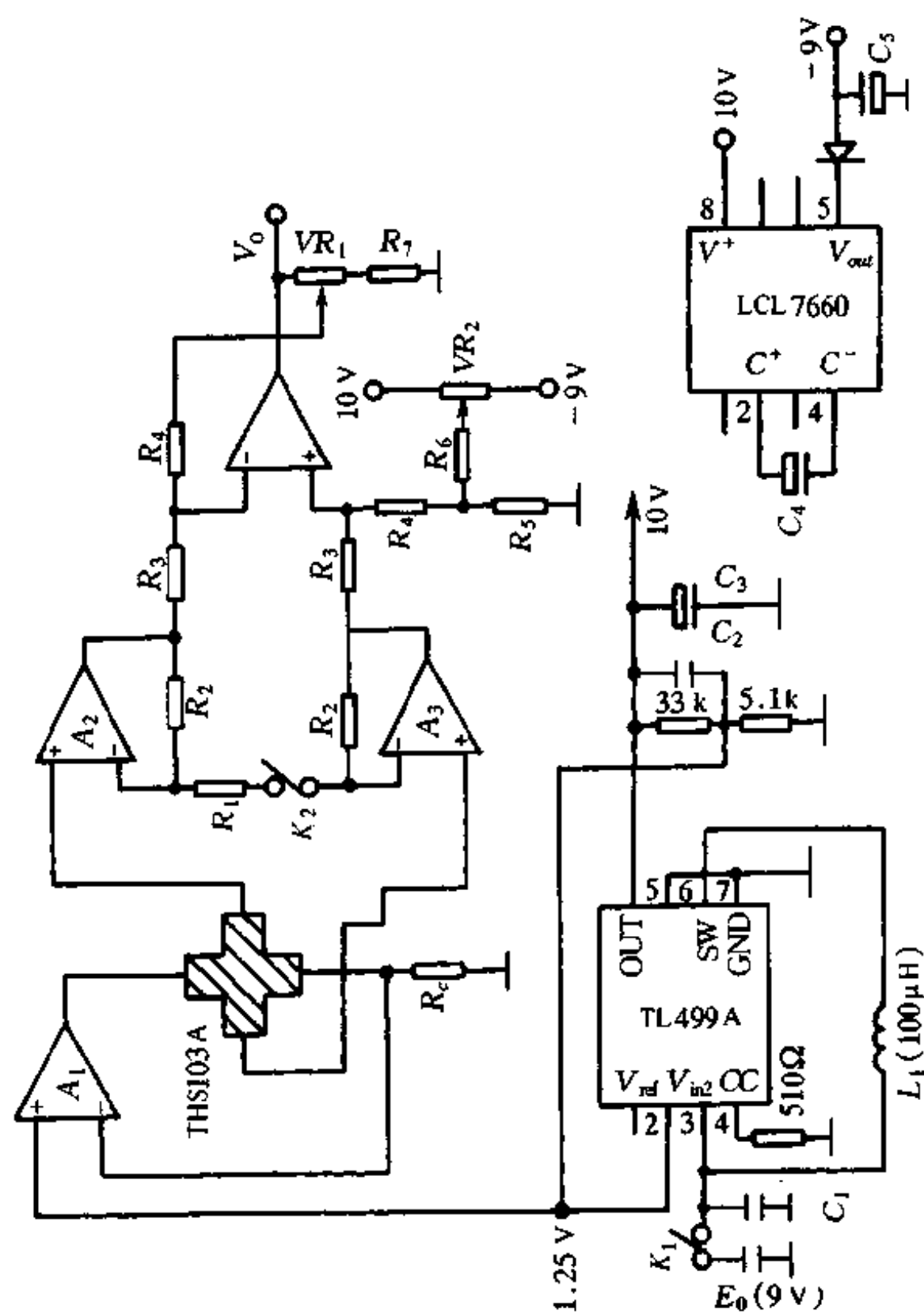


图 5.7.10 高斯计电路

大后输出。放大器中设置调节电路 VR_2 , 可对霍尔元件不平衡电压等残余电压, 以及运放 A_1 同相端基准电压的离散性的影响进行调整。 VR_1 用于放大增益调节。

运放 A_1 同相端基准电压取自开关稳压器的参考端, 其值为 $1.26V$ 。若取霍尔元件的控制电流为 $5mA$, 则控制电阻为:

$$R_c = \frac{1.26V}{5mA} = 250\Omega$$

THS103A 型霍尔元件在 $5mA$ 控制电流条件下, 当垂直于感磁面的磁场 $B=0.1T$ 时, 霍尔电压 $V_H=80mV$; 当 $B=0.2T$ 时, $V_H=160mV$; 当 $B=2T$ 时, $V_H=1.6V$ 。若设计高斯计测磁, 分为 $B=0.2T$ 以下和 $B=2T$ 以下两档, 且要求两档输出电压均为 $V_o=2V$, 则放大器增益应分为如下两档:

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{2V}{160mV} = 12.5$$

$$\frac{V_o}{V_H} = \frac{2V}{1.6V} = 1.25$$

根据放大器结构, 可求得放大器增益表达式:

$$\frac{V_o}{V_H} = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{VR_1}{R_7}\right)$$

式中未计入 R_5 及调节电路 VR_2 , 即设 $R_5 \ll R_4$ 。先讨论 12.5 档增益。设由运放 A_2 、 A_3 组成的放大器的增益为:

$$\left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) = 10$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 4.5$$

取 $R_2=270k\Omega$, 则 $R_1=60k\Omega$ (需两个 $120k\Omega$ 电阻并联)。

$$\therefore \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{VR_1}{R_7}\right) = 1.25$$

取 $R_3=R_4=1M\Omega$, 则:

$$\frac{VR_1}{R_7} = 0.25$$

取 $R_7 = 10\text{k}\Omega$, $VR_1 = 10\text{k}\Omega$ (可调 $VR_1 = 2.5\text{k}\Omega$)。可见运放 A_4 增益可在 1~2 倍范围内调节。

在 $B = 2\text{T}$ 档增益为 1.25。可在 R_1 串接开关, 当开关断开时, $R_1 = \infty$, 运放 A_2 、 A_3 的增益为 1, 则总增益为 1.25。

残余电压一般约为霍尔电压的 $\pm 12\%$, 约为 $\pm 20\text{mV}$ 。取 $R_5 = 1\text{k}\Omega$, $R_6 = 200\text{k}\Omega$, 则可获得调节范围约 $\pm 50\text{mV}$, 用于抵消残余电压及基准电压离散性的影响。

四、霍尔元件磁性物体检测电路分析与设计

霍尔元件只能检测磁性物体, 因此霍尔元件必须和永磁铁一起使用。永磁铁可固定在物体上, 用霍尔元件检测物体的接近而产生的磁场变化。霍尔元件通过探测磁场而检测物体。霍尔元件检测物体电路如图 5.7.11 所示。图中采用 OH003/004 型 GaAs 霍尔元件, 恒流驱动方式。输出霍尔电压由单运放 A_2 进行直流放大, 再经运放 A_3 组成的施密特触发器进行信号处理, 产生物体接近脉冲信号输出。因此, 该电路适宜用作诸如检测马达转速类型的霍尔元件接口电路。为抵消残余电压影响, 设置施密特触发器基准电压调整电路 VR_1 。

利用复阻抗法及理想运放条件, 可列出放大器电路方程:

$$V_1 = V_H \frac{R_6 R_7 + R_7 R_8 + R_6 R_8}{R_4 (R_6 R_7 + R_7 R_8 + R_6 R_8) j\omega C_2 + R_4 R_8}$$

式中 ω 为信号角频率。显然电容 C_2 起滤波作用, 因电路方程为一阶滤波函数, 其增益为:

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{1}{R_4 R_8} (R_6 R_7 + R_7 R_8 + R_6 R_8) = \frac{R_7}{R_4} + \frac{R_6}{R_4} + \frac{R_6 R_7}{R_4 R_8} \\ &= \frac{R_7}{R_4} + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_7 + R_8}{R_8} \end{aligned}$$

设施密特触发器基准电压为 V_r 。当磁场为零时,由于不平衡霍尔电压的存在,放大器输出设为 V_{10} 。当放大器在 $B=0$ 而输出为残余电压值附近值时,调整施密特触发器正向饱和,即 $V_o = E_0$,此时运放 A_3 同相端电位为触发器上限阈值电压:

$$V_{T+} = V_r \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} + E_0 \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}}$$

式中 $\frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} = \beta$ 称反馈系数,则

$$V_{T+} = V_r(1 - \beta) + E_0\beta$$

当放大器输出电压信号 $V_1 \geq V_{T+}$ 时,施密特触发器将翻转为负向饱和,即 $V_o = -E_0$,此时运放 A_3 同相端电位为触发器下限阈值电压:

$$V_{T-} = V_r(1 - \beta) - E_0\beta$$

当放大器输出信号电压 $V_1 \leq V_{T-}$ 时,施密特触发器将翻转为正向饱和。由此可画出施密特触发器输出-输入电压转移特性曲线如图 5.7.12 所示。由图可知,下限阈值电压 V_{T-} 应等于 $B=0$ 时放大器输出的残余电压值 V_{10} 。

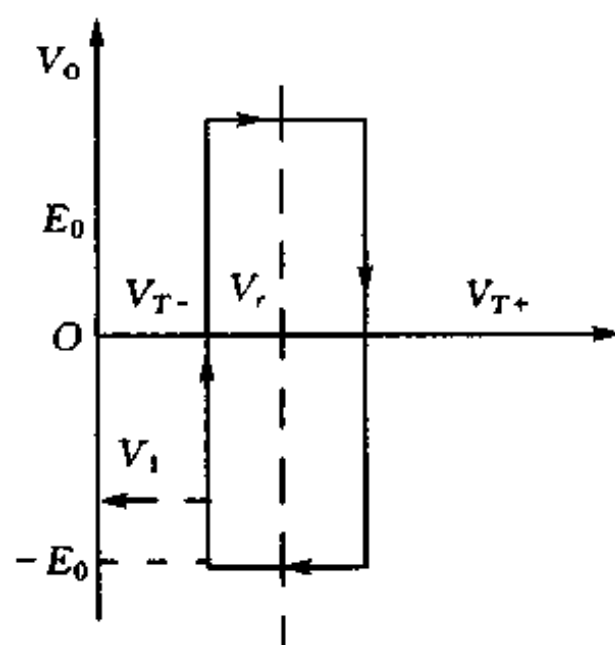


图 5.7.12 电压转移特性

施密特触发器上、下限阈值电压之差,称触发器阈值宽度。阈值宽度显然与反馈系数 β 有关。反馈系数 β 的设计应满足条件:

$$A_{od}\beta = 1$$

式中 A_{od} 为运放 A_3 的开环差模电压增益。另一方面,阈值宽度还与我們所需要的触发器翻转灵敏度有关。设当磁场 $B = 0.01\text{T}$ 时,施密特触发器翻转负向饱和。当 $B = 0.01\text{T}$ 时,OH003/004 霍尔元件在控制电流 5mA 下的霍尔电压约为 $V_H = 15\text{mV}$ 。设放大器增益 120,则 $V_1 = 2.016\text{V}$,残余电压根据 $V_{HO} = V_H \times 12\% = 1.8\text{mV}$, $V_{10} = 0.216\text{V}$ 。取 $E_0 = 12\text{V}$,取上限阈值 $V_{T+} = 2.016\text{V}$,下限阈值 $V_{T-} = 0.216\text{V}$,则 $\beta = 0.075$, $12R_{10} = R_{11}$,取 $R_{10} = 10\text{k}\Omega$,则 $R_{11} = 120\text{k}\Omega$ 。可算出 $V_r = 1.2\text{V}$ 。

根据放大器增益 $A_d = 120$,取 $R_6 = R_7 = 100\text{k}\Omega$,则 $R_4 = R_8 = 10\text{k}\Omega$,取 $R_5 = 10\text{k}\Omega$ 。根据控制电流 5mA ,设运放 A_1 同相端电压 5V ,则 $R_3 = \frac{5\text{V}}{5\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$ 。同时可求得 $E_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5\text{V}$, $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.417$,取 $R_2 = 5\text{k}\Omega$,则 $R_1 = 7\text{k}\Omega$ 。图中 C_1 、 C_2 为滤波电容,取 $C_1 = 0.1\mu\text{F}$, $C_2 = 10\mu\text{F}$ 。

§ 5.8 半导体压力传感器电路分析与设计

可作压力传感器的压力敏感元件类型很多,如半导体、陶瓷、金属、光纤、晶体等材料都可作压力敏感元件的材料。我们将仅以半导体应变片敏感元件为例,讨论压力传感器电路的分析与设计问题。

一、半导体压力传感器电路分析与设计

半导体压力敏感元件为半导体应变片,是利用半导体的压阻效应为工作原理的压力敏感元件。所谓半导体压阻效应,是指半导体应变片受压力作用后,其内载流子的运动能力发生变化而导

致电阻改变的现象。半导体应变片的压阻效应方程可表达为：

$$\frac{\Delta R}{R} = K\epsilon \quad (5.8.1)$$

式中 R 为半导体应变片电阻, ΔR 为电阻变化量。 ϵ 为相对应变。 K 为应变系数或应变灵敏度。半导体应变片是高灵敏度压力敏感元件, 应变系数 K 可达 $100 \sim 150$ (金属应变片最大为 2)。半导体应变片的最重要环境特性是温度特性。在恒流驱动方式下的电阻温度系数为 2, 应变灵敏度系数 K 的温度系数为 β 。

(一) 半导体应变片全差动电桥的恒流驱动和恒压驱动方式

半导体应变片常构成应变电阻全差动电桥工作方式。电桥的驱动方式分恒流驱动方式和恒压驱动方式, 如图 5.8.1 和 5.8.2 所示。图中：

$$R_1 = R \left(1 - \frac{\Delta R}{R} \right) = R_3 \quad (5.8.2)$$

$$R_2 = R \left(1 + \frac{\Delta R}{R} \right) = R_4 \quad (5.8.3)$$

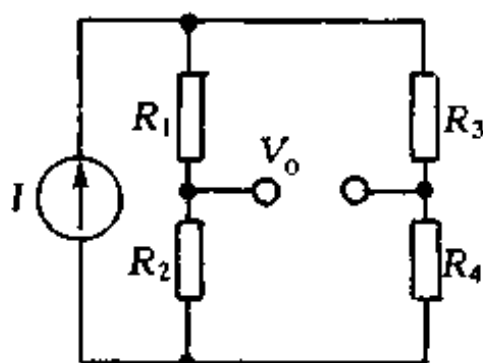


图 5.8.1 恒流驱动电桥

恒流驱动全差动电桥输出空载电压：

$$V_0 = I\Delta R = IR \frac{\Delta R}{R} = IRK\epsilon \quad (5.8.4)$$

$$\text{式中} \quad R = R_0(1 + 2T) \quad (5.8.5)$$

$$K = K_0(1 + \beta T) \quad (5.8.6)$$

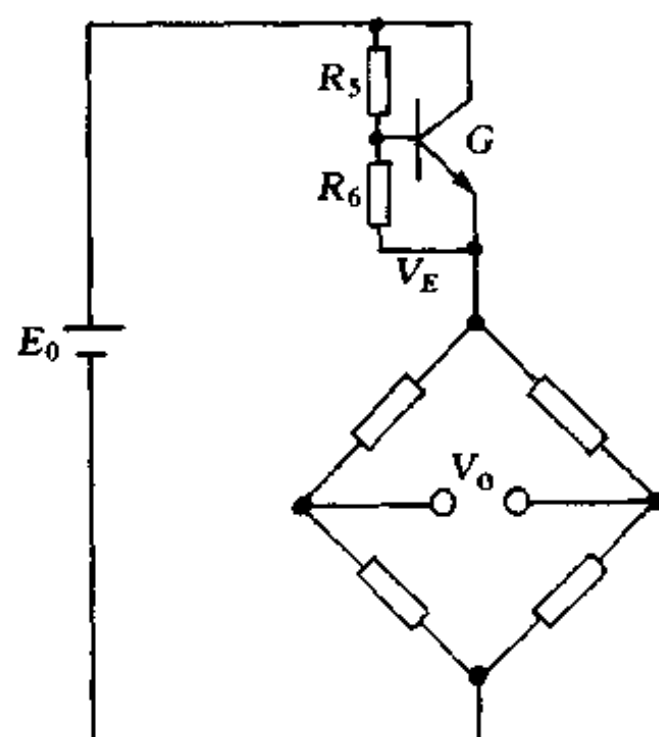


图 5.8.2 恒压驱动电桥

将式(5.8.5)和(5.8.6)代入式(5.8.4)可得:

$$V_o \approx IR_0 K_0 [1 + (2 + \beta)T] \epsilon \quad (5.8.7)$$

式中 R_0 、 K_0 是基准温度时的应变电阻值和灵敏度系数值。由式(5.8.7)可知,恒流驱动下全差动电桥的输出电压 V_o 的温度系数为 $(2 + \beta)$, 通过选择应变片材料的杂质浓度可使 $(2 + \beta) = 0$, 则输出电压 V_o 的温度系数为最小:

$$V_o = IR_0 K_0 \epsilon \quad (5.8.8)$$

恒压驱动半导体应变片全差动电桥输出电压为:

$$V_o = V_E \frac{\Delta R}{R} = V_E K \epsilon = V_E K_0 (1 + \beta T) \epsilon \quad (5.8.9)$$

恒压驱动方式下的温度系数 β 约为 $-2000 \times 10^{-6} \sim -3000 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, 可用晶体管 G 的基极-射极电压 V_{be} 的温度系数(约 $-1.8\text{mV}/^{\circ}\text{C}$)进行补偿。如图有:

$$V_{be} = (E_0 - V_E) \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

$$\therefore V_E = E_0 - V_{be} \frac{R_5 + R_6}{R_6} \quad (5.8.10)$$

$$V_o = K_0(1 + \beta T) \left[E_0 - V_{be} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \right] \epsilon \quad (5.8.11)$$

由式(5.8.11)可见,由于 β 为负温度系数,随温升 βT 项负向增加, $(1 + \beta T)$ 项随温升减小。但 V_{be} 随温升减小,故 $\left[E_0 - V_{be} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right) \right]$ 项随温升增加,可补偿 $(1 + \beta T)$ 项随温升的减小。

(二)电桥输出信号的三运放差动放大电路

恒流驱动方式和恒压驱动方式全差动半导体应变片电桥输出电压放大电路如图 5.8.3 和图 5.8.4 所示。由于半导体应变片电桥电阻较大,采用具有高输入阻抗的三运放直流差动放大器电路,否则电路会失控。

图 5.8.3 中采用恒流驱动方式半导体应变片电桥 P300-401G,电桥阻值约 $4.7\text{k}\Omega$,最大为 $6.6\text{k}\Omega$,工作电流 1.5mA 。若 $E_{in} = 1.5\text{V}$,则

$$R_c = \frac{1.5\text{V}}{1.5\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

由于电桥阻值较大,必须有较高的电压方可获得 1.5mA 的工作电流。电桥压降为 $1.5\text{mA} \times 6.6\text{k}\Omega = 9.9\text{V}$,加上 R_c 上的 1.5V 电压降,为 11.4V ,即运放 A_1 输出端电压为 11.4V 。因此取 $E_0 = 15\text{V}$, $R_0 = 27\text{k}\Omega$, $C_1 = 1\mu$,由 R_0 、 C_1 构成电源滤波电路。

P300-401G 半导体压阻电桥在工作电流 1.5mA 情况下,当压强为 $4 \times 10^5 \text{Pa}$ 时输出电压 $V_1 = (70 \pm 50)\text{mV}$,输出范围 $20\text{mV} \sim 120\text{mV}$ 。可见输出分散,而且范围宽,所以在放大器电路中必须设置调整电路。图中 VR_1 用于偏移调整, VR_2 用于增益调整。设放大器输出电压 V_o 的灵敏度为 $\pm 3\text{V}/(4 \times 10^5 \text{Pa})$,则可求出放大器增益范围:

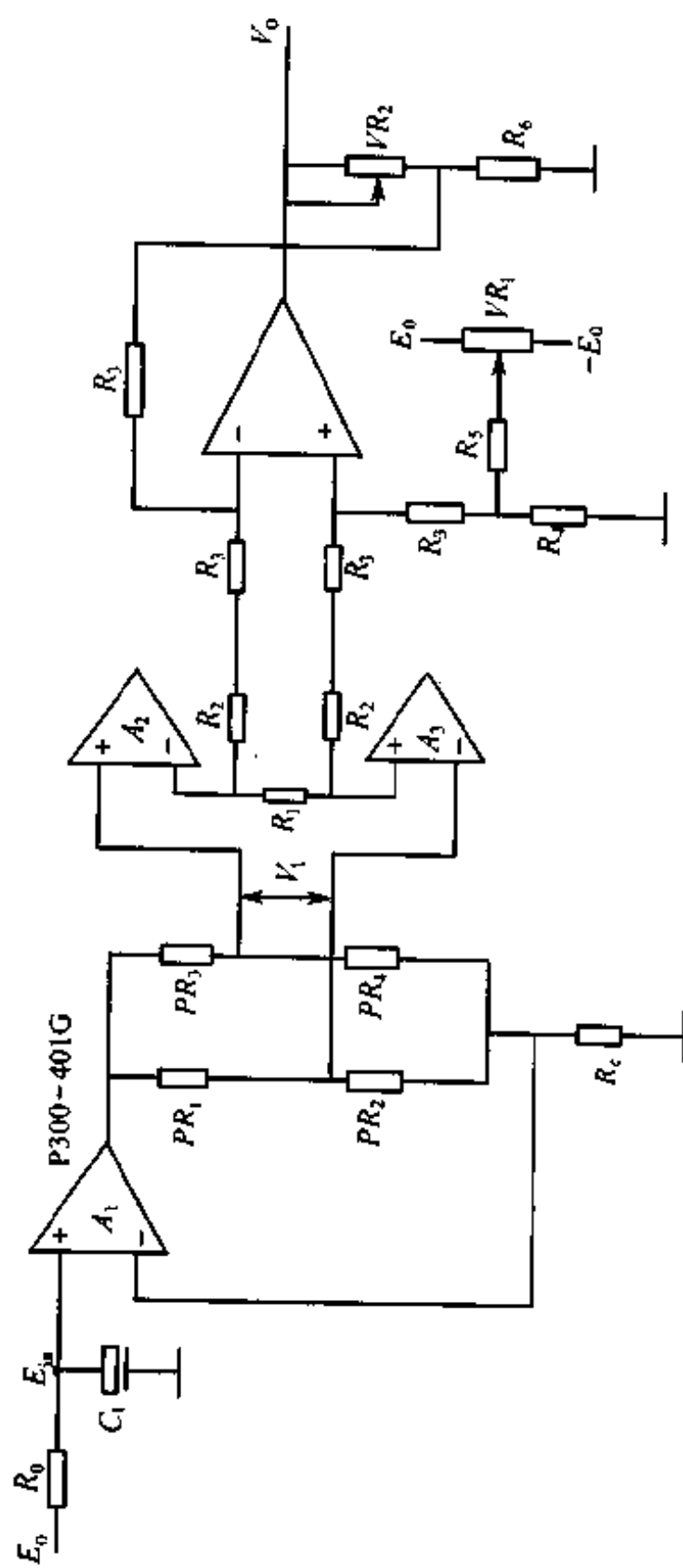


图5.8.3 恒流驱动半导体应变电桥三运放大电路

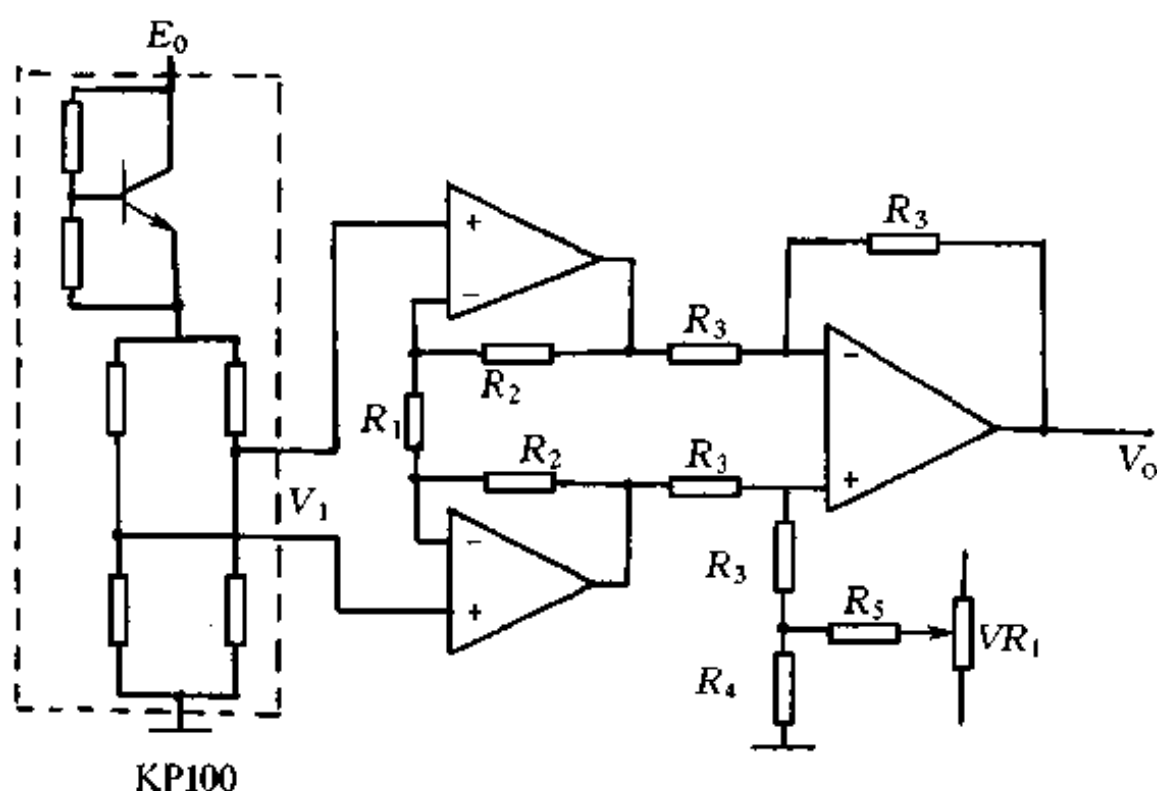


图 5.8.4 恒压驱动半导体应变电桥输出三运放放大电路

$$\frac{3V/4 \times 10^5 \text{Pa}}{20\text{mV}/4 \times 10^5 \text{Pa}} = 150$$

$$\frac{3V/4 \times 10^5 \text{Pa}}{120\text{mV}/4 \times 10^5 \text{Pa}} = 25$$

可见增益范围为 25~150。设计由运放 A_2 、 A_3 组成的第一级放大系数为 25, 则根据第一级放大的增益公式:

$$1 + 2 \frac{R_2}{R_1} = 25$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 12$$

取 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, 则 $R_2 = 120\text{k}\Omega$ 。若 $R_3 \gg R_4$, 则第二级运放 A_4 组成的差动放大增益为

$$1 + \frac{VR_2}{R_6}$$

$$25\left(1 + \frac{VR_2}{R_6}\right) = 150$$

$$\frac{VR_2}{R_6} = 5$$

取 $R_6 = 3.9\text{k}\Omega$, 则 $VR_2 = 19.5\text{k}\Omega$, 取 $VR_2 = 20\text{k}\Omega$ 可调。

偏移调整主要用于半导体应变片的零位温度偏移调节。半导体压阻电桥零位温度特性约为 $+0.25\text{mV}/^\circ\text{C}$, 取 $R_4 = 3\text{k}\Omega$, $R_5 = 100\text{k}\Omega$, $VR_1 = 10\text{k}\Omega$, 则在运放 A_4 的同相端可引入最大偏移调节电压 $\pm 0.4\text{V}$ 。

图 5.8.4 使用恒压驱动的 KP100A 型半导体压阻电桥, 其灵敏度为 $13\text{mV}/\text{V}\cdot\text{Pa}$ 。当驱动电压 $E_0 = 7.5\text{V}$ 时, 在 1Pa 压强下的电桥输出电压 97.5mV 。

电桥输出采用三运放直流差动放大器放大。设放大器输出电压灵敏度要求 $1\text{V}/\text{Pa}$, 则其增益为:

$$\frac{1\text{V}/\text{Pa}}{97.5\text{mV}/\text{Pa}} = 10.3$$

取 $R_4 \ll R_3 = 1\text{M}\Omega$, 则放大器增益方程为:

$$1 + 2 \frac{R_2}{R_1 + VR_1} = 10.3$$

$$\frac{R_2}{R_1 + VR_1} = 4.65$$

取 $R_2 = 51\text{k}\Omega$, $R_1 = 5.1\text{k}\Omega$, 则 $VR_1 = 5.9\text{k}\Omega$ 。取 $VR_1 = 20\text{k}\Omega$, 则增益在 $21 \sim 5$ 内可调。

KP100A 压阻电桥最大偏移电压为 $\pm 5\text{mV}$, 经放大后为 $\pm 52\text{mV}$, 在最大增益下为 $\pm 105\text{mV}$ 。在运放 A_3 同相端设置偏移电压调整电路。若取 $R_4 = 5.1\text{k}\Omega \ll R_3 = 1\text{M}\Omega$, $R_5 = 51\text{k}\Omega$, 则可获得最大偏移调整范围 $\pm 0.7\text{V}$ 。调整用 VR_1 实现。

二、数字式压力计传感器接口电路分析与设计

用 P300-401G 型半导体压阻电桥, 设计一便携式数字压力

计。使用数字显示器 SPD100-03 显示。测量范围 $\pm 1\text{kg}/\text{cm}^2 = \pm 9.8\text{N}/\text{cm}^2 = \pm 736 \times 133.3\text{Pa}$, 精度 2%~3%。

采用恒流驱动方式, 单运放同相放大。为了可便携, 采用 9V 电池, 由开关稳压器 TL499A 变换获得 $\pm 7.5\text{V}$ 电源供电路工作, 如图 5.8.5。

图中运放 A_2 和三极管 T_1 构成恒流驱动电路。运放 A_2 同相端基准电压为取自 TL499A 参考端的 1.26V , 此电压对 -7.5V 而言, 若设控制电流 1.5mA , 则:

$$R_3 = \frac{1.26\text{V}}{1.5\text{mA}} = 840\Omega, \text{取 } R_3 = 820\Omega$$

运放 A_1 为获得压阻电桥输出端 b 对地电位为 0V 而设置。一般电桥任一输出端对地电位不可能为 0V , 使用运放 A_1 的连接方法可以使 b 端对地电位为 0V 。如果不考虑偏移调节电位器 VR_1 , 则运放 A_1 同相端对地电位 0V , 利用运放虚短概念可知 b 端对地电位也为 0V 。这样, 电桥 a 端输出可采用单运放比例放大器, 不必用差动放大形式。

已知 P300-401G 型半导体压阻电桥在 1.5mA 工作电流条件下, $4 \times 10^5\text{Pa}$ 时的输出电压为 $V_1 = (70 \pm 50)\text{mV}$ 。在 $736 \times 133.3\text{Pa}$ 下的输出可作如下换算:

$$V_1 = \frac{(70 \pm 50)\text{mV}}{4 \times 10^5\text{Pa}} \times 9.8 \times 10^5\text{Pa} = (172 \pm 123)\text{mV}$$

要求输出 V_o 在 $736 \times 133.3\text{Pa}$ 下输出 1V , 则运放 A_3 组成的比例放大器增益为:

$$\frac{1\text{V}}{(172 \pm 123)\text{mV}} = 3.4 \sim 20 = \frac{R_5 + VR_2}{R_4}$$

取 $R_4 = 5.6\text{k}\Omega$, 则 $R_5 + VR_2 = 19 \sim 112\text{k}\Omega$, 取 $R_5 = 15\text{k}\Omega$, $VR_2 = 100\text{k}\Omega$, 则可获得所需增益调节范围。

取 $R_1 = 200\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 510\Omega$ 可获得偏移电压调节范围 $\pm 2.5\text{mV}$ 。

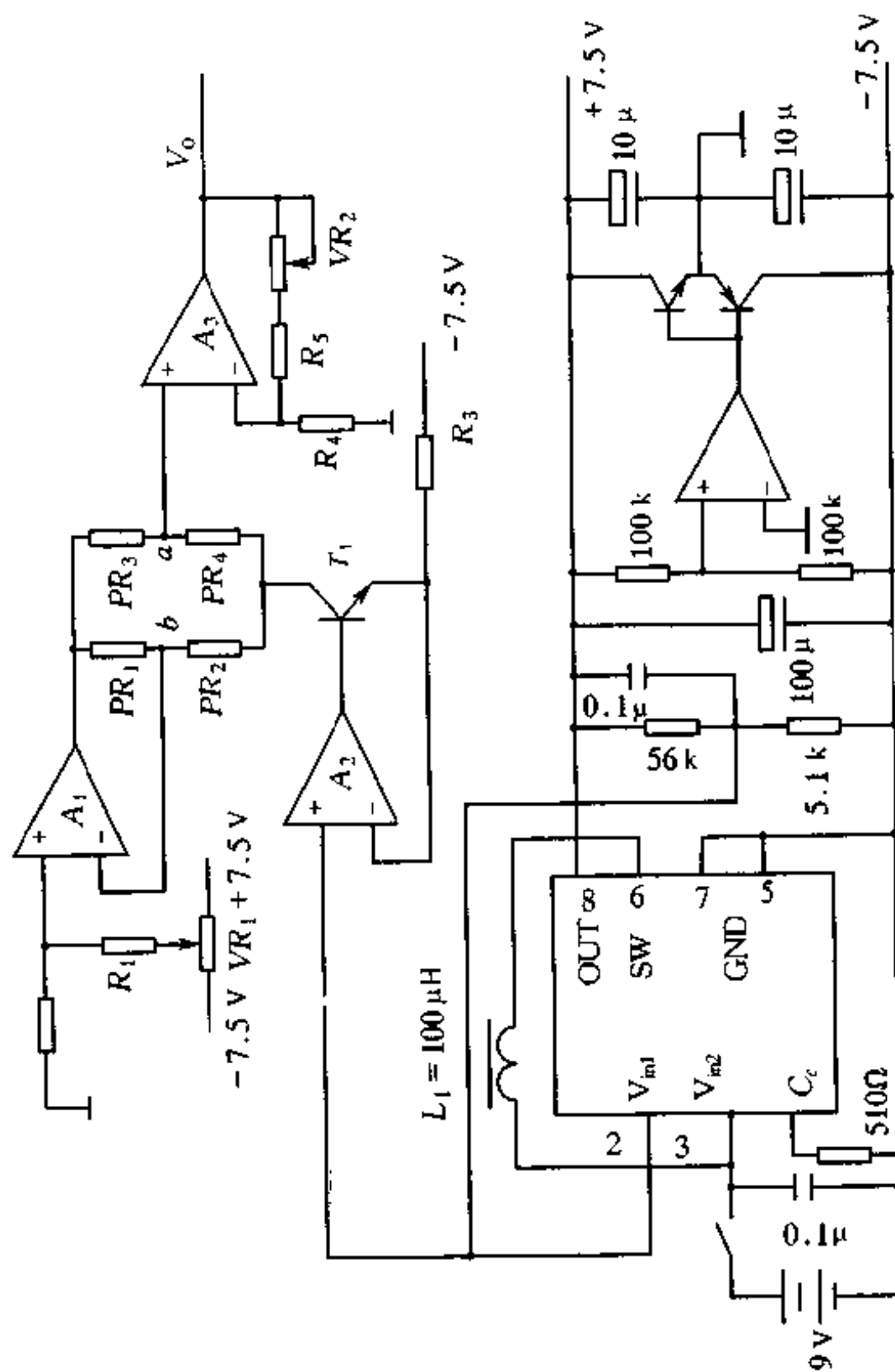


图5.8.5 数字式压力计模拟通道电路

§ 5.9 压电传感器电路分析与设计

某些材料在受外力作用时因几何形变而产生内部极化,在表面出现电荷,当撤消外作用力后又恢复原态,这种现象称为压电效应。能产生压电效应的材料有单晶(如石英晶体、酒石酸钾钠等)和多晶陶瓷(如钛酸钡、铌钛酸铅等)。用压电材料做成的压力敏感元件称压电元件。压电元件是一种内阻很大的容性电荷发生器,其所具有的电容量、电容上累积的电荷量以及电容的开路电压之间具有如下关系:

$$V_s = \frac{Q_s}{C_s} \quad (5.9.1)$$

式中 C_s 为压电元件所具有的电容量,与压电元件的几何结构参数和材料参数有关:

$$C_s = \frac{\epsilon_0 \epsilon A_s}{d_s} \quad (5.9.2)$$

式中 ϵ_0 为真空介电常数; ϵ 为压电材料的相对介电常数(如石英晶体 $\epsilon=4.5$ 、钛酸钡 $\epsilon=1200$); A_s 为电容器工作面积; d_s 为电容器极间距离。电容上累积的电荷量一般与外作用力之间具有正比关系,我们称之为压电方程:

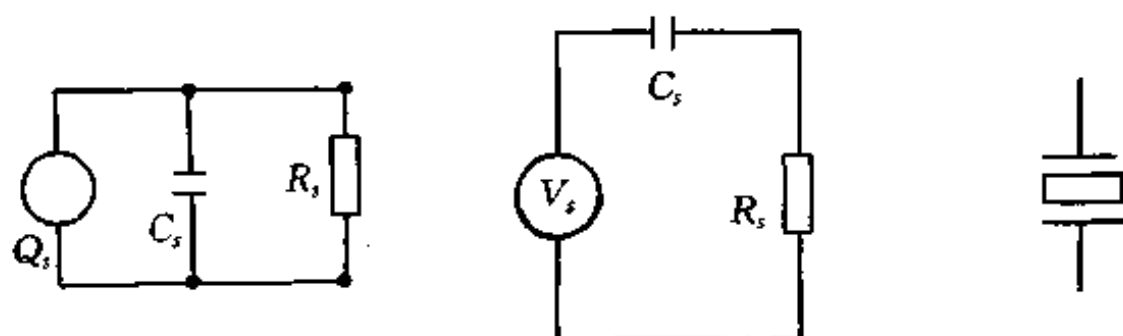
$$Q_s = DF \quad (5.9.3)$$

$$V_s = \frac{1}{C_s} DF \quad (5.9.4)$$

式中 D 为压电系数, F 为外作用力。

压电元件可用等效电路表示,如图 5.9.1 所示。其中,(1)小图是以电荷灵敏度表示的压电元件等效电路;(2)小图是以电压灵敏度表示的压电元件等效电路。图中 R_s 是压电元件的内电阻或称漏电阻。在两种等效电路中,具有相同的电路电流表达式:

$$I_s = \frac{j\omega C_s V_s}{1 + j\omega R_s C_s} = \frac{j\omega Q_s}{1 + j\omega R_s C_s} \quad (5.9.5)$$



(1) 电荷等效电路

(2) 电压等效电路

(3) 电路符号

图 5.9.1 压电元件等效电路

一、压电元件接口电路分析

压电元件内阻大、电荷信号微弱,是其最大特点。因此,设计压电元件接口电路的一般原则是接口电路不能从压电元件上吸收能量,也就是说压电元件驱动负载的能力太弱。由此,压电元件要求用前置放大器电路作接口电路,而且前置放大器必须具有如下特点:

(1) 将压电元件的高阻抗输出转换为低阻抗输出,使之能用一般方法进行信号处理。

(2) 同时对弱信号进行放大,使之具有负载驱动能力。

实际接口电路要做到不从压电元件吸收能量是十分困难的,通常要求接口电路输入电阻大于 $10^{11} \Omega$ 。压电元件接口电路通常采用前置电压放大器或前置电荷放大器。当压电元件与前置放大器连接时,应考虑电缆等效电容、放大器输入电容和输入电阻的影响。

(一) 前置电压放大器电路

压电元件与前置电压放大器的连接等效电路如图 5.9.2 所示。图中 C_c 是电缆等效电容, C_i 是放大器输入电容, R_i 是输入电阻。两种形式的等效电路实质一样,具有相同的电路方程。若

令 $C = C_c + C_i$ 、 $R = \frac{R_i R_s}{R_i + R_s}$, 则电路方程为:

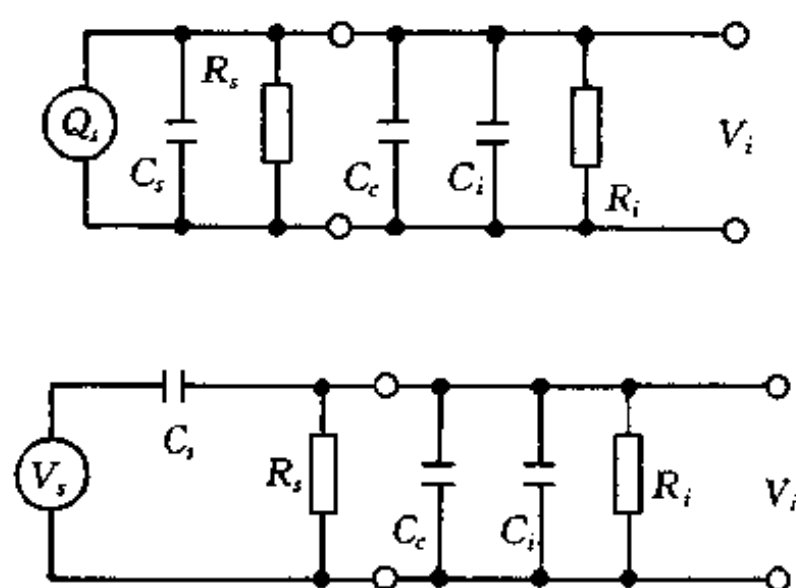


图 5.9.2 压电元件前置电压放大接口等效电路

$$V_i = \frac{j\omega R C_s V_s}{1 + j\omega R (C_s + C)} = \frac{j\omega R Q_s}{1 + j\omega R (C_s + C)} \quad (5.9.6)$$

$$|V_i| = \frac{\omega R Q_s}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_s + C)^2}} \quad (5.9.7)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan[\omega R (C_s + C)] \quad (5.9.8)$$

当 $\omega^2 R^2 (C_s + C)^2 \gg 1$ 时, $\varphi \rightarrow 0$, 则

$$V_i = \frac{Q_s}{C_s + C} = \frac{Q_s}{C_s + C_c + C_i} \quad (5.9.9)$$

可见放大器输入电压 V_i 与电缆电容 C_c 有关, 而与频率无关。因此改变电缆长度, 必须重新调整放大器电压灵敏度, 否则引起误差。同时, 也可知扩展频带下限频率的方法。下限频率与时间常数 $R(C_s + C)$ 有关, 增加时间常数, 可以扩展频带下限频率。但是, 增加时间常数不能用增加电容量的方法, 这会影响放大器输入电压灵敏度, 只能用增加放大器输入电阻 R_i 的方法增加时间常数。

在低频时,若 $R^2\omega^2(C_s + C)^2 \ll 1$ 时, $\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$, 则:

$$V_i = j\omega RQ_s \quad (5.9.10)$$

低频下限频率 $\omega_l = \frac{1}{R(C_s + C)}$, 与压电元件内阻和电容有关, 但通常由放大器输入阻抗决定。下限频率为 0.1Hz。

(二)前置电荷放大器

电荷放大器是带有反馈电容的高增益放大器, 如图 5.9.3 所示为电荷放大器等效电路, 图中已忽略 R 。根据等效电路可列电路方程:

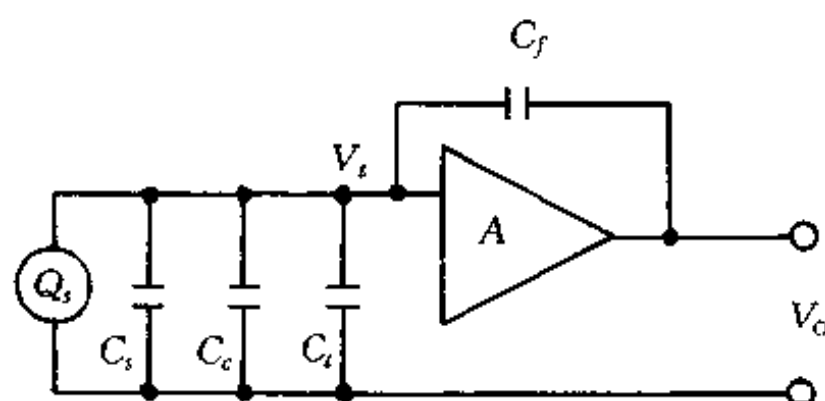


图 5.9.3 前置电荷放大器电路

$$V_o = AV_i$$

$$Q_s = V_i(C_s + C_c + C_i) + (V_i - V_o)C_f$$

$$V_o = \frac{AQ_s}{C_s + C_c + C_i - (A-1)C_f} = \frac{AQ_s}{C_s + C_c + C_i + C_f - AC_f}$$

当 $A \gg 1$, $AC_f \gg C_s + C_c + C_i + C_f$ 时, 则:

$$V_o = -\frac{Q_s}{C_f}$$

可见在放大器增益足够大时, 放大器输出电压与压电元件产生的电荷量成正比, 而与电缆电容 C_c 无关, 这是前置电荷放大器的重要特点。前置电荷放大器可忽略电缆电容影响的电缆长度可达

300m。典型前置电压放大器和前置电荷放大器的特性列见下表：

4022 型前置电压放大器		3048 型前置电荷放大器	
电源	+ 120VDC	电源	100VAC
频率范围	2~200kHz	频率范围	0.1~10kHz
增益	-0.005dB	最大输入电容	10000pF
输入阻抗	2500M Ω //1pF	压电元件	10~99.9pC/G
最大输入电压	30VR·M·S	动态范围	100dB
噪声电平	20 μ V	H·P·F	1Hz 5Hz

压电元件实用接口电路多采用前置电荷放大器电路。

二、微振压电加速度传感器电路

压电元件可用于检测 0.3Hz~几十 kHz 范围的微振动,或 $10^{-5} \sim 10^4 g$ ($g = 9.8m/s^2$) 范围的加速度。现代精密工业生产要求微振作业环境,环境位移量应保持在数微米至数亚微米 (1~100Hz) 以下,其折算加速度为 $10^{-6} g$ 数量级。我们讨论用压电元件做成的这种微振检测电路,如图 5.9.4 所示。图中采用 PV-96 型压电元件,用电荷前置放大器与压电元件接口,再经一级调整放大器输出。

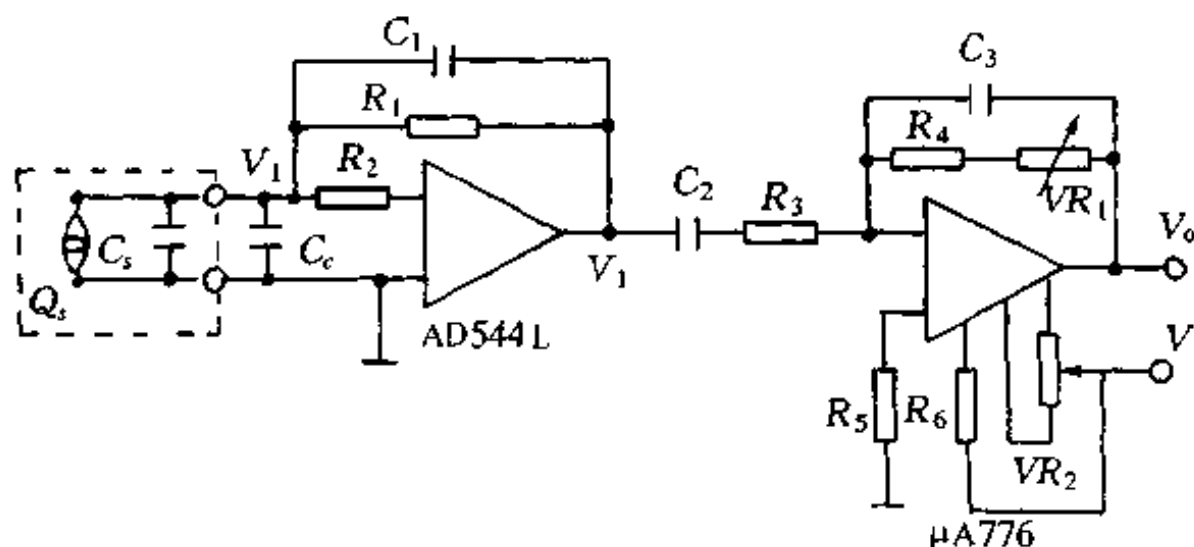


图 5.9.4 微振检测电路

PV-96 型压电元件参数列表如下：

电荷灵敏度：约 10000pC/G

静电容：约 6000pF

振动频率：0.1~100Hz

绝缘电阻：大于 10GΩ

工作温度：≤200°C

PV-96 型压电元件，为改善其信噪比，在提高灵敏度和降低静电电容上做了不少工作。而且，还采用了剪切型结构抑制瞬间温度变化产生电荷的热效应。

前置电荷放大器为 AD544L。其中 $R_2 = 1\text{M}\Omega$ ，是运放保护电阻。 R_2 、 C_2 应根据时间常数和降噪要求选择。在低频应用时，随频率降低而 $\frac{1}{f}$ 噪声突出。电荷放大器的电压噪声在 μV 级，而后级调整放大器的电压噪声在 μV 以下，电流噪声更小。因此，电路噪声的大小由电荷放大器的噪声决定。若设电荷放大器输入噪声为 V_{in} ，则其输出噪声为：

$$V_{In} = V_{in} \left(\frac{C_s + C_c}{C_1} + 1 \right)$$

电荷放大器输出电压灵敏度为 $\frac{Q_s}{C_1}$ ，则其输出信噪比为：

$$\frac{S}{N} = \frac{V_{in}}{Q_s} (C_s + C_c + C_1)$$

可见提高信噪比的有效措施是降低电荷放大器的反馈电容 C_1 。但是，电荷放大器的截止频率由时间常数 $R_1 C_1$ 决定。为了获得低于 0.1Hz 的截止频率，则

$$\frac{1}{2\pi R_1 C_1} < 0.1$$

$$R_1 C_1 > 1.6$$

取 $R_1 = 10\text{G}\Omega$ ，则 $C_1 > 160\text{pF}$ ，取 $C_1 = 300\text{pF}$ 。可见反馈电容的减小受低频响应特性的限制。当取 $R_1 = 10\text{G}\Omega$ 、 $C_1 = 300\text{pF}$ 时，低频

截止频率为:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 0.053\text{Hz}$$

后级输出调整放大器由多功能可编程集成运算放大器 $\mu\text{A}776$ 构成。使用时从第 8 脚送入合适的工作电流。考虑低噪声化,调整工作电流为 $15\mu\text{A}$ 。后级放大器电路方程为:

$$V_o = -V_i \frac{R_4 + VR_1}{R_3} \cdot \frac{j\omega R_3 C_2}{(1 + j\omega R_3 C_2)[1 + j\omega(R_4 + VR_1)C_3]}$$

若输出灵敏度为 50mV/gal ($1\text{gal} = 1\text{cm/s}^2$, 约 50V/G), 则可求得放大器增益

$$\begin{aligned} \frac{R_4 + VR_1}{R_3} &= \frac{50\text{V/G}}{10000\text{pC/GC}_1} \\ &= \frac{50\text{V/G}}{33\text{V/G}} = 1.5 \end{aligned}$$

取 $R_3 = 100\text{k}\Omega$, 则 $R_4 + VR_1 = 150\text{k}\Omega$ 。取 $R_4 = 130\text{k}\Omega$, $VR_1 = 30\text{k}\Omega$ 可调。

§ 5.10 超声传感器电路分析与设计

所谓超声,是指频率在 16kHz 以上的声波。用于检测超声波的超声敏感元件,目前多为超声压电陶瓷振子。超声压电陶瓷元件有两种结构形式:一种是将压电陶瓷片与一片金属粘在一起,称单压电片式结构;另一种是将两片压电陶瓷片粘在一起,称双压电片式结构。当超声波束射在压电片上时,压电片因振动而产生压电信号输出。相反,若在压电片上加振荡电压,则压电片将产生超声波信号输出。因此,超声敏感元件既可作超声波的接收元件,也可作超声波的发送元件。

超声元件可以等效为一个 RLC 电路,如图 5.10.1 所示,其中左小图为超声元件符号。根据等效电路,可求得超声元件方程:

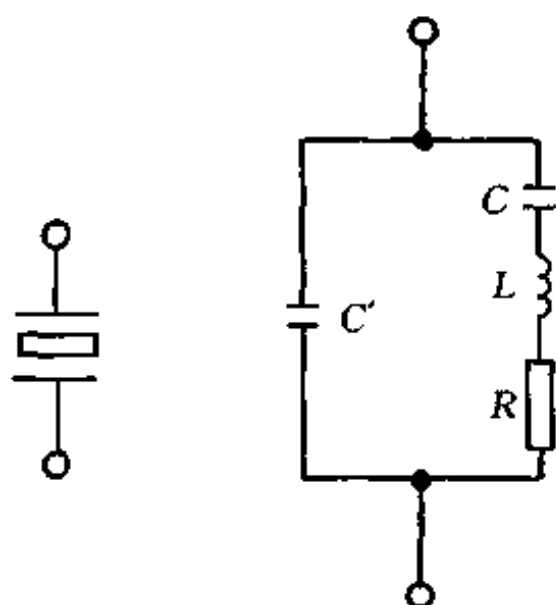


图 5.10.1 超声元件等效电路及符号

$$z = \frac{1 - LC\omega^2 + j\omega RC}{j\omega C' \left[\left(1 + \frac{C}{C'}\right) - LC\omega^2 + j\omega RC \right]} \quad (5.10.1)$$

令 $\omega_a^2 = \frac{1}{LC}$ (5.10.2)

$$\omega_b^2 = \omega_a^2 \left(1 + \frac{C}{C'}\right) \quad (5.10.3)$$

则
$$z = \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_a^2} + j\omega RC}{j\omega C' \left(\frac{\omega_b^2 - \omega^2}{\omega_a^2} + j\omega RC \right)} \quad (5.10.4)$$

由式(5.10.4)可作阻抗谐振特性曲线如图 5.10.2。其中 ω_a 是由 RLC 支路决定的串联谐振的共振频率； ω_b 是由 LCC' 并联电路决定的并联共振频率。当 $\omega_a < \omega < \omega_b$ 时，呈感性谐振特性；当 $\omega < \omega_a$ 、 $\omega > \omega_b$ 时呈容性谐振特性。这种谐振特性是具有高 Q 值的陶瓷振子才有的特性，因此可以利用这种特性构成超声传感器特有电路。超声陶瓷元件在低频共振点 ω_a 的阻抗低，发送灵敏度高；在高频共振点 ω_b 的阻抗高，接收灵敏度高，如图 5.10.2 中

虚线所示。实际上正是利用这种特性,分别作成超声发送器和超声接收器。由于超声陶瓷元件的这种共振特性,即使用方波驱动发送器,通过接收器接收输出的信号也是正弦波信号。

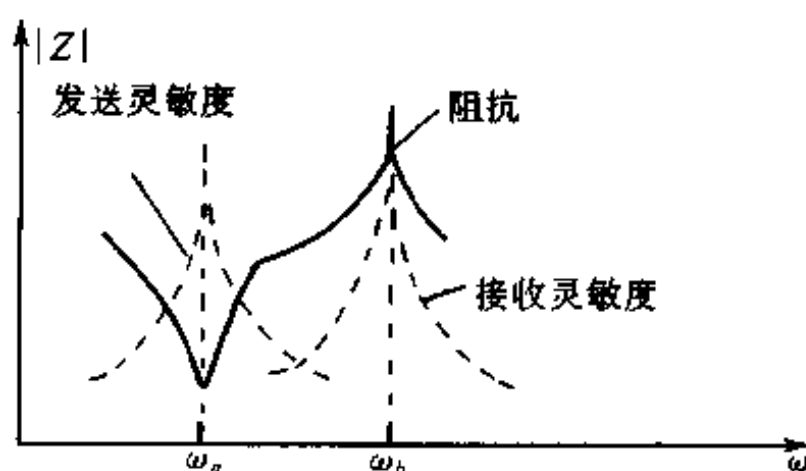


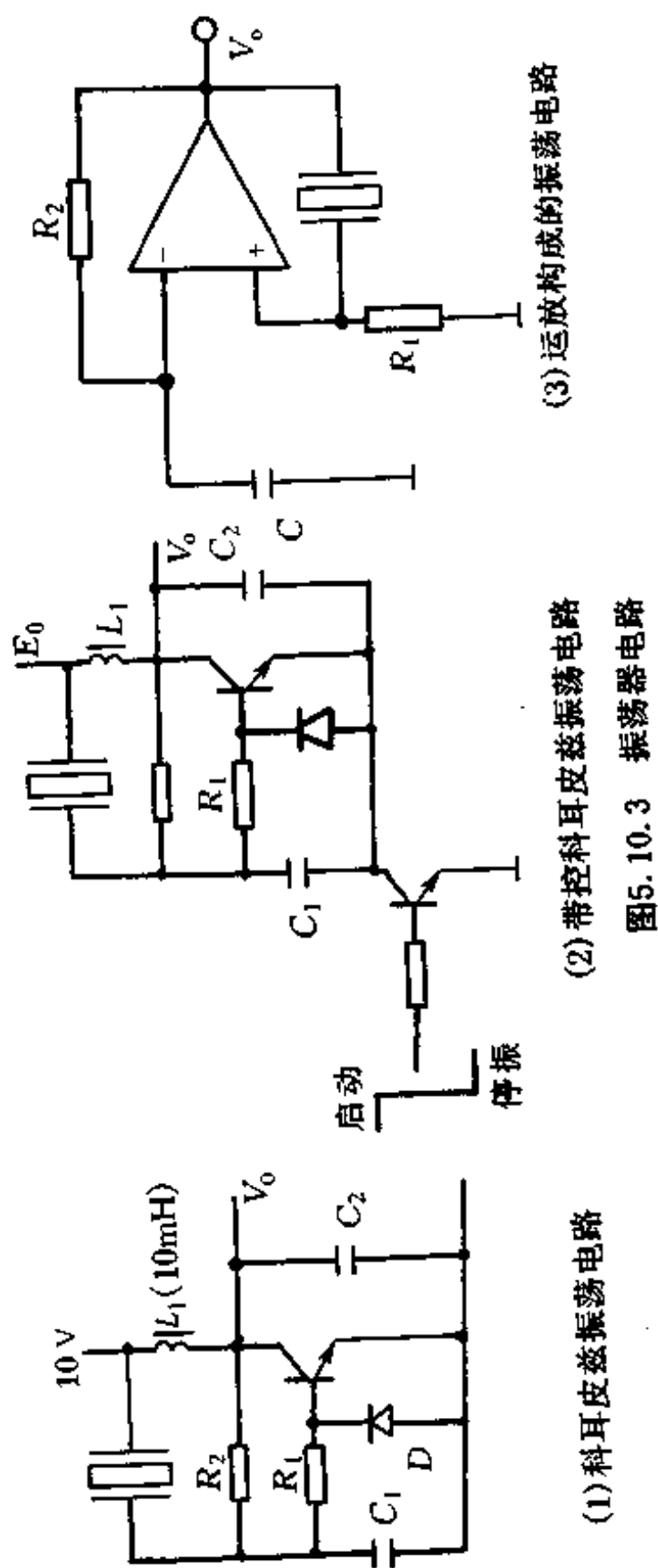
图 5.10.2 超声元件阻抗特性

超声元件分通用型、宽带型、封闭型和高频型等种类。通用型超声元件的频带窄,一般为数千赫,具有频率选择性和抗扰性强的优点。通用型元件灵敏度高,一般分别做成发送器和接收器,并配对使用。窄带元件如若需要扩展频带,其最简单的方法是在接收器上接电感负载,以形成新的甚至比 ω_a 低的共振点。宽带型器件的工频带内有两个共振点,因此一个器件可兼发送与接收两用。封闭型器件是适于室外环境中使用的器件,例如可作汽车后检装置。高频型器件的中心频率为 200kHz,具有发送方向性强的优点,可用于高分辨测量。

一、超声传感器基本电路

(一)超声发送器驱动电路

超声发送器驱动方式分自激振荡式和他激振荡式两种。自激振荡式电路利用超声元件自身的共振特性,在共振频率附近产生振荡,驱动超声元件发送超声波。图 5.10.3 为自激振荡电路的几种形式。(1)小图为科耳皮兹振荡电路,超声振子振荡于感性频



段,与 ω_a 频率不一致,偏向于 ω_b 。通过调节电容 C_1 、 C_2 的电容量,可使发送频率接近 ω_a 。由此可知,科耳皮兹振荡电路发送灵敏度偏离元件最大灵敏度,发送效率不高。(2)小图是带控制的科耳皮兹振荡电路。当控制晶体管导通时启振,截止时停振。电路从启振到达稳定振荡需要一定的时间。(3)小图是由运放组成的自激振荡电路。图 5.10.4 是由芯片 555 组成的带控自激振荡电路。超声元件的驱动电路有多种形式,读者不难在有关资料中找到。

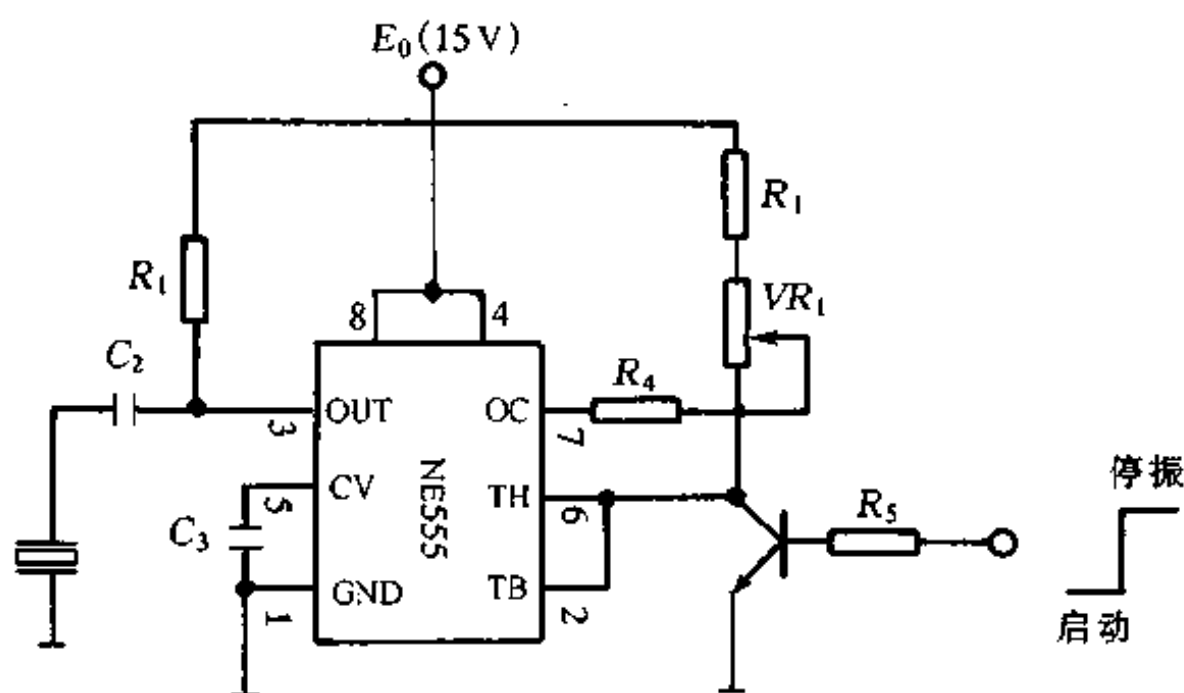


图 5.10.4 555 振荡电路

(二) 超声接收器电路

超声接收器输出信号一般在 $1\text{mV} \sim 1\text{V}$ 之间,因此接收电路应有 100 倍以上的放大系数。当工作频率在 40kHz 以上时,应采用高速运放,如 TL080、LF356、LF357、MC34080 等系列运放作放大器。单级运放增益宜在 100 倍以下,提高增益靠增加运放放大级数解决。由 MC34080 组成的多级放大超声接收器电路如图 5.10.5 所示。每一级的增益 100 倍,级数的选择根据实际需要决定。图 5.10.6 为用视频放大器 LM733 组成的超声接收器电路。

LM733 可提供 10、100、400 倍增益,但增益越大,输入电阻越小,故取增益为 100 倍。后级用交流差动放大输出。图 5.10.7 为用比较器组成的超声接收器电路。比较器 LM393 无需相位补偿,适于高速工作。为降低噪声,在正反馈上加少量滞后电压。

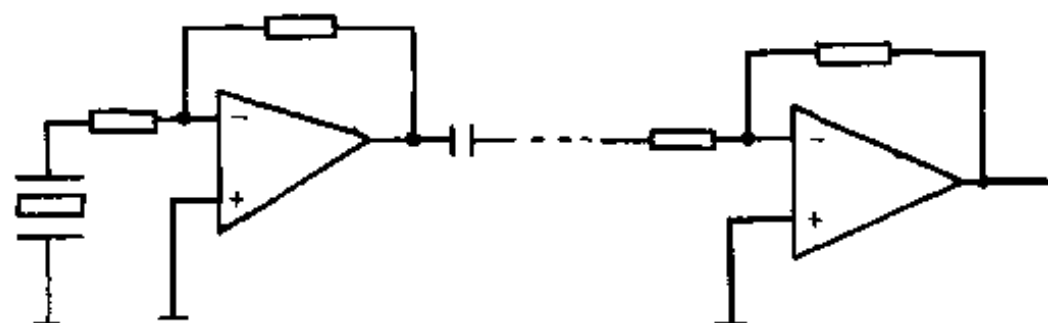


图 5.10.5 多级放大超声接收电路

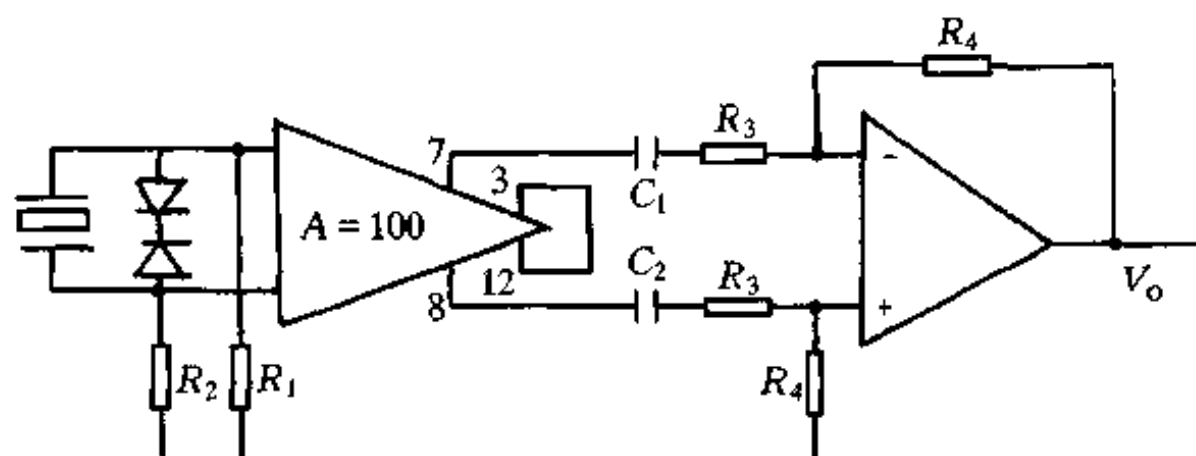


图 5.10.6 视频放大器超声接收电路

(三) 超声传感器应用

我们知道,超声波在空中、水下以及金属类固体中均能传播。但是,同一种超声传感器并不能作一切用途,而必须根据实际情况选择设计。超声波与传播介质(气体、液体、固体)之间的声阻抗必须匹配,如空气、水、钢之间的声阻抗差别很大,比值约为 $1:3.4 \times 10^3:110 \times 10^3$ 。超声波频率的选择,粗略地说,在空气中以小于 100kHz 为宜,液体中以数十千赫到几兆赫为宜,金属超声探

伤多为 1 兆赫到十几兆赫，超声诊断仪约 1 兆赫到 ~20 兆赫。具体频率可根据超声波传播距离、衰减及被测物体大小加以选择。

超声传感器应用基本类型分透射型、发送接收分离反射型、发送接收兼用反射型，如图 5.10.8 所示。其中发送接收兼用反射型用脉冲波，但需切换电路，且仅适于远距离探测，这种系统也称脉冲超声系统。

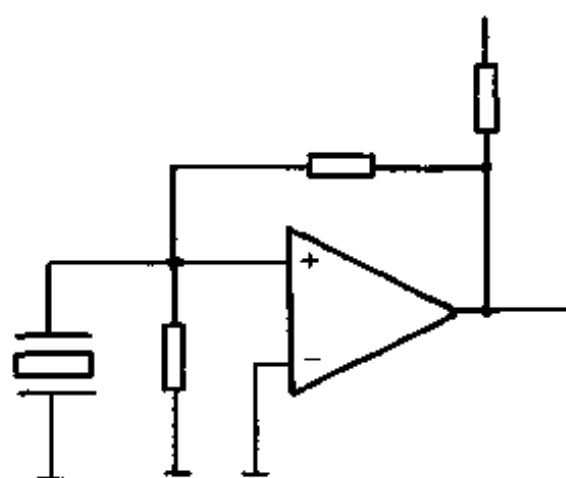


图 5.10.7 比较器超声接收电路

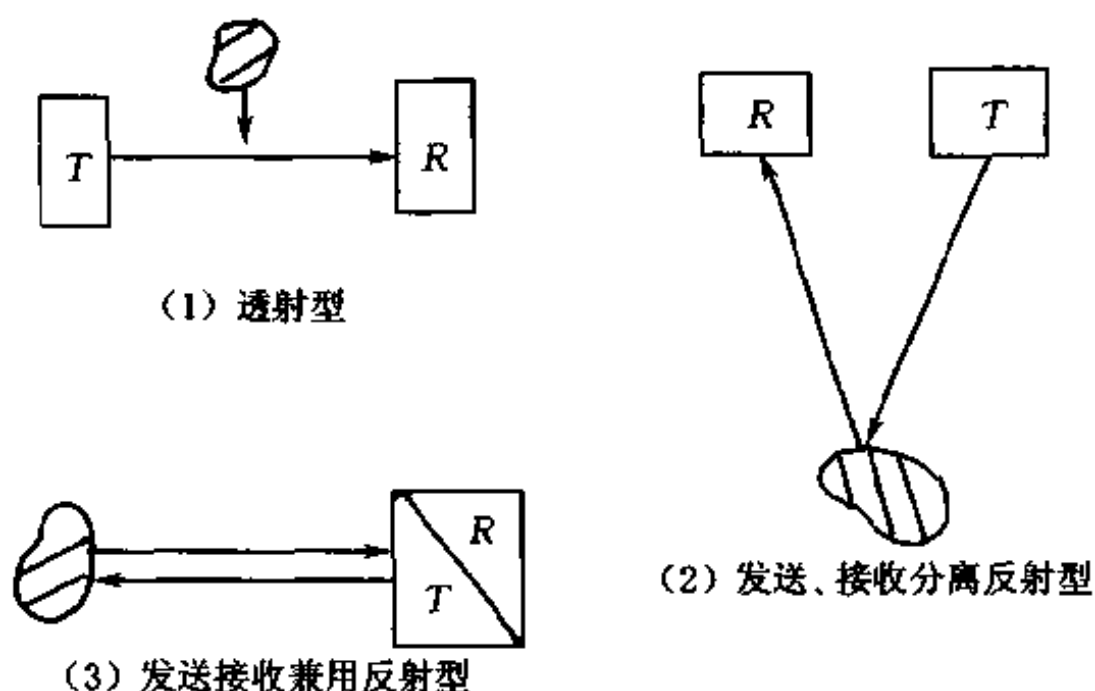


图 5.10.8 超声传感器应用基本类型

二、透射型超声传感器电路

如图 5.10.9 为透射型超声传感器电路，图中由 NE555 定时

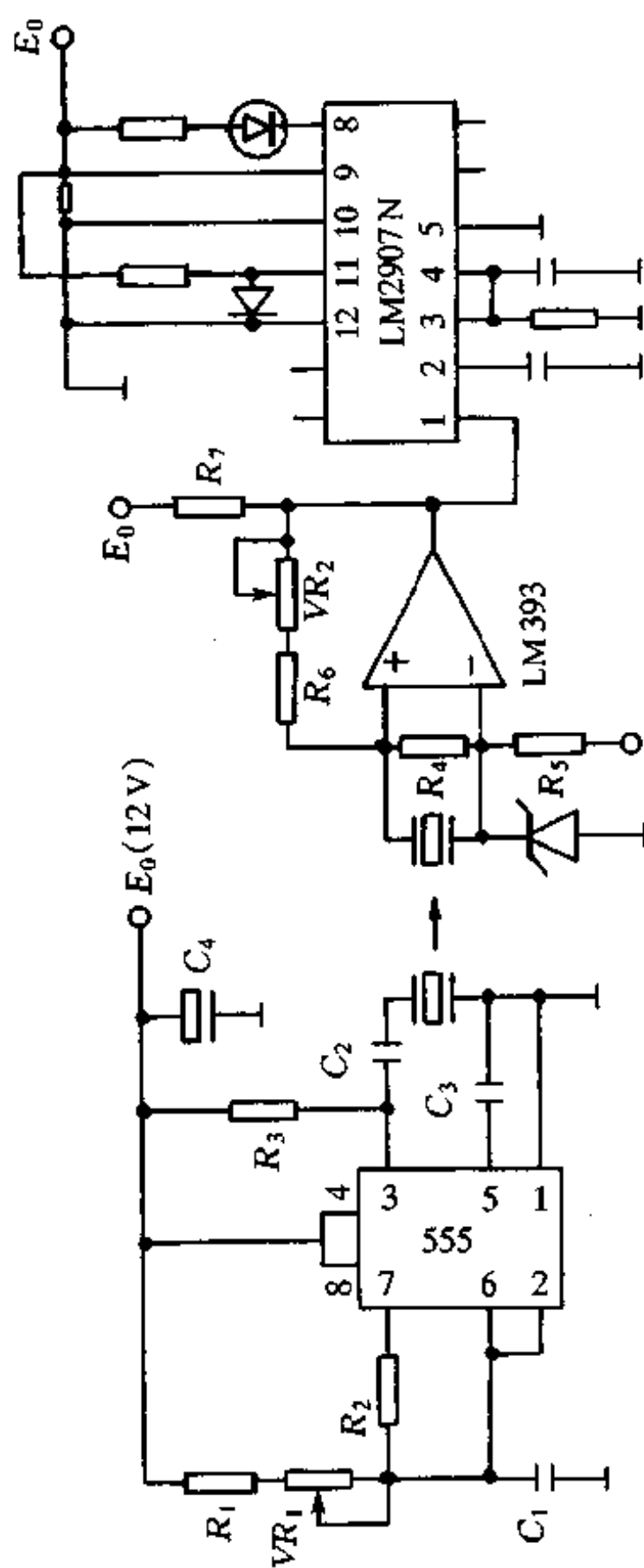


图 5.10.9 透射型应用电路

器构成他激式超声发送器电路。由比较器 LM393 构成超声接收器电路。比较器输出送 LM2907N。LM2907N 芯片内有频率-电压转换器和比较器电路。经 LM2907N 频率-电压转换器转换的电压为 $V = E_0 f_{in} R$ 。信号输出由 LM2907N 第 8 脚上的发光二级管指示。

三、脉冲超声系统电路

脉冲超声系统是发送接收兼用反射型超声应用系统，由发射器、接收器和信号处理、显示等部分组成，如图 5.10.10 所示。接收器输入端的双向限幅二极管对发送信号和过大的输入信号限幅，以使接收电路不被阻塞。连接超声元件的电缆在 MHz 范围内不应超过数米，以免电缆杂散电容引起输入信号衰减和波形模糊。

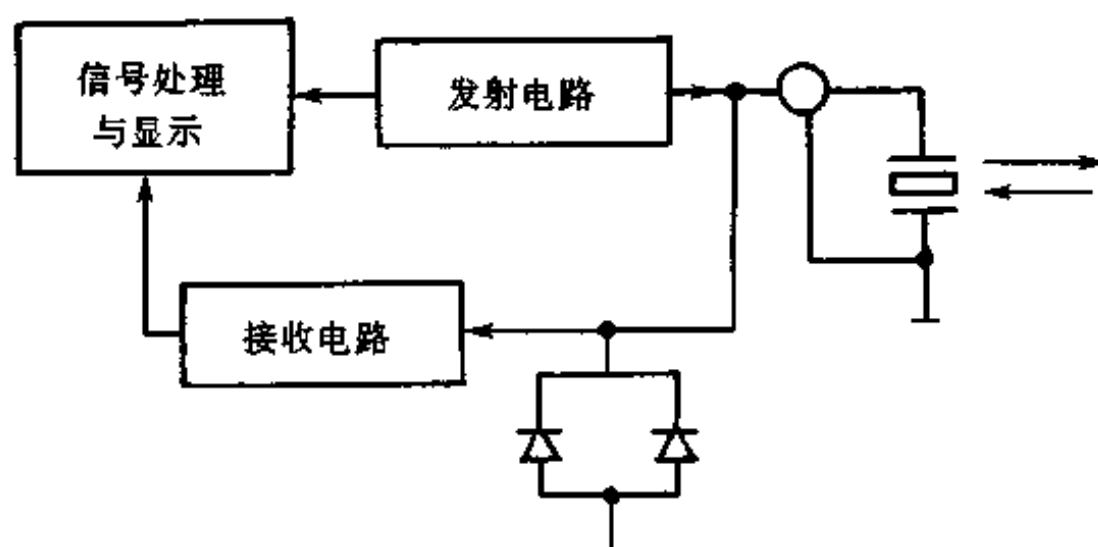


图 5.10.10 收发兼用脉冲系统原理图

图 5.10.11 为超声发送器驱动电路。电路中采用可控硅作脉冲开关，电路结构简单。在可控硅控制极加正向触发脉冲时，可控硅导通，电容 C_1 (1000p) 通过可控硅、 VR_1 (500 Ω)、 R_1 (22 Ω) 放电， V_1 为负向脉冲用以驱动超声发送元件。放电时间（即 V_1 脉冲宽度）通过 VR_1 调节。可控硅驱动电路可以获得高压驱动脉冲，但脉冲（负向）上升时间不快，约 50ns~100ns，因此重复频率应

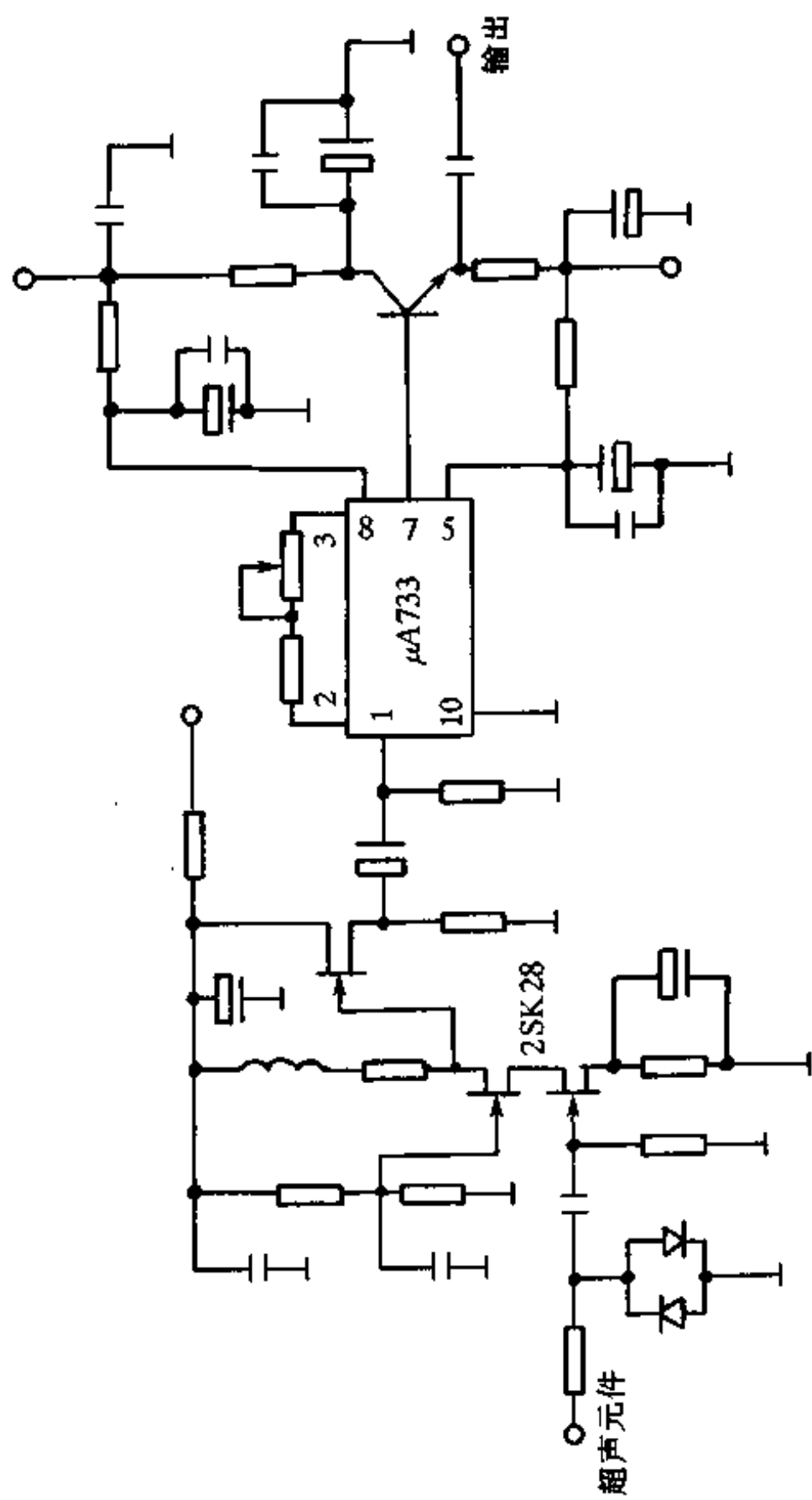


图5.10.14 超声接收放大器电路

3SK28 作前级放大、跟随器输出,其输入阻抗高。超声元件接收输入电平一般在 30dB~100dB($1\mu\text{V}=0\text{dB}$)之间,可据此确定电路增益。电路频率特性覆盖范围为 1~10MHz。

§ 5.11 电容式传感器电路分析与设计

利用电容器有关参数的变化而实现信息变换的元件称电容式敏感元件。一般电容器的电容量可表达为:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon A}{d} \quad (5.11.1)$$

式中 $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{F/m}$ 为真空介电常数。 ϵ 为电容器极板间介质的相对介电常数,当其为空气时 $\epsilon = 1$ 。 A 为极板面积(m^2), d 为极板间距(m)。改变式(5.11.1)中不同电容参数,可做成不同类型的电容式敏感元件。一般电容式敏感元件的电容量在 10~100pF 之间,输出阻抗在 $10^3\Omega \sim 10^7\Omega$ 之间,输出功率很小。

电容式传感器广泛用于位移、振动、角度、压力、液面、料面、成分含量等方面的测量。电容式敏感元件具有结构比较简单、容易设计的优点,但也有容易受分布电容影响和非线性等缺点。电容式敏感元件多采用交流电桥或谐振电路作接口变换电路。

一、电容式敏感元件的交流电桥接口电路

将电容式敏感元件作交流电容电桥的工作臂,电桥供电电源为等幅高频稳定的交流电压。当工作电容发生变化时,在电桥输出端可获得受工作电容变化调制的调幅波信号输出。调幅波信号经放大、解调后,获得低频信号输出,如图 5.11.1 所示。交流电桥接口如图 5.11.2 所示。图中 E 为等幅高频稳定的电桥供电电压。 $C_0 + \Delta C$ 为电容式敏感元件,即电桥工作电容, ΔC 为电容变化量, C_0 为敏感元件静态电容量。电桥在静态平衡条件下为等臂电容电桥。电桥不平衡输出为:

$$V_o = \frac{E}{2} \cdot \frac{\frac{\Delta C}{C_0}}{2 + \frac{\Delta C}{C_0}} \quad (5.11.2)$$

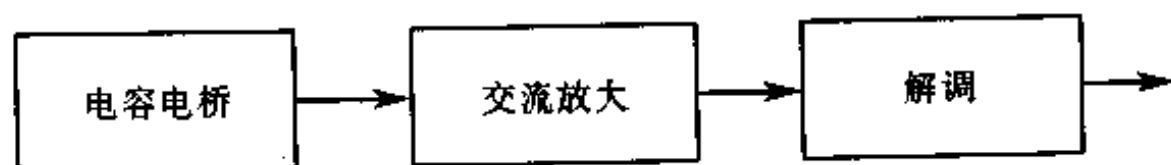


图 5.11.1 电容式传感器电路原理

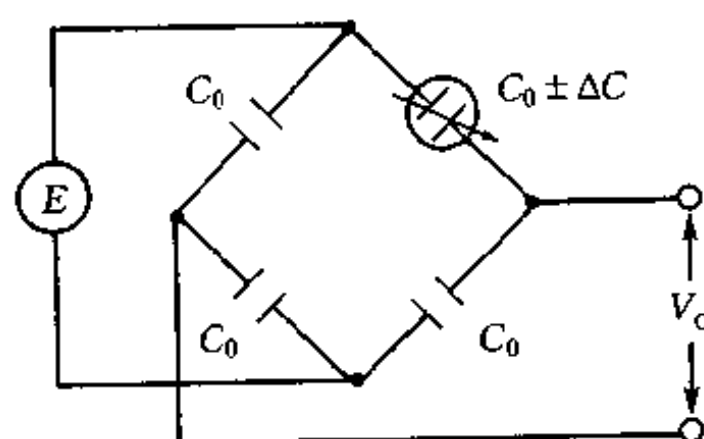


图 5.11.2 电容电桥接口电路

可见电桥输出与敏感元件相对灵敏度 $\frac{\Delta C}{C_0}$ 之间为非线性关系。当 $\frac{\Delta C}{2C_0} < 1$ 时有近似线性关系：

$$V_d = \frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta C}{C_0} \quad (5.11.3)$$

式(5.11.3)与式(5.11.2)之间有线性偏差：

$$e = V_d - V_o = \frac{E}{4} \cdot \frac{\left(\frac{\Delta C}{C_0}\right)^2}{2 + \frac{\Delta C}{C_0}} \quad (5.11.4)$$

相对非线性误差为：

$$e' = \frac{e}{V_{cl}} = \frac{\frac{\Delta C}{C_0}}{2 + \frac{\Delta C}{C_0}} \approx \frac{\Delta C}{2C_0} \quad (5.11.5)$$

根据允许非线性误差范围,可设计敏感元件电容量的变化范围。

例如,若要求 $e' \leq 1\%$,则可求得 $\frac{\Delta C}{C_0} \leq 2\%$ 。

差动交流电桥接口电路如图 5.11.3 所示。根据电路可求空载输出电压为:

$$V_o = E \frac{(C_0 - \Delta C) - (C_0 + \Delta C)}{(C_0 + \Delta C) + (C_0 - \Delta C)} = -\frac{\Delta C}{C_0} E \quad (5.11.6)$$

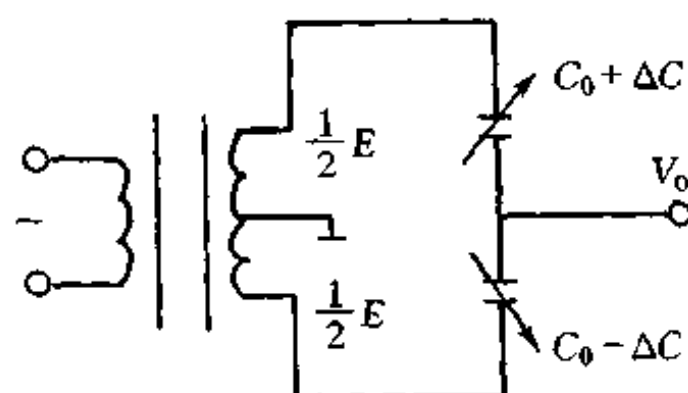


图 5.11.3 差动电容电桥接口

交流电桥平衡参数必须仔细设计,而且对电源的高次谐波不能平衡。因此,往往引入附加平衡调整装置。而附加平衡调整装置对输出具有分路作用,从而降低电桥灵敏度。因此,附加平衡调整装置也需仔细设计。

二、电容式敏感元件的谐振式接口电路

根据电容式敏感元件的特性,可以采用不同形式的谐振式接口电路。当对电容变换线性要求不高时,可采用检测谐振回路阻抗的方法接口,如图 5.11.4 所示。图中 rLC_x 为敏感元件组成的谐振回路,该谐振回路阻抗为:

$$Z = \frac{r + j\omega L}{1 - \omega^2 LC_x + j\omega r C_x} \quad (5.11.7)$$

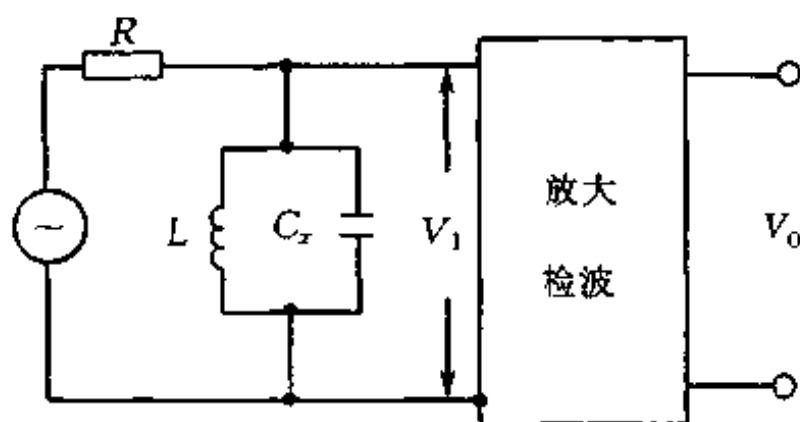


图 5.11.4 谐振式接口

$$\frac{V_1}{E} = \frac{Z}{R+Z} = \frac{1}{1 + \frac{R}{r + j\omega L} [1 - \omega^2 LC_x + j\omega r C_x]} \quad (5.11.8)$$

设电路谐振工作频率 ω_0 , 即工作于谐振频率 ω_0 , 且设:

$$\omega_0 = k \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$$

$$C_x = C_0 \pm \Delta C$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}$$

一般 r 、 ωL 与 R 比较可忽略。在谐振工作频率 ω_0 时, 敏感元件谐振回路有阻抗极大值, 此时式(5.11.8)可写为:

$$\left| \frac{V_1}{E} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \left[1 - K^2 \left(1 \pm \frac{\Delta C}{C_0} \right) \right]^2}} \quad (5.11.9)$$

V_1 信号经放大、检波后的输出信号 V_0 与 $|V_1|$ 成比例。

图 5.11.5 为谐振接口方式之一。电源 E 频率为 ω_r 。调节电容 C 使振荡回路振荡频率接近 ω_r , 而电压 V_1 为谐振电压 V_m 之半的 a 点上。 a 点在振荡特性曲线的中点, 可使电容变化量 $\pm \Delta C$ 在线性变化和单值函数范围。

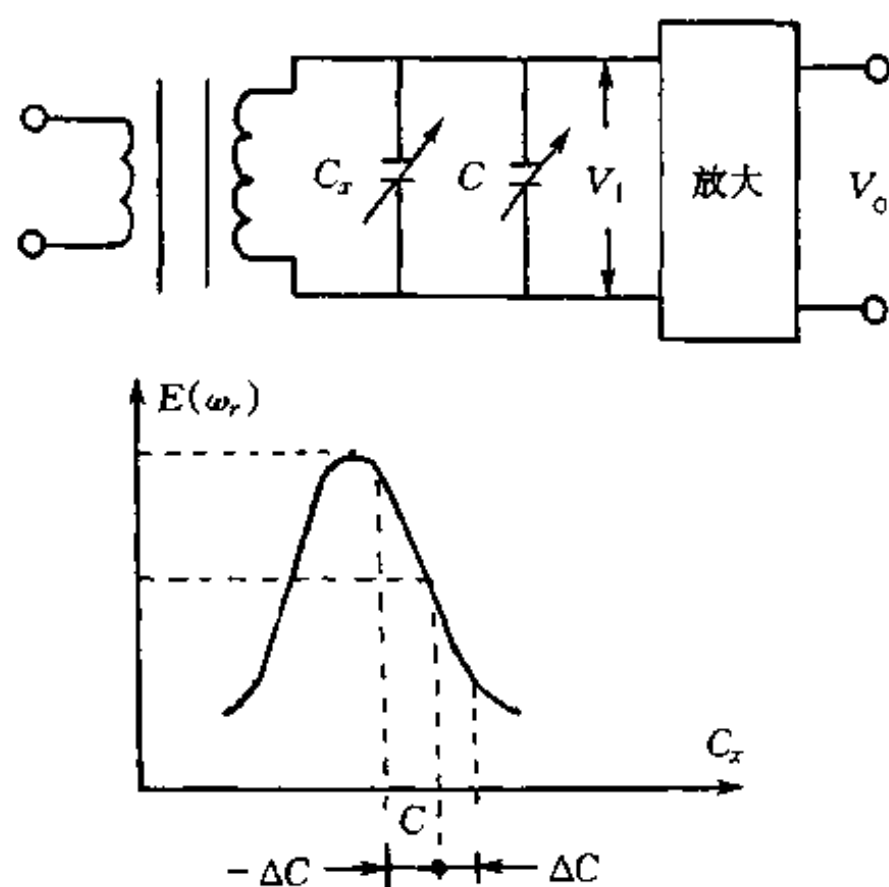


图 5.11.5 电容谐振式接口电路

§ 5.12 电感式传感器电路分析与设计

电感式敏感元件以电磁感应为工作原理,结构分自感型和互感型。自感型分变磁阻式和涡流式,互感型如差动变压器式。自感型可变磁阻式和涡流式敏感元件如图 5.12.1 和 5.12.2 所示。图中,当 n 匝线圈通以电流 I 时,产生的磁通为:

$$\Phi = \frac{LI}{n} \quad (5.12.1)$$

式中 L 为自感系数。根据磁路欧姆定律有:

$$\Phi = \frac{nI}{R_m} \quad (5.12.2)$$

式中 nI 为磁动势、 R_m 为磁阻。由式(5.12.1)和式(5.12.2)可得:

$$L = \frac{n^2}{R_m} \quad (5.12.3)$$

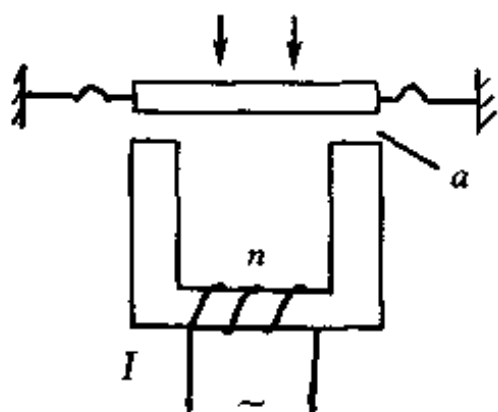


图 5.12.1 磁阻式电感传感器

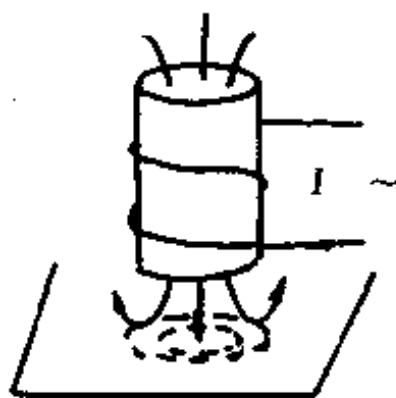


图 5.12.2 涡流式电感传感器

设铁芯导磁截面积为 $A(\text{m}^2)$ 、间隙宽度 $a(\text{m})$ 、铁芯导磁率为 $\mu(\text{H/m})$ 。空气导磁率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ ，气隙导磁截面积为 $A_0(\text{m}^2)$ 。当 a 很小时，不考虑磁路铁损，则总磁阻为：

$$R_m = \frac{l}{\mu A} + \frac{2a}{\mu_0 A_0} \quad (5.12.4)$$

式中 $l(\text{m})$ 为铁芯导磁磁路长度。一般气隙磁阻比铁芯磁阻大得多，故式(5.12.4)可近似为：

$$R_m = \frac{2a}{\mu_0 A_0} \quad (5.12.5)$$

由此可得自感系数 L 与气隙宽度 a 间的关系：

$$L = \frac{n^2 \mu_0 A_0}{2a} \quad (5.12.6)$$

涡流式敏感元件线圈中通以高频电流 I ，从而产生高频磁通 Φ 。高频磁通将在与线圈相距 a 处的金属板上产生涡流电流 I' 。涡流 I' 产生磁通 Φ' 。磁通 Φ' 总是抵消磁通 Φ 的变化，从而使线圈中的阻抗 z 发生变化。线圈阻抗 z 的变化程度与距离 a 、金属板电阻率 ρ 和导磁率 μ 、线圈激发电流频率等因素相关。因此，可以通过检测涡流敏感元件的阻抗来探测 a 、 μ 、 ρ 等参数的值。

一、自感型敏感元件接口电路

自感型敏感元件接口电路的目的，是要将电感量的变化转换

为电压或电流信号输出。基本接口电路为电感电桥电路,如图5.12.3所示。图中 z_1 、 z_2 为敏感元件线圈阻抗,该阻抗可视为 r (线圈电阻,很小) 和 L 的串联阻抗。电感电桥的另两臂各为电源变压器次级的一半,电压分别为 $\frac{E}{2}$ 。电桥空载输出为:

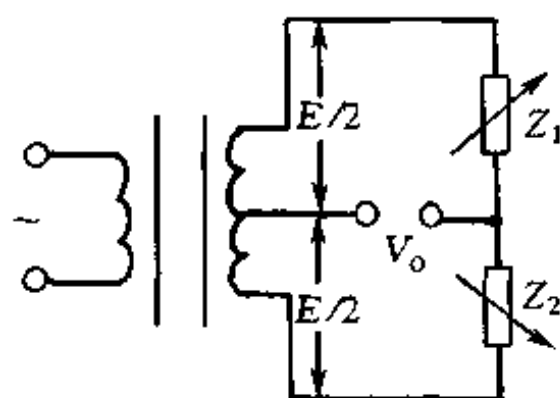


图 5.12.3 电感电桥

$$V_o = E \left(\frac{z_1}{z_1 + z_2} - \frac{1}{2} \right) \quad (5.12.7)$$

电桥平衡条件:

$$z_1 = z_2 = z \quad (5.12.8)$$

电桥不平衡输出:

$$\begin{aligned} z_1 &= z + \Delta z \\ z_2 &= z - \Delta z \\ V_o &= + E \frac{\Delta z}{2z} \end{aligned} \quad (5.12.9)$$

将 $z = r + j\omega L$ 、 $\Delta z = j\omega \Delta L$ 代入可得输出电压有效值为:

$$V_o = \frac{\omega \Delta L}{2 \sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} E \quad (5.12.10)$$

除采用电桥接口外,采用分压调幅及调频的接口及电路结构如图 5.12.4 和图 5.12.5 所示。



图 5.12.4 调频振荡

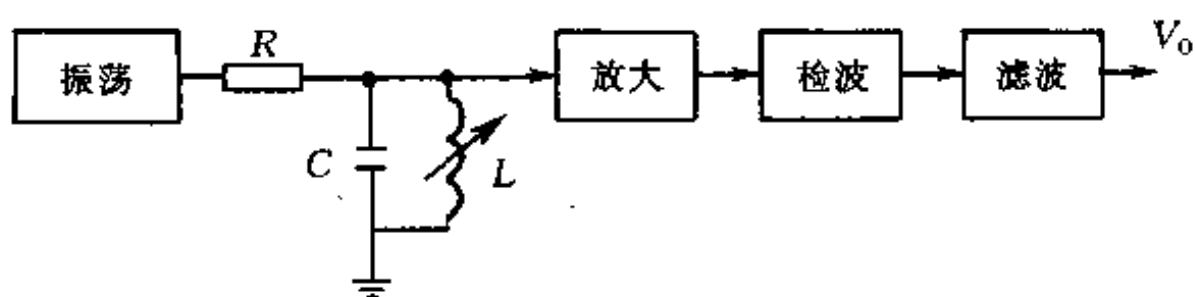


图 5.12.5 调幅振荡

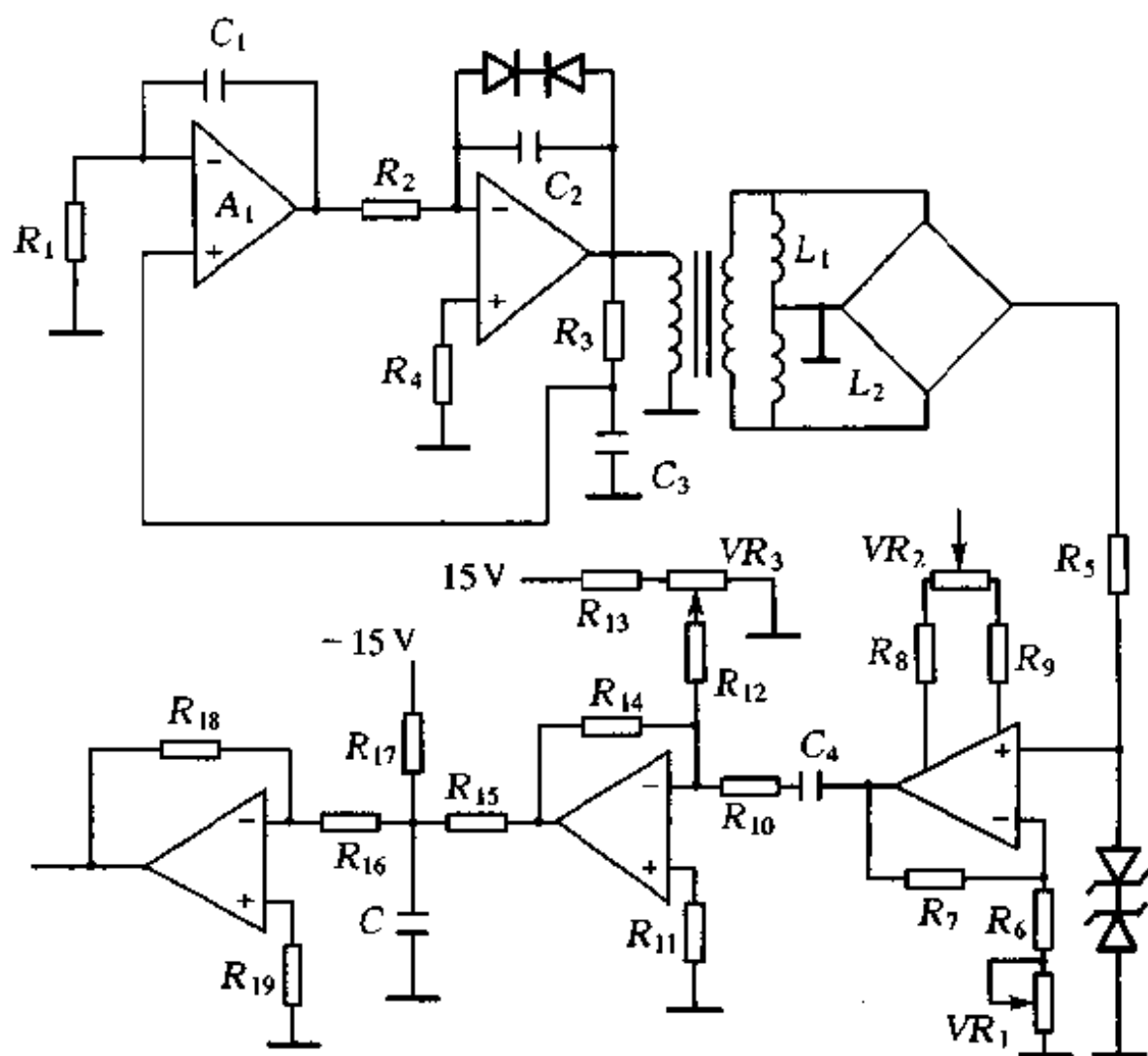


图 5.12.6 涡流测厚电路

二、涡流测厚电路

采用涡流敏感元件 L_1 、 L_2 构成的测厚电路如图 5.12.6 所

示。图中运放 A_1 、 A_2 组成正弦波振荡器, 振荡频率 $1\text{kHz} \sim 100\text{kHz}$ 作电桥工作电源。涡流式敏感元件构成差动电桥接口变换电路。电桥输出经三级比例放大后输出。运放 A_3 只对电桥输出作适当放大。信号放大主要在 A_4 级完成, 放大倍数约数十倍。运放 A_5 为放大输出级, 适当放大。图中 VR_1 用于灵敏度调节, VR_2 用于调零, VR_3 用于调节输出电平。

§ 5.13 石英传感器电路分析与设计

由于石英晶体是质地优良、性能稳定的弹性体, 被做成石英晶振作为稳定的频率信号源。但石英晶体也可以加工成传感器的敏感元件, 用来将温度、压力、湿度等参量转换为频率信号输出, 即输出参数为频率。

石英晶体切割方式不同, 其频率变化率与温度间的关系不同、灵敏度不同。频率与温度的关系一般可近似为三阶多项式:

$$\frac{f_T - f_{T0}}{f_{T0}} = A(T - T_0) + B(T - T_0)^2 + C(T - T_0)^3 \quad (5.13.1)$$

式中 f_{T0} 为基准温度 $T_0(^{\circ}\text{C})$ 时的频率, f_T 为测量温度 $T(^{\circ}\text{C})$ 时的频率, A 、 B 、 C 为温度系数。实用测温范围 $-50^{\circ}\text{C} \sim 200^{\circ}\text{C}$, 分辨率达 $0.001^{\circ}\text{C} \sim 0.0001^{\circ}\text{C}$, 适于高精度温度测量。

用作压力传感器的石英晶体, 其应力灵敏度系数可表示为:

$$k_f = \frac{nD\Delta f}{Ff^2\eta} \quad (5.13.2)$$

式中 k_f 为应力灵敏度系数, n 为谐波次数, D 为石英振子直径, f 、 Δf 为石英振子频率和频率变化量, η 为系数, F 为外加压力。由式可见外加压力与振子频率变化量间有正比关系。

作湿度传感器的石英晶体, 涂有一层吸水材料。石英振子的固有频率一般表达为:

$$f = \frac{n}{2t} \sqrt{\frac{C_{ij}}{\rho}} \quad (5.13.3)$$

式中 f 为固有频率, n 为谐波次数, t 为振子厚度, ρ 为石英密度, C_{ij} 为弹性常数。做成湿度传感器时, 频率与涂层材料和湿度的变化可表达为:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{2\rho_B h_B}{\rho_A h_A} \quad (5.13.4)$$

式中 Δf 为湿度从 A 变到 B 时的频率变化量, f 为式(5.13.3)表示的石英振子固有频率, ρ_A 、 ρ_B 分别为湿度 A 、 B 时的密度; h_A 、 h_B 分别为湿度 A 、 B 时的厚度。

由上述可知, 传感方式是由被探测量调制石英振子的频率, 其变换输出量为频率。频率信号的检测可采用频率计数和差动方式。系统构成原理框图如图 5.13.1 所示。石英温度传感器电路和石英压力传感器电路分别如图 5.13.2 和 5.13.3 所示。

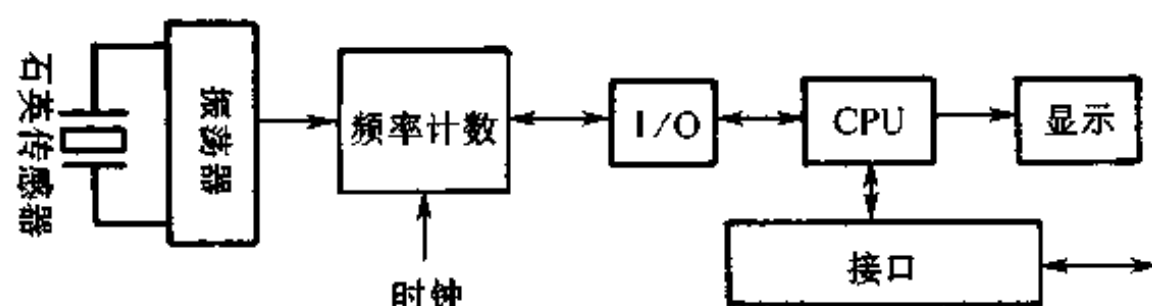


图 5.13.1 石英传感器调频检测原理

用石英晶体做传感器的敏感元件, 首先必须构成石英晶体振荡器电路, 或称对石英晶体敏感元件的接口。由于用石英晶体做成的传感器探测精度高, 因此振荡器元件应选择温度稳定性优良的元件, 电路接线要短。例如石英晶体温度计, 探测温度范围 $-50^{\circ}\text{C} \sim 200^{\circ}\text{C}$, 分辨率高达 $0.001^{\circ}\text{C} \sim 0.0001^{\circ}\text{C}$ 。

石英晶体自激振荡电路种类数十种, 但最常用的是电容三点式振荡电路, 如图 5.13.2 和图 5.13.3 中的振荡电路, 其振荡频率近似于石英晶体振子固有频率。

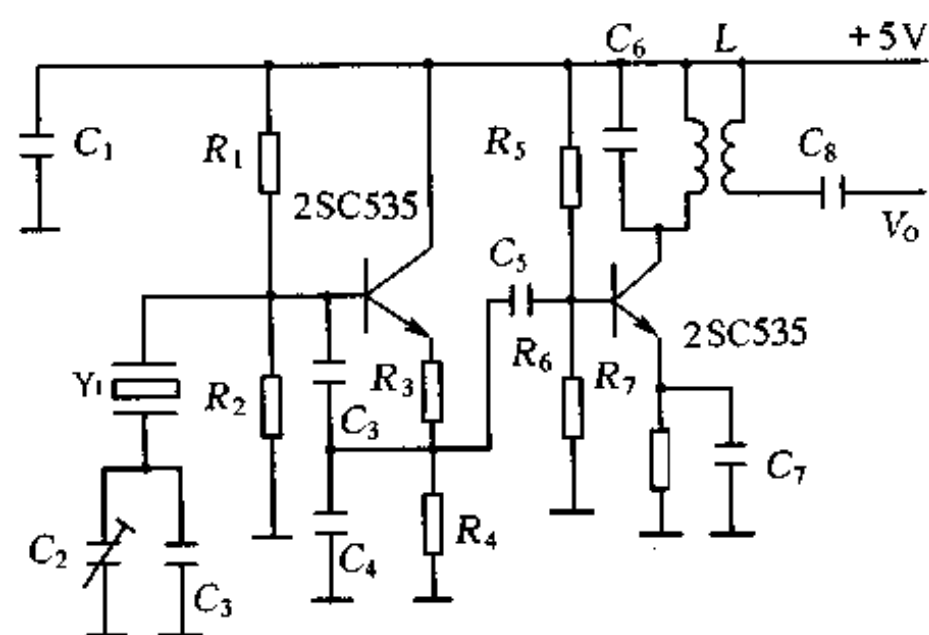


图 5.13.2 石英温度传感器电路

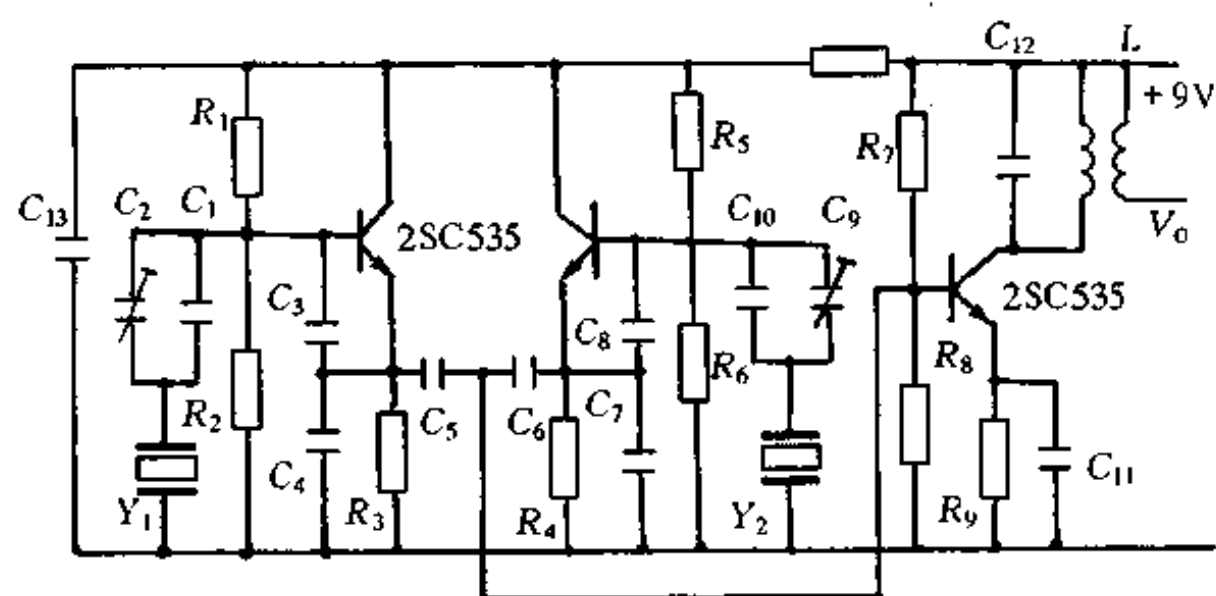


图 5.13.3 石英压力传感器电路

第六章 传感器的数字变换与数字接口

利用数字计算机进行信号处理,可以提高信号处理质量,处理方法更为灵活方便,而且还可以实现复杂的操作控制功能以及实现软传感技术和智能传感器。利用数字计算机处理传感器信号,首先必须解决将模拟信号变换成数字信号,即数字变换问题。还要解决数字信号与数字计算机之间的数据传送,即数字接口问题。

§ 6.1 模拟信号数字变换系统

数字变换系统是以 A/D 转换器为核心,附加模拟多路开关、采样保持放大器、编程逻辑控制电路以及必要的模拟信号预处理电路等所构成的数字变换系统。数字变换系统的设计必须根据实际应用要求,选择构造系统的元器件以及系统构成形式。由此可知,数字变换系统的构成也是比较灵活多样的,但核心是 A/D 转换。下面我们叙述几种数字变换系统结构形式。

(一) 每一路传感器信号分别进行预处理后,由多路模拟开关切换成单路信号,再经采样保持放大器送 A/D 转换器转换成数字信号输出。数字变换过程中不同通道信号输入、输出对应关系由编程控制逻辑电路控制。系统结构如图 6.1.1 所示。

模拟信号预处理包括放大、滤波等电路。信号预处理的目的在于确保送入 A/D 转换器的信号幅度、频带宽度满足 A/D 转换要求。即 A/D 转换器对输入信号幅度的要求,以及 A/D 转换速度、转换精度的要求。对微机而言,可将模拟预处理部分称为微机

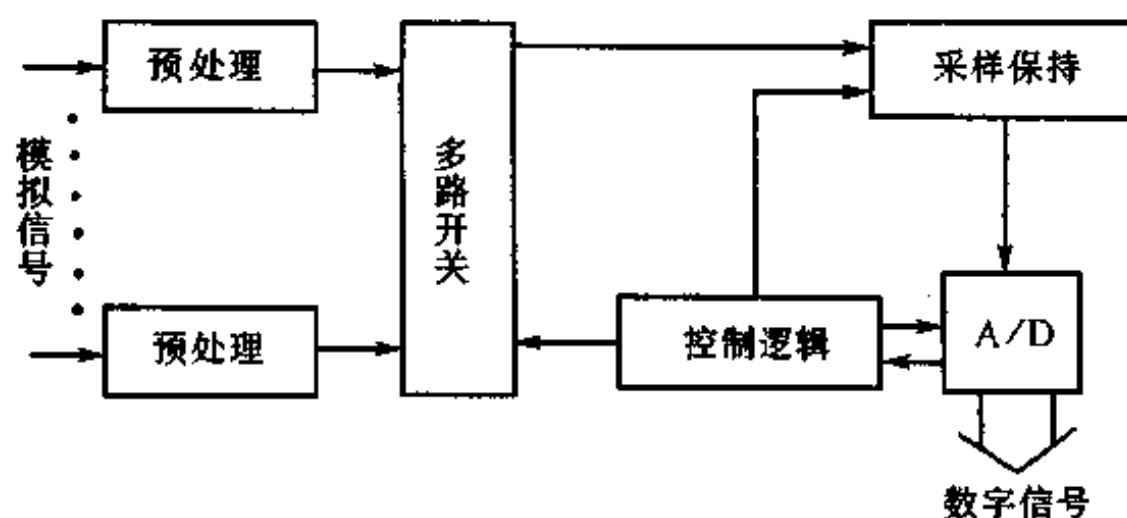


图 6.1.1

的模拟前置通道。使用采样保持放大器作 A/D 的前级,是因为采样保持放大器具有一定的信号锁存功能,可对 A/D 输入信号起提纯、稳定的作用,从而改善 A/D 的转换速度。

上述数字变换系统结构形式具有可靠、稳定的优点,宜作精密数字变换系统使用。

(二) 多路传感器信号首先经多路开关切换成单路信号,再用同一仪用放大器处理后,经采样保持放大器送 A/D 转换器转换成数字信号输出。不同通道信号输入、输出控制关系由编程逻辑电路实现控制。系统如图 6.1.2 所示。

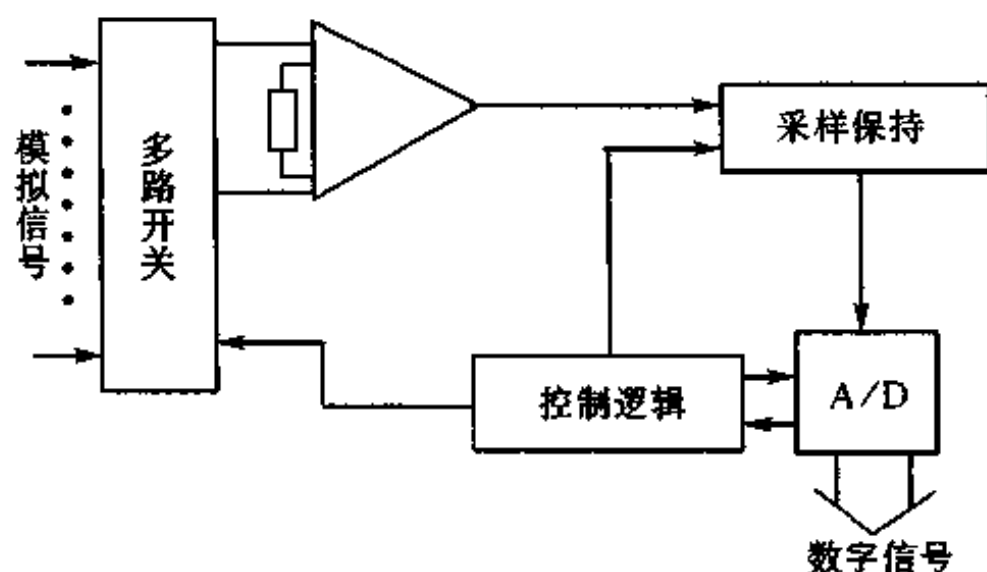


图 6.1.2

在上述数字变换系统结构形式中,共用同一仪用放大器,因此电路结构简单。但是同一仪用放大器难以对每一路的共模干扰都保持平衡差动输入。另外,由于每一路传感器信号未经预处理,因此每一路传感器都必须有较高的输出电平。因此,这种数字变换系统形式的变换性能比较差,只适宜对数字变换要求不高的场合应用。

(三) 每一路传感器信号都分别经预处理、采样保持后,由多路开关切换成单路信号,通过 A/D 转换成数字信号输出。转换关系亦由编程控制逻辑电路实现。系统如图 6.1.3 所示。

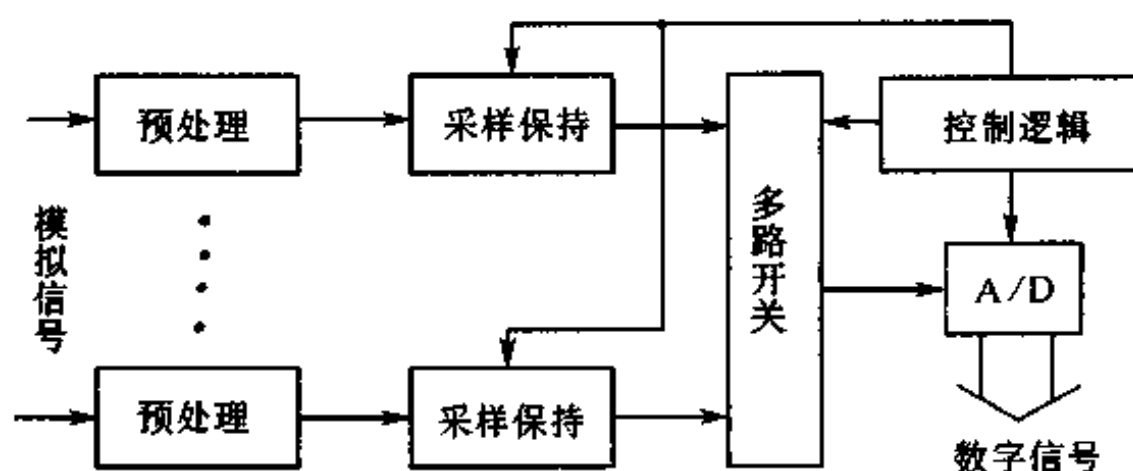


图 6.1.3

这种数字变换系统形式结构复杂、成本高。但是每一路都使用采样保持放大器,由于采样保持的信号锁存功能,对捕捉发生的单次过程信息有利。

(四) 每一路传感器信号都分别经过预处理、A/D 转换成数字信号后,由逻辑电路根据数字信号的动态情况实现采样保持,再经多路开关切换成单路数字信号输出。系统如图 6.1.4 所示。

这种数字变换系统形式对每一路平行使用 A/D 转换,结构复杂、成本高。但可使用慢速、低成本 A/D 构成电路,也无需使用采样保持放大器作 A/D 前级,也就避免了采样保持引入的误差。尤其,这种系统形式适宜集成化,具有发展前景。

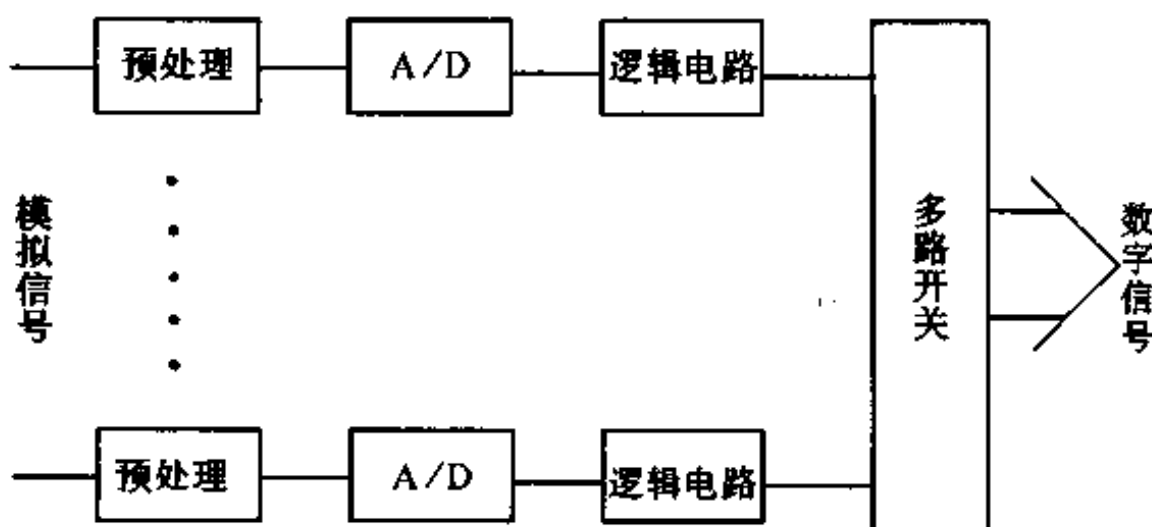


图 6.1.4

通过上述几种数字变换系统结构形式的叙述可知,构成数字变换系统电路的主要部分是:信号预处理器、模拟多路开关、A/D 转换器、采样保持放大器和编程逻辑控制器。其中 A/D 转换器是数字变换的核心。预处理电路(即模拟信号通道)及多路开关是为了给 A/D 转换器提供合适的信号电平、频带宽度及输入方式而设置的电路。对于快变动态输入信号,为防止 A/D 在转换期的输入信号变化所引起的误差,而用采样保持放大器作 A/D 前级,可使输入信号稳定,减小误差。数字变换系统的目的旨在为 CPU 提供可靠的、合适的、有效的二进制码数字信号。因此,构成数字变换系统电路时,一方面要围绕能使 A/D 转换器进行可靠的、有效的数字转换而设计电路,另一方面也要考虑到从模拟信号变换为数字信号的全过程中的综合影响因素。一般来说,应注意下述问题:

1. 为确保 A/D 输出的二进制码数字是有效码,首先必须保证输入到 A/D 的信号具有足够的信噪比。若输入信号的信噪比低,则不能保证转换后输出数字信号所有位数上的二进制码都为有效码。

2. 输入到 A/D 转换器的信号幅度范围,应符合所选用的

A/D器件的输入幅度范围要求。

3. 数字变换过程包含采样过程。根据 Nyquist 采样定理, 采样频率 f_s 至少应为输入信号最高频率 $f_{\max}$ 的两倍。因此, 实际上通常在 A/D 转换之前设置低通滤波器, 滤除输入信号中的无用高频分量。同时, 为保证数据采集精度, 而取 $f_s = (7 \sim 10)f_{\max}$ 。对于多通道数据采集, 考虑到通道的分时及模拟信号带宽等因素, 取:

$$f_s = (7 \sim 10)f_{\max}N$$

式中 N 为通道数。最大采样周期为:

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

关于转换速度与转换精度的问题:

转换速度和转换精度是数字变换系统中最重要的问题。转换速度即完成数字变换所需要的时间。影响转换速度的主要因素是 A/D 转换时间、采样时间、孔径时间等。转换精度用转换误差描述。转换精度除与使用的元器件的精度相关外, 还与数字变换系统中各电路环节的误差有关。转换速度与转换精度实际上是一对矛盾, 因此设计时必须综合考虑各种因素予以取舍。

4. 孔径误差

A/D 转换过程中的信号接通需要一定的时间, 这一时间称孔径时间。在孔径时间内, 对于输入的动态模拟信号而言是不确定的, 因而引起输出的不确定性误差称孔径误差。孔径误差一定出现在信号变化最大速率处。设输入信号为正弦波信号:

$$V = V_m \sin(2\pi ft)$$

式中 f 为信号最高频率。信号变化速率为:

$$\frac{dV}{dt} = V_m 2\pi f \cos(2\pi ft)$$

信号最大变化速率为:

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max} = V_m 2\pi f$$

设 A/D 转换孔径时间为 t_A , 则在孔径时间 t_A 内输入信号的最大不确定性, 即最大孔径误差为:

$$(\Delta V)_{\max} = V_m 2\pi f t_A$$

最大相对孔径误差为:

$$e_V = \frac{(\Delta V)_{\max}}{V_m} = 2\pi f t_A$$

可见孔径误差 e_V 、最高信号频率 f 、孔径时间 t_A 之间存在相关性。利用采样保持放大器的信号锁存功能, 将采样保持放大器作 A/D 前级使用, 可以提高输入信号的频率。

5. 系统通过率

系统通过率是由系统放大器稳定时间、多路开关时间、采样保持放大器采集时间、A/D 转换器的稳定和转换时间等所确定的信号通过系统的速率。系统通过率决定了系统的动态特性, 从而也决定了输入模拟信号的速率。显然减少数字变换系统中的变换环节、采用低分辨率 A/D 可获得较大带宽的通过速度。

6. 转换精度

描述数字变换系统精度的常用方法是计算变换系统中各环节的方均根(RSS)误差:

$$\epsilon_{RSS} = \sqrt{\epsilon_{MVX}^2 + \epsilon_{AMP}^2 + \epsilon_{SH}^2 + \epsilon_{ADC}^2}$$

式中 ϵ_{MVX} 是多路开关误差, ϵ_{AMP} 是放大器误差, ϵ_{SH} 是采样保持电路误差, ϵ_{ADC} 是 A/D 转换器误差。数字变换系统中的信号源阻抗、信号带宽、A/D 转换器的分辨率、系统通过率等都会影响误差的计算。在正常情况下, 数字变换系统的总误差应小于或等于所用 A/D 转换器的量化误差, 否则选用高分辨率 A/D 转换器便失去意义。在小信号高速、高精度采样时, 采样保持电路的设计十分重要, 应予以重视。

了解数字变换系统中所使用的器件的结构原理、使用特性, 对数字变换系统设计者而言是必须具备的知识, 尤其掌握所用器件的外特性更为重要。因为系统设计者是在与这些器件的外围特性

打交道。

§ 6.2 开关信号与 8031 的接口

诸如检测物体有无的传感器电路,其输出信号是由电压比较器输出的电压跳变信号。对于这种开关类型的信号没有必要进行数字变换,可直接通过接口电路与 8031 接口。开关信号与 8031 接口的最简单方法是用三态门作接口电路,直接与 8031 数据总线端口连接,如图 6.2.1 所示。三态门的控制由 8031 地址总线信号经译码器电路译码选通控制,从而实现开关信号对 8031 数据总线的传送。

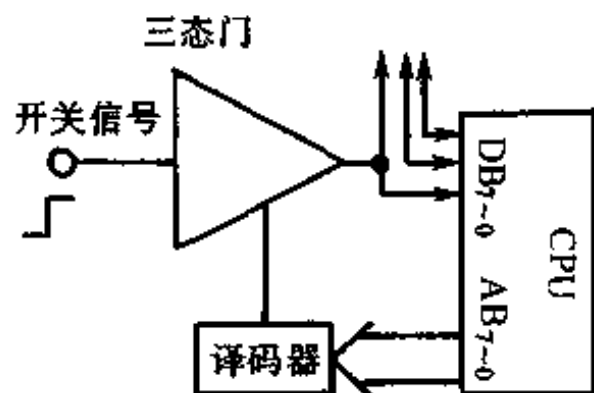


图 6.2.1 开关信号接口

每一个接口都有一个编号,称接口地址。译码器输出的三态门控制信号即为接口地址信号。由此可知,译码器根据接口地址逻辑值设计。例如,若设接口地址为 04H,则译码器输出为:

$$T = \overline{AB_7} \overline{AB_6} \overline{AB_5} \overline{AB_4} \overline{AB_3} \overline{AB_2} \overline{AB_1} \overline{AB_0} = 00000100$$

这种接口方式,8031 需不断检测接口输入信号的跳变,不能做别的事情。可以采用另外的方式接口,如申请中断方式。在申请中断方式中,检测接口信号跳变的任务由接口电路完成,而 8031 可集中精力运行其他程序。当接口检测到信号跳变时,通过申请中断方式,在 8031 响应中断后,读取接口信号跳变值。8031

处理完接口信号变化值后,仍返回运行其他程序,这是比较理想的工作方式。

§ 6.3 脉冲计数方式接口

V/F 转换器可用于将某些低速率的传感器模拟信号转换成脉冲频率信号。脉冲信号无需进行 A/D 转换,可直接送入 8031 的任一 I/O 口或中断源输入、计数输入。图 6.3.1 为 V/F 转换器 LM331 与 8031 的定时/计数端的接口电路。因 LM331 输出端集电极开路,故在第 3 脚接上拉电阻。

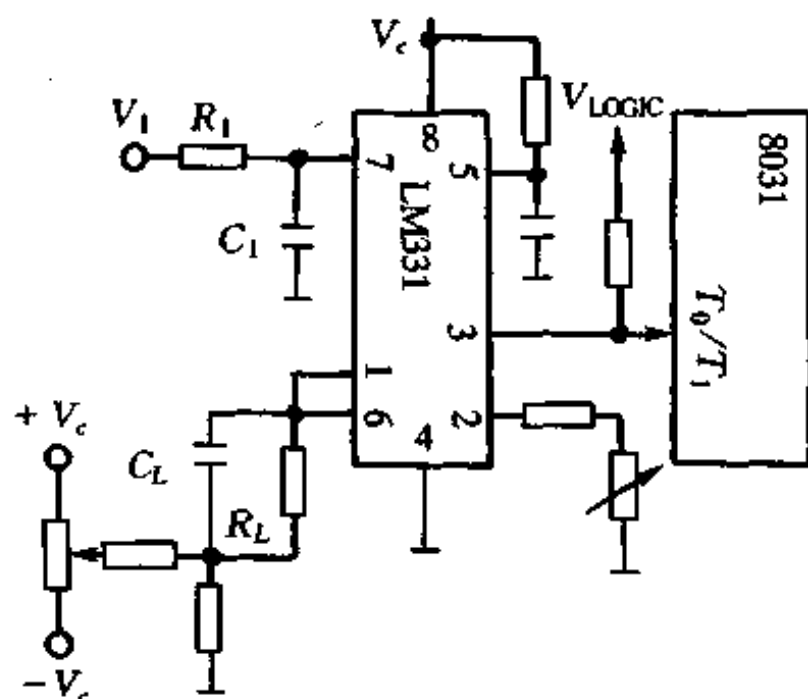


图 6.3.1 脉冲计数式接口

§ 6.4 单片机温度测量仪

以 MCS-48 型单片机 8039 和 K 型、B 型热电偶所构成的温度测量仪,其性能指标为:

测温范围: $-50 \sim +1600^{\circ}\text{C}$ (两档)

K 型: $-50 \sim +800^{\circ}\text{C}$

B 型: $600 \sim 1600^{\circ}\text{C}$

PN 结: $-50^{\circ}\text{C} \sim +99^{\circ}\text{C}$ (可显冷端温度)

分辨率: 1°C , 200°C 以下为 0.1°C

系统精度: $F \cdot S \times 1\%$

转换速度: $3 \sim 10$ 次/秒

LED 数字显示, 越限声、光报警, 可预置上、下限报警温度, 有超量程自动报警功能, 配 TP μ P-40A 型打印机。

系统结构原理如图 6.4.1 所示, 电路结构如图 6.4.2 所示。下面将对电路分块叙述。

一、感温元件接口及前置信号处理电路

K、B 型热电偶直接由运放 A_1 (7650)、 A_2 (7650)、 A_3 (OP07) 组成的三运放结构差动放大器接口并进行信号放大, 开关 K_1 用于增益换档, 以适应对 K 型、B 型热电偶的不同放大倍数要求。运放 A_4 (358) 组成二阶低通滤波器。根据电路可列出电路方程:

$$V_1 = \frac{R_G}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{f}{f_0}} V_i$$

$$f_0 = \frac{1}{6.8\text{k} \times 4.7\mu} = 31\text{Hz}$$

PN 结温度传感器构成热电偶的冷端补偿电路。其中 A_5 (3140) 为跟随器、 A_6 (3140) 为放大器、 A_7 (358) 为二阶低通滤波器电路。

二、单片机 8039 最小系统

8039 片内无 EPROM, 用 2732 为 $4\text{K} \times 8$ 存贮系统软件及热电偶线性校正程序, 其中 74LS373 为地址锁存器。8039 最小系统如图 6.4.3 所示。

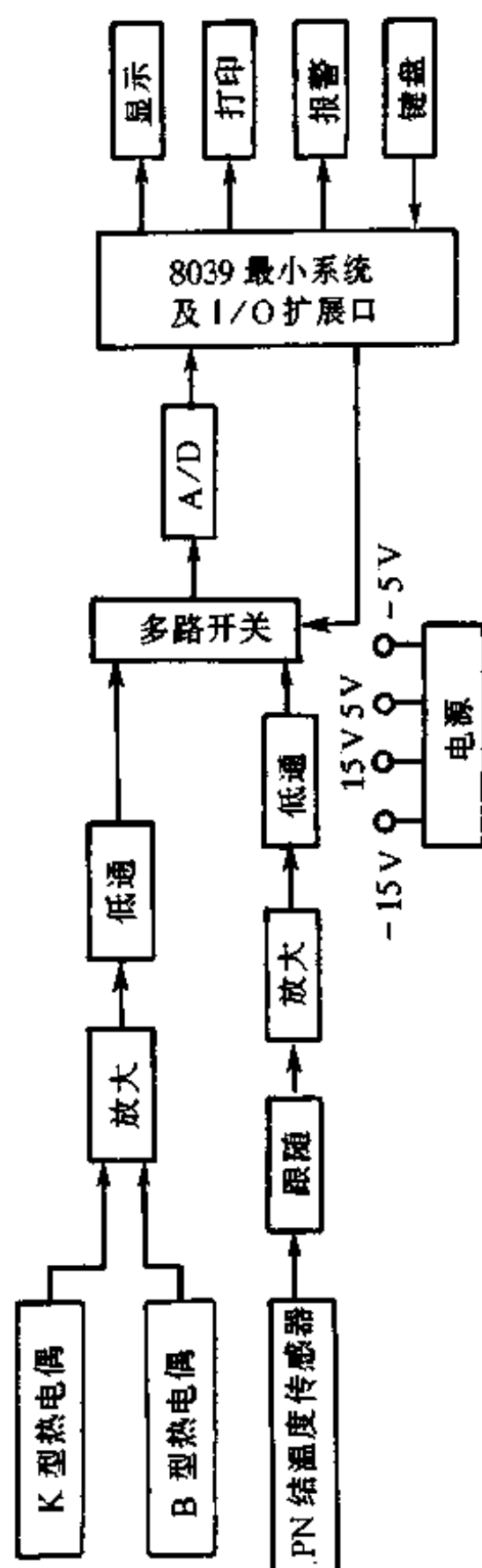


图 6.4.1 温度测量仪器系统原理

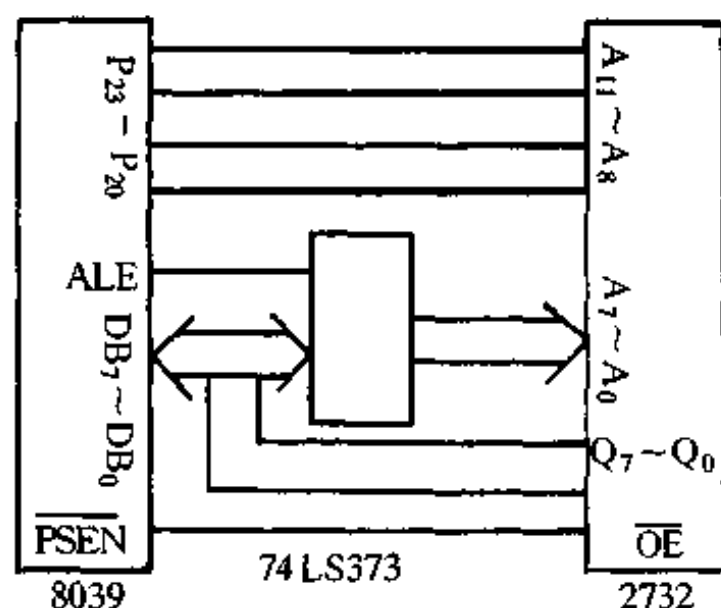


图 6.4.3 8039 最小系统

三、A/D 转换

A/D 转换如图 6.4.4 所示。经前置通道模拟处理的温度信号,经模拟多路开关 CD4051 切换送 MC14433 进行 A/D 转换。A/D 转换输出经同相三态输出驱动器 74LS244 送 8039 总线。模拟多路开关 CD4051 通道选择由 8039 的 P_{10} 、 P_{11} 口控制。A/D 转换结束信号输出 EOC 经倒相送 8039 的 INT 端,于是 8039 可发出进行另一路 A/D 转换的控制信号。74LS244 的控制由 8039 的

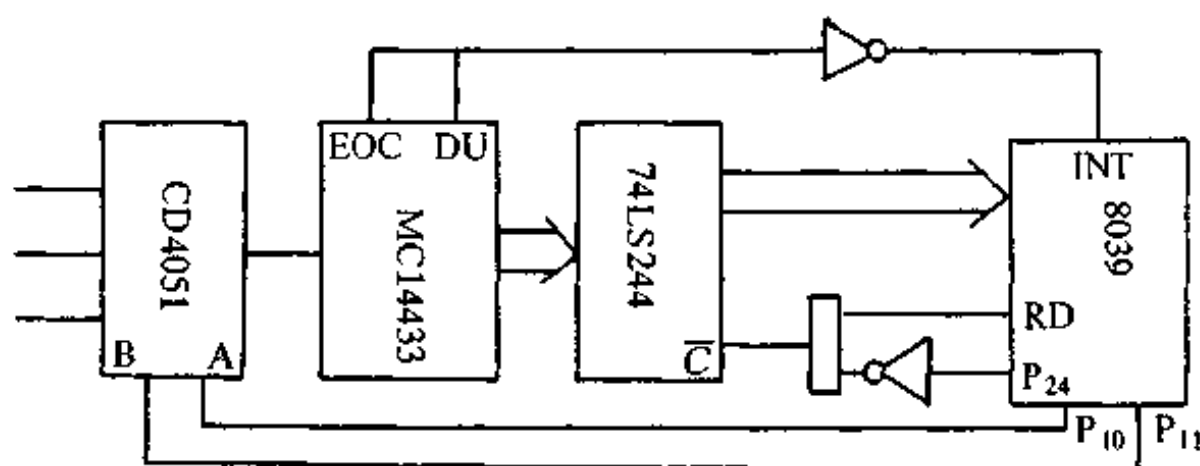


图 6.4.4 A/D 转换部分电路

RD 和 P₂₄ 口经逻辑电路实现控制。

四、显示电路

显示电路如图 6.4.5 所示。显示器为四位七段 LED 数码管。显示方式为位扫描方式。因此, 8039 需将欲显示的 BCD 码通过软件译成七段码对应数字的 a 、 b …… g 段, 由总线送 74LS373 锁存。位扫描则由总线通过 8039 最小系统的地址锁存器 74LS373 送位扫描信号锁存器 74LS373, 再经反相器 74LS06 驱动数字位。数字的小数点由图中的 TP 线控制。由此可知, 数字显示的段控和位控是通过 8039 总线的分时复用进行的。

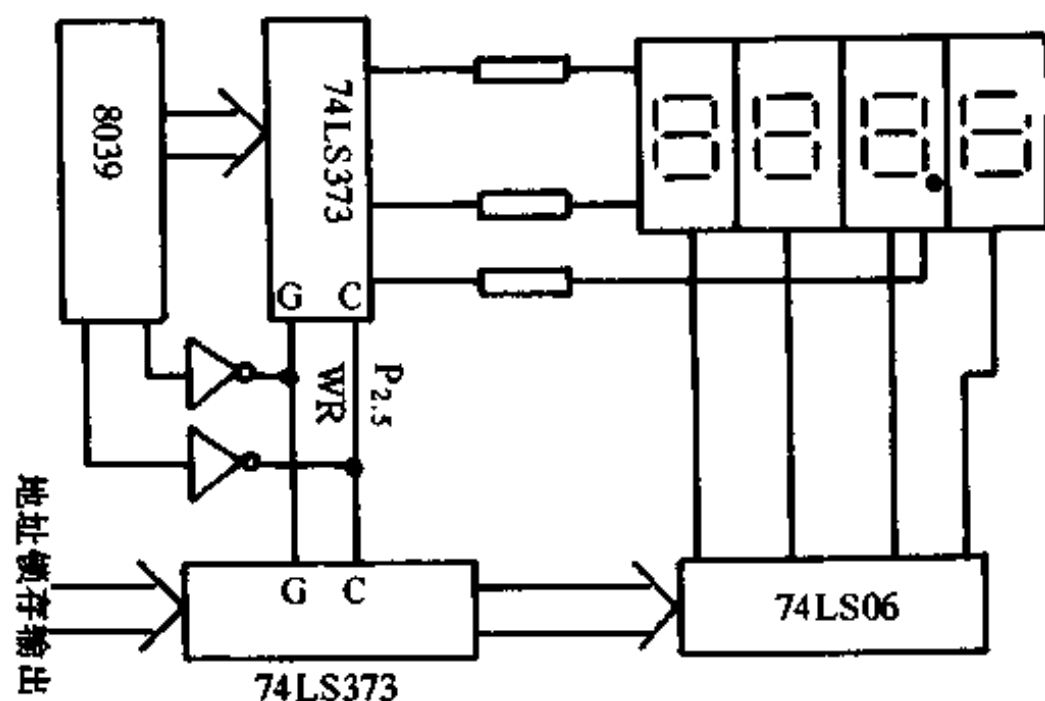


图 6.4.5 显示电路

五、键盘输入电路

8039 通过带 RAM 的 I/O 扩展芯片 8155 与键盘相接, 如图 6.4.6 所示。K₁ 为室温(冷端温度)显示键, K₂ 为打印键, 即按此键可打印热电偶温度和冷端温度, K₃ 为上限温度预置键, K₅ 为下限温度预置键, K₄ 增 1 键示预置位上数字按一下数字增 1。

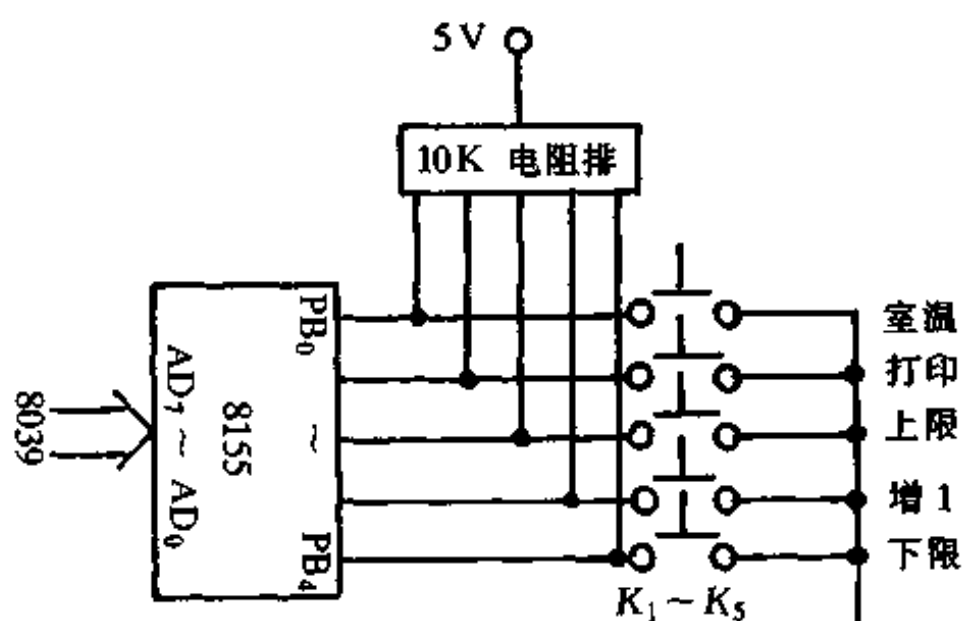


图 6.4.6 键盘电路

六、打印电路

打印电路如图 6.4.7 所示。打印机 TP μ P-40A 通过扩展 I/O 芯片 8155 与 8039 连接。

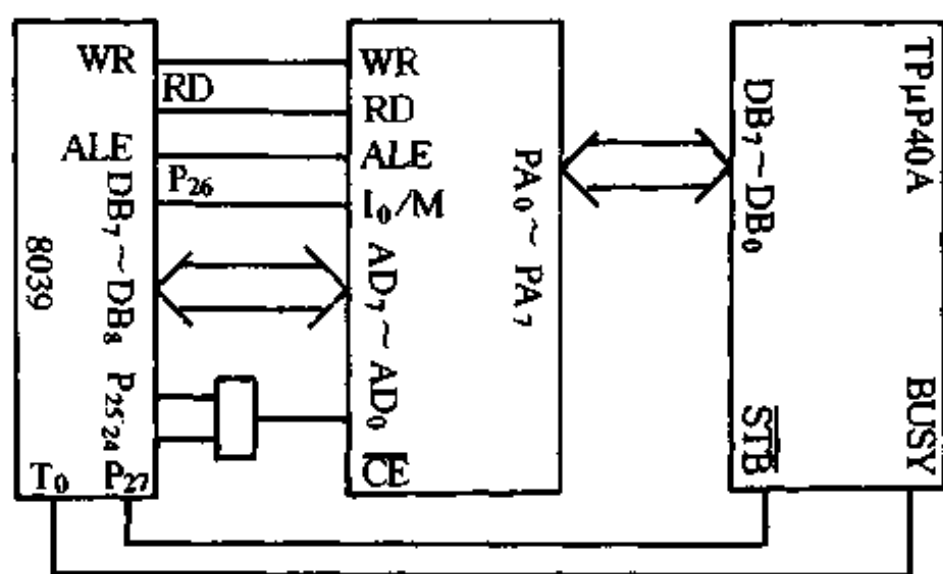


图 6.4.7 打印电路

七、报警电路

声、光报警信号由 8039 的 P₁₃、P₁₂口输出,如图 6.4.2 所示。

§ 6.5 单片机温度、压力测控仪

用单片机 8031 和铂电阻 Pt100、压阻元件 ICS-1220 构成的温度、压力测控系统原理框图如 6.5.1 所示。为提高压力 0~20kPa 的显示分辨率,采用多路开关输入不同基准电压(2V 或 200mV)供给 A/D 转换器 MC14433,同时用另一多路开关改变 A/D 转换器 MC14433 的积分阻容值,以适应不同量程要求。

系统性能指标:

输入范围:压力 0~100kPa、温度 0~120°C

分辨率:压力 0.01kPa(0~20kPa 时)、0.1kPa(20~100kPa 时)、温度 0.1°C

精度:压力 $\pm 0.5\% F \cdot S$ 、温度 $\pm 0.5^\circ\text{C}$

开关控制负载 AC220V/3A

具打印、报警功能

一、温度、压力传感器模拟通道电路

如图 6.5.2 所示,铂电阻 Pt100 采用三线制电桥接口;运放 A_1 组成差动输入比例放大器;运放 A_2 组成二阶低通滤波器。对应输入温度范围 0~120°C 时的输出电压 V_{o1} 的范围 0~1200mV、 W_1 用于 0°C 时的零输出调节; W_2 用于 120°C 时的满量程输出调节。

图 6.5.3 为 ICS1220 压力传感器模拟电路通道。ICS1220 为恒流工作方式,电流 1.5mA,由运放 A_3 、 A_4 组成恒流源供电。基准电压 2.5V 来自 1403, W_3 用于调节恒流电流。ICS1220 输出电压由三运放结构差动放大器放大。100kPa 时,ICS1220 典型输出 100mV,放大器输出 1000mV, W_4 用于增益调节。0Pa 时 ICS1220 输出小于 2mV,运放 A_8 为跟随器, W_5 用于零输出调节。

二、主机电路

主机电路包括单片机最小系统、用于输出显示和键盘输入的

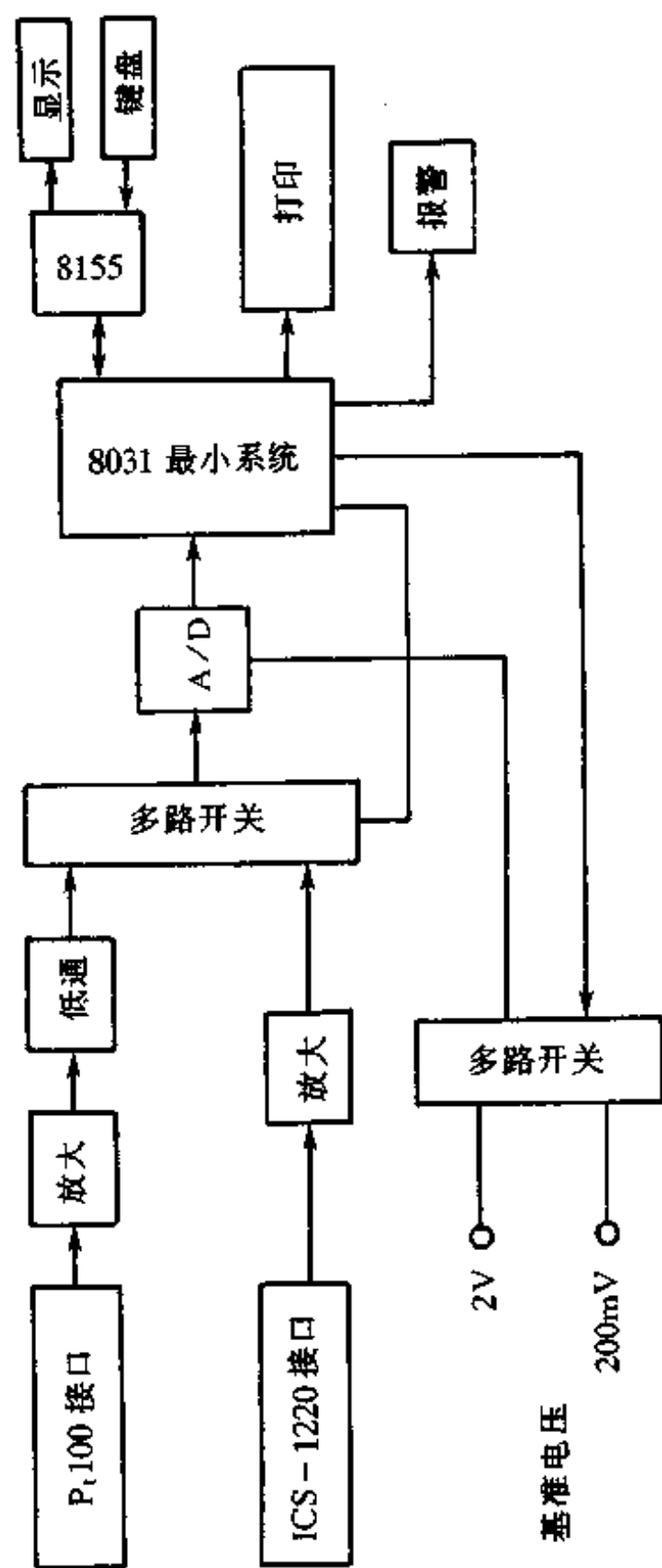


图 6.5.1 温度压力测控仪原理图

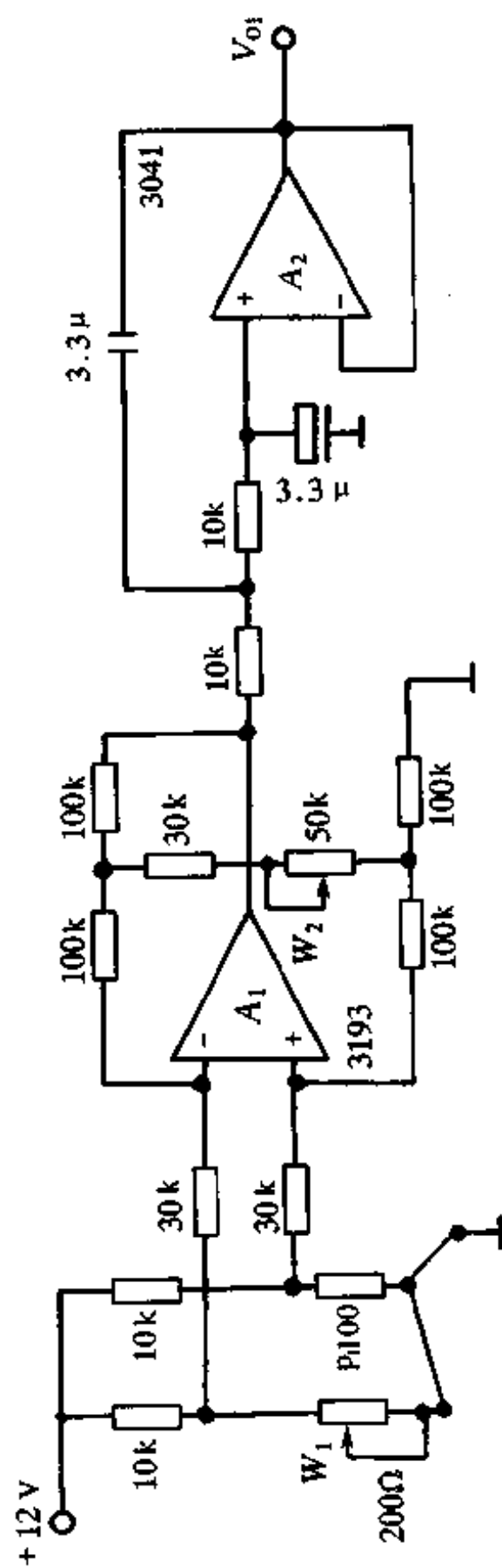


图 6.5.2 测温模拟信号通道

扩展 I/O 系统、数字变换系统等,原理框图如图 6.6.1 所示的部分框图,主机电路如图 6.5.4 所示。

单片机最小系统由 8031、地址锁存器 373、存储器 EPROM2732 组成。

数字变换系统由多路开关 CD4066、A/D 转换器 MC14433、八同相三态驱动器 74LS244 和 8031 共同组成。模拟温度、压力信号 V_{01} 和 V_{02} 接多路开关 1 脚、3 脚,在 8031 的 $P_{3.5}$ 口控制下,切换输入 MC14433 完成 A/D 转换,数字信号经驱动器 74LS244 与 8031 数据总线连接。14433 转换结束信号 EOC 送 8031 的 $\overline{INT0}$ 中断口。244 控制由 8031 的 $P_{2.5}$ 口和 $\overline{RD}$ 口经逻辑电路实现。为提高 $0 \sim 20\text{kPa}$ 显示分辨率,将 1403 提供的基准电压 2V 和 200mV ,经 4066 在 8031 的 $P_{3.3}$ 口控制下供给 14433 的 V_R ,同时通过另一多路开关 4066 改变 14433 的积分阻容值。

8031 通过 I/O 扩展芯片 8155 与显示、键盘系统接口。数字显示为四位七段 LED 显示器,显示方式为位扫描。温度、压力显示通过键盘压温选择键选择,由 8031 的 $P_{3.5}$ 口控制。同时,测压时 8031 的 $P_{1.1}$ 口呈低电平,LED 发光,指示压力显示。测温时,8031 的 $P_{1.2}$ 口呈低电平,LED 发光,指示温度显示。

三、打印电路

微型打印机 $\text{TP}_{\mu\text{P}}$ 接口电路如图 6.5.5 所示。8031 数据总线 P_0 通过锁存器 74LS373 与打印机 $\text{TP}_{\mu\text{P}}$ 相连,373 允许端 EN 由 8031 的 $\overline{\text{WR}}$ 口经反相器控制。 $\text{TP}_{\mu\text{P}}$ 的 STB 与 BUSY 端分别与 8031 的 $P_{1.5}$ 口和 $P_{1.6}$ 口连接。

四、报警电路

报警由 8031 的 $P_{1.3}$ 口控制。报警电路如图 6.5.6 所示。报警时 $P_{1.3}$ 口呈高电平,三极管导通,继电器闭合,LED 发光,蜂鸣器报警。

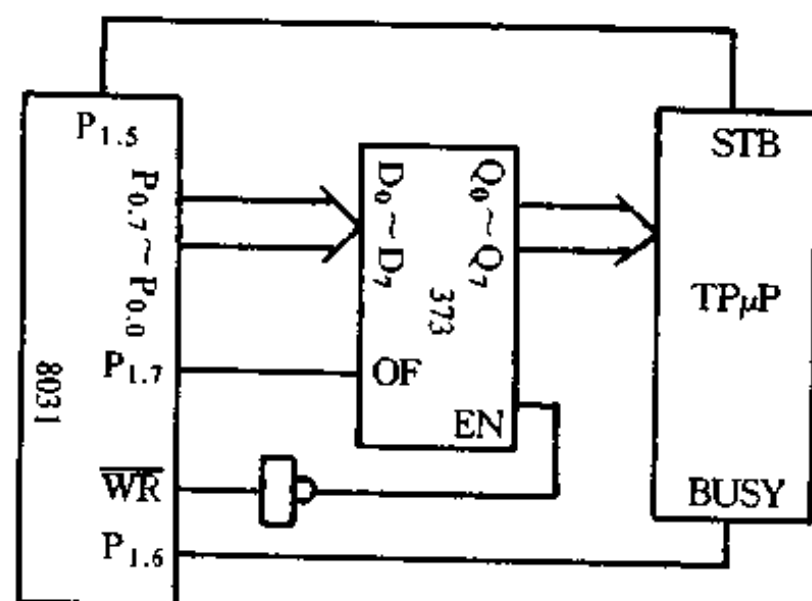


图 6.5.5 打印电路

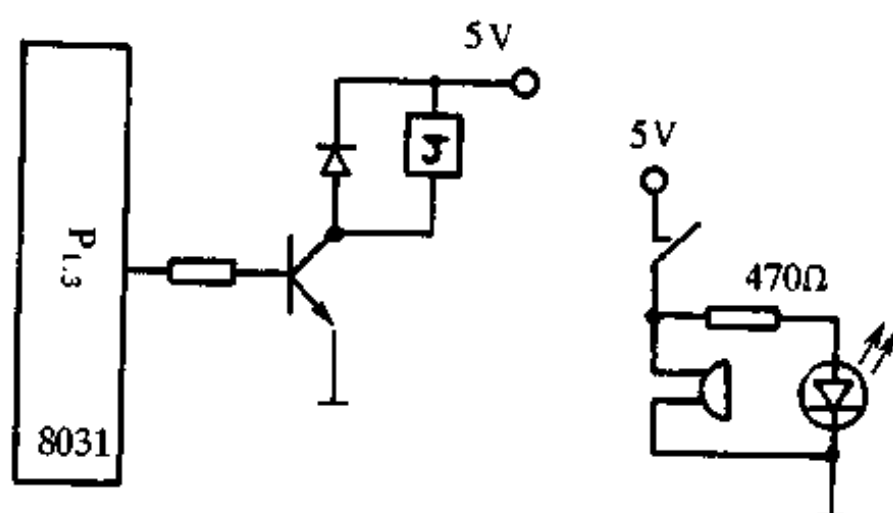


图 6.5.6 报警电路

五、负载控制电路

8031 根据对负载控制的要求及软件,通过 $P_{1.0}$ 、 $P_{1.4}$ 口输出控制信号。图 6.5.7 为通过固体继电器 SSR 驱动负载的控制电路。

六、软件

根据硬件电路结构及应用要求,可灵活设计程序。主程序可

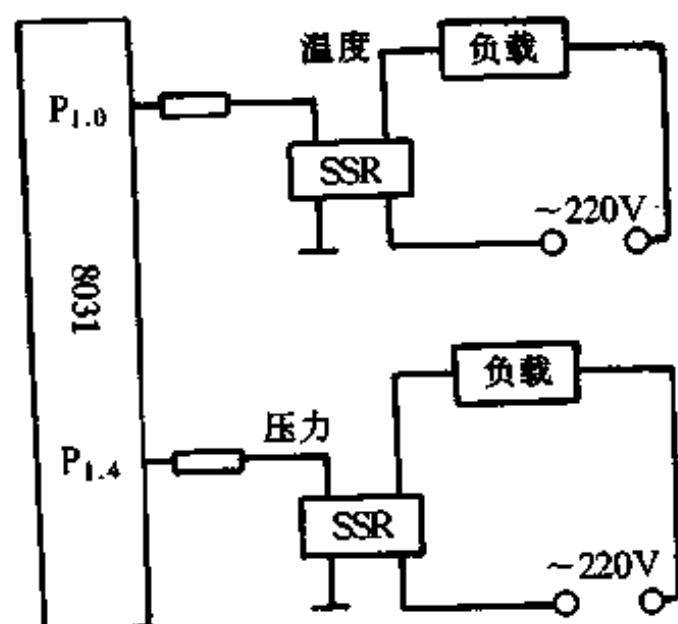


图 6.5.7 负载控制电路

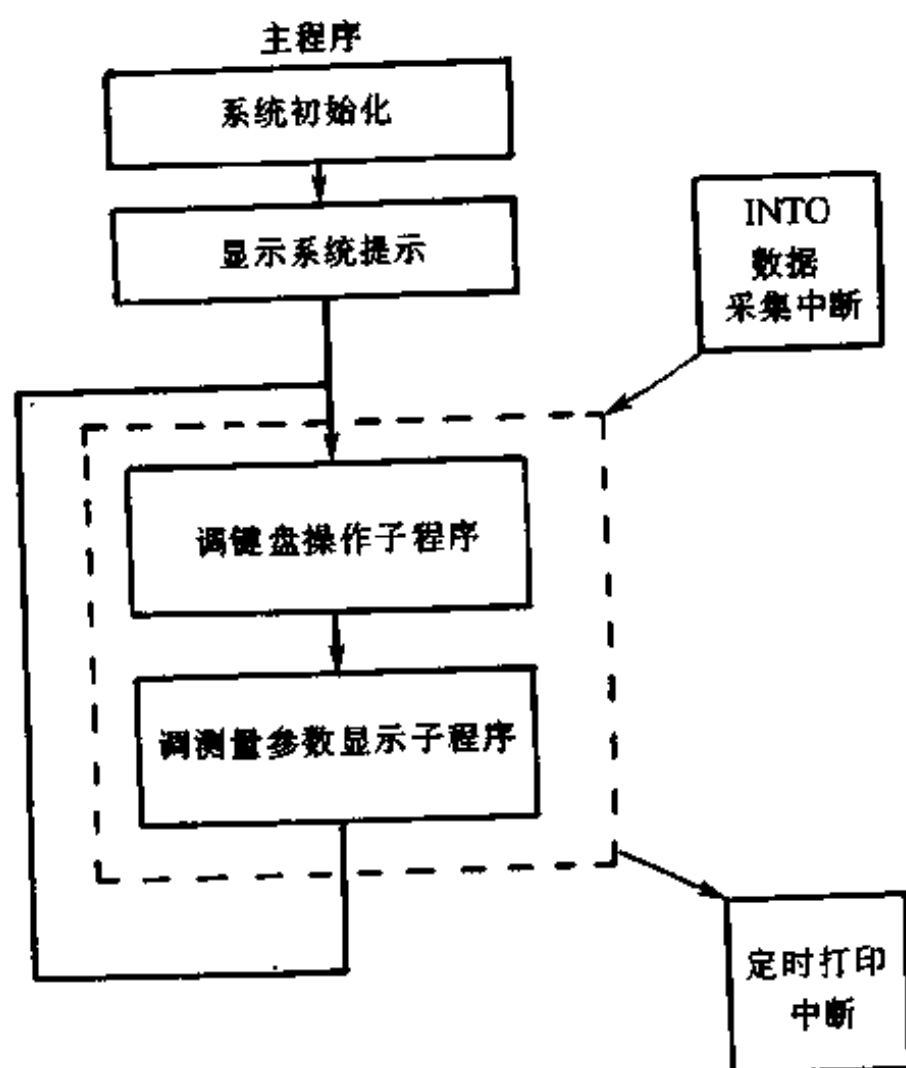


图 6.5.8 主程序流程图

如图 6.5.8 所示流程图。中断服务如图 6.5.9 所示流程图。中断服务程序是进行 N 次压力数据采集后,进行一次温度数据采集。

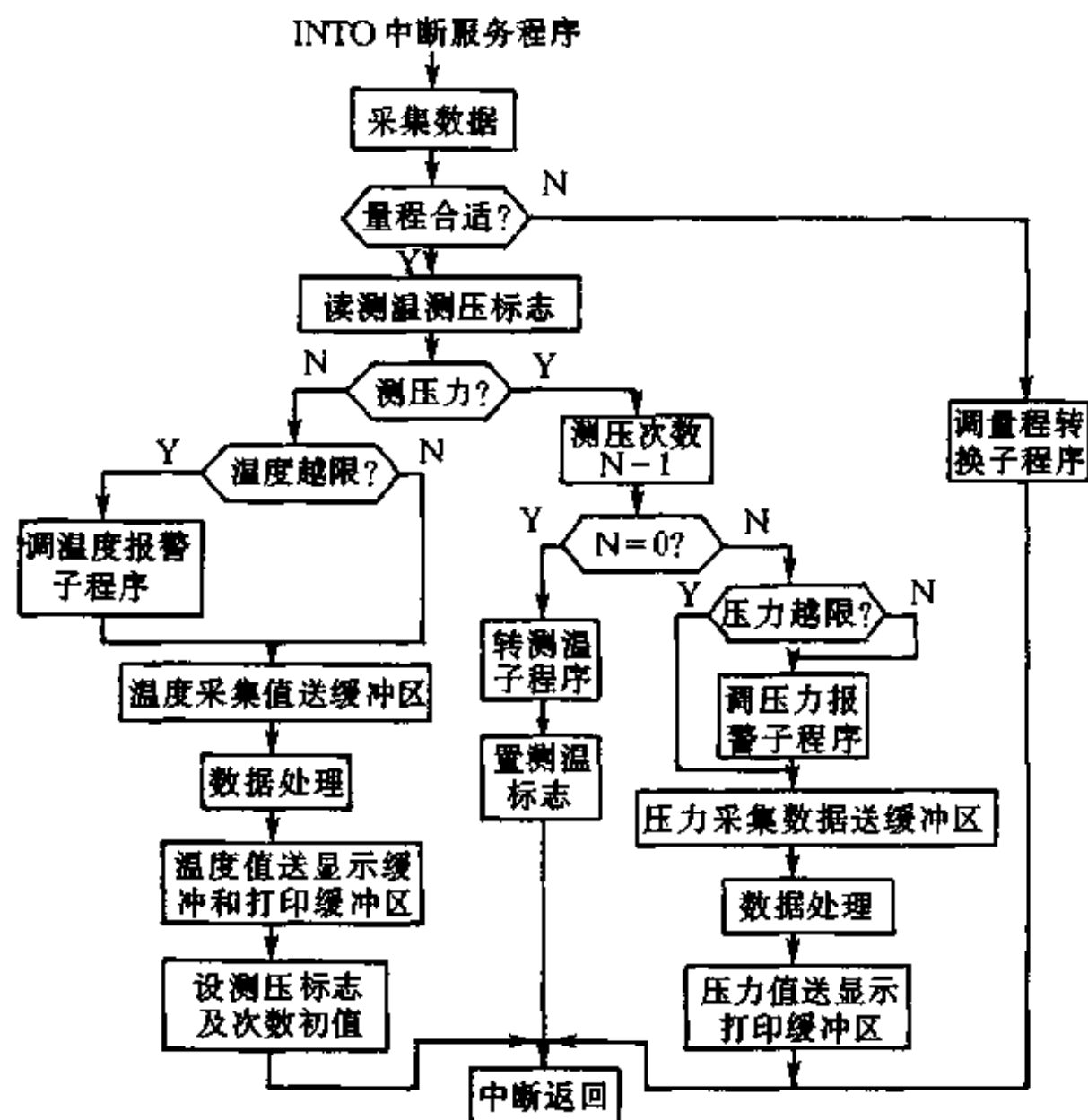


图 6.5.9 中断服务程序流程图

§ 6.6 软传感技术

传感器技术的发展动向之一是将传感器的检测功能与微处理器的信号处理技术紧密结合,向智能传感器的方向发展。所谓软传感技术,就是在不存在检测所需量的传感器实体的情况下,利用

其他信息量进行模糊推论或信息处理的手段获得所需量的信息。所以软传感技术是通过软件手段实现的传感技术。软传感技术常与模糊推论和模糊控制紧密相连,用以获得使用常规传感器所无法获得的信息和控制。例如,在某些实现了模糊自动控制的家电产品中,就使用了软传感技术。以微波自动炊饭锅为例,它的模糊控制是根据炊饭量的模糊推断而设定的加热程序进行模糊控制的。在炊饭锅中并未使用饭量传感器实体,而只用了温度传感器。炊饭量信息的获得是利用了温度传感器所检测到的温度和温度变化率,用模糊推论获得的。

所谓模糊,即指客观事物彼此差异之间过渡的不分明性。例如“年轻人”和“中年人”这两个概念,很难在二者之间划一条分界线。因此“年轻人”“中年人”是两个模糊概念。人脑思维能力胜过任何最完善的机器的原因,在于人具有运用模糊概念的能力,即人脑可以在低准确度的条件下进行复杂的工作,且达到相当高的可靠性。

我们用自动炊饭锅来说明软传感技术。自动炊饭锅在锅盖和底部各装一热敏电阻测温传感器,利用模糊理论自动检测米量、米与水的比例,并自动按照最佳加热曲线(即省电、饭熟且营养好的烹调效果实验曲线)工作。显然加热过程的设置与饭量的多少有关。饭量的多少这一信息是用软传感技术获得的,它是根据温度、温度的变化率,用模糊推论的方法获得的,如图 6.6.1 所示。

根据人的日常思维习惯,人常将相比较的同类事物分成三级,如大中小、高中低、快中慢、长中短等。大、中、小都是模糊概念。将温度和温度的变化率也用这种三级(或多级)的方式划分,称对输入量(温度、温度变化率)进行模糊化。模糊化是将温度模糊化成高、中、低的概念,将温度变化率模糊化成大、中、小的概念。输出量(炊饭量)也是模糊量(多、中、少)。模糊化的方法是要找到诸如做饭温度隶属高、中、低模糊概念(或模糊量)的隶属函数关系或隶属度。隶属函数一般是根据人的经验的总结或用实验的方法

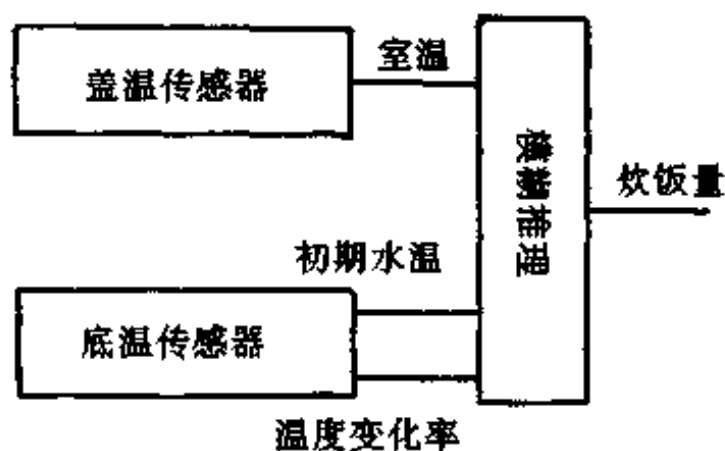


图 6.6.1 炊饭量模糊推理结构原理

获得的。根据经验或实验,可以找到初期水温、底温变化率与三级模糊概念间的隶属函数关系为平台型曲线(或正态分布),如图 6.6.2 所示。其中(a)小图为初期水温隶属函数;(b)小图为底温变化率隶属函数;(c)小图为炊饭量隶属函数。找到了隶属函数,就可以将输入量、输出量模糊化为输入模糊量、输出模糊量。

模糊推论是根据做饭的经验和实验,综合确定一系列模糊输

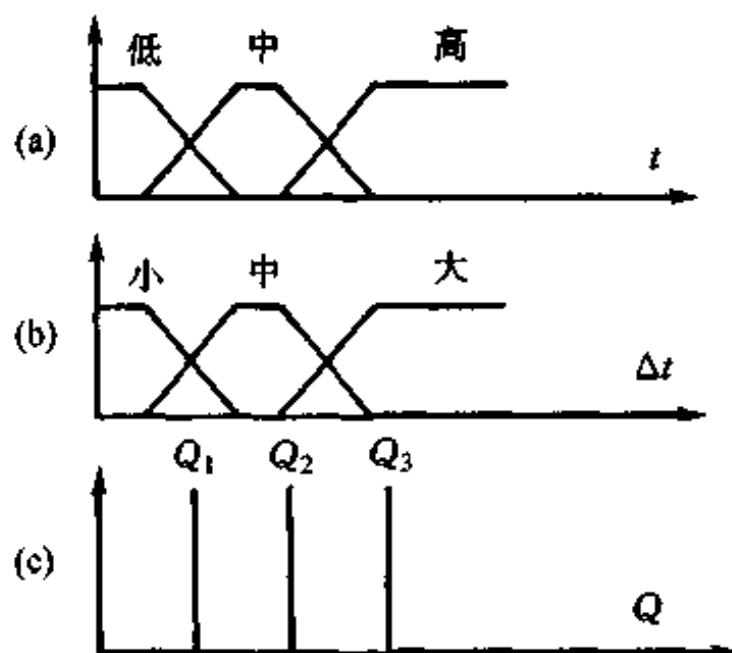


图 6.6.2 隶属函数关系

入量与模糊输出量之间的模糊规划。例如：初期水温低、室温中、底温变化率小，则炊饭量多。在模糊输入量、输出量之间建立如此一系列的模糊规划并列表，称模糊规则表。模糊规则表实际上是模糊输入量与模糊输出量之间的推理规划，可用下式表示：

$$u_i = \min[f_{(ij)}, x_{(ij)}]$$

式中 u_i 是第 i 条规则对第 i 个输出模糊量的隶属度； $f_{(ij)}$ 是输出模糊量矩阵中第 i 行第 j 列的隶属函数值； $x_{(ij)}$ 则为输入模糊量第 i 行第 j 列的隶属函数值。对输出量的模糊判决采用加权平均判决法，可表示为：

$$Q = \sum(U_i \cdot Q_i) / \sum U_i$$

将上述模糊化、模糊推论、模糊判决等全部过程用软件实施，即可实现对炊饭量 Q 的软传感技术。

§ 6.7 智能传感器

智能传感器的概念诞生于美国宇航局(NASA)的宇宙飞船的开发计划。宇宙飞船不仅需检测飞行速度、加速度、位置和姿态等的传感器，而且需检测宇航员居住空间的温度、气压、湿度、空气成分和微量气体的各种传感器。因此，宇宙飞船能检测到的各种数据十分庞大，必须用超大型计算机才能处理这些数据。采用传感器与微处理器相结合构成智能传感器的方法，可将系统信息从集中处理变成分散处理，这样不仅可确保数据处理质量，还可降低成本。由此诞生了智能传感器的概念。

智能传感器是具有学习、思考、判断和创造功能的传感器，是传感器与微处理器相结合的产物。由于带微处理器的传感器均具有数据采集、数据处理和交换信息的能力，因此也有把敏感元件与微处理器相结合的传感器称之为智能传感器。智能传感器一般具有如下特征：

- (1)能舍弃异常数据;
- (2)能完成分析和统计计算;
- (3)由可能获得的数据完成全部操作;
- (4)能同其他智能传感器相互作用;
- (5)能进行自我调整以适应不同环境条件;
- (6)能将信息分离成有用形式;
- (7)能进行判断。

智能传感器一般具有如下功能:

- (1)完成积分函数的整体数据处理;
- (2)自动校准;
- (3)自动补偿;
- (4)具有演算指令的功能;
- (5)能自我再组合;
- (6)至少具有一个有限存贮单元。

智能传感器非同常规传感器,它比常规传感器具有高精度、多功能、自动编程的优点。

图 6.7.1 为智能传感器系统的原理框图,它由基本智能传感器单元、通信接口、场地总线和控制系统组成。基本智能传感器的信号处理是分层进行的,即模拟信号处理层和数字信号处理层,或称硬件处理层和软件处理层。数字信号处理单元是由微处理器和存贮器组成的单元,其中驻留一核心控制程序,负责管理存贮器和计算电路、按规定模式选通传感器通道、处理被测信号、构造通信信息模块、实现自我监控等。自我监控是智能传感器所必须具备的功能。自我监控的内容是:在系统启动之初,每个操作系统先运行一段自检操作程序,检查传感器静态输出、接口电路状态、A/D 状态和校零操作等。在系统运行期间,时刻监视单元内各部分电路状态,一旦异常则迅速插入一段检测程序,以确定故障性质和位置,并向控制系统发出故障信息。甚至在故障时还可以立即启动另一套备用方案,以确保不间断工作。控制系统主要负责设置各

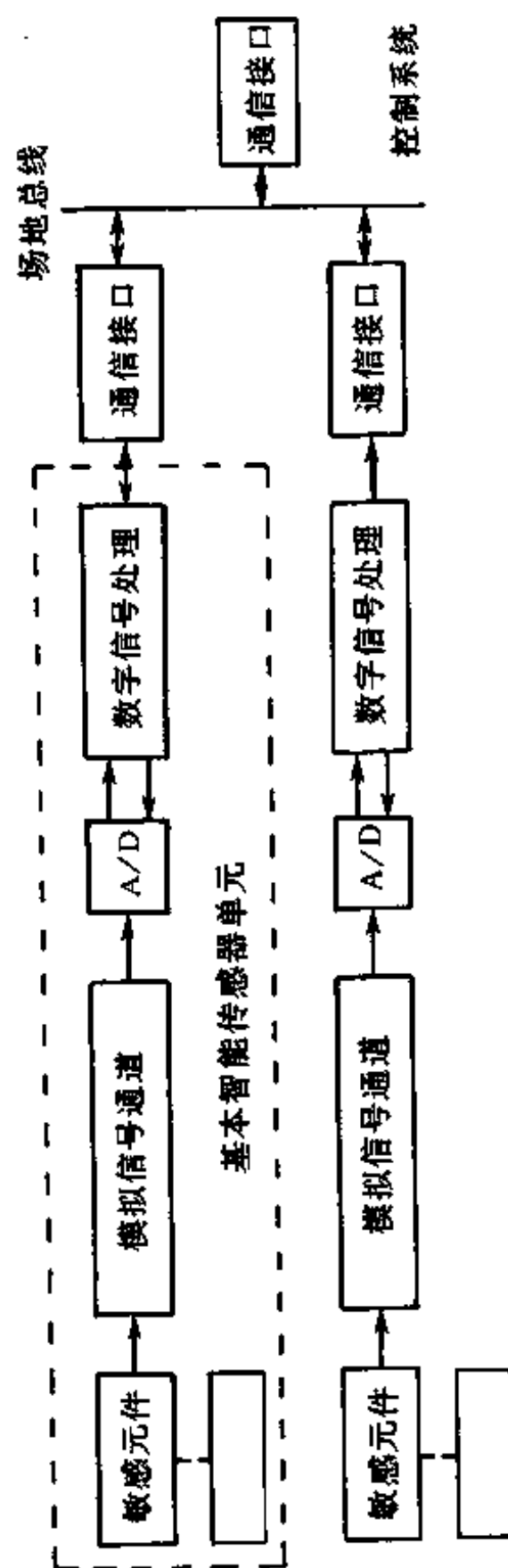


图 6.7.1 智能传感系统原理图

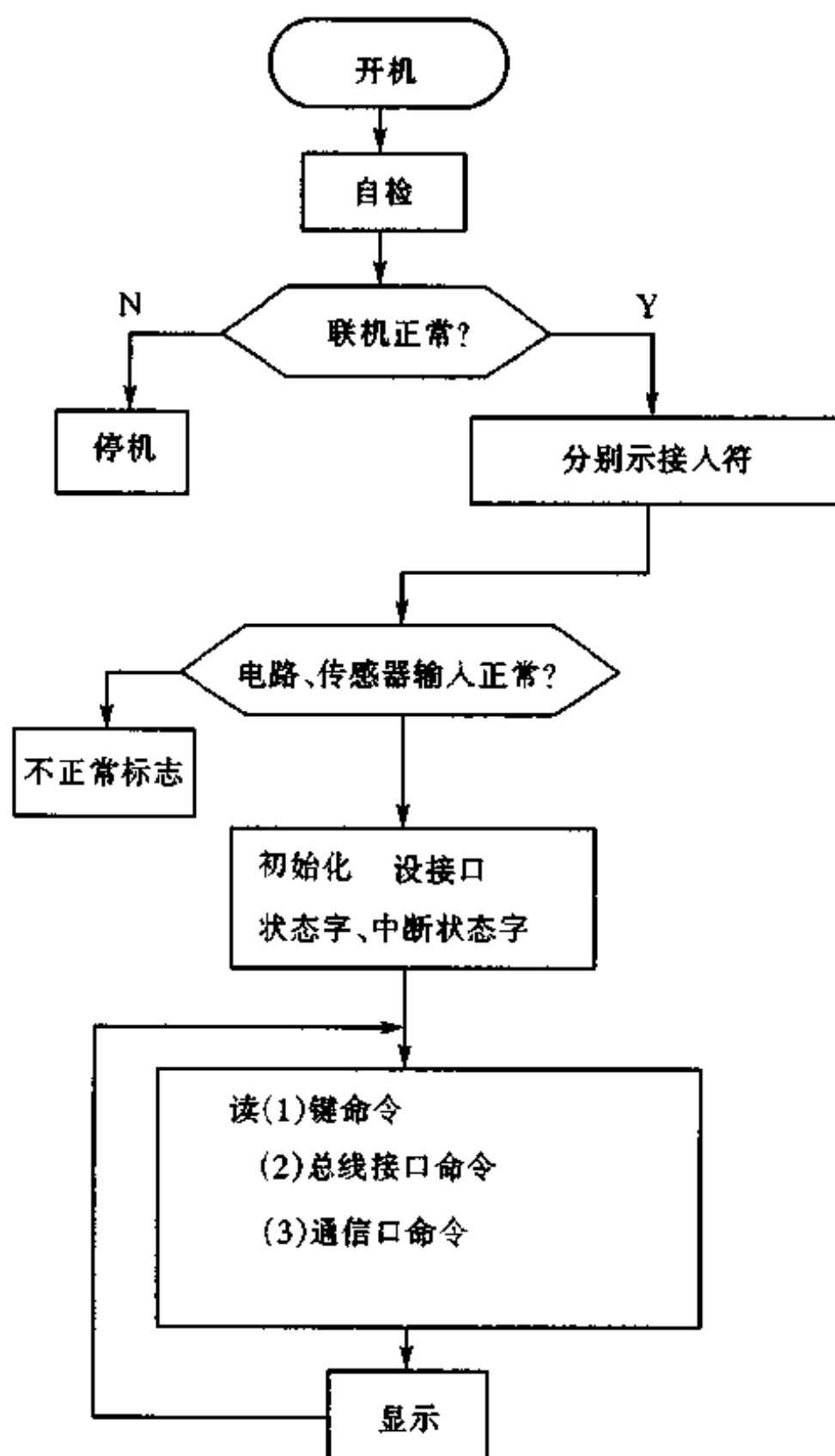


图 6.7.2

基本智能传感器单元间的通信方式和速率、从标准函数库中调用控制模块等。

用单片机 8031 构成的基本智能传感器的软件由控制程序、数据处理程序和高级语言写的辅助程序组成。程序流程如图 6.7.2 所示。

参 考 资 料

- 1 (苏)П·В·诺维茨基主编,该书译组译.非电量的电测量.北京:机械工业出版社,1983.
- 2 (日)吉野新治等著,张玉龙等编译.传感器电路设计手册.北京:中国计量出版社,1989.
- 3 张福学编著.传感器应用及其电路精选(上、下册).北京:电子工业出版社,1991.
- 4 张福学编著.传感器电子学及其应用.北京:国防工业出版社,1990.
- 5 周炯槃编著.信息理论基础.北京:人民邮电出版社,1983.
- 6 周宁华编著.集成运算放大器及其在电子线路中的应用.北京:国防工业出版社,1980.
- 7 常健生编.检测与转换技术.北京:机械工业出版社,1981.
- 8 程道喜等编著.传感器的信号处理及接口.北京:科学出版社,1989.
- 9 何立民编著.单片机应用系统设计.北京:北京航空航天大学出版社,1990.
- 10 方佩敏编著.新编传感器原理、应用、电路详解.北京:电子工业出版社,1994.
- 11 贺仲雄编著.模糊数学及其应用.天津:天津科学技术出版社,1981.
- 12 刘献心等.软传感技术与模糊控制.传感器技术,1994.4.

- 13 马红光等. 智能传感器系统. 传感器技术, 1994. 2.
- 14 D. R. White. The linearisation of resistance thermometers. J. Phys. E: Sci. Instrum. , Vol 17. 1984.
- 15 袁希光主编. 传感器技术手册. 北京: 国防工业出版社, 1986.

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 传感器电路分析与设计

作者 =

页数 = 2 4 8

S S 号 = 0

出版日期 =