

信息技术和电气工程学科国际知名教材 **中译本** 系列

2

传感器和信号调节 (第2版)

SENSORS AND SIGNAL CONDITIONING
(Second Edition)

Ramon Pallàs-Areny 著
John G. Webster

张 伦 译
吴常津 校



清华大学出版社



本书特色

本书根据John Wiley & Sons出版公司2001年出版的“Sensors and Signal Conditioning”（第2版）一书翻译而成。书中对实践中常用传感器及利用传感器进行高精度、高分辨率和宽动态范围检测所使用的信号调节电路，包括电桥、放大器作了详细而全面的介绍。全书共分9章，分别对利用传感器的测量系统，常用传感器的工作原理、材料、结构和制造工艺，电阻式传感器的信号调节电路，变电抗式传感器的信号调节，有源传感器的信号调节以及一些新型传感器（智能传感器、生物传感器）进行了讨论。书中着重介绍了在信号调节中可能出现的一些问题及其解决方案。在叙述各章内容时，还列举若干设计实例，每章最后都列出相当数量的习题供读者钻研思考，并在书末给出解答。

本书可供从事传感器和电子测量技术工作的科技人员及高等院校相关专业的大学生阅读参考。

ISBN 7-302-07305-8



9 787302 073055 >

定价：49.00元

TP212
73

传感器和信号调节 (第2版)

SENSORS AND SIGNAL CONDITIONING
(Second Edition)

Ramon Pallàs-Areny 著
John G. Webster

张 伦 译
吴常津 校

北方工业大学图书馆



00542463

清华大学出版社
北京

Sensors and Signal Conditioning, Second Edition

Ramon Pallàs-Areny, John G. Webster

Copyright © 2001 by John Wiley & Sons.

Original language published by John Wiley & Sons. All Rights reserved.

Tsinghua University Press is authorized by John Wiley & Sons to publish and distribute exclusively this Simplified Chinese edition. No part of this publication may be reproduced or distributed by any means, or stored in a database or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

本书中文简体字翻译版由 John Wiley & Sons 授权清华大学出版社独家出版发行。未经出版者预先书面许可,不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

版权所有,翻印必究。

本书封面贴有清华大学出版社激光防伪标签,无标签者不得销售。

图书在版编目(CIP)数据

传感器和信号调节:第2版/阿雷尼,韦伯斯特著;张伦译.—北京:清华大学出版社,2003

书名原文: Sensors and Signal Conditioning, Second Edition

(信息技术和电气工程学科国际知名教材中译本系列)

ISBN 7-302-07305-8

I. 传… II. ①阿… ②韦… ③张… III. ①传感器 ②信号—调制技术 IV. TP212

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2003)第 085854 号

出版者:清华大学出版社

<http://www.tup.com.cn>

社总机:010-62770175

地址:北京清华大学学研大厦

邮编:100084

客户服务:010-62776969

组稿编辑:王一玲

文稿编辑:魏艳春

版式设计:肖米

印刷者:北京鑫丰华彩印有限公司

装订者:三河市李旗庄少明装订厂

发行者:新华书店总店北京发行所

开本:175×245 印张:31.25 字数:606千字

版次:2003年12月第1版 2003年12月第1次印刷

书号:ISBN 7-302-07305-8/TN·146

印数:1~3000

定价:49.00元

《信息技术和电气工程学科国际知名教材中译本系列》

出版说明

三年多以前,2000年10月,为了系统地参考和借鉴国外知名相关大学教材,推进我国大学的课程改革和我国大学教学的国际化进程,清华大学出版社策划、出版了《国际知名大学原版教材——信息技术学科与电气工程学科系列》,至今已经出版了30多种,深受高等院校信息技术与电气工程及相关学科师生和其他科技人员的欢迎和好评,在学术界和教育界产生了积极的影响。现在这个系列中的大部分教材都已经重印,并曾获得《2001年引进版优秀畅销丛书奖》。在此期间,我们曾收到来自各地高校师生的很多反映,期望我们选择这个系列中的一些较为基础性和较为前沿性的教材译成中译本出版,以为更广大的院校师生和科技人员所选用。正是基于这种背景和考虑,清华大学出版社决定进一步推出《信息技术和电气工程学科国际知名教材中译本系列》。

这套国际知名教材中译本系列所选书目的范围,限于信息技术和电气工程学科所属各专业的技术基础课和主要专业课。教材原版本除了选自《国际知名大学原版教材——信息技术学科与电气工程学科系列》外,还将精选其他具有较大影响的国外知名的相关领域教材或教学参考书。教材内容适于作为我国普通高等院校相应课程的教材或主要教学参考书。

本国际知名教材中译本系列按分期分批的方式组织出版。为了便于使用这套国际知名教材中译本教材系列的相关师生和科技人员从学科和教学的角度对其在体系和内容上的特点和特色有所了解,在每种中译本教材中都附有我们约请的相关领域资深教授撰写的推荐说明,其中的一些直接取自于《国际知名大学原版教材——信息技术学科与电气工程学科系列》中的影印版序。

本国际知名教材中译本系列的读者对象为信息技术和电气工程学科所属各专业的本科生或研究生,同时兼顾其他工程学科专业的本科生或研究生。既可采用作为相应课程的教材,也可作为相应课程的教学参考书。此外,本国际知名教材中译本系列也可提供作为工作于各个技术领域的工程师和技术人员的自学读物。

感谢使用本国际知名教材中译本系列的广大师生和科技人员的支持。期望广大读者提出意见和建议。

郑大钟 教授

清华大学信息科学技术学院

译者序

传感器是信息时代的关键技术之一，它是获取准确可靠信息的重要手段。在现代工业过程控制、自动化生产、基础科学研究、宇宙开发、海洋探测、环境测控、石油化工、生物工程、桥梁建筑等许多方面，传感器已获得越来越广泛的应用。因此，了解和掌握传感器技术，尤其是传感器与高性能信号调节电路结合使用的新技术，便为推动电子技术的迅速发展及其在上述各个领域的高效能应用奠定了良好的基础。

本书系根据美国 John Wiley & Sons 出版公司 2001 年出版的《传感器和信号调节电路》(Sensors and Signal Conditioning, 第 2 版)一书翻译而成。有关本书的内容安排和主要特点已在序言中作了详细说明，故不再赘述。这里仅着重指出，与目前国内已出版的多种同类书籍相比，本书具有以下几个显著特点。

首先，书中不仅对传感器本身，而且将传感器在测量系统中的应用结合在一起进行论述，并对电路设计及满足设计所提出的技术要求的途径作了深入分析。这对于更有效地实际应用传感器无疑很有启发和帮助。

其次，为了使读者系统了解测量系统的基本原理，书中以较大篇幅对所述问题进行了数学分析，同时列举出典型应用实例，因而易于为读者理解和接受。

最后，书中每章都附有相当数量的参考文献，以帮助读者进一步查阅和钻研思考。

与国内近年出版的同类书籍相比，本书题材较为新颖、内容较为丰富，因而也具有较大的启发性。本书对从事传感器研制和电子测量技术工作的科技人员及高等院校相关专业大学生是一本有用的参考书，而且对电子技术其他领域工作的人员也会有所帮助。

承蒙电子科技集团 12 研究所吴常津博士细心校对了本书的译文，赵颖同志对译文的誊清进行了校核，在此译者谨向他们表示衷心感谢。

译者对原书中的一些印刷错误已作了补正。鉴于本书涉及的范围十分广泛，译者水平有限，译文中不妥和错误之处在所难免，切望读者不吝批评指正。

张 伦

2003 年 3 月于北京

前 言

在工业过程控制、测量和自动化中，我们已经习惯使用传感器进行温度、压力、流量和液位测量。如今，在数字电子学发展的推动下，传感器已能进入包括对汽车、飞机、医疗产品、办公机器、个人电脑、消费类电子设备、家用电器及污染控制中的多个物理量和化学量进行测量的众多应用场合。

传感器的许多新应用领域并不要求任何苛刻的工作条件，且拥有大量的消费需求。它使得这些应用成为半导体传感器，特别是可以由微机械加工技术大规模生产的传感器（微传感器）的应用方向。汽车工业中加速度传感器和压力传感器的年销售量以及医用设备中血压传感器的年销售量达到数千万个。气体传感器、流量传感器、CMOS 图像传感器和生物传感器也得到了相类似的迅速发展。

传统传感器（或宏传感器）并没有被新型微传感器所取代。许多普通传感器在一些专业应用场合仍有需求，因此，在可以预见的将来，它们并不会被取代。尽管如此，在信号调节中常用的一些集成电路的性能已获得改进，并允许用更为简单的电路进行设计。此外，还出现了一些用于普通传感器，如热电偶、电阻式温度检测器（RTD）、电容式传感器和线性可调差接变压器（LVDT）的信号调节专用集成电路。微控制器在低成本、低分辨率模数连接中已成为廉价的资源。再者，数字计算的低成本已将一部分计算和补偿转移到更靠近传感器。与中央控制器交换数据的数字通信手段日益普及，智能传感器正在一些新建的工厂中装配。

本书的第 2 版沿用了与第 1 版相同的思路来反映上述新的现实，它所面向的读者群包括电子工程系大学生以及对利用市场可提供的传感器和集成电路来设计测量系统感兴趣的专业人员。我们将

目 录

译者序	III
前言	V
第 1 章 利用传感器的测量系统简介	1
1.1 一般概念和术语	1
1.1.1 测量系统	1
1.1.2 换能器、传感器和执行器	2
1.1.3 信号调节和显示	3
1.1.4 接口、数据域和变换	4
1.2 传感器的分类	5
1.3 通用输入-输出配置	9
1.3.1 干扰输入和调整输入	9
1.3.2 补偿技术	10
1.4 测量系统的静态特性	11
1.4.1 精确度、精密度和灵敏度	11
1.4.2 其他特性:线性和分辨率	14
1.4.3 系统误差	15
1.4.4 随机误差	16
1.5 动态特性	18
1.5.1 零阶测量系统	19
1.5.2 一阶测量系统	19
1.5.3 二阶测量系统	22
1.6 传感器的其他特性	26

1.6.1	输入特性:阻抗	27
1.6.2	可靠性	28
1.7	初级传感器	30
1.7.1	温度传感器:双金属传感器	31
1.7.2	压力传感器	32
1.7.3	流速和流量传感器	34
1.7.4	液位传感器	41
1.7.5	力和转矩传感器	42
1.7.6	加速度和倾斜传感器	43
1.7.7	速度传感器	44
1.8	传感器使用的材料	45
1.8.1	导体、半导体和电介质	47
1.8.2	磁性材料	50
1.9	微传感器工艺	52
1.9.1	厚膜工艺	52
1.9.2	薄膜工艺	53
1.9.3	微机械加工工艺	54
	习题	57
	参考文献	59
第2章	电阻式传感器	61
2.1	电位器	61
2.2	应变计	67
2.2.1	基本原理:压阻效应	67
2.2.2	类型和应用	71
2.3	电阻式温度检测器	74
2.4	热敏电阻	79
2.4.1	模型	79
2.4.2	热敏电阻的类型和应用	86
2.4.3	线性化	90
2.5	磁敏电阻	92
2.6	光敏电阻(LDR)	96
2.7	电阻式湿度计	101
2.8	电阻式气体传感器	103
2.9	液体电导率传感器	107

习题	109
参考文献	111
第3章 电阻式传感器的信号调节	113
3.1 电阻的测量	113
3.2 分压器	118
3.2.1 电位器	120
3.2.2 用于热敏电阻	123
3.2.3 动态测量	125
3.2.4 分压器用的放大器	126
3.3 惠斯登电桥:平衡测量	128
3.4 惠斯登电桥:偏转测量	130
3.4.1 灵敏度和线性	130
3.4.2 电阻式传感器电桥的模拟线性化	133
3.4.3 传感器电桥的校准和平衡	134
3.4.4 差值测量、平均值测量和补偿	135
3.4.5 惠斯登电桥的电源	139
3.4.6 惠斯登电桥的检测方法	142
3.5 差动放大器和仪表放大器	143
3.5.1 差动放大器	143
3.5.2 利用两个运算放大器的仪表放大器	148
3.5.3 利用三个运算放大器的仪表放大器	150
3.6 干扰	155
3.6.1 干扰的类型和抑制	155
3.6.2 信号电路接地	158
3.6.3 屏蔽接地	159
3.6.4 隔离放大器	163
习题	165
参考文献	173
第4章 变电抗式传感器和磁电式传感器	174
4.1 电容式传感器	174
4.1.1 可变电容器	174
4.1.2 差动电容器	181
4.2 电感式传感器	184
4.2.1 变磁阻式传感器	184

4.2.2	涡流式传感器	189
4.2.3	线性可调差接变压器(LVDT)	192
4.2.4	可调变压器:自动同步器、分解器和感应同步器	199
4.2.5	磁弹性传感器和磁致伸缩传感器	210
4.2.6	威甘德(Wiegand)传感器和脉冲-合金线传感器	213
4.2.7	饱和磁心(磁通闸门)传感器	215
4.2.8	超导量子干涉器件(SQUID)	216
4.3	磁电式传感器	218
4.3.1	基于法拉第定律的传感器	218
4.3.2	霍耳式传感器	223
	习题	227
	参考文献	229
第5章	变抗式传感器的信号调节	232
5.1	问题和解决方案	232
5.2	交流电桥	236
5.2.1	灵敏度和线性	236
5.2.2	电容性电桥的模拟线性化	239
5.2.3	交流放大器和电源去耦	240
5.2.4	静电屏蔽和有源屏蔽	245
5.2.5	交直流信号变换器	247
5.3	载波放大器和相干检波	251
5.3.1	载波放大器的工作原理和结构	251
5.3.2	相敏检波器	257
5.3.3	在线性可调差接变压器中的应用	261
5.4	供电容式传感器使用的特殊信号调节器	263
5.5	分解器-数字变换器和数字-分解器变换器	266
5.5.1	自动同步器-分解器变换器	266
5.5.2	数字-分解器变换器	269
5.5.3	分解器-数字变换器	270
	习题	271
	参考文献	275
第6章	有源传感器	277
6.1	热电式传感器:热电偶	277

6.1.1	可逆的热电效应	277
6.1.2	常用的热电偶	281
6.1.3	实用的热电偶定律	284
6.1.4	热电偶回路中的冷端补偿	287
6.2	压电式传感器	290
6.2.1	压电效应	290
6.2.2	压电材料	293
6.2.3	应用	294
6.3	热电式传感器	300
6.3.1	热电效应	300
6.3.2	热电材料	302
6.3.3	辐射定律:普朗克定律、维恩定律和斯忒藩-玻尔兹曼定律	302
6.3.4	应用	304
6.4	光电式传感器	306
6.4.1	光电效应	306
6.4.2	材料和应用	307
6.5	电化学传感器	308
	习题	311
	参考文献	314
第7章	有源传感器的信号调节	316
7.1	斩波放大器和低漂移放大器	316
7.1.1	运算放大器中的失调和漂移	316
7.1.2	斩波放大器	322
7.1.3	自动调零放大器	323
7.1.4	组合放大器	325
7.1.5	仪表放大器的失调和漂移	326
7.2	静电计放大器和互阻抗放大器	327
7.2.1	互阻抗放大器	328
7.2.2	通过积分进行电流测量	331
7.2.3	设计静电计电路时的注意事项	332
7.3	电荷放大器	333
7.4	放大器的噪声	338
7.4.1	噪声的基础知识	339
7.4.2	运算放大器的噪声	342

7.4.3	互阻抗放大器的噪声	349
7.4.4	电荷放大器的噪声	350
7.4.5	仪表放大器的噪声	352
7.5	电阻器的噪声和漂移	354
7.5.1	固定电阻器的漂移	354
7.5.2	可调电阻器(电位器)的漂移	356
7.5.3	电阻器的噪声	357
	习题	358
	参考文献	363
第8章	数字式传感器和智能传感器	365
8.1	位置编码器	365
8.1.1	增量位置编码器	365
8.1.2	绝对位置编码器	372
8.2	谐振式传感器	376
8.2.1	基于石英谐振器的传感器	377
8.2.2	表面声波(SAW)传感器	382
8.2.3	振动金属丝应变计	383
8.2.4	振动圆筒传感器	384
8.2.5	数字式流量计	385
8.3	可变振荡器	387
8.3.1	正弦振荡器	388
8.3.2	张弛振荡器	389
8.3.3	可变CMOS振荡器	391
8.3.4	可变振荡器的线性	393
8.4	变换成频率、周期或持续时间	395
8.4.1	电压-频率变换	395
8.4.2	检测量-频率直接变换	397
8.4.3	检测量-持续时间直接变换	400
8.5	传感器-微控制器直接连接	402
8.5.1	频率测量	402
8.5.2	周期和时间间隔测量	404
8.5.3	计算和补偿	407
8.5.4	速度测量——数字式转速计	408
8.6	传感器的通信系统	409

8.6.1	电流遥测术:4mA~20mA 电流环路	411
8.6.2	同时进行模拟和数字通信.....	412
8.6.3	传感器总线:现场总线	413
8.7	智能传感器	415
	习题.....	417
	参考文献.....	420
第9章	其他检测方法.....	422
9.1	基于半导体结的传感器	422
9.1.1	基于半导体结的温度计.....	422
9.1.2	磁敏二极管和磁敏晶体管.....	428
9.1.3	光电二极管.....	428
9.1.4	位置灵敏探测器(PSD)	436
9.1.5	光电晶体管.....	437
9.1.6	半导体结核辐射探测器.....	438
9.2	基于 MOSFET 的传感器	440
9.3	电荷耦合式传感器和 CMOS 图像传感器	442
9.3.1	工作原理.....	442
9.3.2	CCD 和 CMOS 图像传感器的类型及应用	446
9.4	光纤传感器	449
9.4.1	光纤的基础知识.....	449
9.4.2	光纤传感器技术和应用.....	450
9.5	超声波传感器	454
9.5.1	超声波传感器的基础知识.....	454
9.5.2	基于超声波的检测方法和应用.....	456
9.6	生物传感器	458
	习题.....	460
	参考文献.....	463
	习题答案.....	465

第 1 章

利用传感器的测量系统简介

在我们的生活中到处都能遇到测量。工业、商业、医学和科学研究工作均离不开测量。传感器由于能提供具有被测对象所包含信息的电信号而使测量成为可能。电子电路对电信号进行处理,以提取所包含的信息。因此,传感器是测量系统的基础。本章将介绍传感器的基础知识、它们的静态特性和动态特性、用于测量普通物理量的主要传感器以及传感器的材料和工艺。

1.1 一般概念和术语

1.1.1 测量系统

系统是指用来完成一个或多个功能所需两个或多个元件、子系统和部件的组合。测量系统的作用是以客观和实验方式对客体或事件的特性或品质加以定量描述。也就是说,测量结果必须不依赖于观察者(具有客观性)并以实验为依据(通过实验方式获取)。数值大小必须与所描述的特性遵循相同的规律。例如,若某一给定客体具有超过另一个客体的同一特性,则对第一个客体进行测量的数值结果必须超过对第二个客体进行测量的数值结果。

测量的目的之一可以是过程监测,例如,环境温度测量、气体和水体积测量以及临床监测。另一个目的可以是过程控制,例如,研究不规则形状物体内部的温度分布或确定汽车碰撞时仿真模型驾驶员各部位的力分布。由于所需信息及其数量的固有属性,计算机辅助设计(CAD)还无法给出这些实验的完整数据。因此,为了验证计算机模拟的结果是否正确,也需要进行样机测量。

图 1.1 示出一个测量和控制系统的功能和数据流。通常,除由传感器完成信息采集之外,测量还需对有关信息进行处理并显示结果,以使结果能被人的感官所察觉。这些功能中的任何一种可能是本地功能或远地功能,但远地功能需要进行信息传输。现代测量系统实际上不是按照图 1.1 中的数据流来布置,而是按照数

据流与使不同子系统进行信息交换的数字总线的连接方式来进行布置(参见 8.6 节和 8.7 节)。

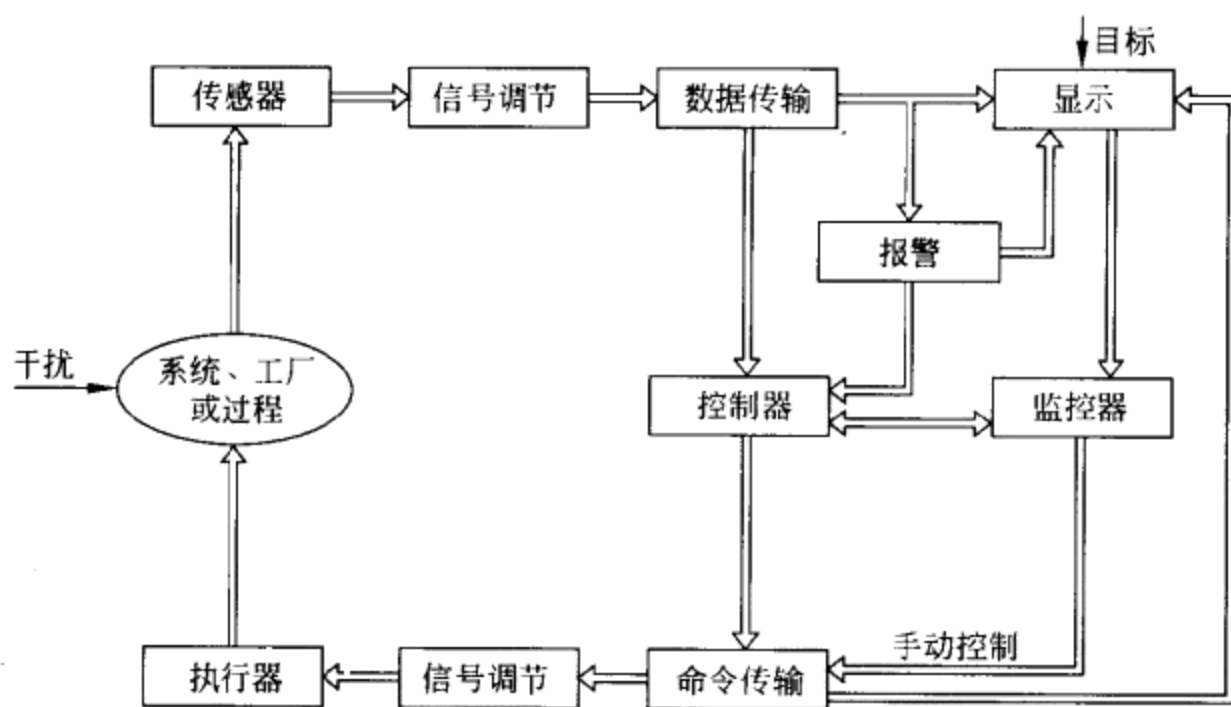


图 1.1 测量和控制系统中的功能和数据流。传感器和执行器都是位于电子系统与过程或实验之间的物理界面上的换能器。

1.1.2 换能器、传感器和执行器

换能器是一种将信号从一种物理形式变换为具有不同物理形式的相应信号的装置。因此,换能器是一种能量变换器。这意味着,输入信号始终具有能量或功率,亦即输入信号由其乘积具有能量或功率量纲的两个分量组成。但是,在测量系统中,被测信号的两个分量之一通常小到可忽略不计,因此只测量保留下来的分量。

例如,在测量力时,我们假定换能器中的位移很小,亦即没有“加载”效应,否则就可能出现被测的力不能给出引起运动所需的动力。但是,换能器总会拾取一部分功率,所以,我们必须保证被测系统不受测量过程的干扰。

由于存在着 6 种不同的信号类型,即机械、热、磁、电、化学和辐射(包括光在内的微粒辐射和电磁辐射),所以,将一类信号变换成另一类信号的任何装置均为换能器。最终得到的信号可能具有任何一种有用的物理形式。提供电输出的装置称之为传感器。大多数测量系统都利用了电信号,因而是依靠传感器进行工作的。电子测量系统有以下优点:

(1) 通过选择适当的材料,传感器可用于任何非电量测量。由于物质的电子结构,故非电参数的任何变化都反映电参数的变化。

(2) 由于传感器的输出信号可以被放大,所以无需从被测过程汲取能量。电

子放大器能以单级给出大于 10^{10} 的增益(低功率)。放大器输出的能量取自它的电源。放大器的输入信号仅对输出能量进行控制(调制)。

(3) 有各种各样的集成电路可用于电信号的调节或修正。某些传感器可以将这种调节器集成在一个封装件内。

(4) 用电子手段显示或记录信息有多种选择。这使我们能处理数据和文本、曲线以及图形。

(5) 电信号的信号传输适用面非常广。在某些情况下,例如在存在电离辐射或爆炸的环境中,机械信号、液压信号或气动信号可能更加适合,但电信号仍占主导地位。

有时,传感器和换能器作为同义语使用。不过,传感器的含义侧重于扩展人们获取那些因潜在或微不足道的属性而使人的感官所不能察觉的物理量信息的能力。换能器则意味着输入量和输出量不一样。传感器可能不是换能器。例如,针对输入量和输出量相同的场合已出现了修正器(modifier)一词,不过它尚未被广泛接受。

对输入换能器(物理信号/电信号)与输出换能器(电信号/显示或执行)目前已很少加以区别。如今,将输入换能器称为辐射传感器或探测器,而将输出换能器称为执行器或控制器。传感器专用于采集信息,而执行器则主要用于功率转换。

有时,特别是在测量力学量时,初级传感器将被测物理量转换为测量信号。然后,某个传感器再将测量信号转换为电信号。例如,膜片是受到压差时产生应力的初级传感器,应变计则对该应力进行检测(见 1.7.2 节和 2.2 节)。本书中,我们将把包括外壳和引线在内的整个装置称为传感器。然而,读者必须意识到,除非将信号作进一步处理,否则我们无法直接感受来自传感器的信号。

1.1.3 信号调节和显示

信号调节器是测量系统的组成部分,它由传感器的输出电信号启动,然后给出适合于传输、显示或记录的信号,或者能更好地满足后续标准设备或装置要求的信号。信号调节器通常由完成下列任何一种功能的电路组成,即放大、电平移动、滤波、阻抗匹配、调制和解调。某些标准将传感器加上信号调节器子系统称为发射器。

测量系统中的某一级通常采用数字电路,而传感器输出则为模拟输出。模数转换器(ADC)给出由模拟信号形成的数字代码。ADC 的输入阻抗相当低,它们要求其输入信号为直流或缓变信号,幅度处在规定的允许范围(通常小于 $\pm 10\text{V}$)。因此,幅度可能处于毫伏范围的传感器输出信号在加入 ADC 之前必须进行调节。

被测结果的显示可以采用模拟(光、声或触觉)形式或数字(光)形式。记录可

以为磁记录、电子记录或纸带记录,但被记录的信息始终应具有电的形式。

1.1.4 接口、数据域和变换

在测量系统中,信号检测、调节、处理和显示的功能并不总是被分成截然不同的部分。而且,信号调节与处理之间的界限也可能不明显。但是,在最终利用传感器的输出信号之前,一般都需要对其进行某种信号处理。某些作者利用接口(interface)一词来指工作在一定电气参数范围的信号调整部分,甚至指信号从一个数据域变化到另一个数据域,如 ADC 电路。

数据域是用来表示或传输信息的某个量的名称。数据域的概念和数据域之间的变换有助于说明与它们相关的传感器和电路^[1]。图 1.2 示出某些可能的数据域,其中,大部分属于电气参数数据域。

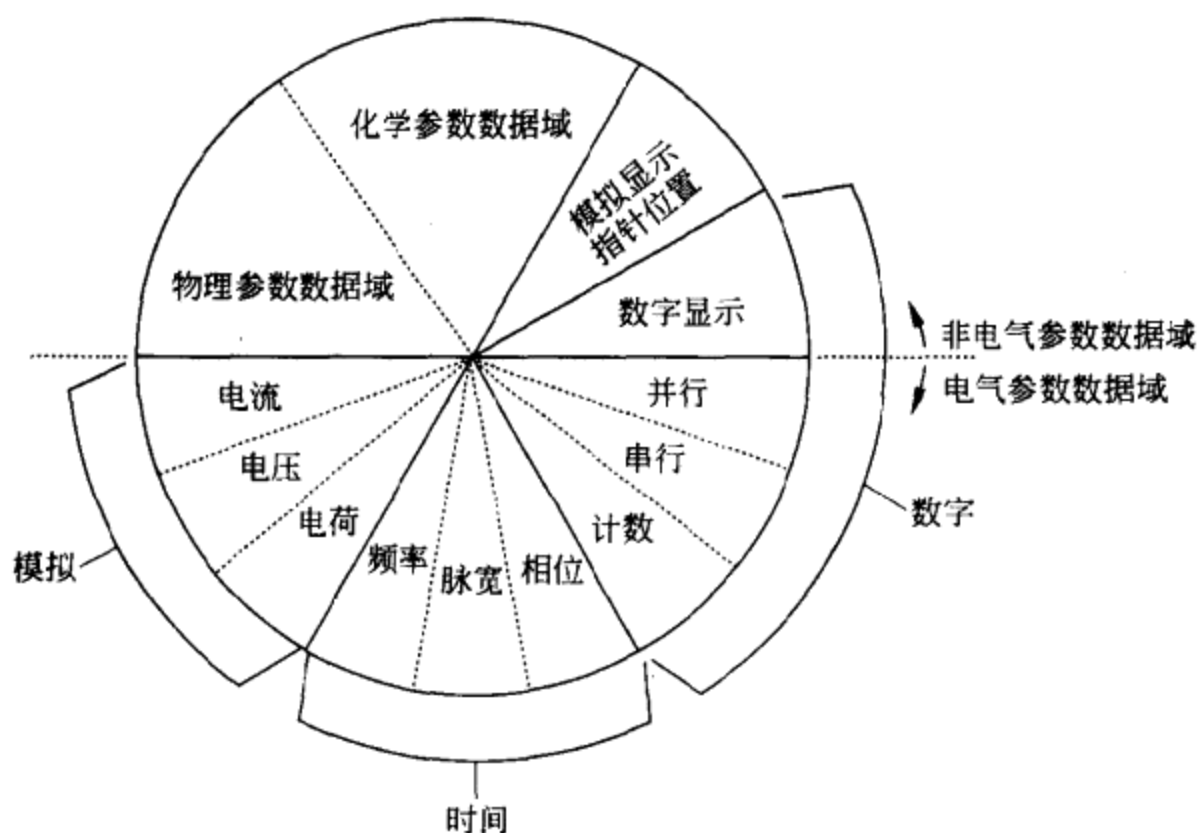


图 1.2 数据域是用来表示或传输信息的量^[1]。

在模拟数据域中,信息由信号幅度(即电荷、电压、电流或功率)携带。在时间数据域中,信息不是由幅度而是由时间关系(周期或频率、脉宽或相位)携带。在数字数据域中,信号只有两个值*。信息可能由脉冲数或由编码的串行字或并行字携带。

模拟数据域最容易受电气干扰的影响(见 1.3.1 节)。在时间数据域中,编码变量由于需要变换成数值变量,故不能以连续方式进行测量,而必须考虑周期或脉

* 即 1 和 0。——译者注



冲持续时间。在数字数据域中,有关数值很容易加以显示。

因此,依据测量方法的直接属性或间接属性,测量系统的结构可以借助数据域变换和变化进行描述。

直接物理测量通过与基准量的直接比较,给出有关实际客体或作用的定量信息。这种比较有时只是机械比较,如常用的磅秤。

在间接物理测量中,所考察的量利用描述与用某个装置(通常为电装置)测得的其他量相联系的规律的公式来进行计算。例如,人们将测得的转矩与转速相乘来测量轴杆传送的机械功率,将直流电压除以电流来测量电阻或对速度积分来测量经过的距离。许多测量都属于间接测量。

1.2 传感器的分类

有许多种传感器可用于不同的物理量。为了研究传感器,有必要首先按照有关准则对它们进行分类。White^[10]为本书中所介绍的传感器提供了相应的准则。

在考虑对电源的需要时,可以将传感器分类为无源传感器和有源传感器。在无源传感器中,大部分输出信号功率都来自辅助功率源。输入端只对输出进行控制。相反,在有源传感器中,输出功率则来自输入端。

无源传感器通常需要比有源传感器更多的引线,因为需要用与信号引线不同的引线提供功率。此外,辅助功率源的存在可能增加在易燃易爆气体环境中引起爆炸的危险性。无源传感器具有电源电压可以改变其总体灵敏度的优越性。

在考虑输出信号时,我们将传感器分为模拟传感器或数字传感器。对于模拟传感器,输出在宏观层面上以连续方式改变。信息一般是由幅度获得,尽管在时域中具有输出的传感器通常被认为是模拟传感器。输出为可变频率的传感器称为准数字传感器,因为很容易从它们(由在一段时间内计数)获得数字输出。

数字传感器的输出采取离散步距或离散态的形式。数字传感器不需要ADC,它们的输出比模拟传感器的输出更容易传输。数字输出不仅重复性好、可靠性高,而且往往更为精确。但令人遗憾的是,数字传感器却不能测量许多物理量。

在考虑工作方式时,传感器根据其工作方式被分为偏转工作方式和零示工作方式。在偏转型传感器中,被测的量产生某种物理效应,在仪器的某个部分引起类似的但作用相反的与某个有用变量相关的效应。例如,用来测量力的测力计是一种传感器,其中,待测的力使弹簧偏斜到施加的力与弹簧的变形成正比,且与施加的力平衡的位置。

零示型传感器通过应用与由被测的量产生的效应相反的已知效应来防止偏离

零点。存在着失衡检测器和用来恢复平衡的某些手段。例如,在天平中,在秤盘上放置重物会引起指针指示失衡。使用者应在另一个秤盘上放置一个或多个已校重量,直到达到平衡为止,平衡可由指针的位置观察。

零示测量通常更精确,因为相反的已知效应能针对某个高精密度标准或某个基准量进行校准。失衡检测器只在零附近进行测量。因此,它十分灵敏而无需任何校准。然而,零示测量的速度很慢。尽管试图利用伺服机构来实现自动化,但它们的响应时间一般不如偏转系统的响应时间短。

在考察输入-输出关系时,传感器可以分为零阶、一阶、二阶或高阶传感器(见1.5节)。阶次与传感器中存在的独立储能单元数相关。独立储能单元数将影响传感器的精确度和速度。当传感器是闭环控制系统的一部分时,这样的分类是重要的,因为过大的延迟可能会引起振荡^[6]。

表1.1对以上分类准则进行了比较,并给出在不同测量状态下每类传感器的实例。为了对众多的这类装置进行研究,通常按照被测对象对它们进行分类。因此,我们会提到用于温度、压力、流量、液位、湿度、pH值、化学成分、气味、位置、速度、加速度、力、扭矩、密度等等的传感器。然而,这种分类难以包罗万象,因为可测的量似乎有无限多个。例如,那些受人关注的空气中的各种污染或人体内的不同蛋白质数量的检测。

表 1.1 按照不同准则进行的传感器分类

准 则	类 别	实 例
电 源	无源传感器	热敏电阻
	有源传感器	热电偶
输出信号	模拟传感器	电位器
	数字传感器	位置编码器
工作方式	偏转传感器	偏转加速度计
	零示传感器	伺服加速度计

电子工程师们喜欢依据可变的电参数(电阻、电容、电感)对传感器分类,然后再追加一些产生电压、电荷或电流的传感器和未包含在前两类中的传感器(主要是PN结传感器和辐射传感器)。这种方法能减少传感器的类别数并能直接研究相关的信号调节器。表1.2中列出一些常用传感器和常用物理量的检测方法。

表 1.2 常用传感器和对常用物理量的检测方法

传感器类型	物 理 量									
	加速度, 振动	流速, 点流速	力	湿度	液位	位移	压力	温度	速度	
电阻式 传感器	物质-弹簧+应 变计	风速计	应变计	湿敏电阻	悬浮体+电 位器	磁致电阻	布尔顿管(压力 计)+电位器	电阻式温度检 测器(RTD)		
		热敏电阻			光敏电 阻(LDR)	电位器	膜片+应变计	热敏电阻		
		目标+应变计			热敏电阻	应变计				
电容式 传感器	物质-弹簧+可 变电容器		电容式应变计	介质变化电 容器	可变电容器	差动电容器	膜片+可变电 容器			
	物质-弹簧+ LVDT	法拉第定律	负荷传感器+ LVDT		磁致伸缩	涡流	膜片+LVDT		涡流	
电感式传感 器和磁电式 传感器		转子流速计+ LVDT	磁致伸缩传 感器		磁致电阻	霍耳效应	膜片+可变磁阻		霍耳效应	
					悬浮体+LVDT	感应同步器				
					涡流	LVDT			法拉第定律	
						分解器, 同步 器			线性速度变 换器(LVT)	
有源传感器	物质-弹簧+压 电式传感器	热传递+热 电偶	压电式传感器			磁致伸缩	压电式传感器			
								热电式传感器		

续表

传感器类型	物理量										
	加速度, 振动	流速, 点流速 计数叶轮, 计 数叶轮机	力	湿度 表面声波 (SAW) 传感器	液位	位移	压力	温度	速度		
数字式 传感器		计数叶轮, 计 数叶轮机		表面声波 (SAW) 传感器	振动棒	位置编码器	布尔顿管+编 码器	热电偶			
		正位移			悬浮体+滑 轮		布尔顿管或 皱纹管+石 英谐振器	石英振荡器	增量编码器		
		涡旋, 叶 轮分离					膜片+振 动丝				
PN 结 传感器					光电传感器	光电传感器		二极管			
								双极晶体管			
光传感器, 光纤传感器								温度-电 流(T/D)转 换器			
		风速和风向 激光测定法		冷镜							
		多普勒效应							多普勒效应		
超声波式 传感器		传播时间			吸收	传播时间					
		涡旋叶轮			传播时间						
		差压			差压						
其他传感器		可变面积+液 位传感器(开 放式通道)			微波雷达						
		可变面积+位 移			核辐射						
		互补(复合向 心)效应+力									

* LVDT 为线性可变差接变压器之缩写, ——译者注

1.3 通用输入-输出配置

1.3.1 干扰输入和调整输入

在一个测量系统中,选择使用传感器的目的是搜集被测量的信息并将其转换成电信号。指望传感器只对所考察的量敏感以及输出信号完全依赖于输入信号是不切实际的。测量从来就不可能在理想情况下进行。因此,我们必须面向现实情况。在此,我们遵循德布林(Doebelin)提出的方法^[2]。图 1.3 示出对仪器进行有用信号增益和干扰输入增益分类的通用方框图。有用信号 x_s 经增益单元 G_s 传送至输出端 y 。干扰输入 x_i 代表仪器并不打算检测的量。这些量经增益单元 G_i 传送至输出端 y 。调整输入 x_M 是经 $G_{M,s}$ 引起有用信号的 G_s 变化以及经 $G_{M,i}$ 引起干扰输入的 G_i 变化的量。增益 G 可能呈线性、非线性、不断变化或随机特性。

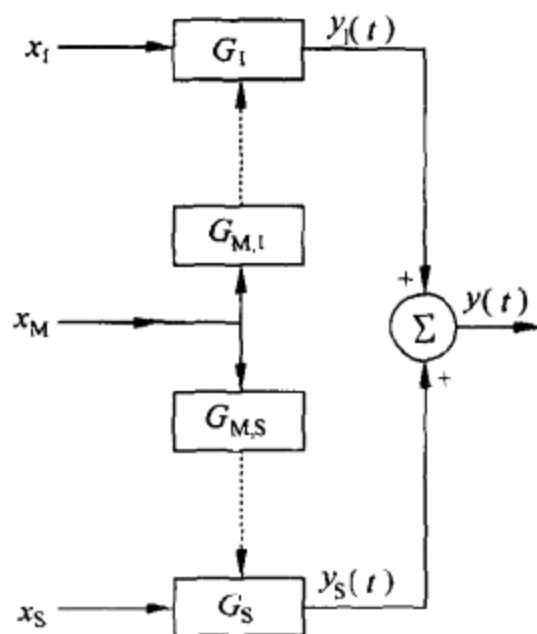


图 1.3 内部扰动和外部扰动对测量系统的影响。 x_s 是所考察的信号,
 $y(t)$ 是系统输出, x_i 是干扰或外部扰动, x_M 是调整输入。

例如,为了测量力的大小,通常使用应变计(见 2.2 节)。应变计是依据导体或半导体受到应力作用时电阻的变化来进行工作的。由于温度变化也能引起电阻变化,故可以将任何温度变化视为增益为 G_i 的干扰或外部扰动 x_i 。此外,为了测量由应力引起的电阻变化,需要使用电子放大器。由于任何温度变化 x_M 经过 $G_{M,s}$ 都会影响放大器的增益 G_s 因而影响输出,结果,温度变化也起改变 x_M 的作用。如果用电容式压力计测量相同的力(见 4.1 节),则温度变化不会产生干扰,但仍可能改变放大器的增益。

1.3.2 补偿技术

干扰输入和调整输入的影响可以通过改变系统设计或通过向系统设计增加新的组成部分加以克服。最好的方法是将系统设计成对干扰不敏感而只对有用信号起响应。在前面的例子中,最好是利用温度系数很小的应变计($G_T=0$)。细长的磁传感器只对与其纵向尺寸平行的磁场敏感。在设计用于矢量机械量的传感器时,最好能拥有单向灵敏度,并且在与所希望的方向相垂直的方法上获得低横向灵敏度。在电子电路中,诸如金属膜电阻器和 NP0 电容器这样一类低漂移元件对温度不太敏感。然而,由于一些明显的实际原因,这种方法并不总是万能的。

负反馈是用来降低调整输入影响的常用方法,并且是零示测量系统中所用的方法。图 1.4(a)示出工作原理。假定测量系统和反馈呈线性,且可以用它们各自的传递函数 $G(s)$ 和 $H(s)$ 来描述。输入-输出关系为

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \approx \frac{1}{H(s)} \quad (1.1)$$

式中,当 $G(s)H(s) \gg 1$ 时,近似式成立。若负反馈对调整输入不敏感以及它被设计成维持系统稳定,则输出信号便不会受调整输入的影响。

这种解决方案的优越性来源于由 $G(s)$ 和 $H(s)$ 所描述的元件的不同物理特性。 H 之所以对调整输入不敏感,是因为其涉及的功率比 G 更小。这也造成 H 有更高的精确度和更好的线性。此外,由于将 G 设计得很大,故负反馈从被测系统汲取的能量也较少。图 1.4(b)中所示的力-电流转换器便是依靠负反馈来工作的。待测的力 f_M 与由内部动圈系统产生的恢复力 f_R 相比较。 f_R 正比于线圈中的电流 i_R ,而 i_R 则正比于对 f_M 和 f_R 之间的平衡进行检测的位移传感器(在此为 LVDT,见 4.2.3 节)的输出电压。若放大器的增益足够高,则来自传感器的很小输入电压将给出足够大的电流,使产生能平衡 f_M 的力 f_R 。由于 i_R 正比于 f_R 以及 $f_R \approx f_M$,所以,在这个例子中可以由 i_R 来确定 f_M ,而不管传感器的线性如何。

滤波是降低干扰的一种常用方法。滤波器是按照信号的频率或其他准则来对信号进行分离的任何装置。当信号和干扰的频谱不重叠时,滤波器十分有用。滤波器可以放置在输入端或任何中间级。它们可以是电滤波器、机械滤波器(例如,用于减小振动)、气动滤波器、热滤波器(例如,当测量流动流体的平均温度时,用于减小湍流效应的大质量的覆盖板)或电磁滤波器。放置在中间级的滤波器通常为电滤波器。

用于干扰输入和调整输入的另一常用补偿技术是利用常用于补偿温度变化的相反输入。例如,依赖于具有正温度系数的电阻器的增益随温度的变化而发生变化,可以与受影响的电阻器串联另一个电阻器。如果增加的电阻器具有负温度系数,则即使温度变化也能维持增益恒定不变。这种方法也用于应变计、传感器桥

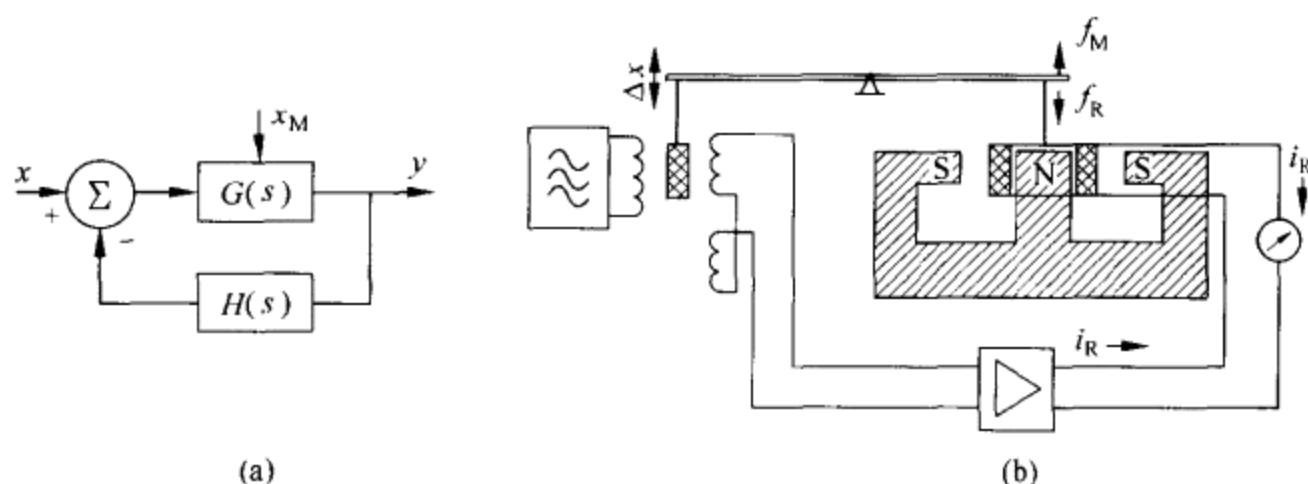


图 1.4 (a)用来降低内部扰动影响的负反馈法。 H 单元由于比 G 单元承受较小的功率,故可以对内部扰动不敏感。(b)依靠负反馈和平衡传感器进行工作的力-电流转换器。

式电源、催化气体传感器、电阻式气体传感器和铜线圈(例如,电磁继电器、检流计和转速计中的铜线圈)中的温度补偿以及用于补偿压电传感器中的振动。

最后,当干扰输出和传感器输出之间的数学关系为已知时,则干扰可以在测量干扰变量(例如,压力传感器中的温度)的幅度之后,通过数字计算进行补偿。这种方法是智能传感器中的常用方法。

1.4 测量系统的静态特性

由于传感器会影响整个测量系统的特性,故以合乎理性的方式对系统的性能进行描述是重要的。在大多数测量系统中,待测的量变化得如此缓慢,以致只需了解传感器的静态特性。

尽管如此,当被测量随时间变化时,静态特性也会影响传感器的动态性能,即影响传感器的性能。然而,综合分析静态特性和动态特性的数学描述相当复杂。因此,我们将分别对静态性能和动态性能进行研究。用来描述静态特性所用的概念并非只适用于传感器,而是为一切测量仪器所共有。

1.4.1 精确度、精密度和灵敏度

精确度是表征某种测量仪器给出接近于被测量真值的结果之能力。“真值”、“精确值”或“理想值”均是由完善测量所得到的值。由此可知,就其本性而言,真值实际上是无法确定的。某个量习惯上的真值是指“对该特定量所约定的值,且按惯例有时作为具有特定目的的不确定性而被接受”^[3]。

传感器的精确度由静态校准确定。静态校准是指除待研究的一个输入之外,使所有传感器输入都维持恒定不变。待研究的输入变化极其缓慢,因此可以顺着

测量范围取相继的恒定值。然后,记录下传感器的相继输出结果。输出结果相对于输入值的图形便形成校准曲线。显然,必须知道输入量的每个值。测量标准是这些已知的量。它们的值至少应比被校传感器的值精确 10 倍。

被测量的真值与仪器读数之间的任何差异称为误差。测量结果与真值之间的差称为绝对误差。有时,绝对误差用仪器可能测出的最大值(满量程输出,FSO)的百分比或相对于最大与最小可测值之差(即测量范围)给出。因此有

$$\text{绝对误差} = \text{测量结果} - \text{真值}$$

然而,通常的做法是将误差规定为绝对误差与被测量的真值两者之商。这个商值称为相对误差。相对误差通常由两部分组成:一部分作为读数的百分比,另一部分为常数(见习题 1.1)。常数部分可以表示为满量程输出的百分比、阈值、数字仪器的计数数据或三者的组合。因此

$$\text{相对误差} = \frac{\text{绝对误差}}{\text{真值}}$$

由于真值是无法确定的值,故误差计算利用了约定真值。

某些传感器具有只规定为满量程输出百分比的相对误差。若测量范围包含一些较小的值,则满量程指标意味着对它们的测量误差相当大。某些传感器则具有规定为读数百分比的相对误差。若测量范围包含一些较小的值,则百分读数技术指标意味着对小物理量的误差将小得令人难以置信。

精确度等级的概念有助于对几种传感器的精确度进行比较。所有属于同一类的传感器在外加输入未超过它们的额定范围且工作在某些规定的测量条件下时,将具有相同的测量误差。这种误差值称为等级指数(index of class)。它定义为相对于约定值(为测量范围或满量程输出)的百分测量误差。例如,一个在规定标准条件下最大位移为 10mm 的 0.2 级位移传感器,当对其测量范围内的任何位移进行测量时,误差小于 $20\mu\text{m}$ 。

被测值及其误差必须用一致的数值表示。也就是说,测量的数值结果的有效数字不应超过考虑到结果的不确定性而确定的可靠测量结果的有效数字。例如,测量环境温度时, $20^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$ 是结果的表达方式,而 $20^{\circ}\text{C} \pm 0.1^{\circ}\text{C}$, $20.5^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$ 和 $20.5^{\circ}\text{C} \pm 10\%$ 则均属不正确的表达方式,因为被测值和误差有不同的不确定性(见习题 1.2)。

在变换单位时,也必须小心避免虚假提高精确度。例如,19.0in(英寸)的长度(1in=25.4mm)不应直接表示为 482.6mm,因为原来的数字预示有 1/10in 的不确定性,而经变换的数字则表示 1/10mm 的不确定性。亦即原来的结果表示长度介于 485mm 与 480mm 之间,而变换的结果则表示长度介于 482.5mm 与 482.7mm 之间。

精密度是表征在相同的规定条件下(环境条件、操作者等),某一测量仪器重复

测量同一量时给出相同读数的能力,而不考虑结果与真值之间的符合程度或差异。精密度意味着相继续数与结果中大量有效数字之间的一致性。因此,精密度是精确度的必要但不是充分条件。图 1.5 示出各种不同的可能情况。

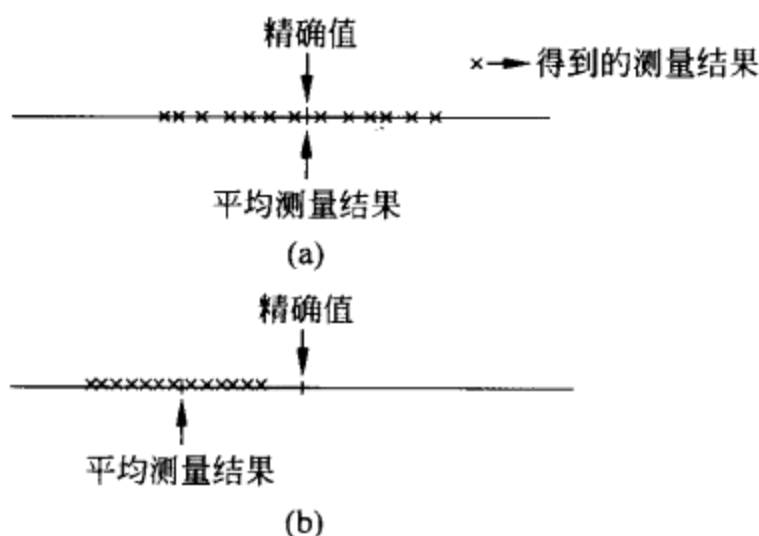


图 1.5 说明精确度和精密度之间差别的测量情况。(a)属于精确度高、重复性低的情况。(b)属于重复性高但精确度低的情况。

重复性指在相同条件下,在短时间间隔内用相同方法得到的相继结果之间一致性的接近程度。用定量方式表述时,重复性则是指以规定概率超过在规定条件下得到的两个相继续数之差的绝对值的最小值。若未加说明,则假定规定的概率为 95%。

复现性同样涉及用给定方法测量同一量时相继续数之间的符合程度,但在这种情况下用长期的一组测量或用由不同人员或不同仪器或在不同实验室完成的测量。用定量方式表述时,复现性是指以规定概率超过在上述条件下得到的两个单次测量之差的绝对值的最小值。若未加说明,则假定规定的概率为 95%。

当传感器的输出随时间而变时(对于恒定的输入),这便是常提到的存在不稳定和传感器漂移现象。特别是,对某些传感器还规定了零点漂移和量程换算系数漂移。零点漂移描述的是输入为零时的输出变化。量程换算系数漂移则描述了灵敏度的变化。

灵敏度或量程换算系数对应于校准曲线的斜率,而不管其在测量范围内是否恒定不变。对于输出 y 与输入 x 由方程 $y=f(x)$ 相联系的传感器,在 x_0 处的灵敏度 $S(x_0)$ 为

$$S(x_0) = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_0} \quad (1.2)$$

通常,要求传感器的灵敏度高且尽可能恒定不变。对于响应为 $y=kx+b$ 的传感器,在所加入的整个 x 值范围内, $S=k$ 。对于响应为 $y=k^2x+b$ 的传感器,灵敏度为 $S=2kx$ 且在测量范围内逐点变化。

1.4.2 其他特性：线性和分辨率

精确度、精密度和灵敏度是足以描述传感器静态性能的几个特性。但是,当需要描述其他性能或对给定情况具有特殊意义的性能时,有时要增加或替换另一些性能。同样,为了描述某个测量系统对特定应用的适用性,还可以增加一些补充特性。

线性用来描述校准曲线与规定直线之间的接近程度。依据所考虑的是哪种直线,应用了以下几个定义。

独立线性 直线由最小二乘方判据定义。利用这种体系时,最大正误差和最小负误差相等。这是通常给出“最佳”品质的方法。

基于零点的线性 直线也由最小二乘方判据定义,但带有通过零点的附加限制。

基于端点的线性 直线由对应于较小输入的输出和加上较大输入时的理论输出定义。

终点线性 直线由输入为测量范围的最小值时的实际输出和输入为最大值时的输出(满量程输出)定义。

理论线性 直线由设计传感器时的理论期望定义。

图 1.6 示出对某一传感器的这几种不同直线以及给定的校准曲线。总之,校准曲线的线性表示传感器的灵敏度在多大程度上是恒定的。尽管如此,对于可以采用的传感器,并不需要非常高的线性。线性的重要之处在于,当灵敏度恒定不变时,为了确定输入,我们只需要用一个恒定值(灵敏度)来除以读数。对于线性仪器,非线性对精确度是有影响的。

目前的测量系统都结合使用了微处理器,从而更加关注重复性和线性,因为我们可以建立一个给出对应于被测值的输入值的检查表。利用内插法,可以将检查表的规模减小到合理的大小。

影响线性的主要因素是分辨率、阈值和滞后。分辨率(或鉴别力)是在输出端产生可检测变化所需的最小输入变化。输入从 0 增加到能给出可分辨输出的值称为阈值*。当输入信号可能显示出快速变化时,则传感器的本底噪声便决定了分辨率。噪声是与被测量不相关的传感器输出的随机起伏。

滞后是指对应于相同输入的两个输出值之差,它取决于相继输入值的方向(增大或减小)。亦即与铁磁材料中的磁化相似(见 1.8.2 节),可能出现的对应于给定输入的输出版取决于前面的输入比现在的输入更大还是更小。

* 此处原文叙述有误,译文已做改正。——译者注

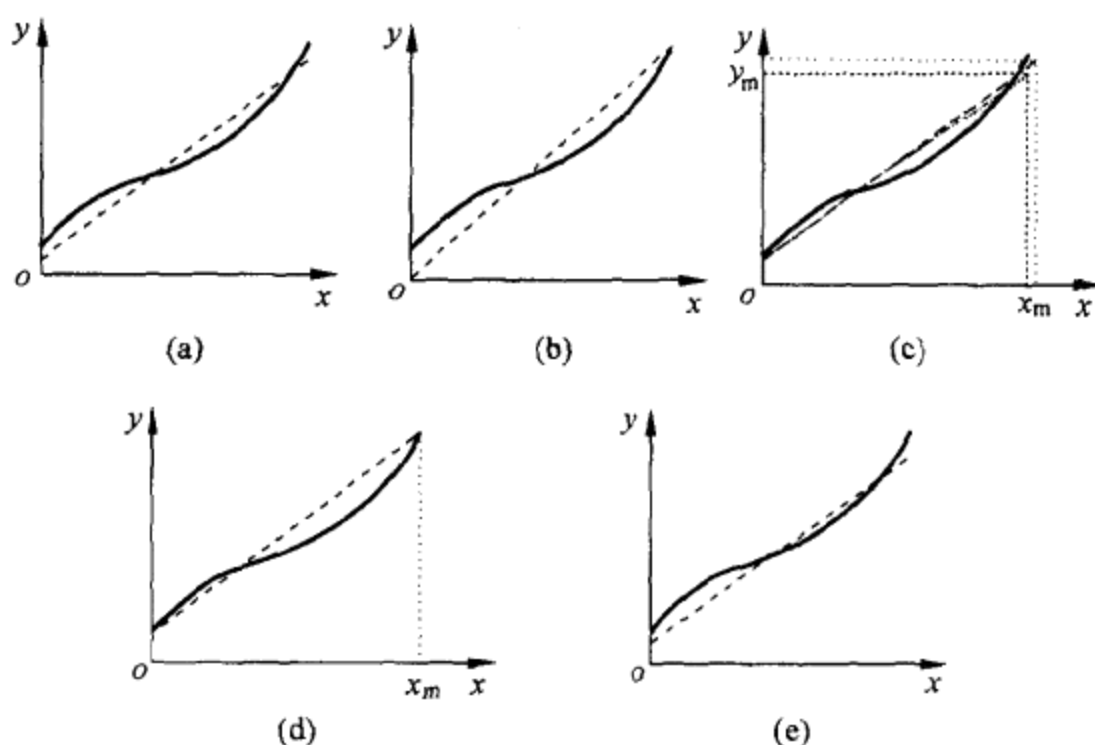


图 1.6 用作定义线性的参考的不同直线: (a) 独立线性 (最小二乘方法); (b) 基于零点的线性 (调节零点的最小二乘方法); (c) 基于端点的线性; (d) 终点定义的线性; (e) 理论线性。

1.4.3 系统误差

传感器的静态校准允许我们对所谓系统误差进行检测和修正。在相同条件下对给定量的相同值进行测量的过程中,若误差的绝对值和符号仍维持不变或者当测量条件改变时按确定规律变化,则将这样的误差看成是系统误差。由于时间也是测量条件,故测量必须在短时间间隔内完成。系统误差会产生测量偏差。

不仅仪器可以引起系统误差,测量方法、使用者(在某些情况下)以及一系列因素(如气候、机械、电气等)亦可以引起系统误差,上述因素永远无法达到恒定不变和可以认知的理想状态。

因此,系统误差的存在可以通过利用两种不同装置测量相同的量、通过使用两种不同方法、通过使用两个不同操作者的读数或在受控方式下通过改变测量条件并观察它们对结果的影响来揭示。为了确定不同测量结果的一致性,需要应用统计方法^[4]。在任何情况下,即使在高精度测量中,总是存在系统误差仍然无法检测出来的风险。因此,我们的目标是使大的误差被漏检测的风险尽可能小。

间接测量的误差将从每个被测量转移到被估算量,因此,间接测量一般不及直接测量精确(见习题 1.3)。

例 1.1 为了测量某一电阻器两端的压降,我们考虑两种可供选择的方法:(1)利用精确度约为 0.1% 读数的电压表;(2)利用精确度也约为 0.1% 读数的电

流表并应用欧姆定律。若电阻器的公差为 0.1%，试问哪一种方法更精确？

首先，我们对欧姆定律进行微分，得

$$dV = R dI + I dR$$

用 V 除以各项，得

$$\frac{dV}{V} = \frac{R dI + I dR}{V} = \frac{R dI + I dR}{IR} = \frac{dI}{I} + \frac{dR}{R}$$

对于微小变化，我们可以用增量近似表示微分，得

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta R}{R}$$

电流和电阻的相对不确定性可以加在一起。因此，测量电流时，电压的不确定性为

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{0.1}{100} + \frac{0.1}{100} = 0.2\%$$

直接测量电压时的不确定性是 0.1%，因而不确定性较小。

1.4.4 随机误差

随机误差是在消除系统误差根源之后仍然继续存留的误差。当用相同仪器和相同方法反复测量同一量的相同值时，便会出现随机误差并具有下列特性：

- (1) 绝对值相同的正随机误差和负随机误差具有相同的发生概率。
- (2) 随着绝对值的增加，随机误差发生的可能性减小。
- (3) 当测量次数增加时，样本（一组测量）的随机误差的算术平均趋近于零。
- (4) 对于给定的测量方法，随机误差不会超过某个固定值。超过该值的读数应当被重复。若有必要，应单独加以研究。

随机误差也称为偶然误差，这表明它们不可避免。当多次测量同一量的相同值时，各次读数之间没有变化并不一定意味着没有随机误差。例如，仪器可能没有足够高的分辨率，即仪器检测被测量微小变化的能力受到限制，因而使用者无法察觉出来。

随机误差的存在意味着对被测量 x 进行 n 次测量的结果是一组值 $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 。如果没有系统误差，则被测量实际值的最佳估值是对结果的平均值

$$\hat{x}_n = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (1.3)$$

若 n 为无限大，则式(1.3)将给出 x 的约定真值。然而，当 n 为有限值时，每组 n 次测量将给出不同的 x_i 和不同的平均值。这些平均值服从方差为 σ^2/n 的高斯分布，其中， σ^2 是 x 的方差，因此



$$\text{Prob}\left(-k \leq \frac{\hat{x}_n - x}{\sigma/\sqrt{n}} \leq +k\right) = 1 - \alpha \quad (1.4)$$

式中, k 和 α 可以从单位正态(高斯)分布的数据表查出。根据式(1.4), 得

$$\text{Prob}\left(\hat{x}_n - k \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \leq x \leq \hat{x}_n + k \frac{\sigma}{\sqrt{n}}\right) = 1 - \alpha \quad (1.5)$$

此式给出包含真值 x 在内的概率为 $1 - \alpha$ 的置信区间。 $\pm k\sigma/\sqrt{n}$ 也称为不确定性(见习题 1.4 和 1.5)。

例 1.2 试确定当 n 次测量的平均值为 \hat{x}_n 及方差为 σ^2 时, 具有 50% 概率包含某个量的真值的置信区间。

对于 $k=0.67$, 单位正态分布的尾区为 0.2514; 对于 $k=0.68$, 尾区为 0.2483。由于我们寻求的是双侧区间, 故需要尾区为 $(1-0.5)/2=0.25$ 。通过内插, 得

$$k = 0.67 + \frac{0.68 - 0.67}{0.2483 - 0.2514} \times (0.25 - 0.2514) = 0.67 + 0.0045 = 0.6745$$

因此, 区间 $\hat{x}_n \pm 0.6745\sigma/\sqrt{n}$ 具有 50% 概率包含真值。 $0.6745\sigma/\sqrt{n}$ 有时称为概率误差, 但它既不是“误差”, 也不是“概率”。

然而, 被测量的(无限多)可能结果的总体的方差往往是未知的。如果我们通过下式由 n 个结果的样本来估算方差

$$s_n^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i^2 - \hat{x}_n)^2}{n-1} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{(\sum_{i=1}^n x_i)^2}{n}}{n-1} \quad (1.6)$$

便不能直接用 s_n 代替式(1.4)中的 σ 。即便如此, 当可能结果的分布为高斯分布且 $n > 31$ 时, 即使用 s_n 代替 σ , 式(1.4)也成立。对于 $n < 31$, $(\hat{x}_n - x)/(s_n/\sqrt{n})$ 则服从“学生” t 分布。因此

$$\text{Prob}\left[-t_{1-\alpha/2}(n-1) \leq \frac{\hat{x}_n - x}{s_n/\sqrt{n}} \leq +t_{1-\alpha/2}(n-1)\right] = 1 - \alpha \quad (1.7a)$$

式中, $t_{1-\alpha/2}(n-1)$ 是对应于尾区概率 α 、具有 $(n-1)$ 个自由度的 t 分布的概率点。置信区间由下式得出

$$\text{Prob}\left[\hat{x}_n - t_{1-\alpha/2}(n-1) \frac{s_n}{\sqrt{n}} \leq x \leq \hat{x}_n + t_{1-\alpha/2}(n-1) \frac{s_n}{\sqrt{n}}\right] = 1 - \alpha \quad (1.7b)$$

例 1.3 试确定当 10 次测量的平均值为 \hat{x}_n 和样本方差为 s_n^2 时, 包含真值的概率为 99% 的置信区间, 并将结果与总体方差 σ^2 为已知时的结果作比较。

对于 $10-1=9$ 个自由度, $(1-0.99)/2=0.005$ 尾区概率的 t 值为 $t_{0.995}(9) =$

3.250。相应的置信区间 $\hat{x}_n \pm 3.25s_n/\sqrt{10} = \hat{x}_n \pm 1.028s_n$ 。假如我们已知 σ , 则对于 $(1-0.99)/2=0.005$ 的尾区, 正态分布给出 $k=2.576$ 。因此, 置信区间将是 $\hat{x}_n \pm 2.576\sigma/\sqrt{10} = \hat{x}_n \pm 0.185\sigma$, 这比 σ 为未知时的置信区间更窄。

如果根据 n 个结果的样本, 或许根据早先的实验已计算出 s_n , 则仍可以用 s_n/\sqrt{m} 代替式(1.7b)中的 s_n/\sqrt{n} 来确定一组 m 个数据点的置信区间。

如果除随机误差之外还存在系统误差, 则在计算几个读数的平均值时, 随机误差相抵消而只保留系统误差。由于系统误差可以再现, 故能针对某些特定的测量条件加以确定, 然后在相同条件下进行测量时便能对读数加以修正。对真值与被测量之差的这种计算是在某些规定条件下在校准过程中完成的。此外, 在校准过程中, 为了消除系统误差, 通常要对仪器进行调节。在相同条件下进行单次测量时, 只保留下误差的随机分量。

然而, 在校准过程中, 实际上只能消除针对某些条件十分特殊的系统误差。因此, 在不同的测量条件下, 可能存在某些远大于随机误差的系统误差。产品技术参数数据表中会给出这些误差, 通常是给出具有包含真值的一个给定概率 $1-\alpha$ 的范围 b_x 。然后, 总不确定性可由下式计算^[5]

$$u_x = \pm t_{1-\alpha/2} \sqrt{\left(\frac{b_x}{2}\right)^2 + \left(\frac{s_n}{\sqrt{n}}\right)^2} \quad (1.8)$$

工程实践中, 常用的置信水平是 95%。因此, 对 $n>31, t_{97.5} = 1.96$ 。

1.5 动态特性

传感器对可变输入信号的响应不同于输入信号恒定不变时所呈现的响应, 后者可以用静态特性来描述。不同的原因在于存在着储能因素, 如惯性因素(质量、感应等)和容量因素(电气容量、热容量、流体等)。动态特性包括动态误差和响应速度(时间常数、延迟)。它们描述外加可变输入信号时的传感器性能。

动态误差是当静态误差为零时, 被测量的指示值与真值之间的差。它描述依据输入是恒定还是随时间而变, 传感器对相同输入幅度响应之间的差别。

响应速度表示测量系统对输入变量的变化起反应有多快。外加输入与对应输出之间的延迟与观察的测量点无关。但若传感器是控制系统的一部分, 则该延迟可能引起振荡。

为了确定传感器的动态特性, 必须向传感器的输入端加一个可变的量。这个输入可以取多种不同形式, 但通常是研究对瞬变输入(脉冲输入、阶跃输入、斜坡输入)、周期输入(正弦波)或随机输入(白噪声)的响应。在遵守叠加规律的线性系统中, 上述任何一类响应都足以反映系统的整体特性。选择哪一种输入取决于传感



器的类型。例如,很难产生具有正弦变化的温度,但引起突然的温度变化(如阶跃变化)则很容易。此外,引起冲击则比引起加速度的阶跃变化更容易。

为了从数学上描述传感器的性能,我们假定传感器的输入和输出由常系数线性微分方程相联系,因此,我们将处理一个线性非时变系统。于是,传感器输出与输入之间的关系可以通过对每个信号进行拉普拉斯变换和采用传感器的传递函数,用简单的形式(例如商值)表示^[2]。应当注意,传递函数给出的是输出与输入之间的普遍关系,而不是它们的瞬时值之间的普遍关系。因此,传感器动态特性的研究可以针对每个外加输入通过按照传感器传递函数的阶次对其加以分类。通常无需使用高于二阶函数的模型。

1.5.1 零阶测量系统

零阶传感器的输出通过下列类型的方程与其输入相联系

$$y(t) = k \cdot x(t) \quad (1.9)$$

传感器的性能由它的静态灵敏度 k 表征并维持恒定不变,而不管输入频率如何。因此,传感器的动态误差和延迟两者皆为零。

诸如式(1.9)所示的输入-输出关系要求传感器不包含任何储能元件。例如,用来测量线性位移和旋转位移的电位器的情况就是这样(见 2.1 节)。利用图 1.7 的表示符号,我们有

$$y = V_r \frac{x}{x_m} \quad (1.10)$$

式中, $0 \leq x \leq x_m$ 和 V_r 是参考电压。在这种情况下, $k = V_r / x_m$ 。

像前述那样的模型终究是一种数学抽象,因为我们不能完全消除一些限制模型得到应用的缺陷。例如,对于电位器,由于滑动片的摩擦,故不能将其用于快速移动的场所。

1.5.2 一阶测量系统

在一阶传感器中,包含有储存能量的元件和耗散能量的另一些元件。输入 $x(t)$ 与输出 $y(t)$ 之间的关系由具有下列形式的微分方程描述

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (1.11)$$

相应的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \quad (1.12)$$

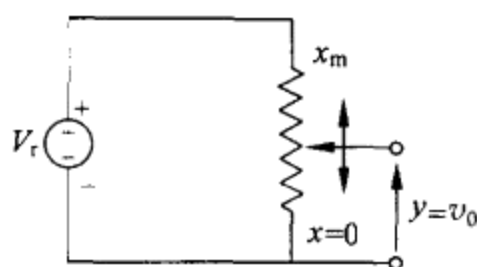


图 1.7 用作位置传感器的线性电位器是零阶传感器。

式中 $k=1/a_0$ 是静态灵敏度, $\tau=a_1/a_0$ 是系统的时间常数。系统的转折频率(角频率)是 $\omega_c=1/\tau$ 。因此,为了表征该系统,需要两个参数,即用于静态响应的 k 和用于动态响应的 ω_c 或 τ 。

表 1.3 列出对最常用的测试输入(阶跃输入、斜坡输入和正弦波输入)的每一种的输出信号表示式。在大多数论述控制论或在参考文献[2]中可以找到完整表示式的推导。对于正弦波,还包括了输出的瞬变部分。这在加上输入之后不久进行读数时是重要的。

表 1.3 对于不同的常用测试输入,一阶测量系统的输出信号

输入	输出
阶跃输入 $u(t)$	$k(1-e^{-t/\tau})$
斜坡输入 Rt	$Rkt - Rk\tau u(t) + Rk\tau e^{-t/\tau}$
正弦波输入 A, ω	$\frac{kA\tau\omega e^{-t/\tau}}{1+\omega^2\tau^2} + \frac{kA}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}\sin(\omega t + \phi)$ $\phi = \arctan(-\omega\tau)$

一阶传感器的动态误差和延迟取决于输入波形。表 1.4 列出对应于表 1.3 中所示输入的动态误差和延迟。斜坡输入动态误差的两个值分别对应于两个不同的定义:

$$e_d = y(t) - x(t) \tag{1.13}$$

$$e_d = y(t) - kx(t) \tag{1.14}$$

对于阶跃输入和正弦波输入,只使用式(1.14)。

表 1.4 对于不同的常用测试输入,一阶测量系统的动态误差和延迟

输入	动态误差	延迟
阶跃输入 $u(t)$	0	τ
斜坡输入 Rt	$R[t + k(\tau - t)]$ 或 $R\tau$	τ
正弦波输入 A, ω	$1 - \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}}$	$\frac{\arctan\omega\tau}{\omega}$

获取动态误差解析表示式的可能性告诉我们,它似乎也不难加以修正。然而,实践中,真实输入很少像所考虑的输入那样简单,因此不可能对动态误差进行补偿。图 1.8 示出对三种输入波形中每一种的响应(见习题 1.6)。

一阶传感器的实例是建立在比热为 $c(\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K}))$ 、热传递面积为 A 和(对流)传热系数为 $h(\text{W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}))$ 的质量 M 基础上的温度计。在稳态下,能量平衡给出

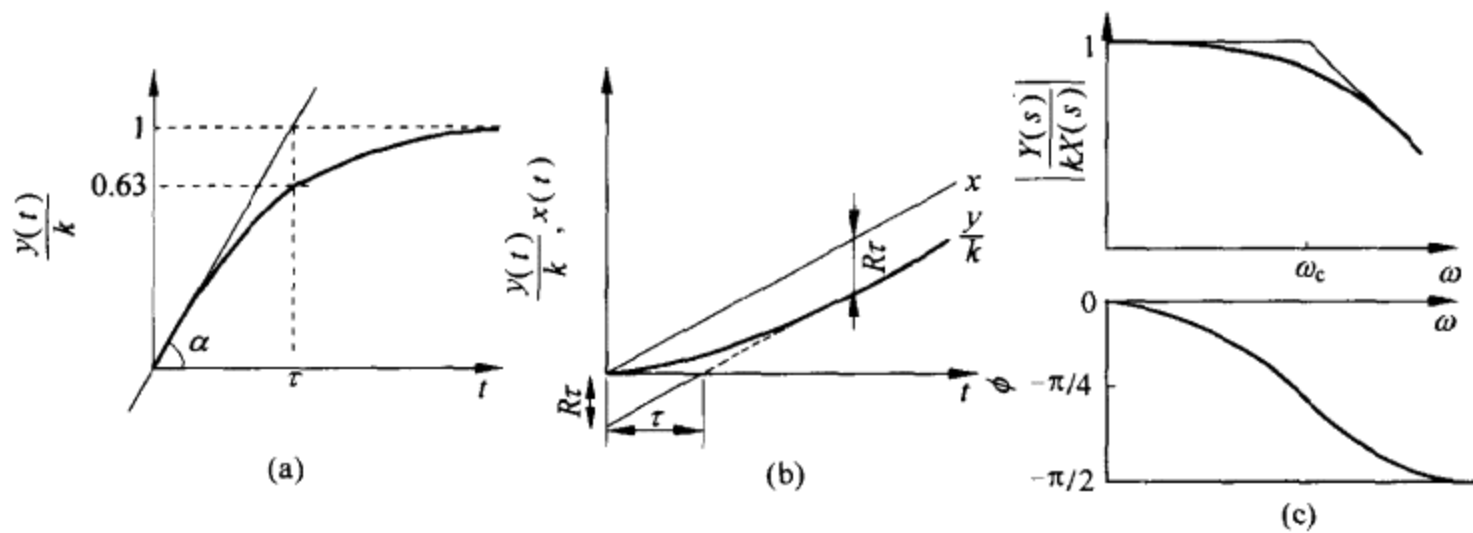


图 1.8 一阶系统对单位阶跃输入(a),斜坡输入(b)和正弦波输入(c)的响应(幅度比和相位)。

(热输入) - (热输出) = 储存的能量

若我们假定传感器未损失任何热量(例如,经过传感器的引线)以及它的质量不变(膨胀可忽略),又若当外部温度为 T_e 时,我们将 T_i 称为传感器的内部温度,便有

$$hA(T_e - T_i)dt - 0 = McdT_i \quad (1.15)$$

$$\frac{dT_i}{dt} = \frac{hA}{Mc}(T_e - T_i) \quad (1.16)$$

进行拉普拉斯变换并引入 $\tau = \frac{hA}{Mc}$, 得

$$\frac{T_i(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (1.17)$$

因此,对热传导的阻力连同质量和热容量将决定传感器温度变化的时间常数和延迟。不过,一旦传感器达到给定温度,它的响应便是实时的,检测时没有任何可察觉的延迟。延迟存在于传感器达到最终温度的过程中。

例 1.4 为了确定温度计的近似时间常数,可以将温度计浸入浴缸中,并记下达到最终读数的 63% 所花的时间。若结果是 28s, 试确定对每分钟定期改变 2 次的浴缸温度进行测量时的延迟。

对于阶跃响应,我们有 $\tau = 28\text{s}$ 。根据表 1.4 中最后一行,测量一个周期变化时的延迟为

$$t_d = \frac{\arctan(\omega\tau)}{\omega}$$

待测的温度角频率为

$$\omega = 2\pi \frac{2 \text{ 个周期}}{60\text{s}} = 0.209\text{rad/s}$$

延迟为

$$t_d = \frac{\arctan\left(\frac{0.209\text{rad}}{1\text{s}} \times 28\text{s}\right)}{0.209\text{rad/s}} = 6.7\text{s}$$

1.5.3 二阶测量系统

二阶传感器包含两个储能元件和一个耗能元件。传感器的输入 $x(t)$ 和输出 $y(t)$ 由下列形式的二阶线性微分方程联系

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (1.18)$$

相应的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.19)$$

式中, k 是静态灵敏度, ζ 是阻尼比, 而 ω_n 是传感器的固有无阻尼角频率 ($\omega_n = 2\pi f_n$)。两个系数决定动态性能, 而一个系数决定静态性能。对于由式(1.18)模拟的一般二阶系统, 各系数的表示式为

$$k = \frac{1}{a_0} \quad (1.20)$$

$$\omega_n^2 = \frac{a_0}{a_2} \quad (1.21)$$

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} \quad (1.22)$$

注意, 这三个参数都相互联系, 其中一个参数变更可能使另一个参数改变, 只有 a_0, a_1 和 a_2 是独立的。

德布林(Doebelin)^[2]详细论述了用来获得输出随简单测试输入波形变化的方法。表 1.5 列出某些结果。图 1.9 示出有关的图解特性。可以看出, 对于 $0 < \zeta < 1$ (欠阻尼情况), $\zeta = 1$ (临界阻尼情况) 和 $\zeta > 1$ (过阻尼情况), 系统的性能各不相同。对于正弦波输入, 则忽略了起始瞬变过程。

例 1.5 在某一测量系统中, 用具有相同固有转折频率的二阶传感器代替一阶传感器。试计算为在固有转折频率上达到相同 -3dB 衰减的阻尼比。

-3dB 衰减表示

$$\begin{aligned} -3 &= 20 \lg a \\ a &= 10^{-3/20} = 0.707 \end{aligned}$$

根据表 1.5 的最后一行, 二阶响应的相对幅度为

$$\frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\zeta\omega}{\omega_n}\right)^2}}$$

表 1.5 对于不同的常用测试输入,二阶测量系统的输出

输入	输出	
单位阶跃输入 $u(t)$		
$0 < \zeta < 1$	$1 - \frac{e^{-\delta t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \phi)$	$\delta = \zeta \omega_n$ $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$ $\phi = \arcsin \frac{\omega_d}{\omega_n}$
$\zeta = 1$	$1 - e^{-a}(1 + \omega_n t)$	$a = \omega_n (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})$
$\zeta > 1$	$1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2-1}} \left(\frac{e^{-a}}{a} - \frac{e^{-b}}{b} \right)$	$b = \omega_n (\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})$
斜坡输入 Rt		
$0 < \zeta < 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t + \phi) \right] \right\}$	$\phi = \arctan \left(\frac{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right)$
$\zeta = 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 - \left(1 + \frac{\omega_n t}{2} \right) e^{-\omega_n t} \right] \right\}$	
$\zeta > 1$	$R \left\{ t - \frac{2\zeta}{\omega_n} \left[1 + \frac{2\zeta(-\zeta - \sqrt{\zeta^2-1} + 1)}{4\zeta \sqrt{\zeta^2-1}} e^{-a} + \frac{2\zeta(-\zeta - \sqrt{\zeta^2-1} - 1)}{4\zeta \sqrt{\zeta^2-1}} e^{-b} \right] \right\}$	
正弦波输入 A, ω	$\frac{kA}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\zeta\omega}{\omega_n}\right)^2}} \sin(\omega t - \phi)$	$\phi = \arctan \frac{2\zeta\omega/\omega_n}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$

上式在 ω_n 处简化为 $0.5/\zeta$ 。应满足的条件是 $0.5/\zeta = 0.707$ 。这便给出 $\zeta = 0.707$ 。 ■

二阶系统的动态误差和延迟不仅取决于输入波形,而且也取决于 ω_n 和 ζ ,其表示式的复杂程度远大于一阶系统的表示式。为了对它们进行分析,定义了几个同 ω_n 和 ζ 相关的系数。

当输入为单位阶跃输入时,若系统为过阻尼系统($\zeta > 1$)或为临界阻尼系统($\zeta = 1$),则响应中既无过冲,也无稳态动态误差。

在欠阻尼系统中($\zeta < 1$),稳态动态误差为零,但瞬态响应的速度和过冲相关[图 1.9(a)]。一般而言,速度越快,过冲越大。上升时间 t_r 是从最终值的 10% 上升到 90% 所花的时间,并由下式给出

$$t_r = \frac{\arctan(-\omega_d/\delta)}{\omega_d} \quad (1.23)$$

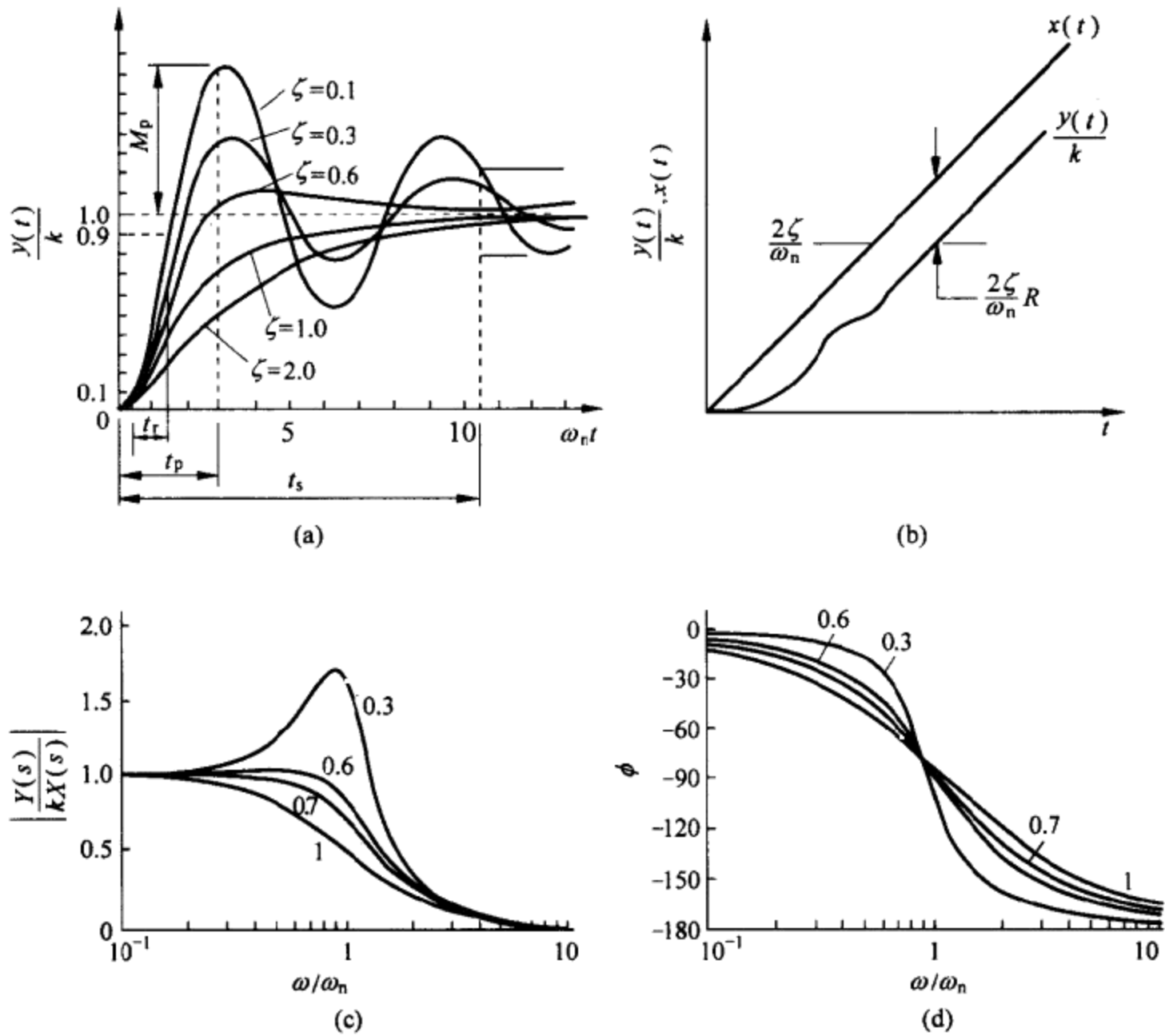


图 1.9 在不同的阻尼比条件下,二阶系统对单位阶跃输入(a),斜坡输入(b)和正弦波输入(c)的响应(幅度比和相位)。

式中, $\delta = \zeta\omega_n$ 是所谓的衰减, $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ 是固有阻尼角频率。

到第一个最大点所经过的时间 t_p 为

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (1.24)$$

最大过冲 M_p 为

$$M_p = e^{-(\delta/\omega_d)\pi} \quad (1.25)$$

使输出稳定在最终值附近规定范围内的时间 t_s 或建立时间取决于规定范围的宽度。对于 $0 < \zeta < 0.9$, 对 $\pm 2\%$ 的规定范围, $t_s \approx 4/\delta$, 并且当 $\zeta = 0.76$ 时, t_s 最小。对于 $\pm 5\%$ 的规定范围, $t_s \approx 3/\delta$, 并且当 $\zeta = 0.68$ 时, t_s 最小。对于 $0.5 < \zeta < 0.8$, 响应速度最佳^[6]。

图 1.9(a) 似乎在告诉我们, 欠阻尼传感器由于具有大的过冲而无使用价值。但是在实践中, 输入从来就达不到理想的阶跃输入, 所以, 传感器的性能仍可能接受。例如, 压电式传感器的情况就是这样(见 6.2 节)。尽管如此, 大的过冲可能使放大器的输出饱和(见习题 1.8)。

当输入是斜率为 R 的斜坡输入时, 稳态动态误差为

$$e_d = \frac{2\zeta R}{\omega_n} \quad (1.26)$$

以及延迟为 $2\zeta/\omega_n$ [图 1.9(b)]。

为了描述 $0 < \zeta < 0.707$ 的二阶系统的频率响应, 我们注意到谐振频率与固有阻尼频率相同

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (1.27)$$

在 $\omega = \omega_d$ 处, 该谐振的幅度为 M_r :

$$M_r = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (1.28)$$

一个由式(1.19)描述的二阶传感器的简单例子是一个为了防护而被包起来的温度计。在这种情况下, 我们必须将保护层的热容量和热阻加在检测元件的热容量和传感器安装处介质的热阻上。该系统具有 $\zeta > 1$ 。玻璃压力计中的液体也具有欠阻尼响应(习题 1.11)。

欠阻尼系统的一些例子是用来测量振动或远程导弹中的位移、速度和加速度的质量-弹簧系统。它们也是地震仪和用于汽车安全气囊撑开的微机械加工加速度计的核心部分。利用图 1.10(a) 中的符号时, 如果我们测量质量 M 相对于固定到经受加速度 \ddot{x}_i 部件的衔铁的位移 x_o , 则作用到质量上的力(牛顿第二定律)可以由弹簧偏移(虎克定律)和内部粘滞摩擦表示。该系统的力方程为

$$M(\ddot{x}_i - \ddot{x}_o) = Kx_o + B\dot{x}_o \quad (1.29)$$

式中, K 是弹簧常数或刚性, B 是粘滞摩擦系数。 K 和 B 代表不同的物理作用, 但它们不一定没有联系。 \ddot{x}_i 的拉普拉斯变换为 $s^2 X_i(s)$, 由此得

$$Ms^2 X_i(s) = X_o(s)(K + Bs + Ms^2) \quad (1.30)$$

传递函数为

$$\frac{X_o(s)}{\ddot{X}_i(s)} = \frac{X_o(s)}{s^2 X_i(s)} = \frac{M}{K} \frac{K/M}{s^2 + s(B/M) + K/M} \quad (1.31)$$

因此, $k = M/K$, $\zeta = B/(2\sqrt{KM})$ 以及 $\omega_n = \sqrt{K/M}$ 。大的质量能提高灵敏度, 但会降低固有频率和阻尼比。刚性能提高固有频率, 但会降低灵敏度和阻尼比。粘滞度能在不影响灵敏度或固有频率的情况下提高阻尼比。微机械加工的加速度

计十分坚固,且质量和摩擦很小。因此,它们的固有频率很高,但灵敏度低、阻尼比小。

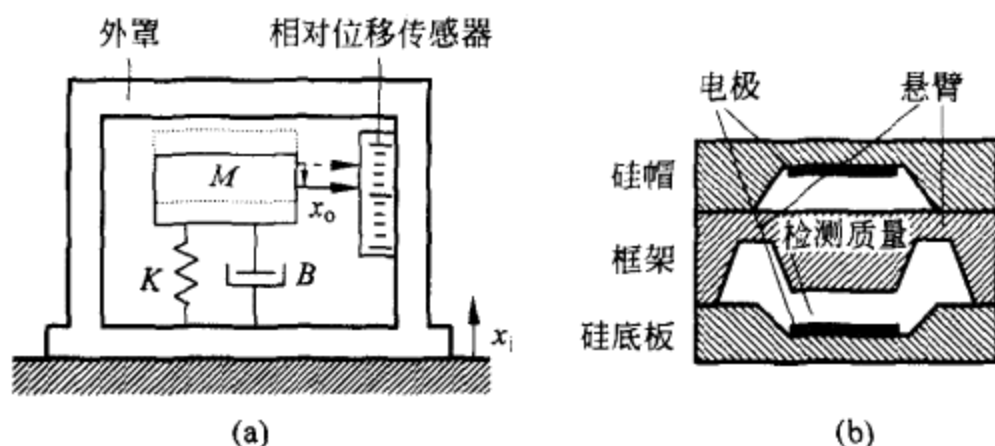


图 1.10 建立在质量-弹簧系统基础上的二阶欠阻尼系统。(a)作用到外罩上的加速度由于经外罩的机械联动传输的力而使标准质量产生位移。弹簧常数 K 和粘滞摩擦系数 B 不一定是分离的物理要素。(b)在这种微机械加工制造的电容性硅加速度计中,由于受到检测质量所施力的影响,外加加速度使悬臂弯曲,从而改变检测质量表面与固定电极之间的电容。

电位器、电容式或电感式传感器或光电探测器(带有辅助光源和光闸)可以测量检测质量的位移 x_o 。此外,我们还能利用应变计或压电元件来检测支撑检测质量的弯曲元件的应力。图 1.10(b)示出建立在质量-弹簧系统基础上的容性微机械加工制造的硅加速度计。

此外,为了考虑加速度的轴线与水平线形成角度 θ 时产生的重力加速度,在式(1.29)的右端还包含了 $Mg\sin\theta$ 一项。因此,输出 $y(t)$ 将定义为 $x_o + (Mg\sin\theta)/K$, 其拉普拉斯变换由用 $Y(s)$ 代替 $X_o(s)$ 的式(1.31)给出。

如果我们想检测位移而不是输入加速度,则可以将式(1.31)的两端乘以 s^2 ,得

$$\frac{X_o(s)}{X_i(s)} = \frac{M}{K} \times \frac{(K/M)s^2}{s^2 + s(B/M) + K/M} \quad (1.32)$$

根据式(1.31),加速度测量的响应是低通响应, ω_n 必须高于被测加速度的最大频率变化。但对于振动位移测量,响应则是高通响应, ω_n 必须低于位移频率,且没有直流响应(见习题 1.13)。

1.6 传感器的其他特性

静态特性和动态特性并不能完全描述传感器的性能。表 1.6 列出在选择传感器时应当考虑的传感器和待检测量有关的另一些特性。除那些传感器特性以外,测量方法也必须始终适合于应用。例如,在测量流量时,如果插入流量计对输通段



造成显著妨碍,便会引起误差。

表 1.6 选择传感器时应考虑的一些特性

待测的量*	输出特性	电源特性	环境特性	其他特性
间隔	灵敏度	电压	环境温度	可靠性
目标精确度	本底噪声	电流	热冲击	工作寿命
分辨率	信号、电压, 电流, 频率	有效功率	温度循环	过载保护
稳定度	信号类型: 单端, 差动, 悬浮	频率(交流电源)	湿度	购置费用
带宽	阻抗	稳定度	振动	重量, 尺寸
响应时间	若为数字输出, 则需编码		冲击	适用性
输出阻抗			化学试剂	电缆敷设要求
级值			爆炸危险	连接器类型
干扰量			灰尘	装配要求
变更量			浸渍	安装时间
			电磁环境	出现故障时的状态
			静电放电	校准和测试费用
			电离辐射	维护费用
				更换费用

*传感器的静态特性和动态特性必须与待测的量的要求相适合。

1.6.1 输入特性: 阻抗

待检测的量的输出阻抗决定了传感器的输入阻抗。有两个例子可以说明这一关系。为了防止电位器(2.1节)的滑动臂与电阻部分接触失灵,需要在滑动臂上施加力。如果我们希望在无法克服滑动臂与电阻部分之间的摩擦力的情况下测量元件的移动,会发生什么情况呢?这个效应就不能用式(1.9)来模拟。

当我们利用质量相当大的温度计来测量某个晶体管达到的温度时,由于相互接触,温度计会不会使晶体管冷却而给出比晶体管初始温度更低的读数?式(1.17)无法描述这一现象。

前面所说明的传感器静态特性和动态特性都不能反映组合的传感器-被测系统的真实性能。用方框图描述传感器或测量系统忽略了传感器要从被测系统提取某些功率这一事实。当这种功率提取使被测变量的值变更时,便视为存在加载误差。方框图只适合用于方框之间没有能量相互交换的场合。输入阻抗的概念能使我们确定什么时候会出现加载误差。

当对一个量 x_1 进行测量时,总是涉及到另一个量 x_2 ,因此,乘积 $x_1 x_2$ 具有功

率的量纲。例如,在测量力时,总存在速度;测量流量时,存在压力差;测量温度时,存在热流;测量电流时,存在电压差等。

若非机械变量是在空间中的两点或两个区域之间进行测量,则它们被指定为作用变量(电压、压力、温度);而若它们是在空间中的某一点或某个区域处进行测量,则被指定为流动变量(电流、体积流、热流)。对于机械变量,采用相反的定义,即在某一点上的测量为作用变量(力、力矩),而在两点之间的测量为流动变量(线速度、角速度)。

对于可以用线性关系来描述的元件,输入阻抗 $Z(s)$ 定义为输入作用变量的拉普拉斯变换与相关流动变量之商^[7]。输入导纳 $Y(s)$ 定义为 $Z(s)$ 的倒数。 $Z(s)$ 和 $Y(s)$ 往往随频率而变。当考虑很低的频率时,则用刚性和柔性代替阻抗和导纳。

为了使加载误差最小,测量作用变量时,必须使输入阻抗很高。若 x_1 是作用变量,则得

$$Z(s) = \frac{X_1(s)}{X_2(s)} \quad (1.33)$$

从被测系统提取的功率为 $P = x_1 x_2$ 。若要使 P 维持最小,则必须使 x_2 尽可能小。因此,输入阻抗必须很高。

为了在测量流动变量时维持 P 很小,必须使 x_1 很小,从而要求低输入阻抗(即高输入导纳)。

为了获得高输入阻抗,可能需要变更元件值或重新设计系统,并使用有源元件。对于有源元件,大部分功率都来自辅助电源,而不是来自被测系统。另一个选择方案是利用平衡法进行测量,因为只有当输入变量的值改变时,才有显著的耗用功率。

传感器的输出阻抗决定了接口电路所需的输入阻抗。电压输出[图 1.11(a)]要求高输入阻抗,以使检测电压

$$V_i = V_o \frac{Z_i}{Z_i + Z_o} \quad (1.34)$$

接近传感器的输出电压。相反,电流输出[图 1.11(b)]则要求低输入阻抗,以使输入电流

$$I_i = I_o \frac{Z_o}{Z_i + Z_o} \quad (1.35)$$

接近传感器的输出电流。

1.6.2 可靠性

传感器只有在规定条件和规定期间无故障工作才是可靠的。可靠性在统计学上被描述为:高可靠性意味着按要求工作的概率接近于 1(即在所考虑的期间,该传感器的部件几乎不失效)。失效率 λ 是指某一产品每单位寿命测度(时间、周期)

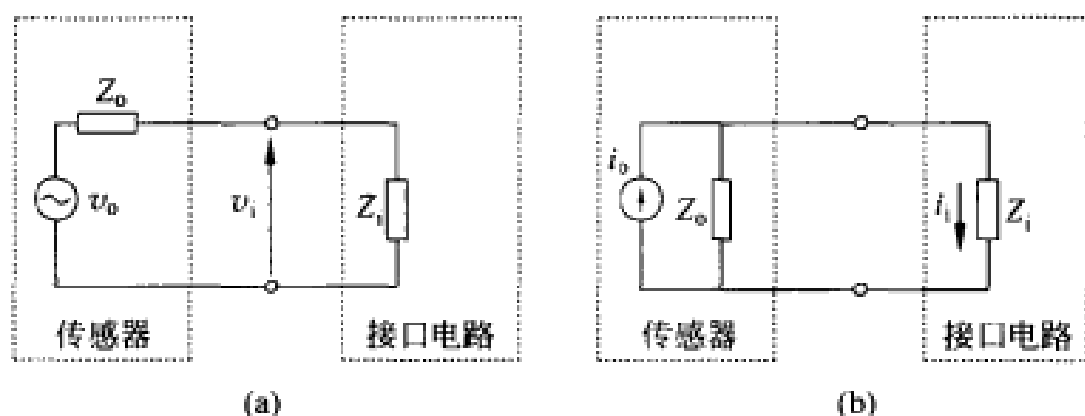


图 1.11 (a)对于具有电压输出的传感器,接口电路必须具有高输入阻抗;而(b)对于具有电流输出的传感器,则接口电路必须具有低输入阻抗。

的失效数与保持完好的产品数之比。如果时间间隔为 dt , N 批中有 $N_f(t)$ 个产品失效, $N_s(t)$ 个产品保持完好以及寿命用时间单位测量,则失效率为

$$\lambda(t) = \frac{1}{N_s(t)} \frac{dN_f}{dt} \quad (1.36)$$

在任意时刻 t 的可靠性的概率表示为

$$R(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_s(t)}{N} \quad (1.37)$$

实践中, N 始终是有限值。因此, $R(t)$ 只能估计。由于在 $t=0$ 与随后任意时刻 t 之间的任何时间间隔内,装置或者是保持完好或者是失效,故

$$N = N_s(t) + N_f(t) \quad (1.38)$$

代入式(1.37)进行微分并应用式(1.36),得

$$\frac{dR(t)}{dt} = -\frac{1}{N} \frac{dN_f(t)}{dt} = -\frac{\lambda(t) N_s(t)}{N} = -\lambda(t) R(t) \quad (1.39)$$

对 $R(t)$ 求解,得

$$R(t) = e^{-\int \lambda(t) dt} \quad (1.40)$$

因此,可靠性可以根据失效率进行计算,而失效率则根据确定其倒数即平均无故障时间(MTBF)的实验进行计算:

$$\text{MTBF} = m = \frac{1}{\lambda} \quad (1.41)$$

例 1.6 我们在 1000h 内对 50 台给定的加速度计进行测试。若假定失效率恒定不变及有 2 台失效,试确定失效率和 MTBF。

根据式(1.36),有

$$\lambda = \frac{1}{50} \times \frac{2}{1000\text{h}} = \frac{40 \text{ 次故障}}{10^6 \text{ h}}$$

根据式(1.41),得

$$MTBF = \frac{10^6 \text{h}}{40} = 25000\text{h}$$

对包括传感器在内的许多器件进行实验研究表明,它们失效率不是常数而是遵循图 1.12 给出的变化趋势,在出现明显的失效后导致报废。原始一批产品中的个别产品在通电之后不久便失效的原因是早期失效或试运转失效。早期失效来源于材料的微观缺陷和在质量控制期间未检测出的错误调节或位置调节。工作期间的电应力、机械应力、化学应力和热应力有时会超过产品试验期间的应力。正常产品能承受上述应力,而劣质产品则不能承受。早期失效可以通过 MTBF 计算予以排除。

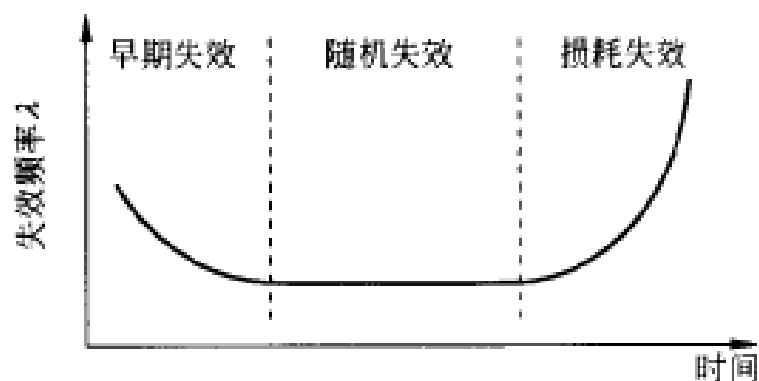


图 1.12 许多器件的失效率遵循浴盆曲线的变化规律。浴盆曲线决定了在产品寿命期内具有不同失效原因的三个阶段(早期失效,使用寿命和损耗阶段)。

图 1.12 中的平坦部分对应于器件的使用寿命。 λ 几乎固定不变,并由随机失效(内在的或与应力有关的失效)所造成。随机失效来源于随机产生的应力、材料性质的随机分布以及随机环境条件。随机失效从一开始便存在,但在开始阶段早期失效起支配作用。

在将某一器件的若干产品投入使用之后的一段时间,它们的失效数量便开始递增。这便是损耗阶段,失效的原因是由于热循环、磨损、疲劳或由造成正常使用时能力减弱的任何其他情况引起的性能变坏。在这个阶段,损耗失效的作用超过随机失效。

可靠性对于传感器十分重要,因为传感器提供对控制系统进行控制的信息。Kumamoto 和 Henzel^[8]对由传感器、报警装置和反馈环组成的系统的可靠性进行了分析。文献[9]则对可靠性做了深入分析。

1.7 初级传感器

初级传感器将被测对象从物理量变换成其他形式。本书中,我们将根据被测对象对初级传感器进行分类。具有直接电输出的传感器是简单传感器,并在第 2、

4和6章中进行讨论。第9章中介绍了基于辐射的测量方法。Khazan和Fraden^[12]对另一些初级传感器做了介绍。

1.7.1 温度传感器:双金属传感器

双金属传感器由处于相同温度、有不同热膨胀系数而被焊在一起的两种金属带组成。随着温度的变化,金属带按均匀一致的圆弧弯曲(图1.13)。若金属具有相似的弹性模量和厚度,则当温度从 T_1 变化到 T_2 时,曲率半径为^[2]

$$r \approx \frac{2t}{3(\alpha_A - \alpha_B)(T_2 - T_1)} \quad (1.42)$$

式中, t 是金属片的总厚度, α_A 和 α_B 是金属各自的热膨胀系数。因此,曲率半径与温差成反比。位置或位移传感器将给出相应的电信号。此外,还能测量由全部或部分被焊接或夹紧单元所施加的力。

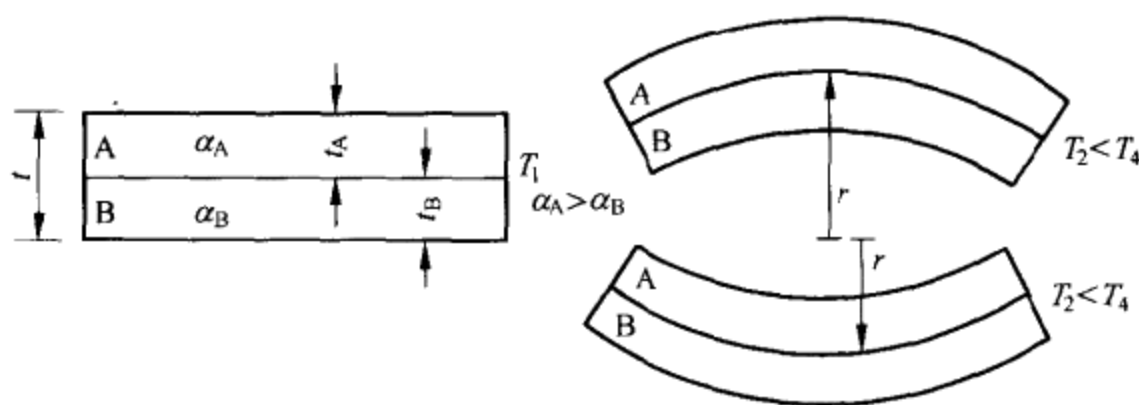


图1.13 双金属传感器由两种热膨胀系数不同的金属组成。当温度变化时,双金属变形。为了更好地说明工作原理,对尺寸和曲率做了夸张表示。

普通双金属带的厚度范围从 $10\mu\text{m}$ 到 3mm 。 $\alpha_B < 0$ 的金属将给出小的 r ,因而给出高灵敏度。由于各种实用金属都具有 $\alpha_B > 0$,故双金属带一般采用高系数金属(专有的铁-镍-铬合金)与 $\alpha = 1.7 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 的殷钢(钢-镍合金)的组合。微机械加工执行器(微阀)则采用硅和铝。

双金属带适用于 $-75^\circ\text{C} \sim +540^\circ\text{C}$ 温度范围,而大多数是用于 $0^\circ\text{C} \sim +300^\circ\text{C}$ 温度范围。它们被制成悬臂、螺旋线、膜片等形状,通常在金属带的一端固定有指出度盘上温度的指针。双金属带也用作直接断开或闭合触点(恒温器、通-断控制、荧光灯起动器)和电路中过流保护的执行器:沿双金属流过的电流由焦耳热效应使之发热,直到温度高达足以在触发器件上施加使电路断开而中断电流的机械力。

双金属带的另一些非测量应用包括温度敏感器件和火灾报警器中的热补偿。由于双金属带具有大的质量,故其响应缓慢。Measurements & Control(测量和控制)杂志每年在10月份的一期中,都要刊登双金属温度计的制造厂家和型号。

1.7.2 压力传感器

液体或气体中的压力测量是很普遍的需求,特别是在过程控制和发动机电子控制中更是如此。血压测量是对病人进行诊断和监护的极其普通的手段。压力定义为每单位面积上的力。差压是两个测量点之间的压力差。计示压力相对于环境温度进行测量。绝对压力相对于理想真空进行测量。为了对压力进行测量,可以与已知力作比较,也可以测量其对弹性元件的影响(偏斜测量)。表 1.7 中列出某些检测方法。每期 Measurement & Control 杂志都要刊登各种压力传感器的制造厂家:电位器式压力传感器(1月);应变计和压敏电阻传感器(4月);电容式压力传感器(6月);数字式和磁阻式压力传感器(9月);压电式和液柱式压力传感器(10月);波纹管,布尔顿管(Bourdon tube)式和膜片式压力传感器(12月)。

表 1.7 测量在正常范围内流体压力的一些常用方法

1. 液柱+液位检测	
2. 弹性元件	
2.1 布尔顿管+位移测量:电位器	线性可调差接变压器(LVDT) 电感式传感器 数字编码器
2.2 膜片+变形测量	
2.2.1 中心变形*:电位器	LVDT 电感式传感器 非粘贴式应变计 悬臂和应变计 振动丝
2.2.2 整体变形:可变磁阻	电容式传感器 光学传感器 压电式传感器
2.2.3 局部变形:应变计:粘贴箔应变计	粘贴半导体应变计 淀积应变计 溅射(薄膜)应变计 扩散/注入半导体应变计

*膜盒和波纹管比膜片能给出更大的位移,但只适于静压力。

诸如图 1.14(a)中 U 形管之类的液柱压力计将待测压力与参考压力作比较,并给出液位差 h 。当忽略次级效应时,结果为

$$h = \frac{p - p_{ref}}{\rho g} \quad (1.43)$$

式中, ρ 是液体密度, g 是重力加速度。液位传感器(光电式传感器、浮力式传感器等)给出电输出信号。

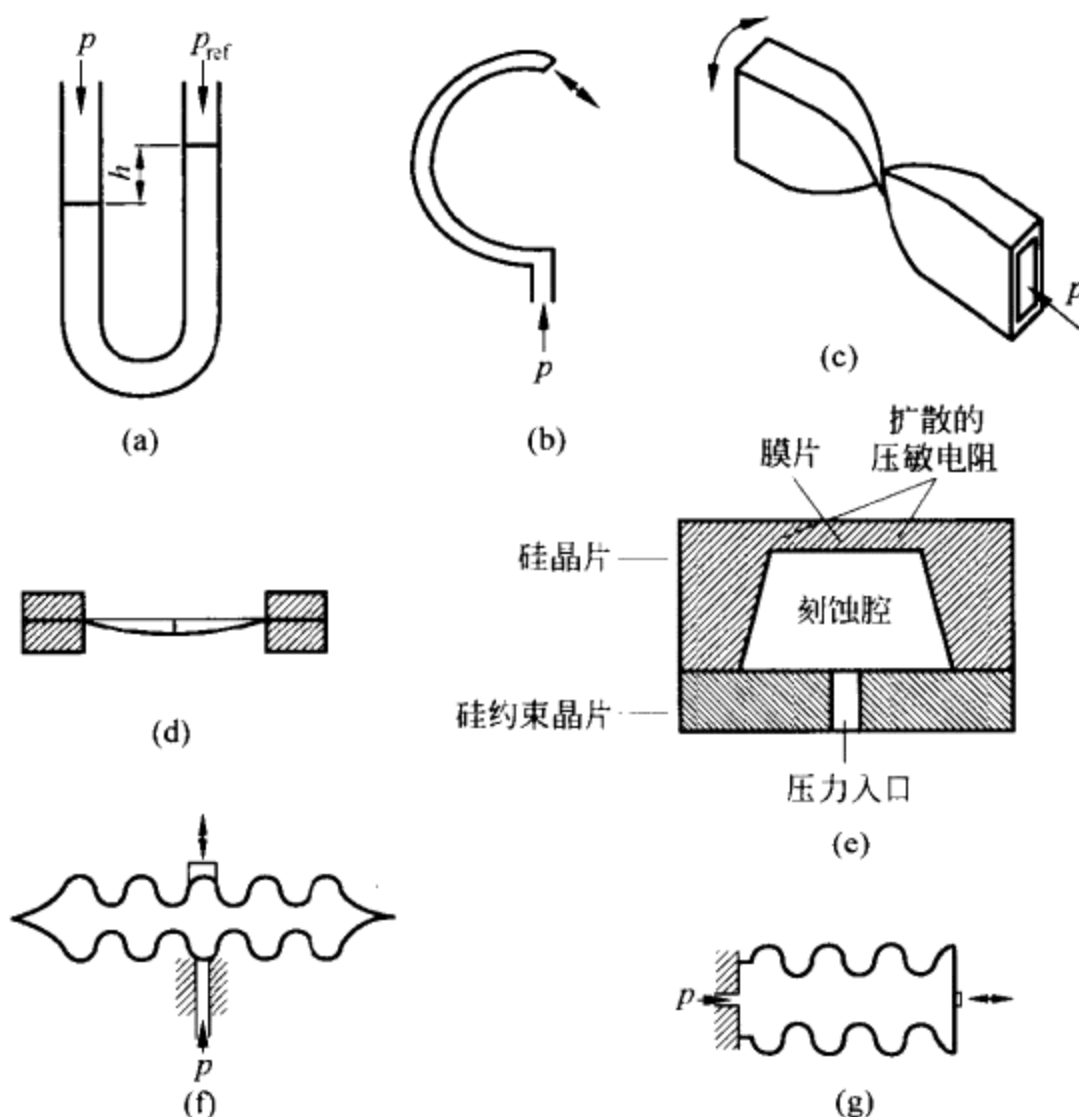


图 1.14 初级压力传感器。(a)液柱 U 形管压力表。液体必须与压力待测量的流体相适合,而 U 形管必须能承受机械应力。(b)C 形布尔顿管。(c)扭绞形布尔顿管。(d)隔膜。(e)微机械加工膜片。(f)膜盒。(g)波纹管。(e)中膜片的面积小于 1mm^2 。其他部件尺寸可能达到若干厘米。

弹性元件在压力作用下会变形,直到内部应力与外加压力平衡为止。材料及其几何尺寸决定最终的位移或变形的幅度,因而决定了适用的传感器(表 7.1)。常见的压力传感器使用了布尔顿管、隔膜、膜盒和波纹管。

1849 年,欧根·布尔顿(Eugene Bourdon)获得专利的布尔顿管是一端闭合的弯曲[图 1.14(b)]或扭绞[图 1.14(c)]扁平金属管。通过使具有圆截面的金属管变形,便可以制成布尔顿管。当经过开口端加上压力时,管子就会伸直。自由端的位移表示所加的压力。这个位移在其整个范围并不呈线性,但在小范围内的线性则足够满足要求。位移传感器给出电输出信号。位移较大的管结构(螺旋形)具有大的柔顺性和长度,这将得到较窄的频率通带。选用的制管金属(黄铜、蒙耐尔耐腐蚀合金、钢)应与媒质相适应。

隔膜是一种柔性圆片,它由能够在待测压差作用下产生弯曲的绷紧膜片或夹紧的薄片组成[图 1.14(d)]。传感器对隔膜的中心偏离、隔膜的整体变形或局部弯曲进行检测(利用应变计,见 2.2 节)。所采用的金属包括铍青铜、不锈钢和镍铜合金。微机械加工的隔膜由带有用来检测局部应力的扩散或注入测量单元的刻蚀硅晶片构成[图 1.14(e)]。汽车和医院已使用了上百万个硅压力传感器。隔膜和附着在上面的元件必须与媒质适合,并能承受所需的温度。不锈钢隔膜能保护检测隔膜不受腐蚀性媒质的影响。但为了使两个隔膜相耦合,需要放入流体,以提高传感器与媒质的相容性和热灵敏度。陶瓷(96% Al_2O_3 , 4% SiO_2)和蓝宝石(Al_2O_3)抗腐蚀侵袭的能力非常强,但它们十分昂贵,其应用仅局限于一些包含有强腐蚀性媒质、高温或两者都包含的要求更高的场合。

对于厚度为 t 、半径为 R 、其上有压差 Δp 的薄片,若中心偏移为 $z < t/3$, 则有^[2]

$$z \approx \frac{3(1-\nu^2)R^4}{16Et^3} \Delta p \quad (1.44)$$

式中, E 是薄片材料的杨氏模量, ν 是泊松比。尺寸大的柔性隔膜会产生大的偏离,但要求具有大的柔韧性。薄片能给出大的偏离,但易损坏。检测中心偏离的另一种方法是利用一个圆棒将力传送到带有粘贴应变计、且远离媒质温度的悬臂梁上。陶瓷和某些半导体硅压力传感器是靠附着在隔膜上的电极与一个固定电极之间的电容变化来进行工作的。

分布在隔膜上的压敏电阻传感器可以检测径向和纵向应力。它们被连接到测量电桥上对信号相加,并抵消温度干扰(见 3.4.4 节)。

膜盒和波纹管能给出比隔膜更大的位移。膜盒[图 1.14(f)]由成对起皱的膜片构成。膜片的外边缘连在一起,相对的两面构成了同一腔体。波纹管[图 1.14(g)]是能沿轴向伸长的柔性容器,能承受比膜盒更大的偏离,可达本身长度的 10%。膜盒和波纹管均对振动和加速度敏感,不能承受大的过压,并具有大的柔韧性,因而动态响应不佳。然而,它们的位移能由廉价的电位器检测。

接触表面之间的压力可以用其颜色随压力的增加而变深的薄塑料膜(Fuji 压力测量膜)进行测量。

1.7.3 流速和流量传感器

流动是指在通道或者在开放或封闭管道内流体的运动。流量则是指在单位时间内流过的物质,它可以用体积或重量表示。在所有能量和质量传输过程中,均要对流量进行测量,用于对该过程进行控制或监视以及用于计量目的。这方面的例子有水、气体、汽油、柴油和原油。表 1.8 中列出流量计中采用的一些测量原理。参考文献[13]中的第 28 章和第 29 章对它们进行了讨论。Measurements &

Control杂志的每一期都要刊登不同流量计的制造厂商:涡轮流量计(2月)、电磁流量计(4月)、风速计和旋涡流量计(6月)、压差式流量计、转子流量计和质量流量计(9月)、容积式流量计和超声波流量计(10月)以及明渠式流量计、靶式流量计和基于层流原理的流量计(12月)。

表 1.8 流量计采用的测量原理

输入量	测量原理	输出信号
流体速度:局部速度	皮托管 热效应(热线风速和风向测量术) 激光风速和风向测量术	压差 温度 频移
流体速度:平均速度	电磁流量计 超声波流量计:通过时间 超声波流量计:多普勒效应	电压 时间 频率
体积流量*	孔板 文丘里管 皮托管 流量喷嘴和流量管 肘形弯管 层流元件 叶轮 容积 靶(牵引力) 涡轮 可变面积(转子流速计) 可变面积(溢流堰,导流槽) 漩涡分隔	压差 压差 压差 压差 压差 压差 循环数,转数 循环数,转数 力 循环数,转数 浮子位移 液位 频移
质量流量	互补加速效应 热传输	力 温度

*体积流量也可以通过平均流体速度乘以管道截面积加以计算。

粘滞流或层流是沿具有平滑管道壁和均匀横截面的直管流动的流体。在此,所有质点都具有与管道壁平行的轨迹,并在相同方向运动。每个质点都沿直线流动。相反,在湍流中,某些流体质点具有纵向和横向速度分量,因而形成湍流,只有平均速度与管道轴线平衡。在层流中,沿管道的流体速度分布呈抛物线形。在湍流中,流体速度分布则较平坦。

最常用的流量计是测量穿过插入所要测量流量的加压管中的障碍物的压降。贝努利(Bernoulli)定理将流体压力、速度和高度联系起来。该定理适用于那些只受作为内力的在静态运动中流动的重力(即没有摩擦)而没有进入或离开的热量的不可压缩流体。速度的任何变化都会产生相反的压力变化。它等于每单位体积的

动能变化加上由任何液位差引起的变化。也就是说,沿流动轨迹有

$$p + \rho gh + \frac{\rho v^2}{2} = \text{常数} \quad (1.45)$$

式中, p 是静压力, ρ 是流体密度(不可压缩), g 是重力加速度, h 是相对于参考液位的高度, 而 v 是考察点的流体速度。当研究实际流体流动时, 式(1.45)要用实验系数加以修正。

阻塞式流量计中的初级传感器由具有阻碍流动的恒定截面限流装置构成。例如, 若我们向管道内引入孔板, 则流通截面缩小, 即从截面 A_1 (管道截面) 变化到截面 A_2 (孔截面)(图 1.15)。依据质量守恒原理, 截面变化将引起速度的相应变化

$$Q = A_1 v_1 = A_2 v_2 \quad (1.46)$$

同时, 由式(1.45)有

$$p_1 + \rho gh_1 + \frac{\rho v_1^2}{2} = p_2 + \rho gh_2 + \frac{\rho v_2^2}{2} \quad (1.47)$$

若 $h_1 = h_2$, 则以上两式给出

$$v_2 = \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho \left[1 - \left(\frac{A_1}{A_2} \right)^2 \right]}} \quad (1.48)$$

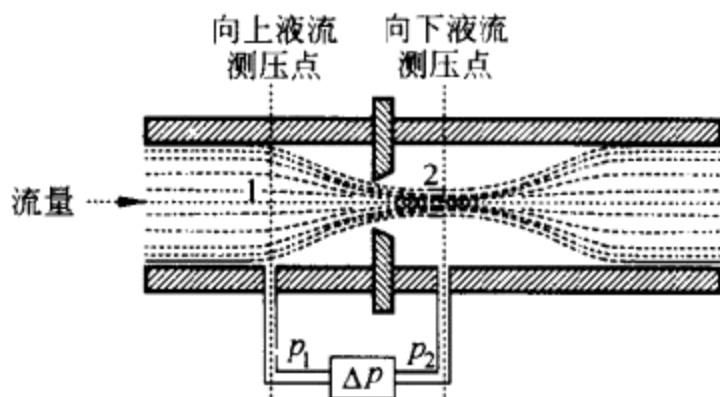


图 1.15 插入管道内的孔板产生与流量相关的压降。

因此, 我们可以根据孔板上的压差计算速度, 并按 $Q = A_2 v_2$ 确定理论上的体积流量。真实流量要稍低一些, 并以实验方式计算一个称之为流量因子 C_d 的修正系数加以确定。 C_d 取决于 A_1, A_2 和其他一些参数。因此, $Q_r = C_d Q$ 。一些标准 (ASME, ISO) 的数据表针对不同的管道直径以及孔位置、孔尺寸、流动状态和压力孔布置来给出 C_d 。对于孔板, 有 $C_d \approx 0.6$ 。

孔板流量计会产生压力损失。除非包含液压连接效应在内的压差传感器反应得足够快, 否则便不容易测量流量的起伏。流量喷嘴和文丘里管(图 1.16)都建立在相同原理的基础上, 但它们的内部形状并不过于尖锐, 因而降低了压力损失 (C_d 可能达到 0.97)。

可变面积流量计是以与前述相反方式应用伯努利定理和质量守恒原理的初级

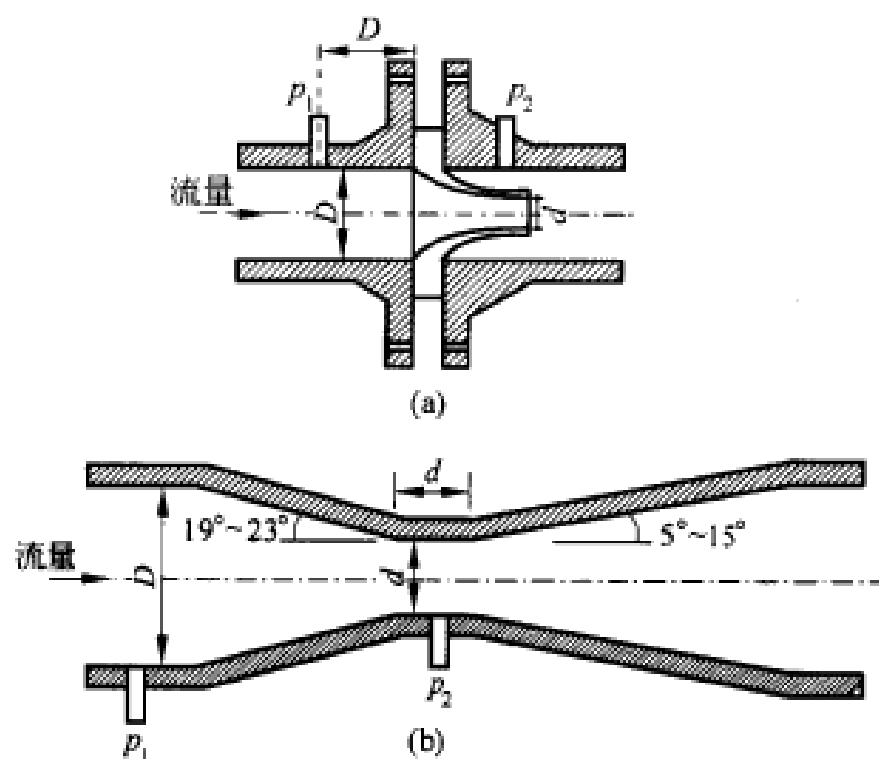


图 1.16 插入管道内的流量喷嘴(a)和文丘里管(b)产生的压力损失比孔板小,因而节省能量。

传感器。它们使流体通道截面可变,并使障碍物两侧的压差维持不变。因此,被测流量与通道截面面积相关。

图 1.17 中所示转子流量计即应用了这一方法。它由一个均匀的锥形管与管内带槽的浮子组成。浮子被流体带动的高度由其重量和流量决定。流体(气体或液体)向上流动。当流量增加时,浮子上升,使通过流体的环形面积增大,并使两端之间的压差维持不变。浮子的位移表示流体的流量。对低于 3.5kPa 的压力和透光的液体,锥形管可以由玻璃制成,并刻有用于计读浮子位置的刻度。对于较大的压力和流量,锥形管必须由金属制成,浮子位置用磁方式检测。对于某些低压、高流速场合,还可以使用廉价塑料管。在管外安装螺线管,使之能应用零示测量法。光电探测器可用于测量浮子位置。流量可以由为使浮子复原到零位置而向螺线管提供的电流幅度决定。

用于测量某处流体速度应用的也是伯努利原理。如果将一段开口弯管插入敞开的管道中,而在管道中有不可压缩和无摩擦的流体在给定的已知方向流动,此时若将插入弯管的入口端面向与流动方向相反的方向[图 1.18(a)],那么液体便会进入弯管并升高,直到流体柱承受的压力与开口端上冲击速度产生的力相平衡。由于在开口处正前面的速度为零,故流线分布在开口端周围,因而形成静滞点。因此有

$$\frac{v^2}{2g} + \frac{p_1}{\rho g} = \frac{p_2}{\rho g} = h_0 + h \quad (1.49)$$

此外,敞开的管道内的静压力还来自流体柱的重量 $p_1 = \rho gh_0$ 。因此

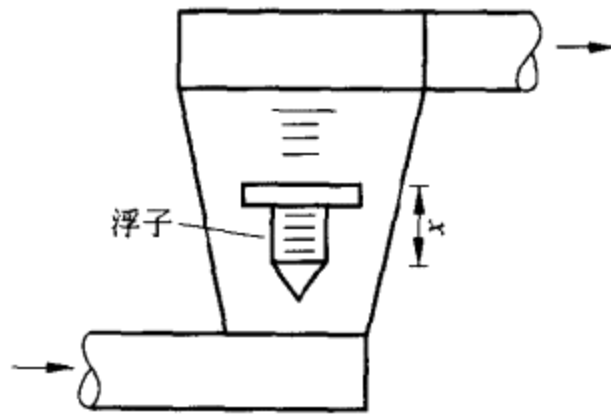


图 1.17 转子流量计是一种可变面积流量计,它可以用浮子的位置来表示流量。

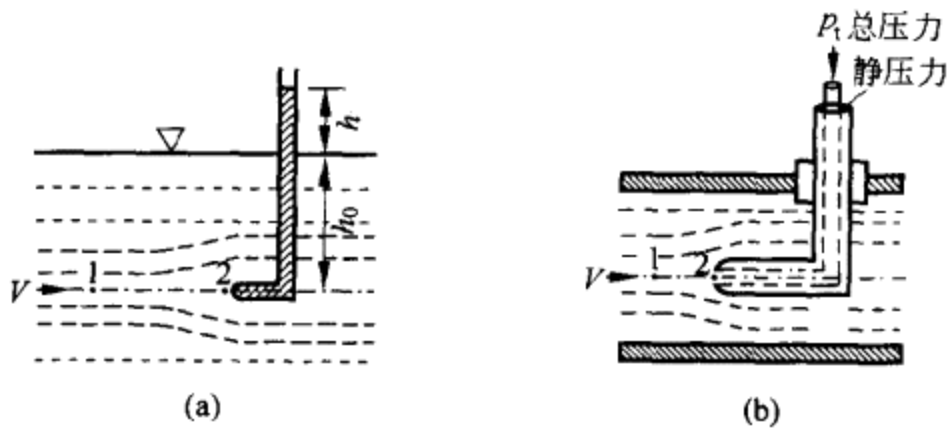


图 1.18 用于测量流体内某一质点流动速度的皮托管。(a)在敞开的管道中可以用液体溢出的高度来指示流速。(b)在封闭的管道内,可以用总压力与静压力之差计算流速。

$$v = \sqrt{2gh} \quad (1.50)$$

于是,我们可以根据溢出液面上方的流体柱高度推算出测量点处的流速。

如果将皮托管放在加压管内,则根据式(1.45),得到

$$v = \sqrt{\frac{2(p_t - p)}{\rho}} \quad (1.51)$$

因此,为了确定速度,需测量总压力或静滞压力 p_t 与静压力 p 之差。 p_t 和 p 可以由表面与流动方向相垂直的端口,例如通过一根同轴管[图 1.18(b)]来求得。皮托管在实验室中十分常见且也用于航空电子学中的空气速度测量。在后一种情况下,利用了包含温度和比热的式(1.51)的变形,因为空气是可压缩的。

层流流量计(也称为层流流阻流量计)的基础是泊肃(Jean M. Poiseuille)定律。物理学家泊肃于 1840 年证实,对于细长管道中的层流,体积流量是压差的线性函数

$$\Delta p = Q \frac{8\eta L}{\pi r^4} \quad (1.52)$$

式中, η 是流体粘滞度, L 是管道长度以及 r 是管道半径。层流流量计既能由毛细管束或毛细管阵列构成,也能由 1 个或多个细网与两个压力接头构成。它们用于



泄漏探测、计量校准以及呼吸量测定仪中。

靶式流量计用一根检测管来检测悬浮在液流中的靶或拖盘的流体力。施加到靶上的力用安装在管道外部的应变计(见2.2节)测量。靶式流量计可用于肮脏的或腐蚀性液体。

涡轮流量计由悬浮在运动(清洁的)流体中的带叶片转子组成。当体积流量足够大时,运动流体将使转子以正比于体积流量的速度旋转。旋转速度则由可变磁阻拾音器检测。叶片式流量计也采用相同原理进行工作。

容积式流量计依据流量计的物理尺寸连续将液流分隔成已知体积,并通过对循环或转数计数来记录流量。图1.19示出两种不同的流体分割法。在圆盘容积式流量计中,当液体试图流过流量计时,从入口到出口的压差将引起圆盘摆动。滑动叶片式流量计具有可伸缩的叶片,用于将转子与外罩之间的液体体积封闭起来,同时将液体从入口输送至出口,在出口处排放液体。

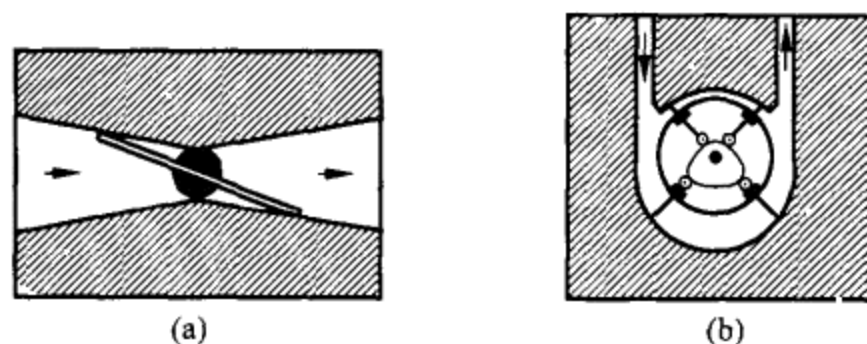


图 1.19 容积式流量计中采用的两种流体分割法。(a)摆动圆盘和(b)滑动叶片。

溢流堰和导流槽均属于有刻度的限流装置,用于测量敞口的沟渠及未灌满的管道中的流量。溢流堰是顶部带有与流动方向垂直安置的障碍物的水闸。液面上升到某个高度之后便有液体流过障碍物。这种装置将流体的一部分动能转变成位能,流体相对于障碍物的底部上升到某个高度。该高度取决于流量。若障碍物呈矩形(如图1.20所示),便有

$$Q = kL \sqrt[3]{H^2} \quad (1.53)$$

式中, Q 是体积流量, H 是流体上升的高度, L 是溢流堰的宽度,而 k 是常数。 H 可以用溯流而上的流体液位传感器测量。导流槽与溢流堰的原理相同,它是一个用横截面面积、坡度或两者同时加以限制的限流装置。

质量流量可以根据体积流量和密度间接加以测量。然而,密度依赖于压力和温度,对它们进行测量的任何差错都会对算出的流量带来影响。热式流量计和科里奥利(Coriolis)流量计(8.2.5节)能给出更高的精确度。有两种热式流量计,即热线探测流量计和传热式流量计。

热线探测流量计[图1.21(a)]测量从与流体流动方向相垂直的发热体——电阻丝(2.3节)、热敏电阻(2.4节)或热电堆(6.1节)传递到流动流体的热损失速

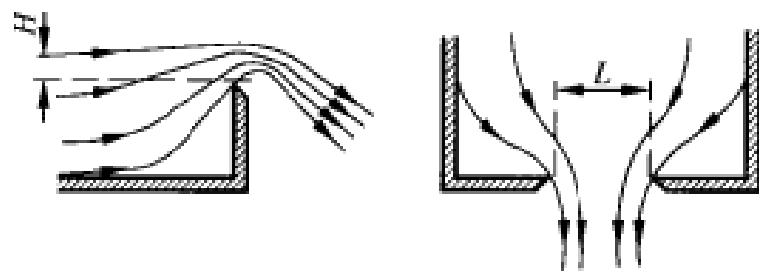


图 1.20 溢流堰是将流体上升到一个取决于流量的高度上的沟渠限流装置。

率。从热线到流体的热流量与热交换面积 A 、热线同流体之间的温差以及表面传热系数 h 成正比。焦耳效应耗散的功率为 I^2R ，因此，在平衡时有

$$I^2R = khA(T_w - T_f) \quad (1.54)$$

式中， k 是单位转换常数。传热系数与流体速度的关系式为

$$h = c_0 + c_1 \sqrt{v} \quad (1.55)$$

式中， c_0 和 c_1 是系数，其大小取决于热线的尺寸以及流体的密度、粘滞度、比热和热导率。增大质量流量可以使热线冷却，温度降低。若热线的供电电流恒定不变，则热线的电阻（或热电堆产生的电压）将表示质量流量。此外，我们还能测量使热线维持在恒定温度所需的电流。

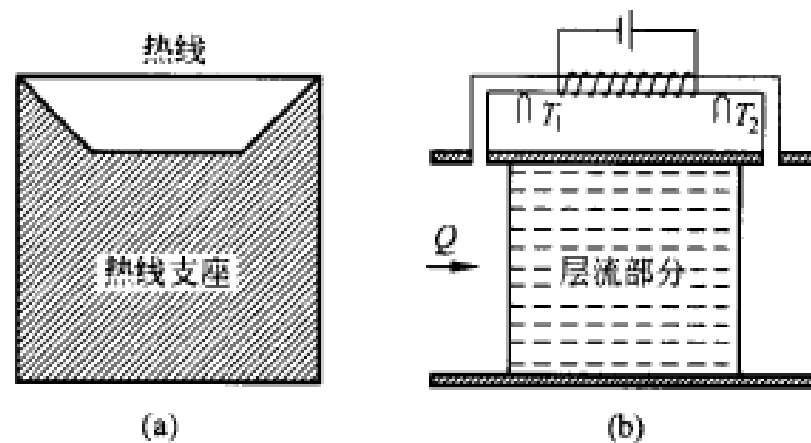


图 1.21 热式质量流量计将流量转换成温度变化。(a)在热线式流量计中，从热线传递到流体的热损失速率取决于流体的局部速度。(b)在传热式流量计中，出口传感器上的温升取决于质量流量。

将已知热量加到传热式流量计之后，便可以测量流体的温升。初级传感器是带有缠绕加热丝和两个温度传感器的毛细管。在毛细管的表面上，两个温度传感器被对称地安装在加热丝部位的入口和出口处[图 1.21(b)]。当没有流动时，两个传感器的温度相同。当流动增大时，进入的流体将热量从管子带走并使入口端变冷，而在流体经过管子时则使出口端发热。在流量太大时，传感器之间的温差与质量流量成正比。大的流量甚至可以从管子的最热处带走热量，温差与流量的比例关系不再维持。为了测量大的流量，主管道内的层流部分可以产生与体积流量成正比的压差[式(1.52)]，该压差还使一小部分流量经过毛细管。已出现了若干

种微机械加工制造的硅流量计。这类流量计用扩散电阻作为加热器和电阻电桥，而用热敏二极管或热电偶作为温度传感器。这种流量计的功耗很小，响应时间不到 3ms，质量约 10g。

1.7.4 液位传感器

测深用的测杆是简单的液位传感器，但它们不便于提供电信号。基于阿基米德(Archimedes)浮力原理的浮子可以将液位转换成力或位移[图 1.22(a)和图 1.22(b)]。在密封或高压容器中，浮子位置可以用磁方式检测。浮子表面上的累积物和附着物限制了浮子的性能。

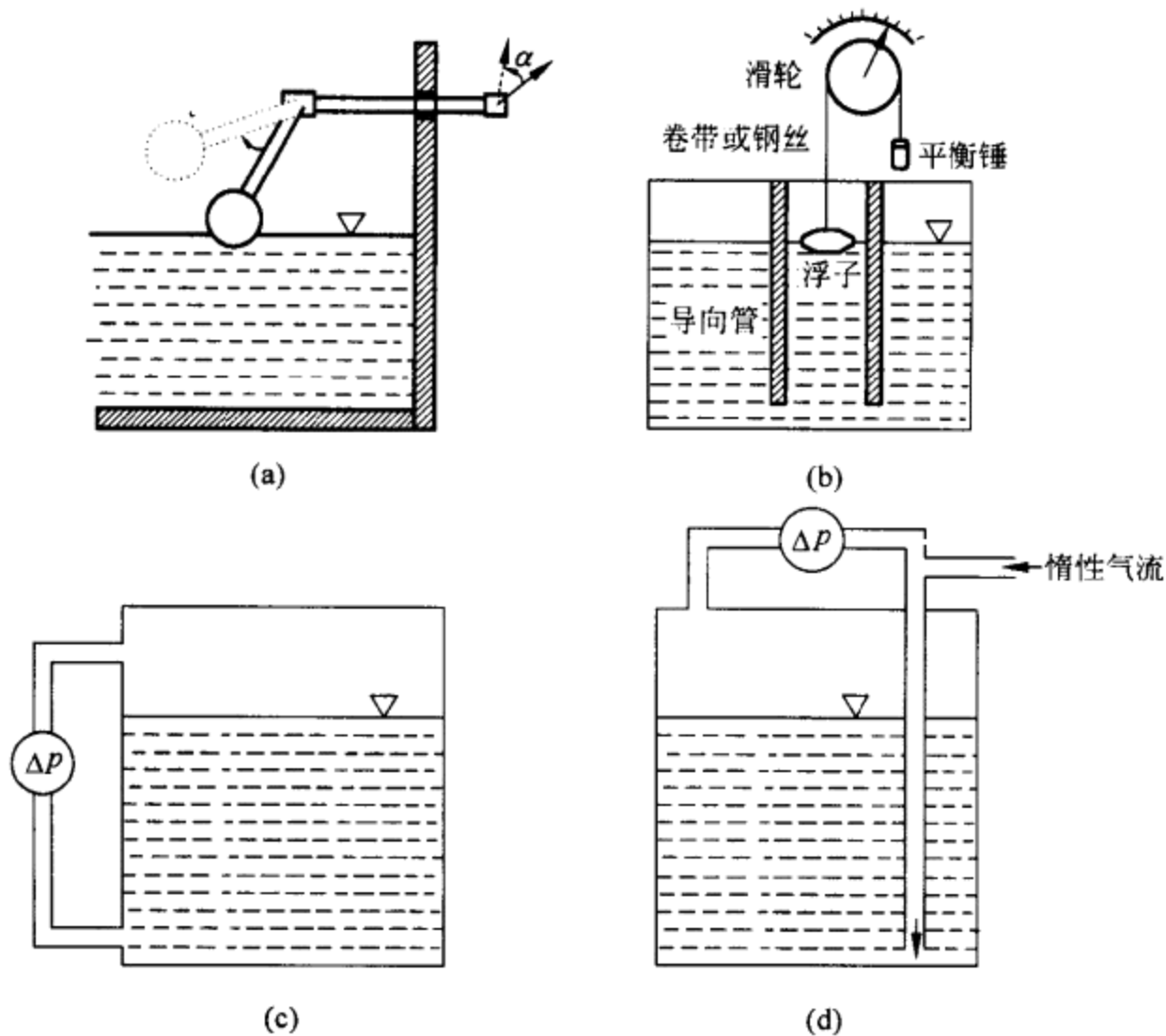


图 1.22 初级液位传感器。(a)和(b)采用浮子,(c)和(d)采用压差测量。

液体或固体的压力按下式与位面成正比[图 1.22(c)]:

$$h = \frac{\Delta p}{\rho g} \quad (1.56)$$

式中, ρ 是密度, g 是重力加速度。这种方法适用于加压容器和敞口容器。由于温度将改变密度,故测量会受温度的影响。

图 1.22(d)所示气泡管无需在靠近容器底部开压力口,容器底部是潜在泄漏

源。浸入管有一个靠近槽底部的开口端。惰性气体流经浸入管且当气泡从开口端逸出时,管内气体压力便等于液体的液压。位面可以按式(1.56)计算。

Measurements & Control 杂志每年的 4 月号都要刊登液位测量和控制装置的制造厂商和型号。

1.7.5 力和转矩传感器

测量力(或转矩)可以采用与已知力相比较的方法,类似于天平测量。另一个方法是测量力对称之为负荷传感器的弹性元件的作用。在电负荷传感器中,力的作用是指变形和位移。在液压和气动负荷传感器中,力的作用分别是使液体或气体的压力增加。Measurements & Control 杂志每年的 10 月号都要刊登质量/力传感器和负荷传感器的制造厂商和型号。

当机械力作用于固定弹性元件时,弹性元件便产生变形,直到变形产生的应力与外加力平衡为止。结果是,若弹性元件的形状选择得合适,便会产生正比于外加力的尺寸变化。

图 1.23 示出三种适当的结构布置。表 1.9 列出相应的计算公式。奈贝特(Neubert)^[14]提出另一些结构形状及它们的相应计算公式。大多数负荷传感器都是欠阻尼二阶系统(1.5.3 节)。这类系统将可以精确测量的动态力的最高频率限制到远低于负荷传感器固有频率的频率范围。

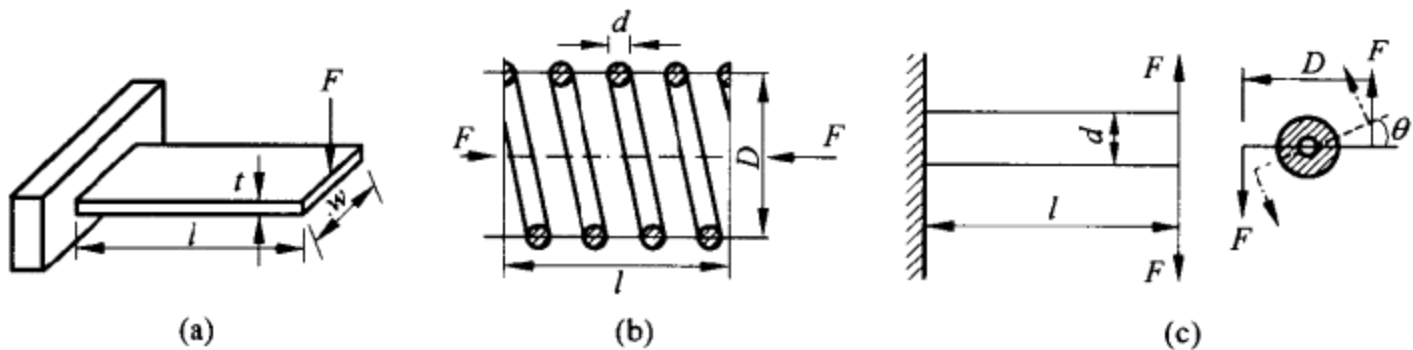


图 1.23 (a)悬臂,(b)螺旋弹簧和(c)按外加力或转矩而产生偏斜的扭力棒。

表 1.9 对于图 1.23 所示弹性元件的偏斜 x 或 θ 和最大应力 S_M 和 τ_M

元 件	偏 斜	最大应力
悬臂	$x = \frac{4Fl^3}{Ewt^3} = \frac{2\sigma l^2}{3Et}$	$S_M = \frac{6Fl}{wt^2} = \frac{3Et_x}{2l^2}$
螺旋弹簧	$x = \frac{8FnD^3}{Gd^4} = \frac{\pi nD^2 \tau}{Gdk_1}$	$\tau_M = \frac{8k_1 DF}{\pi d^3} = \frac{Gdxk_1}{\pi nD^2}$
扭力棒	$\theta = \frac{32FDl}{\pi d^4 G} = \frac{2\tau l}{dG}$	$\tau_M = \frac{16FD}{\pi d^3} = \frac{dG\theta}{2l}$

注:所有各量都采用国际单位制(SI)单位[长度(m)、力(N)、角度(rad)]。E=纵向弹性模量(杨氏模量),G=刚性模量(扭力弹性模量), k_1 =应力系数(D/d的函数,数值从 1.1 到 1.6),n=匝数。

1.7.6 加速度和倾斜传感器

测量加速度的初级传感器采用的是地震质量-弹簧系统(图 1.10)。输出信号是位移、应变或电容变化。加速度测量主要用于结构模型验证、飞机的发动机振动等级测量、机器监控和惯性测量单元(将弹药引导至目标)。加速度测量还用于实验模态分析,借助结构的阻尼、共振频率和振动模形状对结构进行实验表征。结构越庞大,第一振动模的频率越低。微机械加工制造的加速度计已在汽车安全气囊、汽车悬挂系统、视频设备稳定系统、运输冲击记录器和心脏电子起搏器中获得应用。Measurements & Control 杂志每年 12 月号都要刊登加速度计和振动传感器的制造厂商和型号。

倾斜仪测量的是相对于参考轴的空间方位角。如果参考轴由重力(垂直轴)规定,则加速度计可以充当倾斜仪,因为它们都是检测沿其敏感轴作用的加速度。此外,液体气泡倾斜仪的工作情况与木匠用的水平管相同。在倾斜传感器中,有一个带有密封气泡的弯曲管。当管子倾斜时,气泡便发生位移[图 1.24(a)]。电阻式传感器(2.1 节)或电容式传感器(4.1 节)能检测气泡位置。悬摆锤[图 1.24(b)]是附着到滚珠轴承上的可以旋转的重物。若外壳转动,重物仍然维持垂直,使相对于外壳形成的角位移等于外壳的旋转角。水平加速度则涉及到上述两类传感器。

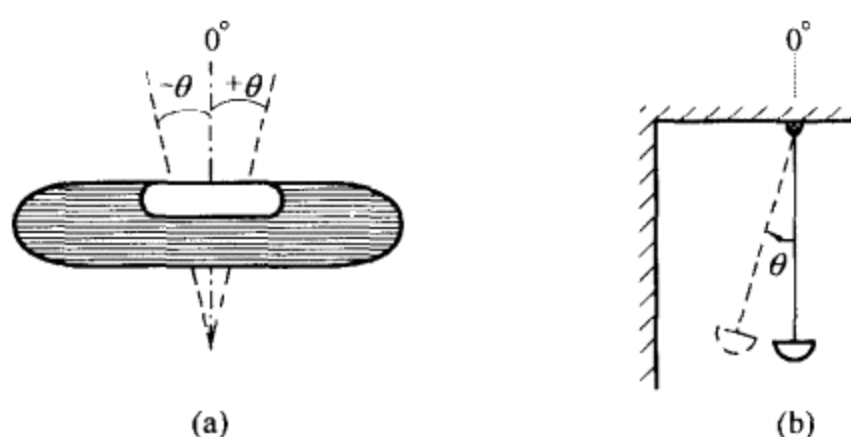


图 1.24 倾斜传感器。(a)当部分填充的水平管倾斜时,管内气泡产生位移。
(b)当外壳转动时,悬挂在外壳内的重物将转动。

罗盘能检测相对于电磁场确定的参考轴的倾斜。电位器(2.1 节)、磁阻传感器(4.2.1 节)或可调变压器(4.2.4 节)能给出与磁针旋转相对应的电信号。

陀螺仪的自旋轮(1.7.7 节)也规定了一个参考轴。如果自旋轮旋转所处参考系是固定到车辆上,则车辆姿态的变化将导致参考系与自旋轮旋转轴夹角的变化。Measurements & Control 杂志每年 9 月号都要刊登倾斜仪的制造厂家和型号。

1.7.7 速度传感器

线速度可以由对加速度或对位移微分进行测量。通过将一根齿条附加到运动目标上并使齿条与驱动转子的主动齿轮相联系(就像汽车测速计中那样),也可以将线速度变换成旋转速度。

图 1.10 中所示地震传感器可应用于线速度检测,而无需运动目标与检测速度所采用的参考之间有任何联系。对物质位移进行积分(按式(1.31),该位移与输入加速度成正比),便给出输入速度。此外,若我们要检测物质相对于它的外罩的位移,则通过对式(1.31)进行变换,便得

$$\frac{\dot{X}_o(s)}{\dot{X}_i(s)} = \frac{sX_o(s)}{xX_i(s)} = \frac{s^2 X_o(s)}{s^2 X_i(s)} = \frac{M}{K} \times \frac{s^2 (K/M)}{s^2 + s(B/M) + K/M} \quad (1.57)$$

因此,在频率高于物质-弹簧系统的固有频率时,内部速度传感器的输出与相对于内部参考的输入速度 \dot{X}_i 成正比。

绝对角速度测量常常采用陀螺仪。在普通的单轴机械陀螺仪中,马达驱动的自由物质(圆盘或轮子)被支承在万向支架内,并由附在外壳上的轴承固定[图 1.25(a)]。在双轴陀螺仪中,支承内部万向支架的轴承附着到能相对于外壳旋转的外部万向支架上。

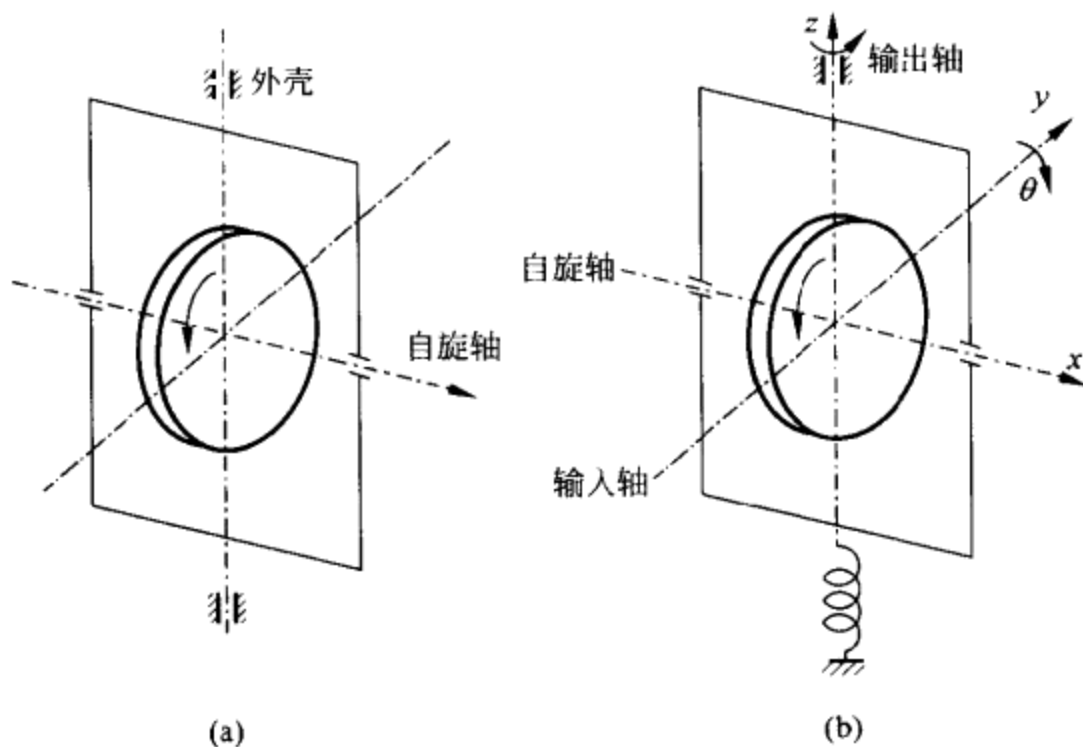


图 1.25 单轴机械陀螺仪。(a)自旋轮决定了 x 轴。(b)绕与 x 轴相垂直的 y 轴旋转给出与 x 轴和 y 轴均相垂直的绕 z 轴的转矩。

速率陀螺仪是在输出轴周围具有自旋轴弹性约束的单轴陀螺仪[图 1.25 (b)]。当陀螺仪绕与自旋物质(x 轴)相垂直的轴(y 轴)旋转时,沿 z 轴便形成与 x

轴和 y 轴相垂直的角动量。该角动量与绕 y 轴的角速度成正比,并能用力矩或力传感器检测^[3]。

微机械加工的陀螺仪没有旋转部分,因而没有轴承。它们根据振动机械元件上的互补复合向心效应对旋转进行检测^[15]。互补复合向心效应是在旋转物体的活动元件内产生的视在加速。我们来研究具有速度 v 的移动粒子(图 1.26)和位于 x 轴上监视粒子的观察仪。若坐标系(包括观察仪)以角速度 Ω 绕 z 轴旋转,则观察仪将发现粒子是以下列加速度向 x 轴移动:

$$a_{\text{Cor}} = 2\Omega \times v \quad (1.58)$$

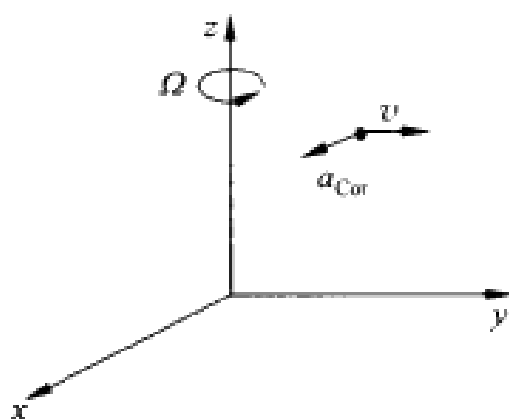


图 1.26 当坐标系以角速度 Ω 旋转时,移动粒子上将表现出互补复合向心加速度。

因此,当机械元件(音叉、圆盘、平板等)通过施加交变力产生振荡且振动物体被放置在旋转的参考坐标系中时,互补复合向心力将产生垂直于原始振荡运动的二次振荡。振动结构可以由静电力、电磁力或压电力驱动。电容式、压敏电阻式或压电式传感器可用来检测由互补复合向心力感生的振动。

光纤陀螺仪和激光陀螺仪不能利用角动量,但能利用由萨尼亚克(Sagnac)效应产生的使光束或激光束相反旋转的光外差(9.4节)。

1.8 传感器使用的材料

传感器是依靠一些物理现象或化学现象和能有效地(即具有高灵敏度、重复性和专一性)表现这些现象的材料来进行工作的。这些现象可能与材料本身或材料的几何尺寸有关。它们中的大多数早已被人们所了解。传感器的主要变化来源于新材料、新制造工艺以及两者的相互结合。

固体、液体和气体都是由原子、分子或离子(失去或获得一个或多个电子的原子或原子团)组成。原子由带正电的原子核和在壳层内围绕原子核作轨道运动的电子组成。若外电子层未填满,原子便试图获得额外电子而形成束缚原子,组成分子或附聚物。有四种主要键合类型,即离子键、金属键、共价键和范德瓦尔斯(Van

der Waals)键^[16]。离子键是由不同极性离子之间的静电吸引所形成的。离子键形成晶体——其原子按长距离三维图案排列,以便降低总能量并维持电中性的固体。离子晶体(如 NaCl 和 CsCl)具有低的电导率(因为没有自由电荷)、相当高的熔解温度和良好的机械阻力,这全都来源于离子之间的强内聚力。

金属键也是由静电力产生的。然而,与离子键不同,这些静电力不是在占据固定位置的电荷之间,而是在固定的正电荷与围绕固定正离子运动的电子云之间。金属中的流动电子来自它们的原子的最外电子层(价电子)。因此,金属具有规则结构(即形成晶体),但这些晶体中无需特殊的原子排列来保证电中性。群集的电子云(或电子气)维持电中性。因此,晶体结构由原子的聚集能力决定。较小的原子可以经过半径较大的原子晶格扩散,如锗中的铜。自由电子赋予金属高电导率和高热导率。沿晶格无处不在的静电力使金属具有很强的延展性。

共价键来源于与相邻原子共享电子的原子,因此,它们“相信”它们的各外电子层已填满。这种共价键可以将分子(例如氯)中或晶体[例如金刚石(碳)、硅和锗]中的原子维持在一起。共享电子不能离开它的位置,因而不能用于导电。因此,具有共价键的材料电导率很低。

范德瓦尔斯键出现在具有分子内部的共价键的分子之间。由于电子的连续运动而使正电荷中心与负电荷中心不重合,故其偶极矩很小。范德瓦尔斯键将有机分子维持在一起,形成内聚能很小的晶体,而且晶体的结构取决于分子聚集在一起的程度。由于内聚力小,故具有范德瓦尔斯键的材料熔点和沸点都不高。

原子中的电子只能占据确定的状态或能级,即使受到激发时也是如此。对应于未激发态的能级与对应于激发态的能级之间的间隙等于使一个电子从基态跃迁到激发态所需的能量大小。大多数原子中都有许多能级,各邻近能级形成能带。可以区分为以下三种能带,即饱和带或价带、导带或激发带以及它们之间的禁带。价电子不能离开它们的位置。受激电子几乎能在材料内到处自由移动。

能带之间的相对间隔决定了材料的电导率,这对传感器是一个有用的特性。图 1.27 示出导体中价带和导带重叠,因此总有一些自由电子,电导率很高。绝缘体的价带和导带相隔一段距离,电子围绕它们的位置无规则地振动(例如,由于热骚动),因而不能为显著的导电性提供足够多的载流子。半导体具有比绝缘体更窄的禁带,由热能、电能、光能或其他能量形式激发的电子可以跃过禁带,并提高导电性能。每种能量形式对释放电子有不同的效能。此外,杂质(晶格中的外来原子)可以引入中间能级,以帮助电子从价带跃迁到导带。第 V 类杂质[元素周期表中第 5 栏的元素(锑、砷、磷)]可以为硅或锗带来额外的电子,形成具有靠近导带的施主能级的 n 型半导体。第 III 类杂质(硼、铝、镓、镉)留下的共价键(对硅或锗)缺少电子(或“空穴”),形成具有处于价带上方的受主能级的 p 型半导体。其他一些杂质既可用作施主,又可用作受主。跃迁到导带的电子是许多传感器工作的依据。表 1.10 列出各种本征(即非掺杂)半导体的带隙。

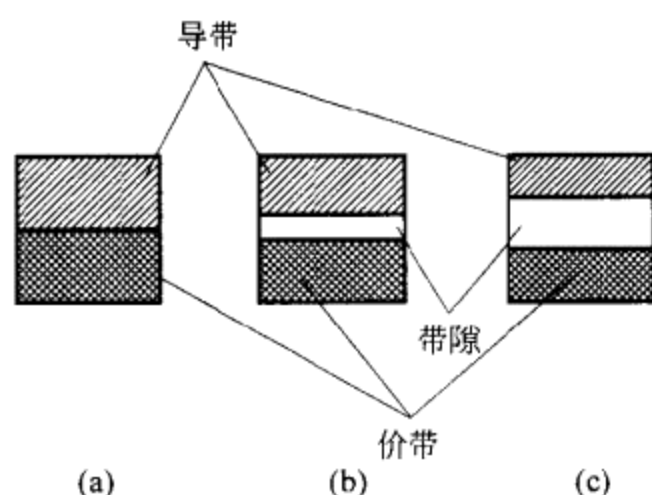


图 1.27 (a)导体、(b)半导体和(c)电绝缘体的能带。

表 1.10 各种本征半导体的带隙宽度(eV)

半导体	ZnS	CdS	CdSe	CdTe	Si	Ge	Pbs	InAs	Te	PbTe	PbSe	InSb
带隙, eV*	3.60	2.40	1.80	1.50	1.12	0.67	0.37	0.35	0.33	0.30	0.27	0.18

* 1eV=0.16aj.

根据结构,固体可以呈单晶态、多晶态、非晶态和玻璃态^[17]。晶体可以看成是完全填满空间的“晶胞”的周期性重复。晶胞可以用空间点阵来描述[图 1.28(a)]。原子不仅占据顶点,而且也能占据晶胞的中心、两个面或多个面的中心或它们的组合。方向和晶面用所谓米勒(Miller)指数来表示。矢量的方向由矢量沿三个轴的三个分量的大小加以规定,书写时通常并排排列,并用方括号括起来。数字上方的负号表示负数[图 1.28(b)]。平面由在圆括号内类似地写出晶胞上平面截距的倒数加以说明[图 1.28(c)和 1.28(d)]。

多晶材料,如金属和陶瓷由经晶界结合的大量随机取向的晶体(所谓晶粒)聚集而成。当晶粒足够小时,多晶材料的一些物理特性,如弹性模量、电导率和热膨胀呈各向同性,尽管构成的晶体可能各向异性。

非晶态固体,如树脂没有有序原子。它们是固化的液体,当冷却时,其粘滞度增大,因而阻碍晶体的形成和生长。玻璃具有短程序,但缺乏长程序。非晶态结晶材料(如大多数聚合物)为非晶态,但部分晶化。

1.8.1 导体、半导体和电介质

有两类导体,即电导体(金属及其合金)和离子导体或电解液(酸、碱和盐溶液)。加在长为 l 的固体两端之间的电位差 V 建立内电场 $E=V/l$,该电场使电子以下列速度加速

$$a = \frac{qE}{m} = \frac{qV}{ml} \quad (1.59)$$

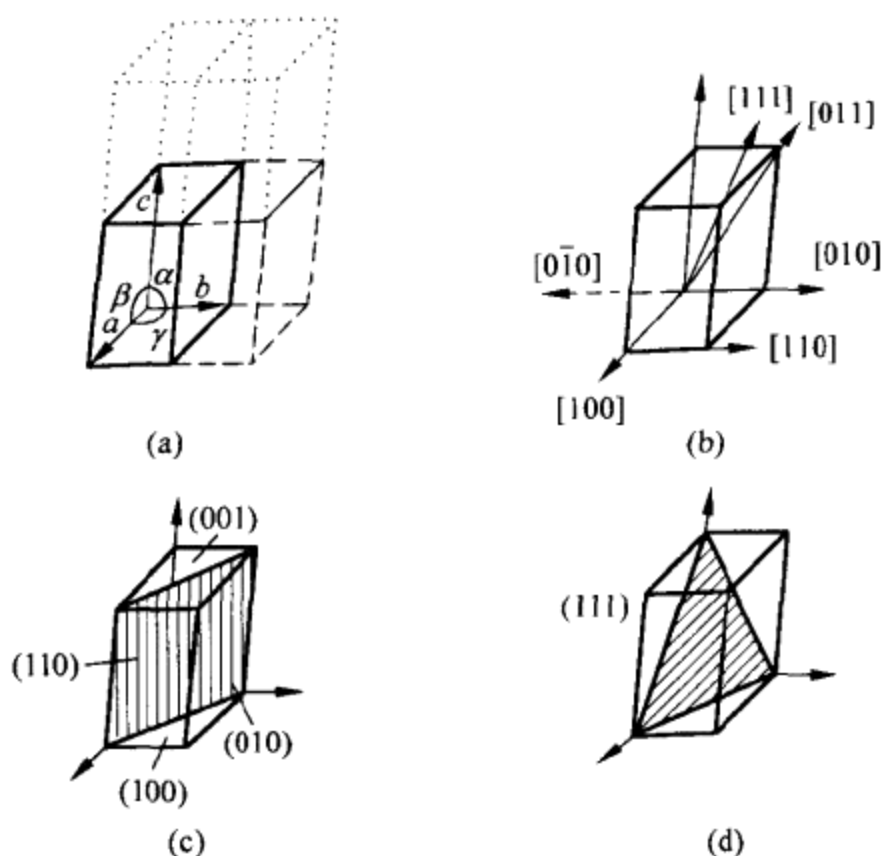


图 1.28 (a)由矢量 a, b 和 c 以及它们之间的夹角 α, β 和 γ 确定的晶胞形成的空间点阵。(b)米勒指数通过给出沿三个定向轴的三个矢量分量的大小来描述矢量的方向。(c)和(d)米勒指数通过给出在晶胞轴线上矢量截距的倒数来描述平面。

式中, m 是电子质量, q 是电子电荷。因此, 由于热骚动而以随机方式移动的电子又有一个在外加场方向的速度分量。然而, 碰撞可以使电子偏离由 E 确立的方向。可以证明, 平均速度或漂移速度为 $v_d = a\tau$, 其中, τ 是碰撞之间的平均时间、平均自由飞行时间、弛豫时间或碰撞时间^[16]。根据式(1.59), 得到

$$v_d = \frac{qE}{m}\tau = \frac{q\tau}{m}E \quad (1.60)$$

式中, $q\tau/m$ 称为电子迁移率 μ_e 。越过单位面积的电流密度将为

$$J = N_e q v_d = \frac{N_e q^2 \tau}{m} E \quad (1.61)$$

式中, N_e 是电子密度(每单位体积的电子数)。这便是欧姆定律, 电导率为

$$\sigma = \frac{N_e q^2 \tau}{m} = \mu_e (N_e q) \quad (1.62)$$

高电导率可能来源于电子的高迁移率或高密度。由于随机原子振动, 金属中的电子迁移率相当小。金属为良导体是因为有大量自由电子。金属及其合金被用于传感器是下列原因:(a) 它的热电特性, 以及(b)它们的电导率对温度和应力的依赖性。它们还用来构成能使被测对象产生显著变化的电路。诸如双金属和弹性元件之类的初级传感器(例如膜片和负荷传感器)也依赖于金属及其合金。还有另

一些金属因其磁性质而被利用(1.8.2节),或者它们被用作电极或用来促进反应。电解液主要用于化学传感器(2.9节)。

半导体已广泛用在传感器中^[18]。半导体具有共价键,因而具有低的电导率。由于电子和空穴两者都影响总电流,故式(1.62)变换成下列形式:

$$\sigma = q(N_n\mu_n + N_p\mu_p) = q(n\mu_n + p\mu_p) \quad (1.63)$$

式中, $n=N_n$ 和 $p=N_p$ 分别是自由电子和空穴的浓度。这个电导率依赖于温度、应力、电场和磁场、微粒辐射和电磁辐射(包括光)以及不同物质的吸收。加入杂质(掺杂剂)以形成对上述依赖性进行控制的本征半导体。传感器中使用的一些半导体包括表1.10中列出的半导体和各种氧化物。由于对硅在电子器件中所呈现的特性有深入了解,硅的优良机械性能(抗张强度比钢大、比铁更坚硬但易碎),有可能将信号调节电路集成在同一芯片以及分批处理硅器件的能力,故硅尤其是一种很方便的传感器材料。基于半导体薄膜的传感器采用了交叉指状金属电极栅来降低器件电阻。

介质材料具有共价键,因而它们为电绝缘体。电介质用介电常数 ϵ 来表征,介电常数是电通量密度与电场强度之比,即 $\epsilon=D/E$ 。真空具有 $\epsilon_0=8.85\text{pF/m}$,电介质具有 $\epsilon_r=\epsilon/\epsilon_0\gg 1$ 。电介质被用作电绝缘体,同时也用于检测,如用在可变电容器中。陶瓷、有机聚合物和石英也是传感器中使用的电介质。

陶瓷能耐腐蚀、磨损和高温。它们已成为普通传感器以及厚膜和薄膜微传感器中用来支承其他敏感材料的常用材料。借助晶体特性(负温度系数(NTC)热敏电阻、氧气传感器)、颗粒性和颗粒分离特性(开关正温度系数(PTC)热敏电阻、压电陶瓷和热电陶瓷、铁氧体)以及表面特性(湿度传感器中的氧化铝(Al_2O_3)、氧气传感器中的氧化锆(ZrO_2)以及气体传感器中的氧化锡(SnO_2))的变化,陶瓷本身也可以用作传感器。

有机聚合物是大量所谓单体的相同分子由共价键结合在一起时形成的大分子。键合分子可以形成直线结构或三维结构。直线排列能给出可弯曲、富有弹性、柔软和热塑性的材料,即粘滞性随温度升高而增大的材料。某些热塑性塑料,如尼龙、聚乙烯和聚丙烯都呈结晶态,聚苯乙烯、聚碳酸酯和聚氯乙烯则呈非晶态。热固性材料具有三维结构。它们不易弯曲、易碎且几乎不能溶解,被加热时会产生不可逆变化。硅、聚氰胺塑料、聚酯和环氧树脂是常见的热固性材料。合成橡胶(聚氯丁橡胶、丁苯橡胶(SBR)、尿脞人造橡胶)是特性类似橡胶的第三类聚合物。

将填料加入聚合物所得到的塑料可以改善塑料的机械特性。塑料是优良的电绝缘体,但某些塑料也用于检测湿度、压力和温度。例如,某些合成橡胶受到延伸时会改变电导率。聚合物通过添加一些良导体(如银粉或碳粉)以及在聚合物生长期间添加不同的平衡离子即可变成导电聚合物。聚合物还可用作离子选择性传感器和生物传感器中的膜片。

1.8.2 磁性材料

真空中的磁通量与外加磁场强度成正比

$$B = \mu_0 H \quad (1.64)$$

式中, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 是真空磁导率。所有材料都能够在一定程度上改变磁通量, 因此

$$B = \mu_0 (H + M) = \mu_0 \mu_r H \quad (1.65)$$

式中, M 是每单位体积的磁偶极矩或磁化强度, μ_r 是相对磁导率。

固体的磁特性与其原子中电子的特性有关。顺磁材料 ($\mu_r > 1$) 中的原子或离子的外层未被电子填满。不成对的单个电子自旋产生磁矩, 但单个偶极子的随机取向则使净偶极矩可忽略不计。尽管如此, 当加上外磁场时, 单个偶极子将趋向最小能量方向, 使自身与外加磁场平行。因此, 外加磁场对顺磁材料产生吸引作用。热骚动会破坏磁偶极子取向趋于一致的趋势。所以, 只有在绝对零度 (0K) 下, 才能得到理想的磁化效果 (居里-维恩定律)。

抗磁材料 ($\mu_r < 1$) 具有带完整电子壳层的原子或离子, 因此, 它们没有磁矩。然而, 外加磁场将使电子产生附加旋转 (拉莫尔进动)。这种电子运动在与外加磁场相反的方向上产生净磁矩。因此, 外加磁场对抗磁材料产生排斥作用。这种磁矩的取向不受温度影响。

顺磁材料和抗磁材料中的磁感应强度与真空中的磁感应强度只有很小的差异, 其幅度与外加磁场的大小无关。铁磁材料和铁氧体材料则会受到强磁化 ($\mu_r \gg 1$), 且随外加磁场而变。铁磁材料可以看成是由许多称之为磁畴的体积单元构成。每个体积单元在给定方向被磁化。当磁化方向呈随机取向时, 材料未被磁化。当磁化方向在一定程度上趋于一致时, 材料即被磁化。

铁磁材料中的单元磁偶极子是由单元电流造成的。对于铁及其同一族金属 (钴、镍), 单元电流来自不成对的电子自旋。在稀土元素 (如钆) 中, 电子轨道不平衡也对单元电流做出贡献。

铁磁材料依靠两种不同的过程, 即位移和定向产生磁化。位移指的是某些磁畴通过挤占邻近磁畴而产生的体积变化。定向指的是磁畴的取向趋向外加磁场的方向。图 1.29 说明在增大外加磁场 H 时的磁化过程。当 H 很小时 [图 1.29(a)], 与 H 平行或方向接近的磁畴数量增加。材料在该方向上呈现微弱的磁化。不过, 一旦减小 H , 磁畴又恢复它们的初始尺寸, 磁化消失。因此, 对于微弱的外场, 磁化是一个可逆过程。

随着 H 的增加, 由于单元磁畴的重新定向, 感生的磁化几乎成正比地增大 [图 1.29(b)]。尽管如此, 在降低 H 之后, 某些磁畴将收缩, 而另一些磁畴将发生旋转。结果, 剩磁 (剩余下的磁化) 略小于外加磁场情况下的磁化。足够强的 H 将使

所有磁畴取向都趋于一致[图 1.29(c)]。因此,继续增大外加磁场不会引起更强的磁化,材料进入磁饱和状态。若外加磁场减小到零,一部分被强迫脱离其稳态的磁畴将发生旋转,剩磁减小到低于与饱和相对应的值。为消除剩磁,应加上的相反

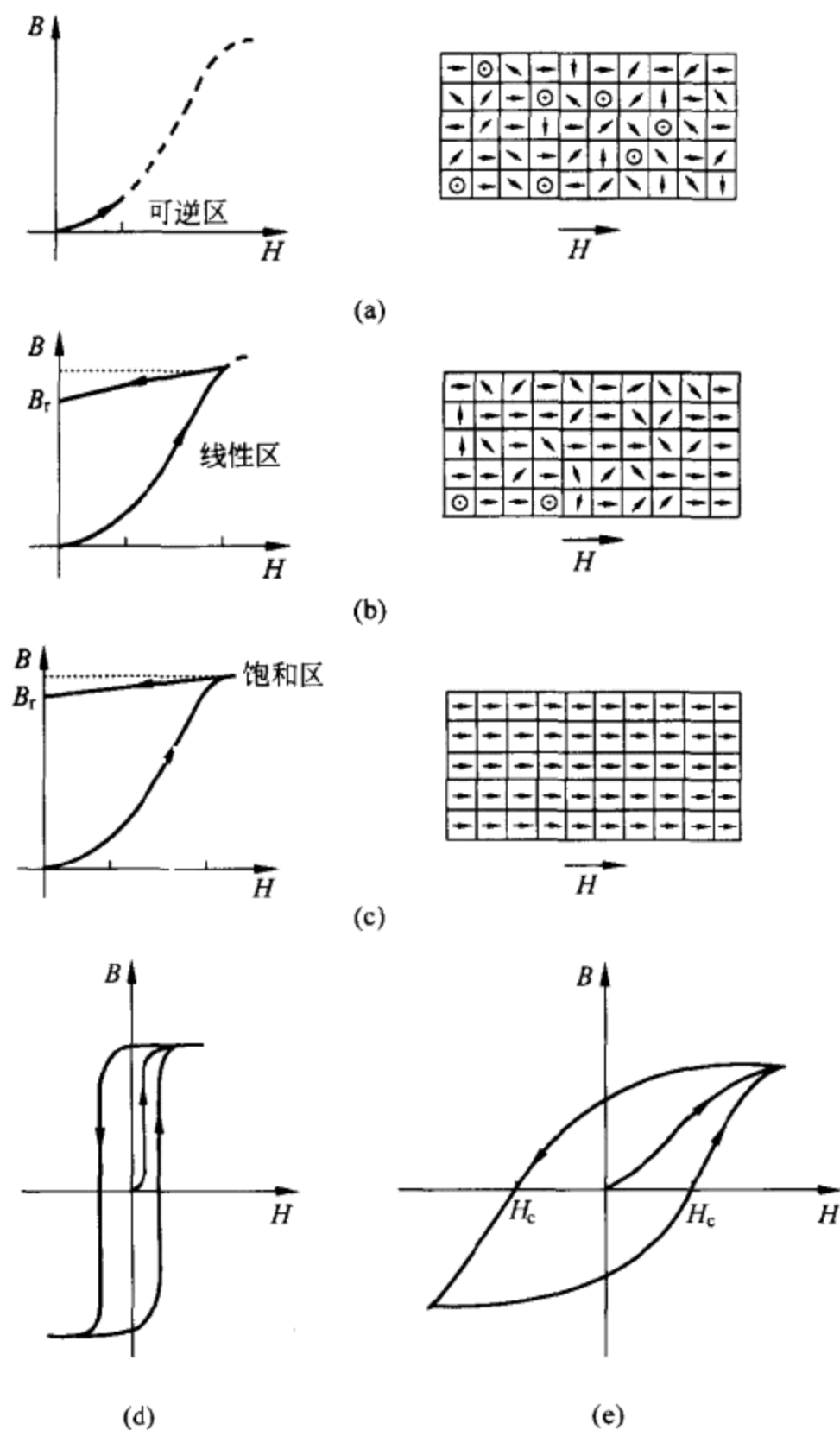


图 1.29 由磁畴位移和定向引起的铁磁材料磁化。(a)在微弱磁力作用下的磁化是可逆的。(b)在较强磁力作用下的磁化几乎与磁力成正比,但剩磁比外加磁场情况下的磁感应小。(c)强外场将使材料饱和。(d)软磁材料有窄的磁滞曲线。(e)硬磁材料有宽的磁滞曲线。

磁场强度称为矫顽力或矫顽场。

随着磁力从正值循环变化到负值,材料特性将沿着一条不同于增加和减小 H 时的特定 $B-H$ 曲线变化。磁性材料可以按磁滞曲线的相对尺寸加以分类。软磁材料[图 1.29(d)]具有 μ_r 很大(通常大于 1000)以及矫顽力小于 $100\mu\text{T}$ 的窄磁滞曲线。由于它们的磁化方向很容易颠倒,故适于交流应用。实例有硅铁、立方结构铁氧体、坡莫合金和 μ 合金。硬磁材料具有磁导率相当小而矫顽力很大(通常大于 100mT)的宽磁滞曲线[图 1.29(e)],这使它们非常适于用作永久磁铁。此外,硬磁材料的机械硬度大,因而很难加工。实例有碳素钢、铝镍钴(Al-Ni-Co)合金和铝镍钴系永久磁铁 Al-Ni-Co-Cu。

铁磁材料的磁导率与温度有关,且在达到居里点之前磁导率随温度而增加。对于每种材料,有不同的居里点:铁为 730°C 、钴为 1131°C 、镍为 358°C 以及钆为 16°C 。超过居里点时,由于热振动而使 μ_r 急剧减小,材料变为顺磁材料。

亚铁磁性材料是离子的偶极矩呈逆平行取向的晶体材料。尽管如此,由于一种取向稍占优势,所以外场能使材料磁化。这类材料也有磁畴和居里点,但对温度的依赖关系很复杂,它们先于铁磁材料进入饱和,并呈现较大的电阻。亚铁磁性材料由氧化铁结合一种或多种金属(如锰、镍或锌)的氧化物构成,并统称为铁氧体。

磁性材料被用作将磁通量限定在确定的体积范围内的结构元件。它们还用于检测一些磁参量,因为这些磁参量能改变另一些物理特性,如磁敏电阻的电导率(2.5节);以及用于检测能改变磁特性的一些物理量,如温度和机械应力(4.2节)。

1.9 微传感器工艺

微传感器材料按照它们的属性、所要求的检测原理和预定的应用进行制备。由于应用集成电路(IC)工艺和微机械加工能以低成本大批量生产小型、可靠的传感器,故越来越受到人们的关注。

1.9.1 厚膜工艺

厚膜工艺使用的是具有弥散在有机溶剂中的普通金属或贵金属细微粒(平均直径为 $5\mu\text{m}$)的膏剂或“涂料”,以及使这些膏剂固化的玻璃料。依据弥散微粒的不同,膏剂可以分为导电型、电阻型或介质型。这些膏剂按照预定的图案被丝网印制到基片上^[19]。图案的线宽从 $10\mu\text{m}$ 到 $200\mu\text{m}$ 。印制薄膜被加热到大约 150°C 进行烘干,以去除在使膏剂受挤压通过丝网开口区域时为膏剂提供所需低粘滞度的有机溶剂。然后,将带有沉积膜的基片在加热炉内的传送带上焙烧(通常是在大气中),使金属粉结块、玻璃料熔化,因而使沉积膜与基片相结合。对于所使用的每种膏剂,按照预定的热循环重复进行印制、烘干和焙烧工序,最终获得 $10\mu\text{m}\sim 25\mu\text{m}$

厚膜,它对许多物质都是不可渗透的,但对特定的化学制剂和生物制剂却相对疏松。厚膜元件具有 $\pm 10\% \sim \pm 20\%$ 的印制容差,但随后通过选择性磨蚀或激光蒸发,可以调整到 $\pm 0.2\% \sim \pm 0.5\%$ 范围内。

依据焙烧温度,有三种基本厚膜电路型式。低温膏剂在低于 250°C 时熔化,适合于沉积到包括印制电路材料(环氧树脂+玻璃纤维)在内的塑性材料或经阳极化处理的铝材料上。热塑膏剂在 $800^{\circ}\text{C} \sim 1000^{\circ}\text{C}$ 熔化,并使用了氧化铝、蓝宝石和绿宝石(铍和铝的硅酸盐)。导电膏剂加入了钨、钨、金和银。介质膏剂使用了硼硅玻璃。中温膏剂与高温膏剂相似,但大约在 $500^{\circ}\text{C} \sim 650^{\circ}\text{C}$ 熔化,且沉积到带有珐琅瓷的低碳钢上。

厚膜工艺在传感器中至少获得三方面的应用。多年来,厚膜工艺已用于制造性能比单片信号调节和处理集成电路更好的混合电路(多片模块)。厚膜电路和某些传感器可以集成在同一个封装内,从而提高了可靠性(连接稳固),允许进行功能微调以及降低成本。此外,厚膜电路还用于构成沉积敏感材料的支承结构。

某些厚膜膏剂可以直接对物理量和化学量起响应。尼柯尔(F. H. Nicoll)和卡桑(B. Kazan)于1955年提出了可丝网印制的光电导体的制造工艺。为检测应用而研制的膏剂有:具有大的电阻温度系数而适于温度检测的膏剂(2.3节和2.4节)、压敏电阻膏剂(2.2节)、磁阻膏剂(2.5节)、光导膏剂(2.6节)、压电膏剂(6.2节)、塞贝克系数很大的膏剂(6.1节)等。采用有机聚合物和金属氧化物如 SnO_2 的膏剂通过吸附和吸收作用,可以检测湿度(2.7节)和气体(2.8节)。采用厚膜工艺可以直接为各类传感器设计所需的交叉指结构。采用耐高温陶瓷基片的厚膜传感器能由高电压和大电流驱动,可以安装加热器而且耐腐蚀。由于膏剂被焙烧成陶瓷,故厚膜传感器很结实、坚固。印制工序费用十分低廉,从而能进行富有竞争力的小批量制造。参考文献[19]和[20]对采用厚膜膏剂的传感器以及厚膜工艺在传感器和信号调节中的其他应用进行了评述。

1.9.2 薄膜工艺

薄膜由在抛光的高纯度(99.6%)氧化铝或弱碱性玻璃基片上进行真空沉积形成。传感器和电路图形由掩模决定并利用类似于单片集成电路制造的光刻工艺进行复制。虽然它们的称谓可能使人联想到厚膜和薄膜工艺的惟一差别只是膜的厚度,但两者却是截然不同的工艺。实际上,金属化薄膜可能比某些“厚”膜还要厚。

在薄膜电路的常用材料方面,通常用镍铬合金制作电阻器,用金制作导体以及用二氧化硅制作介质。许多薄膜传感器都是电阻性的^[21]。压敏电阻器采用镍铬合金和多晶硅(2.2节),温度传感器和电导率传感器的电极采用铂(2.3节),各向异性磁敏电阻器采用镍、钴和铁合金(2.5节),气体传感器采用氧化锌(2.8节),而电导率传感器采用铂。

薄膜工艺采用的沉积方法与集成电路制造中采用的方法相同,即旋转涂敷、蒸散、溅射、反应性生长、化学气相沉积和等离子沉积^[18]。在旋转涂敷法中,薄膜材料在挥发性溶剂中溶解并灌注到快速旋转的基片上。旋转时,液体漫延,溶剂蒸散,因而留下 $0.1\mu\text{m}\sim 50\mu\text{m}$ 的均匀固体层。在安放基片的真空室内,通过材料的蒸散也能形成薄膜。薄膜材料放在加热的坩埚内,其蒸散原子凝结到基片上。溅射和阴极沉积也利用真空室,但薄膜材料被安放在阳极上。在真空室内用惰性气体的等离子体轰击,使薄膜材料蒸散并沉积到置于阴极的基片上。一些能与基片起反应的材料可以通过它们的反应来沉积。这称之为反应性生长,并广泛用于由高温硅表面生长二氧化硅。在化学气相沉积(CVD)中,使用了有气体入口和出口的加热室。高温使包含薄膜原子成分的进入气体分解(热解),所得到的成分对基片进行轰击,并在基片处集结,形成薄膜。出口处使反应停止,并排出气体。CVD薄膜形状可以与基片一致。外延生长是一种在晶态基片上形成单晶态薄膜的特殊CVD工艺。它是用来制造压力传感器膜片的优选工艺。CVD工艺的进一步完善是通过引入等离子体(PECVD)来实现的,它可以在较低的温度下引起气体化合物分解为反应性的物质。

兰米尔-布洛杰特薄膜是为纪念20世纪20年代发明该项技术的欧文·兰米尔(Irving Langmuir)和凯瑟琳·布洛杰特(Katherine Blodgett)而命名的超薄型薄膜^[22]。这是用普通绝缘材料制成的单分子层薄膜。绝缘材料的分子具有亲水“头”和疏水“尾”。当它们在水槽的表面上弥散时(像水中的油一样),头的取向指向水,而尾的取向则背离水。若亲水力和疏水力相抵消,结果便形成单分子层。这类薄膜可以通过受控浸液从水中移出并沉积,以形成用于固定酶或用于吸引气体分子的隔膜。单分子层可以逐一地转移和重叠。兰米尔-布洛杰特薄膜已用于ISFET(9.2节)和表面声波(SAW)传感器中(8.2.2节)。

1.9.3 微机械加工工艺

微机械加工指的是获得元件之间的特征尺寸和间隔处于 $1\mu\text{m}$ 或更小范围的三维器件的加工工艺。由于它是一种批量制造工艺(即在直径为200mm的整块圆片上加上,给出数百个器件)以及材料和工艺沿用成熟的集成电路工艺,故微机械加工的传感器的性价比较之普通加工的传感器有明显改进。对于某些机械的被测物理量,减小的尺寸和质量能扩大动态范围。在传感器外壳中放置集成电子线路能提高可靠性,但要以降低工作温度为代价。微机械加工的传感器和其他基于半导体的传感器称之为微传感器。微传感器的发展对于每年需要数百万个传感器的应用领域,如汽车、家用电器和生物医学界是一个低成本高有效性的途径。

三维器件可以通过使用配位的二维图形层,用平面工艺进行制造。基本的平面制造工艺有沉积、光刻和刻蚀^[18]。薄膜沉积前面已经做了介绍。光刻是通过以

下步骤将图形制作到某一层上:首先用光致抗蚀剂薄膜掩盖该层,然后,通过石英掩模使之曝光,再进行化学显影(图 1.30)。最终图形保留下一部分原始层,用于进行化学刻蚀、离子注入或其他处理。除去光致抗蚀剂后留下来的这一层便带有所需图形。光刻用于(a)限定沉积到基片上的重叠薄膜,如二氧化硅、多晶硅和氮化硅的几何尺寸,或(b)直接改变基片(硅或其他材料)的特性。

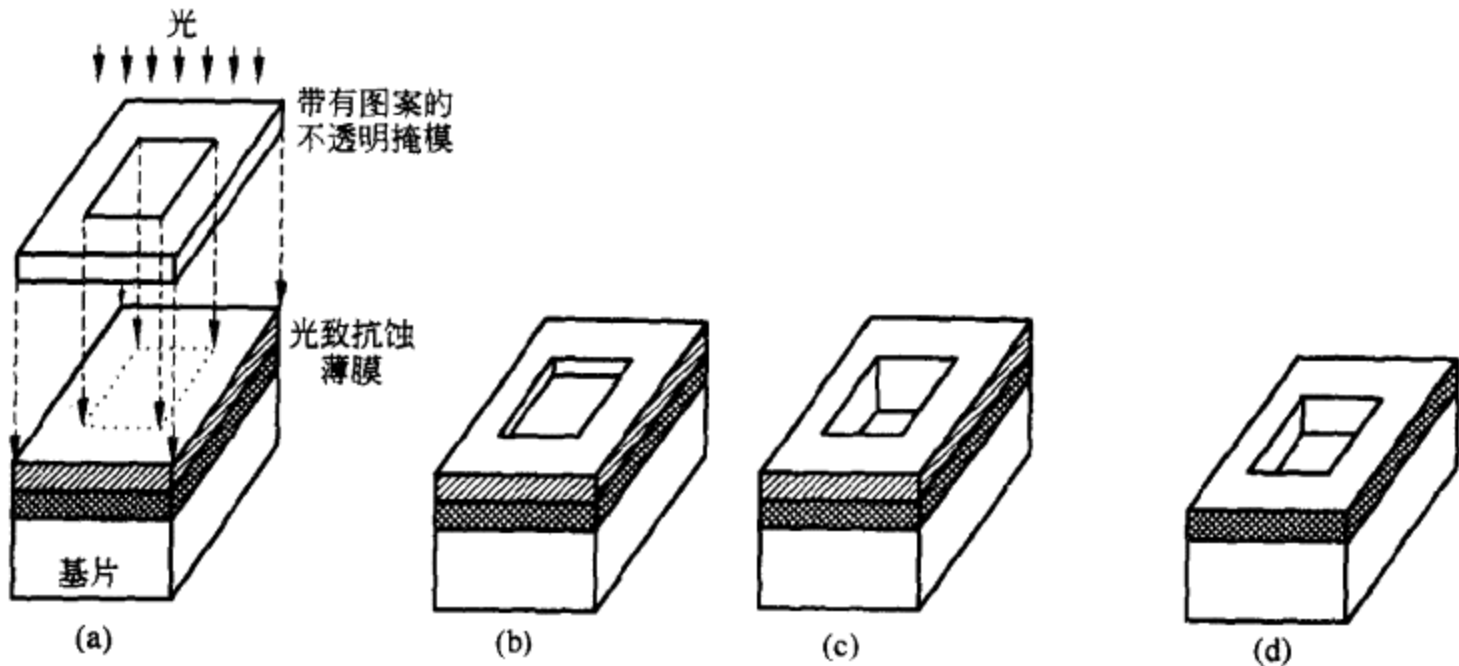


图 1.30 平面光刻工艺。(a)图形从石英掩模投影到光致抗蚀剂上。(b)化学显影去除未感光的光致抗蚀剂。(c)化学刻蚀去除未被光致抗蚀剂掩盖住的薄膜。(d)除去光致抗蚀剂在薄膜上留下需要的图形。

化学刻蚀主要依赖于硅的氧化,形成能从基片移去的化合物。化学刻蚀剂可以是液体、蒸汽或等离子体。湿法刻蚀利用强酸或强碱水溶液将硅从带有图案的光致抗蚀剂的浸没样品的最上层曝光区中刻蚀掉。某些湿法刻蚀为各向同性,亦即刻蚀速率在各个方向上均相同。由此形成的凹口使图形结构略小于抗刻蚀掩模[图 1.31(a)]。其他的湿法刻蚀为各向异性,因为某些硅平面具有不同的化学反应能力[图 1.31(b)]——在 $[100]$ 和 $[110]$ 方向反应快,而在 $[111]$ 方向则反应慢。石英在沿与其 z 轴平行的平面上具有抗刻蚀能力。刻蚀速率和刻蚀方向可以通过向暴露区添加掺杂剂来控制: n 型硅被刻蚀的速度要比 p 型硅快 50 倍。汽相刻蚀剂利用硅因吸附作用分离成活性卤素类的卤素分子或化合物,因而形成能挥发的硅化合物。汽相刻蚀属于各向同性刻蚀。等离子体汽相刻蚀依靠的是在电离等离子体中形成的自由卤原子团的强反应能力。垂直于硅表面进行离子轰击能增强反应并形成各向异性刻蚀[图 1.31(c)]。

传感器的微结构主要由整体微机械加工^[23]和表面微机械加工^[24]形成,但前者更为普遍。整体微机械加工要从相当厚的基片上去除大量材料,基片通常为单晶硅,但也采用非晶态玻璃、石英(结晶玻璃)和砷化镓。刻蚀工艺可分为各向同性

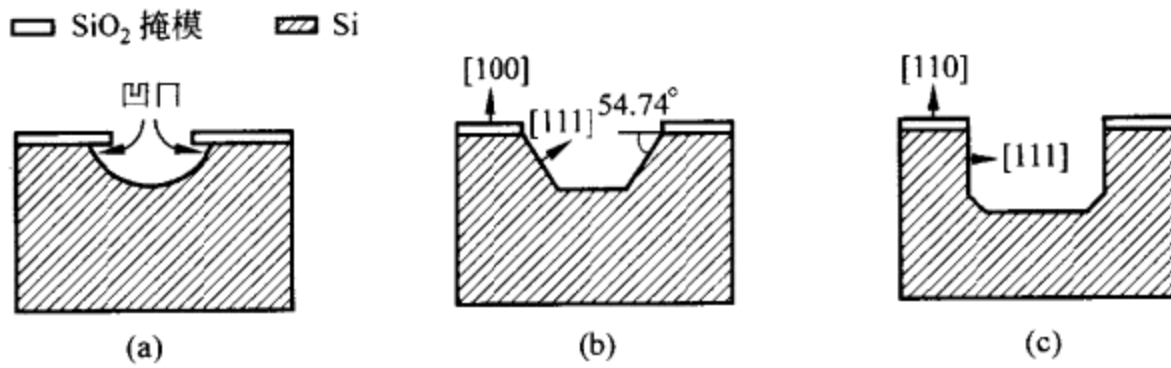


图 1.31 依据刻蚀剂和刻蚀方法,刻蚀可分为各向同性刻蚀(a)或各向异性刻蚀(b,c)。

刻蚀[图 1.31(a)]和各向异性刻蚀[图 1.31(b)和图 1.31(c)]。某些传感器利用了两个或多个结合在一起的晶片[图 1.10(b)和 1.14(e)]。整体微机械加工广泛用于压力传感器,同时也用在悬臂梁式加速度计。

表面微机械加工可以通过堆叠的和有图形的薄膜,如多晶硅、二氧化硅和氮化硅薄膜形成三维结构。图 1.32 具体说明某些工艺步骤。首先将硅基片加热氧化,形成 SiO₂ 层,并在其上沉积氮化硅掩模(用于保护或电绝缘)。然后,利用溅射和照排工序形成牺牲(或空间)层,如厚 2μm 的磷硅玻璃(PSG),随后再沉积结构层(通常为厚 1μm~4μm 的多晶硅)。利用选择性刻蚀去除牺牲层之后,微结构层便靠自身独立支撑,最后安装上电接触。表面微机械加工能生产出比整体微机械加工更小的器件。一些大量生产的加速度计采用了带有集成 MOS 电子线路的多晶硅表面微结构。参考文献[25]和[26]描述了用于制造不同微传感器的各种生产工艺的基础知识。

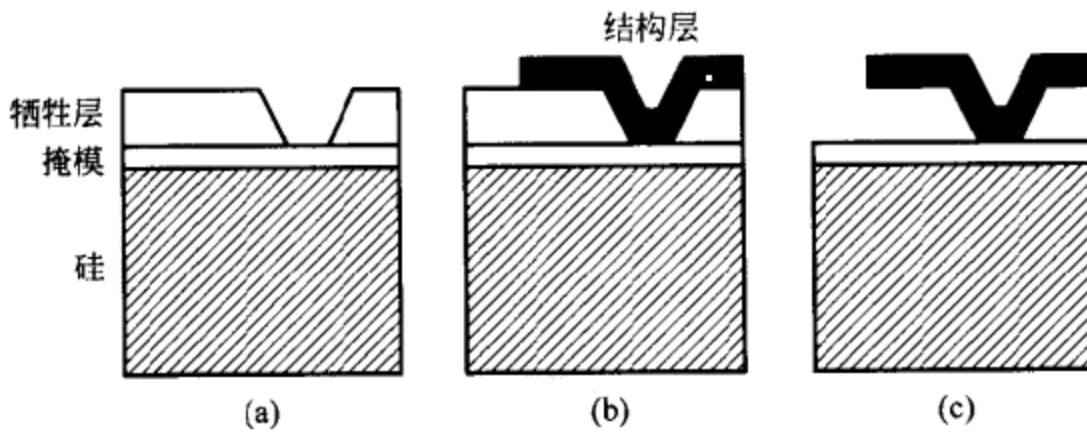


图 1.32 表面微机械加工工序包括沉积牺牲层(a)再加上整体或结构层(b),利用选择性刻蚀(c)去除牺牲层后,微结构层便依靠自身进行支撑。

习 题

- 1.1 某一传感器具有 1% 规定线性读数误差外加 0.1% 满量程输出(FSO)误差。第二个具有相同测量范围的传感器则具有 0.5% 规定读数误差外加 0.2% FSO 误差。试问在什么数值范围第一个传感器比第二个传感器更精确? 如果第二个传感器的测量范围是第一个传感器的 2 倍, 它将在什么数值范围更精确?
- 1.2 试问下列测量数值结果中, 哪些表示不正确: $100^{\circ}\text{C} \pm 0.1^{\circ}\text{C}$, $100^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$, $100^{\circ}\text{C} \pm 1\%$, $100^{\circ}\text{C} \pm 0.1\%$?
- 1.3 一个管道中的皮托管根据压差来决定流速。若压力计具有 2% 的不确定性, 试问流速的不确定性是多少? 若总压力大约是静压力的 5 倍, 如果用两个相对压力计来代替并且将它们的读数相减, 试问最坏情况下的不确定性又是多少?
- 1.4 试确定置信区间 $\hat{x}_n \pm \sigma/\sqrt{n}$ 包含真值 x 的概率有多大?
- 1.5 试确定当 n 次测量的平均值为 \hat{x}_n 及方差为 σ^2 时, 包含某一量真值的概率为 99% 的置信区间。
- 1.6 一个无外壳的温度传感器(一阶动态响应)用于测量起伏达 100Hz 的湍流。若动态误差要维持小于 5%, 试问传感器的时间常数应为多大?
- 1.7 图 P1.7 示出包含一个晶体振荡器及其等效模拟电路的恒温器的控制电路。目的是在环境温度为 30°C 时将恒温器维持在 70°C 。加热器是平均 3W 功率的绕在铜柱体(比热 $c_p = 390\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$)上的 50g 线圈。热量由经隔热层传导散失。试确定该系统的传递函数及其时间常数。假定铜的热阻可忽略不计。

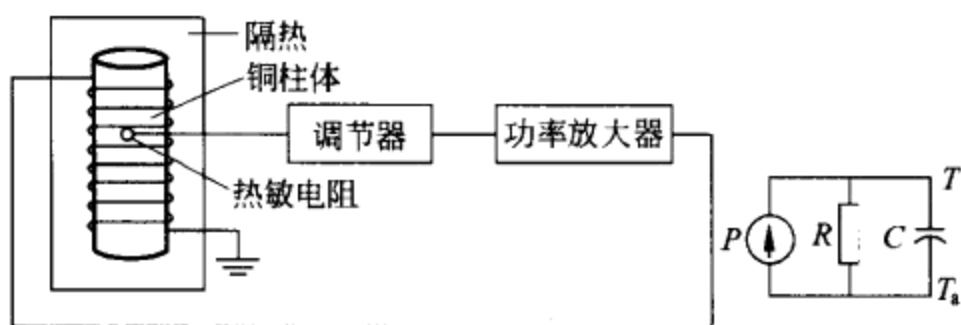


图 P1.7 用于控制包含一个晶体振荡器的恒温器的温度的系统。

- 1.8 3145 型加速度计(Eurosensor 公司产品)的典型阻尼比为 0.7, 最小阻尼比为 0.4、典型共振频率为 1200Hz。试计算当对典型阻尼比和最小阻尼比两者施以 $10g$ 步进加速度时的最大过冲, 并确定在典型阻尼比下过冲所经历的时间。

- 1.9 一个给定负荷传感器具有阻尼比为 0.7 的二阶动态响应。试计算在负荷传感器固有频率的 70% 处测量动态力时的幅度误差。
- 1.10 一个给定质量-弹簧系统可以用欠阻尼的二阶低通传递函数进行模拟。试确定为保证最大频率响应比低频处的频率响应不大于 5% 所需的阻尼系数。
- 1.11 压力 p 加到如图 1.14(a) 所示那样的液柱压力计上, 其中, 参考压力可以认为是恒定不变的。若管道截面 A 均匀, 流体充满管道的高度为 L , 流体与管壁的摩擦系数为 $R[(\text{N}/\text{m}^2)/(\text{m}/\text{s})]$ 以及流体的密度为 ρ , 试确定使流体高度与外加压力有关的传递函数。
- 1.12 我们希望用频率响应更好的二阶传感器代替一阶传感器。为了确定一阶传感器的特性, 我们加上输入阶跃信号并测量出达到最终值 90% 的时间为 25ms。二阶系统应具有等于一阶传感器转折频率的固有频率, 而它的相对动态误差应小于 10%。试确定固有频率、阻尼比、共振频率和共振时的动态误差。
- 1.13 当一个质量-弹簧系统的固有周期为 10s 和阻尼比为 0.7 时, 试计算为使幅度误差小于高速响应的 5% 时, 作用到该质量-弹簧系统的输入速度的低频极限。
- 1.14 当在一个不锈钢悬臂的自由端上施加 10kg 力时, 试计算该悬臂 ($l=3\text{cm}$, $w=0.5\text{cm}$, $t=2\text{mm}$, $E=210\text{GPa}$) 的偏斜和最大应力。
- 1.15 为了对加速度计进行校准, 可以利用振动台、频率计、动圈式线性速度传感器(4.3.1 节)和光距离测量系统。为确定外加加速度与上述仪器中每一种仪器精确度的依赖关系, 试说明下列方法中哪一种最好: (1) 测量振动频率和线速度; (2) 测量振动频率和位移。
- 1.16 为了对线性加速度计进行校准, 将其放在半径为 R 、以可调速度 n 旋转的水平离心台上。速度 n 用 4 位数字显示板以每分钟转数 (r/min) 指示。速度测量系统的总误差为 ± 1 LSB (最低有效位)。
- 若加速度计的方位误差可以忽略不计, 试问当系统以 5000r/min 旋转时, 所算出的加速度的相对误差有多大?
 - 若加速度的位置用误差为 ± 1 LSB 的数字系统测量, 为了使加速度的误差 (由位置的不确定性引起) 小于情况 (a) 的误差, 数字系统必须具有多少位?
 - 为了确定加速度计的横向灵敏度, 将它的敏感轴沿切向放置。得到的信号为轴线与径向一致时信号的 1.7%。试问在计算纵向灵敏度时, 为使由敏感轴与半径不重合引起的误差小于 0.1%, 角向定位系统必须具有多高的精确度?

参 考 文 献

- 1 H. V. Malmstadt, C. G. Enke and S. R. Crouch *Electronics and Instrumentation for Scientists*. Menlo Park, CA; Benjamin-Cummings, 1981
- 2 E. O. Doebelin, *Measurement Systems: Application and Design*, 4th ed. New York; McGraw-Hill, 1990
- 3 International Organization for Standardization. *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*. Geneva(Switzerland); ISO, 1993
- 4 C. F. Dietrich. *Uncertainty, Calibration, and Probability*, 2nd ed. Philadelphia; Adam Hilger, 1991
- 5 R. H. Dieck. Measurement accuracy, Chapter 4 in: Webster J G(ed.). *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, Boca Raton, FL; CRC Press. 1999
- 6 K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Upper Saddle River. Nj; Prentice-Hall, 1996
- 7 A. C. Bell. Input and output characteristics, Chapter 5 in: Nachtigal C L (ed.), *Instrumentation and Control Fundamentals and Applications*. New York; John Wiley & Sons. 1990
- 8 H. Kumamoto and E. J. Henley *Probabilistic Risk Assessment and Management for Engineers and Scientists*. 2nd ed. New York; IEEE Press, 1996
- 9 W. G. Ireson and C. F. Coombs (eds.). *Handbook of Reliability Engineering and Management*, 2nd ed. New York; McGraw-Hill, 1996
- 10 R. M. White. A sensor classification scheme. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr Freq Control*, **34**, 1987, 124~126
- 11 A. D. Khazan. *Transducers and Their Elements*. Englewood Cliffs, NJ; Prentice-Hall, 1994
- 12 J. Fraden *Handbook of Modern Sensors, Physics, Design, and Applications*, 2nd ed. Woodbury, NY; American Institute of Physics, 1997
- 13 J. G. Webster (ed.). *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*. Boca Raton, FL; CRC Press, 1999
- 14 H. K. P. Neubert. *Instrument Transducers*, 2nd ed. New York; Oxford University Press, 1975
- 15 N. Yazdi, F. Ayazi, and K. Nafaji. Micromachined inertial sensors. *Proc. IEEE*, **56**, 1998. 1640~1659
- 16 L. Solymar and D. Walsh. *Electrical Properties of Materials*. New York; Oxford University Press, 1998
- 17 P. T. Moseley and A. J. Crocker. *Sensor Materials*. Philadelphia; IOP Publishing, 1996
- 18 S. M. Sze (ed.). *Semiconductor Sensors*. New York; John Wiley & Sons, 1994
- 19 N. M. White and J. D. Turner. Thick-film sensors; past, present and future. *Meas. Sci.*

- Technol.* **8**, 1997. 1~20
- 20 M. Prudenziati (ed.). *Thick Film Sensors*. Amsterdam; Elsevier, 1994
- 21 P. Ciureanu and S. Middelhoeck (eds.). *Thin Film Resistive Sensors*. Philadelphia; IOP Publishing 1992
- 22 S. S. Chang and W. H. Ko. Thin and thick films. Chapter 6 in; T. Grandke and W. H. Ko (eds.), *Fundamentals and General Aspects*, Vol. 1 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel (eds.). New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
- 23 G. T. A. Kovacs, N. I. Maluf, and K. E. Petersen. Bulk micromachining of silicon. *Proc IEEE*, **86**, 1998. 1536~1551
- 24 J. M. Bustillo, R. T. Howe, and R. S. Muller. Surface micromachining for microelectromechanical systems. *Proc. IEEE*, **86**, 1998. 1552~1574
- 25 L. Ristic (ed.). *Sensor Technology and Devices*. Norwood, MA; Artech House, 1994
- 26 J. W. Gardner. *Microsensors; Principles and Applications*. New York; John Wiley & Sons, 1994

第 2 章

电阻式传感器

基于元器件电阻变化的传感器十分常见,这是因为许多物理量都会对材料的电阻产生影响。因此,电阻式传感器可用于解决许多测量问题。与温度相关的电阻器还能对测量其他物理量的系统中的热干扰进行补偿。

本章将讨论基于电阻变化的传感器,介绍这类传感器的基础知识(检测原理、动态模型、局限性、优点)、工艺、等效电路和应用。某些应用运用了第 1 章中所述的初级传感器、模型和定义。第 3 章将介绍给出有用电信号的电路。

各种各样的电阻式传感器依据待测的物理量而划分为机械变量传感器、磁变量传感器、光变量传感器和化学变量传感器。

2.1 电位器

电位器是带有直线或旋转滑动触头的电阻性器件(图 2.1)。触点与末端之间的电阻为

$$R = \frac{\rho}{A}x = \frac{\rho l}{A}\alpha \quad (2.1)$$

式中, ρ 是电阻率, A 是截面面积, l 是总长度, x 是相对末端移动的距离,而 α 是 x 与总长度 l 之比。1827年,欧姆(W. Ohm)提出欧姆定律时,可变电阻器件便已成为电学研究中的重要工具。1871年,里特莱(G. Little)获得了带有绝缘金属丝和滑动触点的可变电阻器的专利。1907年,麦克莱冈(H. P. MacLagan)提出的旋转可变电阻器获得专利。1945年,贝克曼(Arnold O. Beckman)首次在商业界成功地获得了 10 圈精密电位器的专利。

电位器属于零阶系统,尽管它本身可能是非零阶传感器(例如质量-弹簧系统)中的一个元件。

式(2.1)表明,电阻正比于滑动触头的移动距离,这意味着采纳了几个可能不

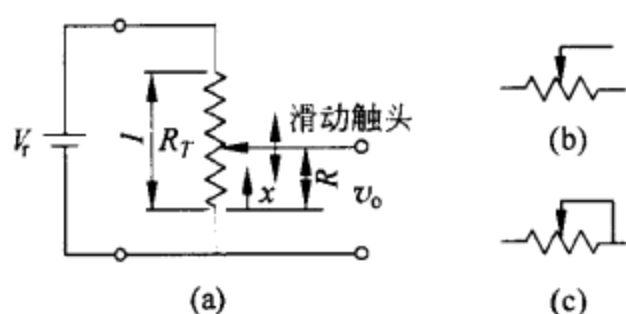


图 2.1 (a)连接成分压器的理想(线性)电位器及其(b)表示符号。箭头表示电阻变化受机械作用控制。(c)为了获得可变电阻器,滑动触头也可以接到终端。

一定反映真实情况的简化假定。首先,我们假定电阻沿长度 l 是均匀的。但电阻并非绝对均匀,这便限制了电位器的线性。实际传递特性与理论传递特性(在此为直线)之间的一致称为符合度(在此指线性)。其次,我们假定滑动接触给出平滑电阻变化而不是阶跃变化,也就是说分辨率为无限大。然而,对于线绕电阻元件或对导电塑料电位器,情况并非如此^[1]。此外,机械移动的行程通常大于电参量的变化幅度。

为保证式(2.1)的有效性,在电位器由交变电压供电的场合,电位器的电感和电容应足够小。对于数值很小的总电阻 R_T ,电感可能是很显著的,特别是对线绕电阻元件更是如此。当 R_T 值很大时,则寄生电容可能更为显著。

此外,电阻器的特性会随温度而变化。因此,只有当由温度引起的电阻变化均匀一致时,式(2.1)才符合实际情况。不仅环境温度起伏可以造成温度变化,电位器耗散的有限功率引起的自热也会导致温度变化。若额定功率为 P ,则外加电压的最大有效值 V_r 必须为

$$V_r < \sqrt{PR_T} \quad (2.2)$$

输入阻抗比较低的测量电路对电位器会产生电加载效应,电位器的某些部分的加热功率可能会超出它们的额定功率范围(见习题 2.1)。

滑动触头的摩擦和惯性也限制了模型的有效性,这是因为它们会对待测系统增加机械负荷。滑动触头的机械负荷应小到可以忽略不计,但与此同时,必须确保良好的电气接触。作为一种折衷方法,滑动触头移动所需的力可以在 $3g \sim 15g$ 范围选择。对于可变移动,起动转矩大约为动态转矩的 2 倍。利用润滑剂,可以减小起动转矩。对于快速移动,则存在着在摆动期间脱离接触的危险。因此,某些电位器有两个不同臂长的滑动触头,因而有不同的共振频率。此外,某些电位器有用弹性体减震的滑动触头。最大移动速度被限制到 10m/s 左右。旋转电位器的轴线必须与待测角向位移的轴心同心。

最后,与滑动触头接触引起的噪声会限制分辨能力。当接触电阻在从一个位置移动到另一个位置发生变化时,流过的电流将改变输出电压。这种起伏变化对

于相连接的测量设备可能十分显著。灰尘、湿气、氧化和磨损都可能加大噪声。

电位器的优点胜过上述大多数限制。它的结构简单、坚固,并且相对于它的成本能以高精度给出大的电压变化范围。

现有的电位器允许进行直线移动和旋转移动(螺旋电位器可以旋转一圈或多圈)。某些电位器中,有意识地使输出相对于位移呈非线性^[2]。例如,输出可能是滑动触头转动角的三角函数(正弦、余弦、正切)。也可以采用金属线的非均匀间隔或通过改变金属线沿长度方向的尺寸来获得非线性关系。当测量电路对电位器加载时,结果也呈非线性特性(3.2.1节)。参考文献[3]描述了为形成沿滑动触头路径具有预定电压降的电阻器布局的计算方法。

用单一控制杆(操作手柄)工作的双电位器能在四个象限内移动,以确定平面内某一点的位置。沿 x 轴移动对 R_x 进行控制,沿 y 轴移动则对 R_y 进行控制(图 2.2)。若两个电位器用相同电压供电,则输出电压为

$$\begin{aligned} v_x &= V_r(1 - 2\alpha) \\ v_y &= V_r(1 - 2\beta) \end{aligned} \quad (2.3)$$

式中, $0 \leq \alpha, \beta \leq 1$ 。在平面的中心处, $\alpha = \beta = 0.5$, 得到的电压为 $(0V, 0V)$ 。

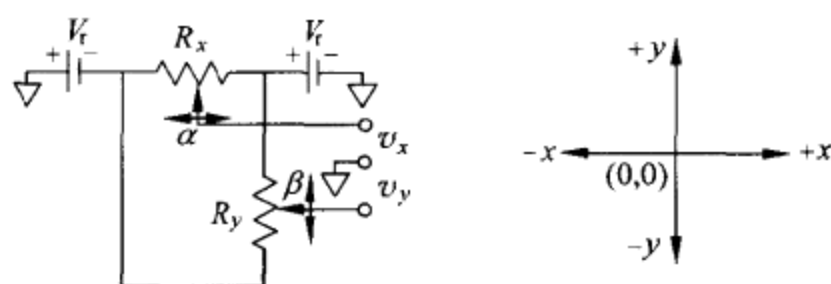


图 2.2 建立在用单一控制杆工作的双电位器基础上的操纵手柄能在四个象限内到处移动。

电位器由电阻元件、滑动触头、调节杆或传动杆、轴承和外壳组成。电阻元件不能使用单根金属线。即便金属线很细(但有足够的强度),也不可能得到比连接线大很多的电阻值。一种常见的形式是金属线缠绕在(陶瓷)绝缘模架上的结构。常用的金属线材料有镍铬合金、镍铜合金和贵金属合金。然而,这种结构的电感大、分辨能力低。其优点是温度系数小以及额定功率大。

采用沉积在模架上的碳膜(有时与塑料混合)和有多处接触的贵金属合金滑动触头的电位器能提供高分辨能力和长寿命,且成本适中,但它们具有大的温度系数。另一些电位器采用由含银的聚合涂料组成的厚膜结构。贵金属接触能提供最好的电气性能和长寿命,但成本较高。为了获得大的功耗和高分辨能力,金属陶瓷电位器的电阻元件采用熔合到陶瓷基底中的贵金属微粒,并按厚膜工艺沉积。混合型电位器利用了由导电塑料涂覆的线绕芯。导电塑料能提供平稳的性能,但却对额定功率带来限制。表 2.1 列出市售电位器的某些技术指标范围。

表 2.1 直线型和旋转型电位器的技术指标

参 数	直线型	旋转型
输入范围	2mm~8m	10°~60 圈
线性	0.002%FSO~0.1%FSO	
分辨率	50μm	2°~0.2°
最高频率	3Hz	
额定功率	0.1W~50W	
总电阻	20Ω~220kΩ	
温度系数	20×10 ⁻⁶ /°C~1000×10 ⁻⁶ /°C	
寿命	达 10 ⁸ 次循环	

电解电位器或液体电位器具有用于倾斜测量的特殊结构(1.7.6节)。有一个两部分填充导电液体的密封弯曲玻璃管和三个与流体相接触的金属电极：一个大的中心电极和两个较短的电极。每边各一个[图 2.3(a)]。0.5V~12.5V 交流电压(20Hz~20kHz)加到外电极上(直流电压将使液体电解)。当管子呈水平时,从中心电极到每个外电极的电阻相等,而中心电极上的电压则为外加电压的一半(即 0V)。当管子倾斜时,气孔发生位移,外电极之间的电流路径改变,因而中心电极与每个外电极之间的电阻也改变。输出电压与倾斜角成正比。不同类型电位器所提供的测量范围可以从±0.5°到±60°,分辨率可达 10⁻⁸ 弧度。响应时间范围从 100ms 到几分钟。温度也会产生影响,因为它能使电解质的电阻率发生变化。倾斜开关利用了两个靠近的电极和水银。当玻璃管转动给定角度时,水银便使电路闭合。

图 2.3(b)示出用于倾斜测量的另一类电位器。垂直的平面基片支撑着同心导体和电阻器。导电滚珠通过外罩上的环形槽(图中未示出)紧压住电阻器,起滑动触头的作用。当外罩倾斜时,导电滚珠滚动到最低点,使导体与电阻器终端之间的电阻改变。导电滚珠的滚动角度范围约为 360°,分辨率为 0.1°。

电位器的戴维宁(Thévenin)等效电路表明其输出阻抗取决于滑动触头的位置。

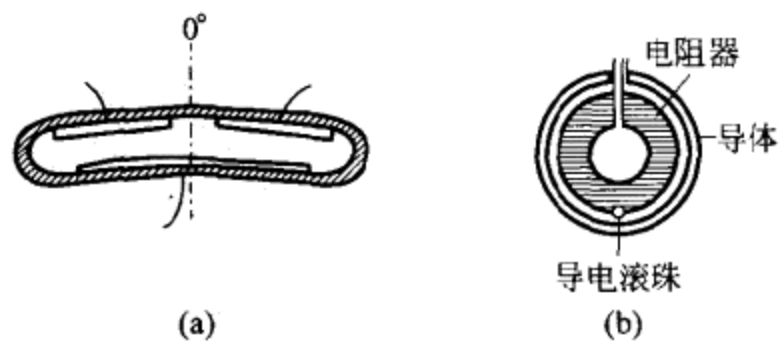


图 2.3 利用电位器的倾斜传感器。(a)液体电位器。(b)导电滚珠起摆锤中摆动臂的作用,使电阻器终端与垂直板支撑的导体之间的电阻改变。

置。在直流电压供电的线性电位器中,输出电阻 R_o 为 $R_T(1-\alpha)$ 和 $R_T\alpha$ 的并联组合,

$$R_o = \frac{R_T\alpha R_T(1-\alpha)}{R_T\alpha + R_T(1-\alpha)} = R_T\alpha(1-\alpha) \quad (2.4)$$

开路输出电压为

$$v_o = V_r \frac{R_T\alpha}{R_T} = V_r\alpha \quad (2.5)$$

式中, $0 \leq \alpha \leq 1$ 。输出电压既取决于供电电压,也取决于滑动触头的位置。输出电压与供电电压之比则只取决于滑动触头位置。输出电压与 R_T 无关,但输出阻抗将随 R_T 增大。电位器往往可以直接与模数转换器相连,而无需使用任何放大器(3.2.1节)。

电位器适于测量满标值超过 1cm 或 10° 的直线或旋转位移。在位置反馈系统以及某些初级传感器,例如采用布尔顿管、波纹管或膜盒的传感器(1.7.2节)和浮子式液位传感器(1.7.4节)中的位移均属于这一量级。通常,将外罩安装在固定的参考支架上,滑动触头则与移动部件相连。可以利用传动带和滑轮、丝杠、电缆卷盘、齿轮和其他机械装置^[4]来扩大电位器的功能。

图 2.4(a)示出具有响应 $\alpha R(0 \leq \alpha < 1)$ 但没有滑动触头的液位传感器。这种液位传感器中安装了一个一面带有金接触条的不锈钢基带和用镀金镍铬丝精确绕制成的电阻螺旋线。当基带浸入液体时,流体静压力使螺旋线与金接触条接触,使输出电阻减小。电阻梯度大约为 $10\Omega/\text{cm}$ 。

力敏电阻器是其电导大致与外加力成正比的导电聚合薄膜传感器。加力点起虚压敏滑动触头的作用。图 2.4(b)示出由两个聚合物薄膜组成的 FSRTM 传感器(Interlink 公司产品)。一个薄膜由共价添加剂掺杂,使其表面呈导电表面。另一个薄膜则印制有面向相邻薄膜导电表面的交叉指电极。两个薄膜的接触使导电表面将指状电极短路,因而降低两个终端之间的电阻。FlexiforceTM 传感器(Tekscan 公司产品)应用了相似的原理,但在每个薄膜上涂敷了导电材料(银),随后是一层压敏涂料。未加负荷时,传感器的电阻约为 $200\text{k}\Omega$ 。满标度负荷时,电阻将减小到 $20\text{k}\Omega$ 左右。这类传感器可用于足底压力测量、病人触诊、身体康复的力反馈、牙科学中的测量咬合力、机器人的触觉传感器、检查座位占用情况、作为手套中的虚拟真实力传感器、测量高尔夫球棍手把上的力、作为计算机游戏操纵手柄的可变力控制等。

图 2.5 示出一种基于当聚合物与溶剂和燃料接触时会膨胀的等效于电位器的碳氢化合物传感器。该类传感器有一根由以下几部分组成的电缆:外部多孔编织层、导电的聚合物套管、内部隔离编织带、检测金属线和内导线。初始电阻约为

30MΩ。将电缆埋藏到被监视区。液态碳氢化合物透入编织层并扩散到导电的聚合物套管,使套管向内膨胀。于是,导电聚合物将两根检测金属线短接在一起,电阻减小到低于 20kΩ。这类传感器已用于检测和确定燃料沿埋藏管道、油槽和双层密封管道泄漏的位置。还有一些对水、导电液体和液态有机溶剂敏感的传感器。

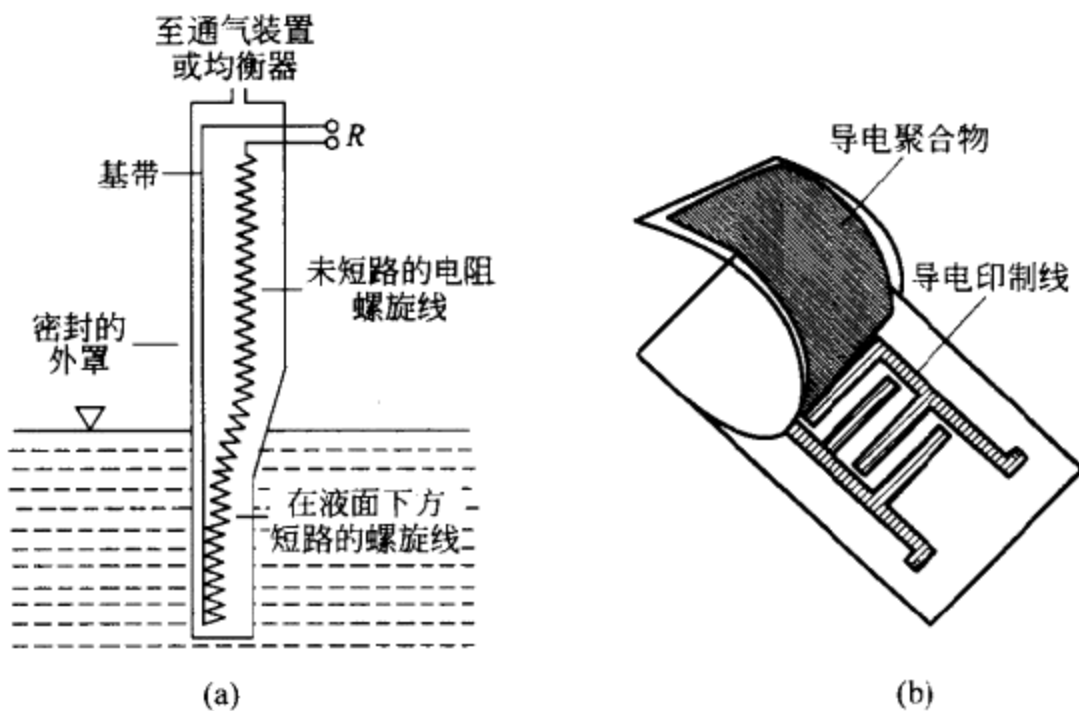


图 2.4 (a)采用电阻螺旋线的液位传感器。由于液体的静压力,电阻螺旋线在浸没时将与导电基带接触(Metritape 公司产品)。(b)基于由导电聚合物使交叉指电极短路的力敏电阻器(FSR™型,Interlink 公司产品)。

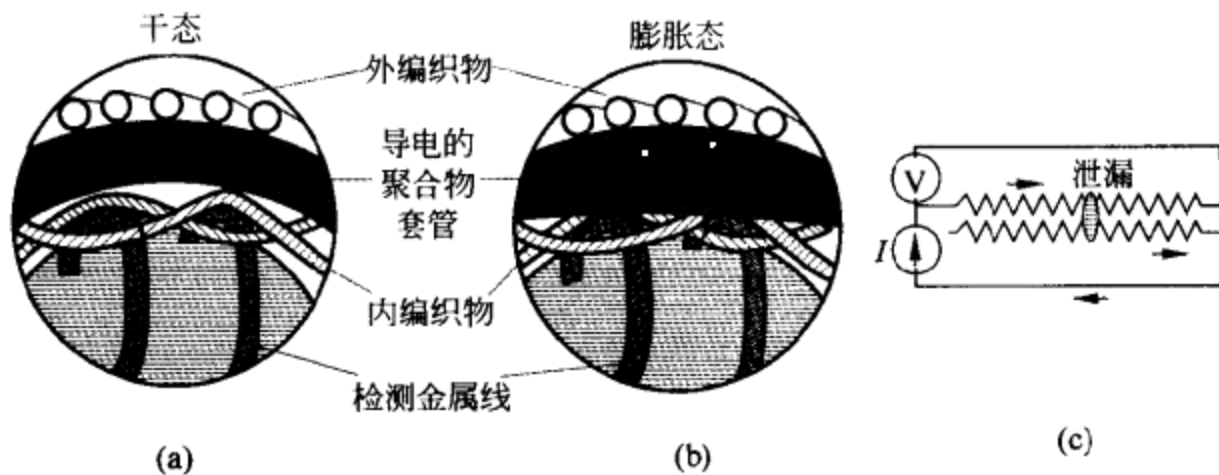


图 2.5 (a)用于检测液态碳氢化合物的检测电缆(TraceTek™,RayChem 公司产品)。(b)当碳氢化合物扩散到导电的聚合物内时,聚合物将膨胀而使两根检测金属线短路。(c)等效电路表明,泄漏起虚滑动触头的作用。

2.2 应变计

2.2.1 基本原理：压阻效应

应变计(片)^①的基本原理是导体或半导体受到机械应力作用时,其电阻会发生变化。1856年,开尔文(Lord Kelvin)报道了导体中的这一效应。1954年,史密斯(C. S. Smith)研究了硅和锗中的效应。长度为 l 、截面积为 A 及电阻率为 ρ 的导线的电阻为

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.6)$$

当导线纵向受应力作用时,影响 R 的三个量中的每一个量都要改变,因而 R 发生的变化可以由下式给出:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A} \quad (2.7)$$

当力 F 作用于导线时,在弹性极限范围内所引起的长度变化[图2.6(a)]由虎克(Hooke)定律给出:

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\epsilon = E \frac{dl}{l} \quad (2.8)$$

式中, E 是杨氏(T. Young, 1773—1829)模量^②(为每种材料所特有,且与温度有关), σ 是机械应力, ϵ 是应变(单位变形)。 ϵ 是无量纲量,但为使叙述明确起见,通常用“微应变”(1微应变 $= 1\mu\epsilon = 10^{-6}$ m/m)表示。弹性区内的应变与应力成正比。塑性区内的特性是不可逆的,因为在移去外力之后仍然存在应变。

现在,我们来研究除长度 l 之外还有横向尺寸 t 的导线[图2.6(b)]。纵向应力使 l 和 t 两者都改变。根据泊松(Poisson)定律,有

$$\nu = - \frac{dt/t}{dl/l} \quad (2.9)$$

式中, ν 是泊松比,负号表示加长意味着收缩。通常, $0 < \nu < 0.5$ 。例如,对铸铁为0.17,对钢为0.303,而对铝和铜为0.33。应当指出,为使体积维持不变,应有 $\nu = -0.5$ 。橡胶几乎就是这种情况。

对于直径为 D 的圆截面导线,有

^① 应变计有非粘贴式应变计和粘贴式应变计两种形式,前者通常由在两点之间拉伸的金属丝构成,后者则由排列成共面图形并粘贴到基底或载体上的细金属丝或导电薄膜构成,这类应变计呈片状,因而也称为应变片且获得最广泛的应用。本书在做一般性原理叙述时都采用应变计一词,但在涉及粘贴式应变计在某些具体应用中(如连接在电桥中作为检测元件时),则直接采用应变片一词。请读者注意。——译者注

^② 即弹性模量。——译者注

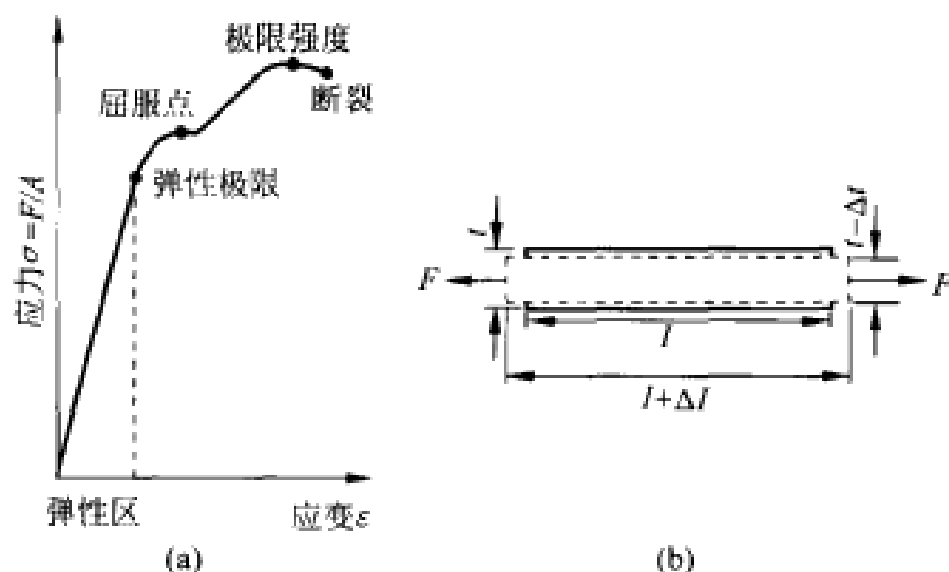


图 2.6 (a)软钢的应力-应变曲线图。弹性区显著增大。(b)泊松比的作用：纵向的延伸意味着横向的收缩。

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \tag{2.10}$$

$$\frac{dA}{A} = \frac{2dD}{D} = -\frac{2\nu dl}{l} \tag{2.11}$$

由机械应力引起的电阻率变化称为压阻效应。这个效应来源于金属晶格内振动的幅度变化。纵向延伸引起振动幅度增大,使电子迁移率降低,因而导致电阻率增大。布利奇曼(P. W. Bridgman)证明,在金属中,电阻率和体积的百分变化是成正比的:

$$\frac{d\rho}{\rho} = C \frac{dV}{V} \tag{2.12}$$

式中, C 是布利奇曼常数。对用于制作应变片的常用合金, $1.13 < C < 1.15$ 。对于铂而言, $C=4.4$ 。应用式(2.10),体积的变化可以表示为

$$V = \frac{\pi l D^2}{4} \tag{2.13}$$

$$\frac{dV}{V} = \frac{dl}{l} + \frac{2dD}{D} = \frac{dl}{l}(1 - 2\nu) \tag{2.14}$$

因此,若材料为各向同性,则在弹性极限范围内式(2.7)变为

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l}[1 + 2\nu + C(1 - 2\nu)] = G \frac{dl}{l} = G\epsilon \tag{2.15}$$

式中, G 是应变系数,定义为上式方括号中的系数。由 ν 和 C 的给定值,得到 $G \approx 2$ 。对于等弹性体, $G \approx 3.2$;对于铂, $G \approx 6$ 。

因此,对于微小变化,金属导线的电阻为

$$R = R_0 + dR = R_0 \left(1 + \frac{dR}{R_0}\right) \approx R_0(1 + G\epsilon) = R_0(1 + x) \tag{2.16}$$

式中, R_0 是无外加应力时的电阻, $x = G\varepsilon$ 。通常, $x < 0.02$ 。

例 2.1 一个 $G=2.1$ 的 350Ω 应变片被粘贴到铝支柱 ($E=73\text{GPa}$) 上。支柱的外径为 50mm , 内径为 47.5mm 。试计算当支柱承受 1000kg 负荷时电阻的变化。

根据式(2.15), 有

$$\Delta R = RG\varepsilon = RG \frac{F/A}{E}$$

根据几何学, 承受力的面积为

$$A = \frac{\pi(D^2 - d^2)}{4} = \frac{\pi \times (50\text{mm})^2 - (47.5\text{mm})^2}{4} = 191\text{mm}^2$$

因此, 对于 $R=350\Omega$, $G=2.1$, $F=1000\text{kg}=9800\text{N}$ 和 $E=73\text{GPa}$, 有

$$\Delta R = (350\Omega) \times 2.1 \times \frac{9800\text{N}}{(191 \times 10^{-6}\text{m}^2) \times 73\text{GPa}} = 0.52\Omega$$

它比原始电阻的 15% 小。

当半导体受应力作用时, 除尺寸变化外, 载流子数及其平均迁移率均将改变。与金属不同, 在受力状态下的电阻率变化要明显超过尺寸变化^[5]。压阻效应的大小和符号取决于特定的半导体、半导体的载流子浓度和相对于外加应力的晶向。对于简单的拉伸或压缩, 若电子沿应力轴线流动, 则电阻率的相对变化与外加应力成正比:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = \pi_L \sigma \quad (2.17)$$

式中, π_L 是纵向压阻系数, ρ_0 是未受应力时材料的电阻率。最终的应变系数

$$G = \frac{\Delta R/R_0}{\varepsilon} \quad (2.18)$$

为 $40 \sim 200$ 左右。载流子数相当少的半导体具有大的应变系数, 但应变系数对温度非常敏感且与应力相关, 即应变系数呈非线性。载流子数相当多的半导体的应变系数较小, 但应变系数对温度和应力的依赖性较小。

因此, 金属或半导体的变化都与其应变有关。若应变与引起应变的力之间的关系为已知^[6], 则根据对电阻变化的测量, 便能推断出外加力和在初级传感器中产生应力的量值。安排检测应变的电阻器构成了应变计。多年来, 已证明这种方法十分有效^[7]。然而, 在用这个测量原理来获得真实信息方面, 还有许多必须考虑的限制因素。

首先, 外加应力不应超过应变计的弹性极限。应变不应超过应变计测量范围的 4% , 其大小大约从对半导体应变计的 $3000\mu\varepsilon$ 到对金属应变计的 $50000\mu\varepsilon$ 。

其次, 只有应力全都传送到应变计上, 测量才会正确有效。这需要通过细心用弹性黏合剂粘贴应变计来实现。黏合剂还须不随时间和温度变化。此外, 应变计

必须与它粘贴的对象呈电绝缘,且不受环境的影响。

我们假定,所有应变都处在同一平面内,亦即在与应变丝相垂直的任何方向上没有应力。为了使金属应变计有一个显著的电阻,应变计通常由包含若干用有一个较大横截面的较短横向段连接的纵向段构成(图 2.7)。因此,横向灵敏度仅为纵向灵敏度的 1%~2%。图 2.8 示出安装应变计的常用方法。

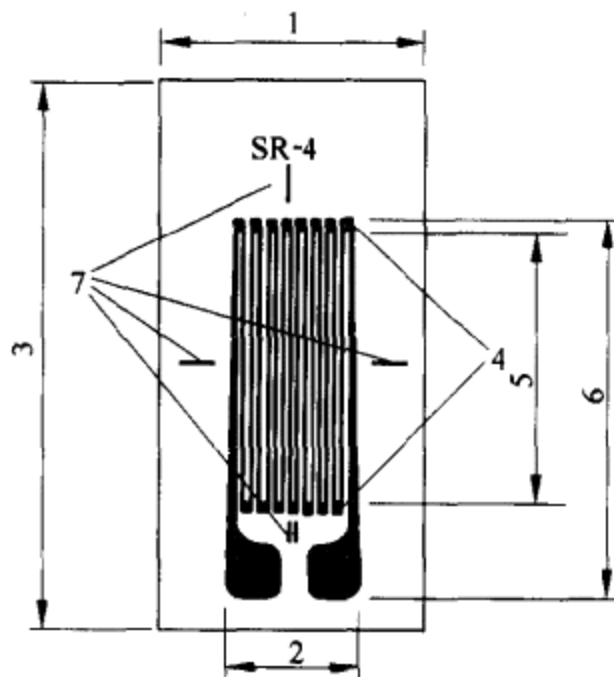


图 2.7 箔式应变计(BLH Electronics 公司产品)的参数: 1. 阵列宽度; 2. 栅阵列宽度; 3. 阵列长度(基底); 4. 端环; 5. 有效栅阵列长度; 6. 应变计总长; 7. 对位标记。典型厚度为 $3.8\mu\text{m}$ 和 $5\mu\text{m}$, 视材料类型而定。

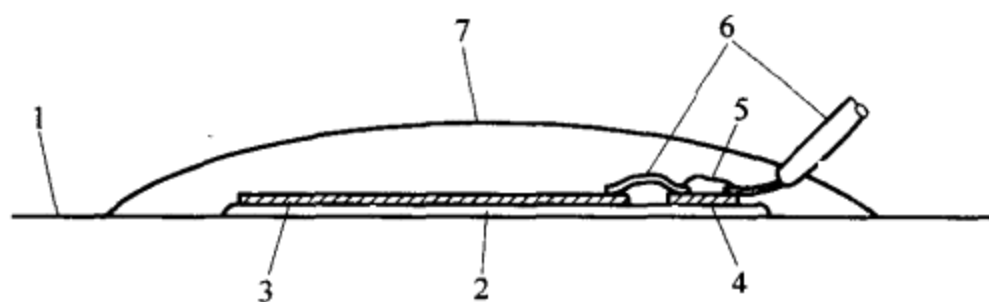


图 2.8 箔式应变计(BLH Electronics 公司产品)的安装。1. 基底材料; 2. 黏合剂; 3. 应变计; 4. 焊接端; 5. 焊料; 6. 引线; 7. 防护罩。

温度可以通过多种方式产生影响。温度会影响材料的电阻率、材料的尺寸以及支承材料的尺寸和杨氏模量。因此,在粘贴应变计之后,温度的任何变化都会引起电阻的变化,因而引起视在应力的变化,即使在不加任何机械力的场合也是如此。对于金属应变计,这种变化可能大到 $50\mu\epsilon/^\circ\text{C}$ 。



温度的影响可以用实施反向输入法的平衡应变计加以抵消。平衡应变计与检测应变计相同,并与后者紧靠在一起以感受相同的温度变化,但未受任何机械力的作用。3.4.4节将讨论它们在用以补偿温度感生的电阻变化的测量电路中的位置。为避免出现过大的差动应变,所使用应变计的热膨胀系数应与在 $-45^{\circ}\text{C}\sim 200^{\circ}\text{C}$ 温度范围内待测的各种材料的热膨胀系数相接近。

温度影响对半导体应变计表现得更强烈。在自动温度补偿式应变计中,电阻率随温度上升的增大由基底材料膨胀引起的电阻减小所补偿。此法可以在 20°C 的温度范围内实现仅为 $5\mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$ 的热致视在应变。

应变计的电阻测量指的是让电流通过应变计,引起发热。对于金属应变计,若基底材料为良导热体(钢、铜、铝、镁、钛),最大电流为 25mA 。若基底材料为不良导热体(塑料、石英、木材),则最大电流为 5mA 。所允许的功率随应变计面积的增加而增大,功率范围为 $770\text{mW}/\text{cm}^2\sim 150\text{mW}/\text{cm}^2$,视基底材料而定。半导体应变计的最大功耗为 250mW 。

另一类干扰是在不同金属之间接点出现的热电动势(6.1.1节)。若应变计由直流电压供电,则金属接点有可能产生一个净电压,该电压被叠加到应变引起的电压上。热电电压可以通过反接电源极性进行检测:如果有热电电压,则输出电压将改变。将两种极性的电压读数相减,可以将叠加的电压取消,因为叠加的电压的极性不会改变,而信号电压的极性则随电源极性而变。热电干扰可以通过应用本身就不敏感的方法、选择适当材料、滤波或用交流电压对应变计供电来避免。

理想情况下,应变计应当非常小,以便能测量给定点上的应变。实际上,应变计具有有限尺寸,故假定被测“点”是处在应变计的几何中心上。当对振动进行测量时,振动波长必须比应变计长。例如,若应变计的有效长度为 5mm 以及测量是在声速约为 $5900\text{m}/\text{s}$ 的钢中进行,则一个波长等于一个应变计长度的频率是 $(5900\text{m}/\text{s})/0.005\text{m}\approx 1\text{MHz}$ 。为维持10%的波长等于应变计长度,最大可测频率约为 $100\text{kHz}(1\text{MHz}/10)$ 。

在对粗糙表面,如混凝土进行应力测试时,应测量平均应变,以避免由于表面不连续性引起的任何测量误差。在这种情况下,应使用大的应变计。

硅应变计还与光有关,尽管在普通照明条件下光效应也许可以忽略不计^[8]。

尽管存在上述各种可能限制因素,应变计因其尺寸小、线性度高以及阻抗低,故仍是最流行的传感器之一。

2.2.2 类型和应用

应变计可以用不同的金属,如高比阻铜镍合金($\text{Cu}_{55}\text{Ni}_{45}$)、康铜合金($\text{Cu}_{57}\text{Ni}_{43}$)、卡马合金($\text{Ni}_{75}\text{Cr}_{20}\text{Fe}_x\text{Al}_y$)、镍铬合金($\text{Ni}_{80}\text{Cr}_{20}$)和等弹性合金($\text{Ni}_{36}\text{Cr}_8\text{Fe}_{55.5}\text{Mo}_{0.5}$)制成,也可以用半导体,如硅和锗制成。所选金属合金的电阻都具有小的温度系

数,这是因为电子迁移率的降低部分地被可用载流电子的增加所平衡。康铜合金是最常用的应变计合金。卡马合金是长时期(数月或数年)进行静态测量的优选材料,它比康铜合金有较长的疲劳寿命和更宽的温度范围。等弹性合金具有相当大的温度系数($145\mu\epsilon/^\circ\text{C}$)和长的疲劳寿命,这使它更适于动态测量而不是静态测量。铂-钨应变计的 $G=4.5$ 且有极长的疲劳寿命,工作温度范围为 $-200^\circ\text{C}\sim 650^\circ\text{C}$ 。厚膜应变计中使用的丝网印制材料的 $G>10$ 。

应变计可分为粘贴式或非粘贴式(图 2.9)。粘贴式应变计的基底或载体通常根据被测材料的温度来选择。粘贴式金属应变计可以用平行金属丝和纸片制成或时下流行的在塑料基片上光刻金属箔制成。图 2.9 示出用于膜盒、转矩的应变计以及用于确定最小和最大应力及其方向的应变计(玫瑰花形)。对于机器人中的触觉传感器,可以用导电橡胶制作应变片。液体应变计可以测量生物组织(肌肉、腱和韧带)的大应变^[9]。它们由填充水银或电介质,如盐的硅橡胶管制成。厚膜应变计在热处理期间被粘贴到挠曲的基底上,并能耐高温($>250^\circ\text{C}$)。微机械加工的传感器采用嵌入硅中的应变计。

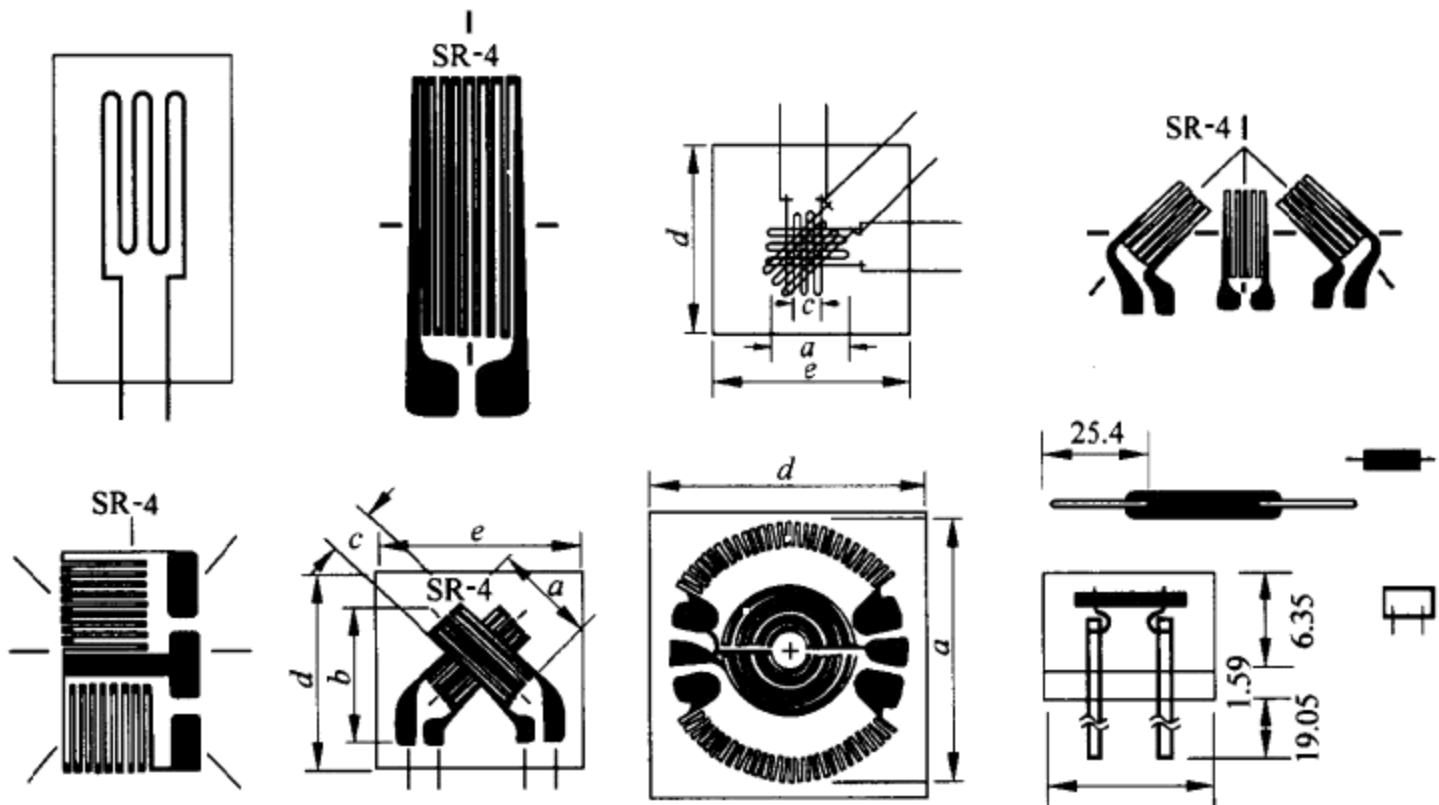


图 2.9 粘贴式和非粘贴式金属及半导体应变计既可以简单也可以复杂(玫瑰花形),或针对特定的弹性元件进行设计(BLH Electronics 公司产品)。

表 2.2 列出金属应变计和半导体应变计的某些典型特性。应变系数由抽样决定,这是因为应变计不能反复使用。制造厂商规定了 G 的可能值及其容差。

利用适当初级传感器将被测量变换成能产生 $10\mu\text{m}$ 甚至更小变形的力,任何物理量都可以用应变计加以测量。图 2.10 示出几种基于弹性元件作为初级传感器的力传感器和力矩传感器。3.4 节将讨论应变计在测量电桥中的布置。图 2.10(a)

表 2.2 金属应变计和半导体应变计的典型特性

参 数	金属应变计	半导体应变计
测量范围	$0.1\mu\epsilon \sim 50000\mu\epsilon$	$0.001\mu\epsilon \sim 3000\mu\epsilon$
应变系数	1.8~4.5	40~200
标称电阻/ Ω	120, 250, 350, 600, ..., 5000	1000~5000
电阻容差	0.1%~0.35%	1%~2%
有效栅长度/mm	0.4~150	1~5
	标准值: 3~10	

示出具有电阻应变计的活动部分的悬臂梁；单独的平衡应变计用于补偿温度引起的电阻变化。图 2.10(b) 在同一悬臂上包含有与第一个应变计呈正交放置的另一个应变计，从而提高了灵敏度，同时也能对温度变化进行补偿。图 2.10(c) 示出具有三对纵向应变计和横向应变计的圆柱式负荷传感器。图 2.10(d) 中的支柱有两

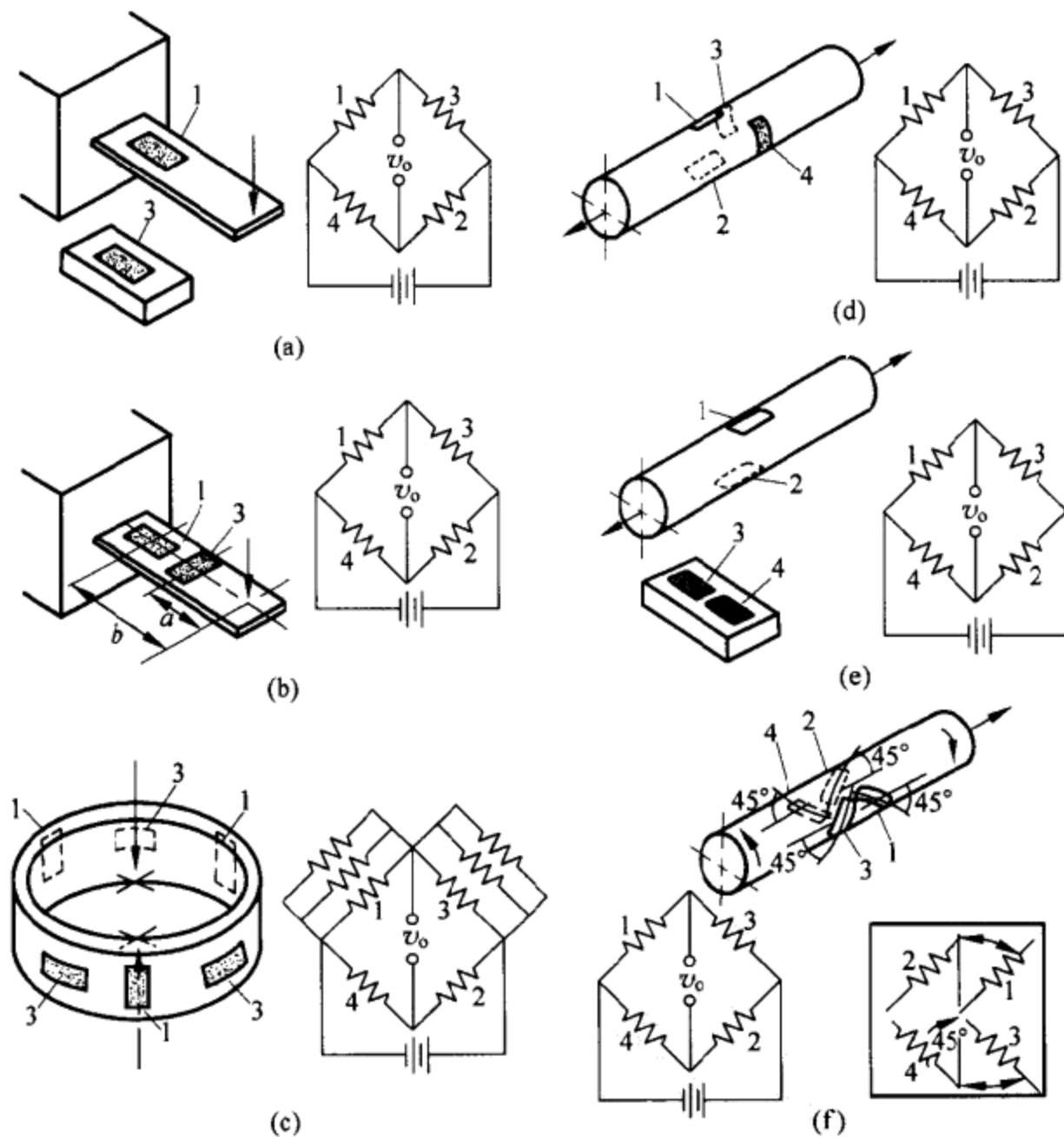


图 2.10 应变计在力学测量中的各种应用。

个纵向应变计和两个横向应变计。图 2.10(e)中只有两个电阻应变计的活动部分和两个平衡应变计。图 2.10(f)中有两组用来检测剪切应变的应变计。利用相似的初级传感器,还可以测量压力、流量、加速度等(1.7节)。某些压力传感器使用沉积在电气绝缘膜上的薄膜应变计,如将它本身沉积在初级传感器(即膜盒)上的一氧化硅。微机械加工的压力传感器利用的是硅膜片由离子注入的应变计。通过检测适当材料,如毛发、尼龙和赛璐珞上的流体力学力(依照相对湿度膨胀或收缩),应变计还可以对湿度进行测量^[23]。

压阻效应的独特应用是用锰铜应变计测量很大的压力(1.4GPa~40GPa)。锰铜是一种温度系数仅为 $6 \times 10^{-6}/K$ 的合金($Cu_{94}Mn_{12}Ni_4$)。在所有方向上受到压力的锰铜丝能呈现 $0.021(\mu\Omega/\Omega)/kPa \sim 0.028(\mu\Omega/\Omega)/kPa$ 的电阻系数,因此,利用它的电阻变化能给出外加压力的信息。

2.3 电阻式温度检测器

电阻式温度检测器(RTD)是一种建立在电阻变化基础上的温度检测器。这类检测器最常用的金属是铂,故有时将它表示为 PRT(铂电阻温度计)。

图 2.11 示出 RTD 的几种表示符号。倾斜穿过电阻器的直线表示电阻呈线性变化。靠近斜线的标注表示温度引起了电阻的变化并具有正系数。3 线式和 4 线式电阻能降低由连接引线引起的测量误差(3.1节)。

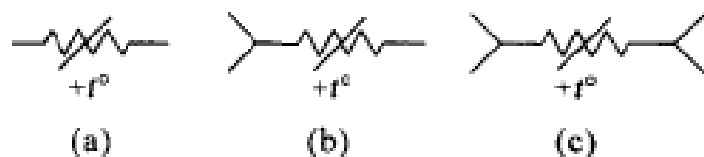


图 2.11 (a)具有线性温度依赖关系的电阻器的标准符号(IEC Publication 117-6)。具有 3 个接线端(b)和 4 个接线端(c)的电阻式传感器能实现引线补偿。

RTD 依靠导体电阻的正温度系数进行工作。在导体中,用于导电的电子数不会随温度显著改变。但是,当温度升高时,原子围绕其平衡位置的振动幅度增大。这便导致电子弥散程度加大,从而降低电子的平均速度。因此,当温度升高时,电阻增大。这个关系可以表示为

$$R = R_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2 + \dots + \alpha_n (T - T_0)^n] \quad (2.19)$$

式中, R_0 是在参考温度 T_0 处的电阻。各系数可以由在固定温度点处的电阻测量确定: $0.01^\circ C$ (水的三相点)、 $100^\circ C$ (水的沸点)、 $660.323^\circ C$ (铝的凝固点)等。温度引起的电阻率变化和尺寸变化都能导致电阻发生变化。对于铂丝而言, $\alpha_1 \approx 3.95 \times$

$10^{-3}/\text{K}$ (取决于金属纯度) 和 $\alpha_2 = -5.83 \times 10^{-7}/\text{K}^2$ 。因此, 当温度升高到 650°C 左右时, 线性项比二次项大 10 倍。对于薄膜铂电阻, $\alpha_1 = 3.912 \times 10^{-3}/\text{K}$, $\alpha_2 = -6.179 \times 10^{-7}/\text{K}^2$ 和 $\alpha_3 = 1.92 \times 10^{-7}/\text{K}^3$ 。

在动态情况下, RTD 起一阶低通系统的作用, 因为这类电阻具有相当大的热容量(1.5.2 节)。带外罩的传感器(例如, 用于防止外界影响)由于外罩的附加热容量而具有二阶低通过阻尼响应。

将式(2.19)用于温度测量存在着某些限制。首先, 不可能在导体的熔点附近测量温度。其次, 必须避免由测量电路引起的任何自身加热。否则, 传感器温度将高于周围媒质的温度。对处于给定环境中的导体, 热耗散能力可以用热耗散常数或热耗散因数 $\delta(\text{mW}/\text{K})$ 表示。 δ 取决于周围媒质的流动和流动速度, 因为对流会增大热损耗。

例 2.2 假定某一铂电阻温度计的电阻为 100Ω , 放在空气中时 $\delta = 6\text{mW}/\text{K}$, 而浸入静止不动的水中时 $\delta = 100\text{mW}/\text{K}$ 。试计算为使自热误差小于 0.1°C 需流过传感器的最大电流。

当耗散功率为 P_D 时, 高于环境温度的温升为

$$\Delta T = \frac{P_D}{\delta} = \frac{I^2 R}{\delta}$$

因此, 在给定温升下的最大电流为

$$I = \sqrt{\frac{\Delta T \times \delta}{R}}$$

当传感器放在空气中时, 有

$$I = \sqrt{\frac{(0.1^\circ\text{C}) \times (0.006\text{W}/\text{K})}{100\Omega}} = 2.4\text{mA}$$

当传感器浸入水中时, 有

$$I = \sqrt{\frac{(0.1^\circ\text{C}) \times (0.1\text{W}/\text{K})}{100\Omega}} = 10\text{mA}$$

耗散因数在水中比在空气中大 1.5 倍, 因此只允许我们使用大 4 倍的电流。

应当指出, 虽然 $1^\circ\text{C} = 1\text{K}$, 但用 $^\circ\text{C}$ 和 K 表示的温度是不相同的。

类似于应变计所遇到的机械应变也限制了 RTD 对温度的检测, 因为机械应变也会改变电阻。当用粘贴式传感器测量表面温度时, 这种影响会在无意中产生。在表面测量中, 温度梯度也可能引起误差。为了估计温度梯度的可能性, 我们采用比奥(Biot)模量 hl/k , 其中, h 是热传输系数, l 是被测体的最小尺寸以及 k 是被测体的热导率。若 $hl/k > 0.2$, 则很可能出现温度梯度。因此, 必须细心选择传感器的尺寸、取向和位置。与此相反, 若 $hl/k < 0.2$, 则不可能出现温度梯度。

同其他传感器一样,RTD 也必须稳定。随时间的漂移和热漂移(特别是在高温下随时间的漂移和热漂移)限制了温度分辨率。此外,所使用的每种金属在有限温度范围内均应呈线性。

RTD 的主要优点是:具有高灵敏度(为热电偶的 10 倍),高重复性,特别是铂制 RTD 具有优良的长期稳定性和精确度(工业用传感器为 $0.1^{\circ}\text{C}/\text{年}$,实验室用为 $0.0025^{\circ}\text{C}/\text{年}$),而铜和镍制 RTD 的成本低。RTD 采用廉价的铜连线,优于热电偶(6.1 节)。对用作 RTD 传感器的金属,在它们各自的线性范围内,式(2.19)简化为

$$R = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (2.20)$$

式中, α 是根据在两个参考温度(即 0°C 和 100°C)上测得的电阻算出的电阻温度系数(TCR):

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{(100^{\circ}\text{C}) \times R_0} \quad (2.21)$$

α 有时称为相对灵敏度,它取决于参考温度(见习题 2.3)。

例 2.3 假定某一铂电阻温度计在 0°C 时的电阻为 100Ω 和 $\alpha = 0.00389(\Omega/\Omega)/\text{K}$,试计算该温度计在 25°C 和 50°C 时的灵敏度和温度系数。

灵敏度是电阻-温度曲线的斜率,在此是一条直线,因而具有恒定不变的斜率。根据式(2.20),灵敏度为

$$S = \alpha_0 R_0 = \alpha_{25} R_{25} = \alpha_{50} R_{50}$$

对于给定的传感器,

$$S = \frac{0.00389\Omega/\Omega}{\text{K}} \times (100\Omega) = 0.389\Omega/\text{K}$$

在 25°C 时,

$$\begin{aligned} \alpha_{25} &= \frac{\alpha_0 R_0}{R_{25}} = \frac{\alpha_0 R_0}{R_0[1 + \alpha_0(25^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C})]} = \frac{\alpha_0}{1 + \alpha_0(25^{\circ}\text{C})} \\ &= \frac{0.00389(\Omega/\Omega)/\text{K}}{1 + (0.00389/\text{K}) \times (25^{\circ}\text{C})} = 0.00355(\Omega/\Omega)/\text{K} \end{aligned}$$

在 50°C 时,

$$\alpha_{50} = \frac{\alpha_0}{1 + \alpha_0 \times (50^{\circ}\text{C})} = \frac{0.00389(\Omega/\Omega)/\text{K}}{1 + (0.00389/\text{K}) \times (50^{\circ}\text{C})} = 0.00326(\Omega/\Omega)/\text{K}$$

因此,温度升高时,温度系数减小。

表 2.3 列出 RTD 中使用的金属的某些数据。镍比铂有更高的灵敏度,但线性范围较窄。铜具有宽的线性范围,但在普通温度范围就要氧化。铂的性能最佳。一种称为 Pt100 的 100Ω 传感器是工业标准,电阻的容差范围大约为 $0.1\% \sim 1\%$ 。DIN-IEC-751 标准规定了铂的 A 级和 B 级容差,其在 0°C 时的相应容差分别

为 $\pm 0.15\Omega$ 和 0.30Ω 。作为对比,电路中所用的碳膜电阻器和金属膜电阻器的温度系数分别大于 $-200 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 和 $25 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。为了获得阻值大(允许使用长连接导线)和质量小(能对温度变化有快速响应)的传感器,应选择电阻率高的材料。

表 2.3 几种电阻温度检测器的技术指标

参 数	铂	铜	镍	钨
温度范围, $^{\circ}\text{C}$	$-200 \sim +850$	$-200 \sim +260$	$-80 \sim +320$	$-200 \sim +200$
在 0°C 时的 α° , (Ω/Ω)/K	0.00385	0.00427	0.00672	0.003786
在 0°C 时的 R, Ω	25, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000	10(20°C)	50, 100, 120	100, 200, 500, 1000, 2000
在 20°C 时的电阻率, $\mu\Omega \cdot \text{m}$	10.6	1.673	6.844	5.7

^a温度系数取决于金属纯度。对于纯度为99.999%的铂而言, $\alpha=0.00395/^{\circ}\text{C}$ 。

在浸没到流体中测量的场合,可以采用以无感方式缠绕在陶瓷骨架上的细金属丝构成的传感器,允许细金属丝作某种相对移动,以便为有差异的膨胀留出空间[图 2.12(a)]。电阻的一端用可能与之相连并接地的惰性覆盖物(不锈钢、玻璃)对电阻丝进行保护^[10]。尽管如此,细金属丝在受到振动时仍可能断裂。有一些用于表面温度测量的手持式传感器。对于这类传感器,最重要的是应有灵活和良好的电绝缘物。表面温度检测 RTD 也能像应变计那样安装。它们也能由平行金属丝、金属箔或沉积金属膜构成[图 2.12(b)]。



图 2.12 检测温度的铂传感器可以采用(a)缠绕电阻元件或(b)薄膜电阻元件。

RTD 最普遍的应用是测量温度。西门子(William Siemens)于1871年首先提出了铂丝温度计。铂传感器能提供稳定而精确的输出。为此,它们在国际实用温标(ITPS)中被用作在从 $-259.3467^{\circ}\text{C}$ (氢的三相点)到 961.78°C (银的凝固点)的固定点温度之间插入的校准标准。标准工业传感器能以 $\pm 0.25^{\circ}\text{C} \sim \pm 2.5^{\circ}\text{C}$ 的精确度进行互换。由于铂是一种贵金属,故不易受污染。在一些使用铂费用过于昂贵的场合,镍及其合金更为可取。在温度很高时,可以利用钨。为了降低铂丝温度计在高温时的非线性特性,已提出了复合电阻温度计。该类温度计加入了用来补

偿式(2.19)中的 α_2 的第二种贵金属。金和铑被优先使用。对于低温测量,则有碳-玻璃、锗和铑-铁薄膜电阻式传感器。

薄膜铂传感器的尺寸和成本均为线绕传感器的 $1/20\sim 1/100$,且能给出大致相同的性能,但温度范围稍窄。它们广泛用于化学工业、汽车(废气排放控制、发动机管理)、家用电器(微波炉)和大楼(中央供热系统)中的热过程控制。例如,在轿车中,若催化裂化器的温度降低到 250°C 以下,便可能造成污染。铂电阻温度计不受废气的影响,能够测量废气温度,达到对废气进行控制的目的。铂电阻温度计还能测量入口空气的温度和乘客区温度。放置在保险杠内的传感器可以测量道路温度,用于提示路面是否结冰。廉价传感器已用于精密电子设备,如商业称重系统的温度补偿和LCD(液晶显示器)的亮度控制。

在所谓热丝风速计中,铂丝温度传感器还用于测量气流速度(1.7.3节)。热丝风速计利用了两端固定在刚性支柱上的非常细(直径 $25\mu\text{m}$)而短($0.2\text{mm}\sim 25\text{mm}$)的金属丝。电流通过金属丝产生热量。当放入气流中时,金属丝由对流冷却,使它的电阻减小。显然,若将这种传感器放入导电气流中便失去效用。参考文献[12]中对利用多达3根金属丝的传感器进行了详细数学分析。

催化气体传感器利用细铂丝线圈,并在加热到 450°C 左右时测量线圈的温度。细铂丝线圈被嵌入由氧化铝粉烧结成的片状元件(或“小珠”)内,并用催化剂(铂、钯等)浸渍[图2.13(a)]。若可燃气体与催化表面接触,便形成无焰氧化气体(燃烧),使铂丝温度升高若干度,从而使它的电阻增大。为了抵消环境温度和湿度的影响,在活性片状元件附近还安装了一个结构类似但没有任何催化剂的惰性片状元件,并与活性片状元件相互串联[图2.13(b)],最终形成半桥(3.4节)。上述串接片状元件被安装到一个开口容器内,通过多孔瓷片与周围环境相互沟通。可燃气体透过多孔瓷片到达片状元件。但在传感器内引燃的情况下,多孔瓷片将使燃烧冷却,所以不会向大气逆燃。小分子(氢、甲烷、氨)比大分子(辛烷、甲苯、二甲苯)的灵敏度更高、响应时间更短,这是因为小分子更容易进入此类传感器,除此之外就再也没有其他方法能对相似气体进行区别了。片状元件稳定、可靠,可以持续使用若干年。不过,硫、磷、硅和铅化合物及腐蚀性材料都会使催化剂中毒。

片状元件适合于低于爆炸下限(LEL)的可燃气体浓度(即使没有火焰也能继续燃烧的最低浓度)。每种物质都有其特定的LEL。通常的范围为体积的 $0.05\%\sim 5\%$ 。高的可燃气体浓度能降低氧气浓度,因而阻碍了催化反应。导热气体传感器能克服这个限制。它们可以测量当暴露在目标气体中时,在发热的铂丝线圈中由对流冷却引起的电阻变化。这一温度降低是目标气体导热率的函数[式(1.55)],该函数是给定气体特有的物理特性。检测线圈嵌入用石英玻璃涂层钝化的烧结氧化铝中。一个相类似的线圈则密封在充满参考气体,如空气或 N_2 的空腔内。线圈之间的电阻差通过将线圈接入惠斯登电桥中加以测量(3.4节),每对线圈对一

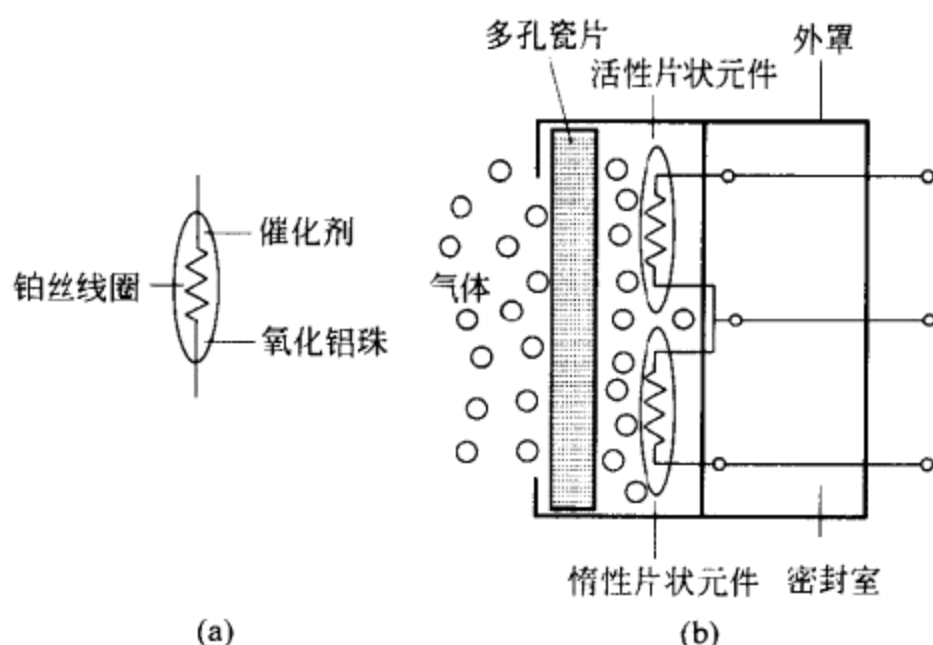


图 2.13 (a)基于带有嵌入铂丝线圈的烧结小珠(片状元件)的催化气体传感器。(b)使用连接的一个惰性片状元件形成半桥用于温度和湿度补偿。

种目标气体是已校准的。由于检测原理是物理检测而不是化学检测,故不会出现中毒现象。然而,它却不能对热导率与所用参考气体相似的气体(例如空气中的氧)进行测量。

2.4 热敏电阻

2.4.1 模型

热敏电阻来源于“对热敏感的电阻器”,它所指的并不是基于导体的热传感器(如RTD),而是基于半导体的热变电阻。当热敏电阻具有负温度系数时用NTC表示,而当具有正温度系数时则用PTC表示。图2.14示出两类热敏电阻各自的表示符号,其中,斜线一端的水平线表明电阻变化不是线性变化。1833年,法拉第(Michael Faraday)首次对热敏电阻做了介绍。

热敏电阻的基础是半导体电阻对温度的依赖性。这种温度依赖性的根源在于

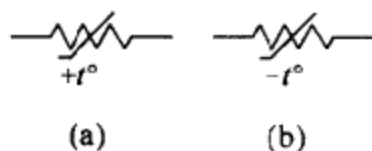


图 2.14 具有非线性温度依赖关系的电阻器的标准符号:(a)具有正温度系数或(b)具有负温度系数(IEC Publication 117-6)。

可利用的载流子数及其迁移率变化。温度升高时,载流子数也增加,电阻降低,因而给出负温度系数。这种依赖性随杂质成分而变。在重掺杂时,半导体达到金属的特性,并在有限温度范围内呈现正温度系数。对于具有负温度系数的热敏电阻,在 50℃ 范围内,电阻变化几乎呈指数依赖关系:

$$R_T = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} \quad (2.22)$$

式中, R_0 是在 25℃ 或其他参考温度时的电阻, T_0 是热力学温度(K)。对处于 25℃ 时的 R_0 , $T_0 = 273.15\text{K} + 25\text{K} \approx 298\text{K}$ 。图 2.15 示出由不同材料制成的几种热敏电阻的实际 R_T 随 T 变化的曲线。

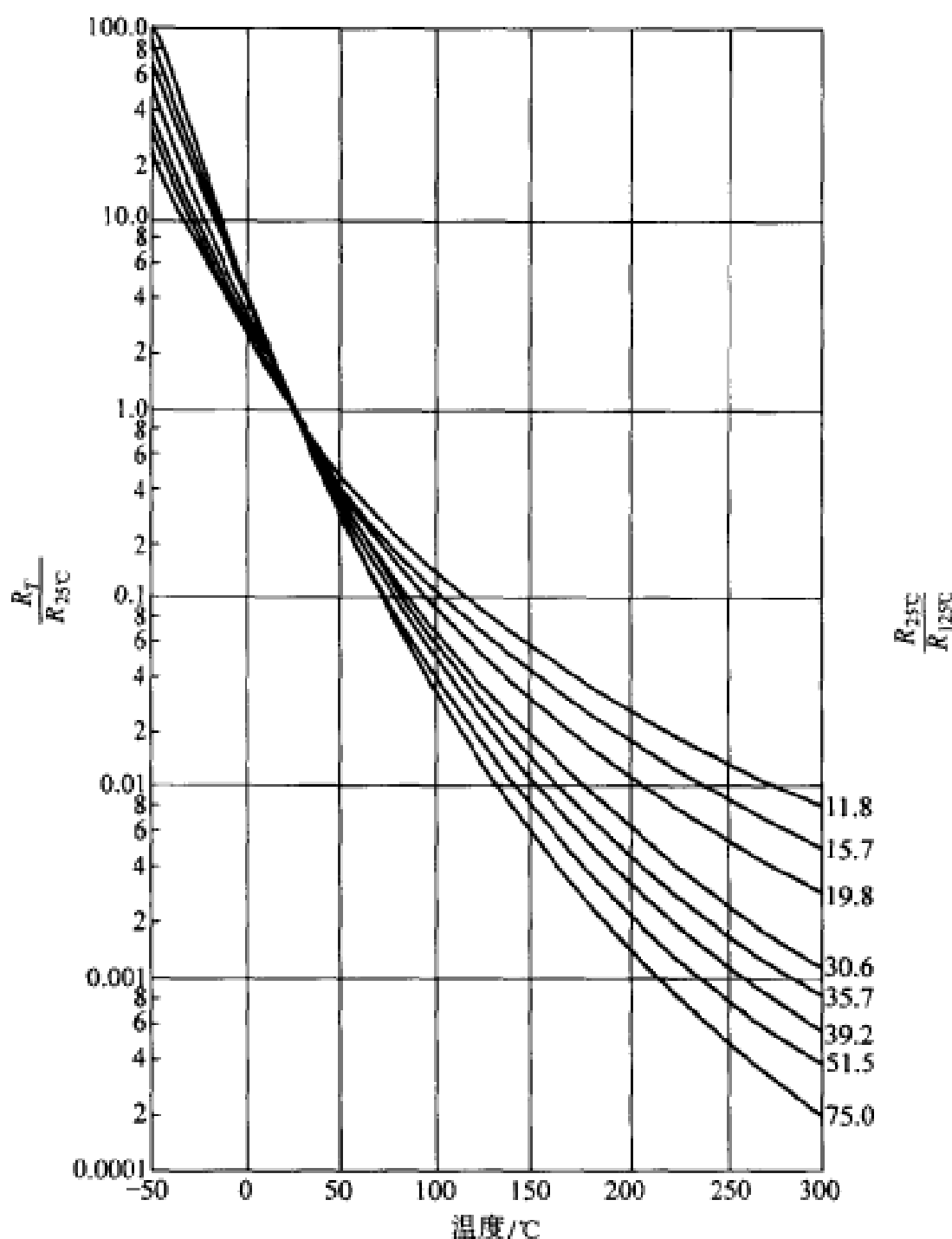


图 2.15 几种负温度系数热敏电阻的电阻-温度曲线。

B (或 β)称为材料的特征温度,其值与温度有关,通常处于 2000K~4000K 范围内,且随温度升高而增大。例如,对于 Siemens THERMOWID® 型热敏电阻,

$B(T_c) = B[1 + \gamma(T_c - 100)]$, 其中, T_c 是温度 ($^{\circ}\text{C}$) ($T_c = T - 273.15\text{K}$), 且 $T_c > 100^{\circ}\text{C}$ 时 $\gamma = 2.5 \times 10^{-4}/\text{K}$ 以及 $T_c < 100^{\circ}\text{C}$ 时 $\gamma = 5 \times 10^{-4}/\text{K}$ 。即使对相同的材料, 各个热敏电阻的 B 也会改变。当然, 在进一步追加成本的条件下, 也可以获取可互换的热敏电阻。

根据式(2.22), 等效电阻温度系数或相对灵敏度为

$$\alpha = \frac{dR_T/dT}{R_T} = -\frac{B}{T^2} \quad (2.23)$$

上式表明对 T 的非线性依赖关系。在 25°C 处取 $B = 4000\text{K}$ 时, $\alpha = -4.5\%/\text{K}$, 其非线性要比 Pt100 传感器的非线性大 10 倍以上。通常, 电阻较大的热敏电阻具有较大的电阻温度系数。

例 2.4 不同于式(2.22)的另一种模型是 $R_T = Ae^{B/T}$ 。试确定一个在 25°C 时具有 $B = 4200\text{K}$ 及 $100\text{k}\Omega$ 的热敏电阻的 A , 并计算在 0°C 和 100°C 时的 α 值。

根据式(2.22), 得到

$$A = R_0 e^{-B/T_0} = (100\text{k}\Omega) e^{(-4200\text{K})/(273.15\text{K} + 25\text{K})} = 0.0762\Omega$$

在 0°C ($=273.15\text{K}$) 时,

$$\alpha_0 = \frac{-4200\text{K}}{(273.15\text{K})^2} = -0.0563/\text{K}$$

在 50°C ($=323.15\text{K}$) 时,

$$\alpha_{50} = \frac{-4200\text{K}}{(323.15\text{K})^2} = -0.0402/\text{K}$$

例 2.3 表明, Pt100 的 α 对温度的依赖关系呈线性, 且比本例中求出的 α 小很多。

B 可以根据在两种参考温度 T_1 和 T_2 下负温度系数热敏电阻的阻值进行计算。若测得的电阻分别为 R_1 和 R_2 , 依次将这两个值代入式(2.22)并对 B 求解, 得

$$B = \frac{\ln(R_2/R_1)}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \quad (2.24)$$

则 B 规定为 B_{T_1/T_2} , 例如 $B_{25/85}$ (见习题 2.4)。

例 2.5 试计算 25°C 时具有 5000Ω 和 60°C 时具有 1244Ω 的负温度系数热敏电阻的 B 。

根据式(2.24), 有

$$B = \frac{\ln \frac{1244\Omega}{5000\Omega}}{\frac{1}{(273.15 + 60)\text{K}} - \frac{1}{(273.15 + 25)\text{K}}} = 3948\text{K}$$

应当注意, 该结果与参考温度无关。

对于典型的热敏电阻,二参数模型在 50°C 温度范围给出 $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ 的精确度。三参数模型在 $\pm 100^{\circ}\text{C}$ 温度范围可以将误差减小到 $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$ 。三参数模型由 Steinhart 和 Hart 经验公式描述,

$$R_T = e^{(A+B/T+C/T^3)} \quad (2.25)$$

或由下式描述:

$$\frac{1}{T} = a + b \ln R_T + c (\ln R_T)^3 \quad (2.26)$$

在三个已知温度下测量 R_T 并对所得到的方程组求解,给出 a, b 和 c 。根据这三个参数,对于给定温度 T 的 R_T 值为

$$R_T = \exp \left[\sqrt[3]{-\frac{m}{2} + \sqrt{\frac{m^2}{4} + \frac{n^2}{27}}} + \sqrt[3]{\frac{m}{2} - \sqrt{\frac{m^2}{4} + \frac{n^2}{27}}} \right] \quad (2.27)$$

式中, $m = (a - 1/T)/c$ 和 $n = b/c$ 。

四参数模型由于在式(2.25)中包含有二阶项以及式(2.26)中在第四个已知温度下进行测量,故能在 $0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ 温度范围内将误差减小到 0.00015°C 。参考文献[13]对有多达 5 个参数的模型进行了比较。

某些应用依靠热敏电阻的电流与电阻两端压降之间的关系,而不是依靠电阻-温度特性来实现。图 2.16 示出特定负温度系数热敏电阻的 $V = f(I)$ 特性。在电流不大时,压降与电流大致成正比,因为热敏电阻的自热十分有限。当电流增大时,热敏电阻产生的自热(曲线上的 A 点)使其达到比环境温度更高的温度(例如,在 B 点的 50°C 、C 点的 100°C 和 D 点的 200°C),它的电阻减小,两端的压降也减小。电路可提供的功率决定了何时能达到稳态。E 点限定了最大安全电流。环境温度较高时,整个曲线向下移动。

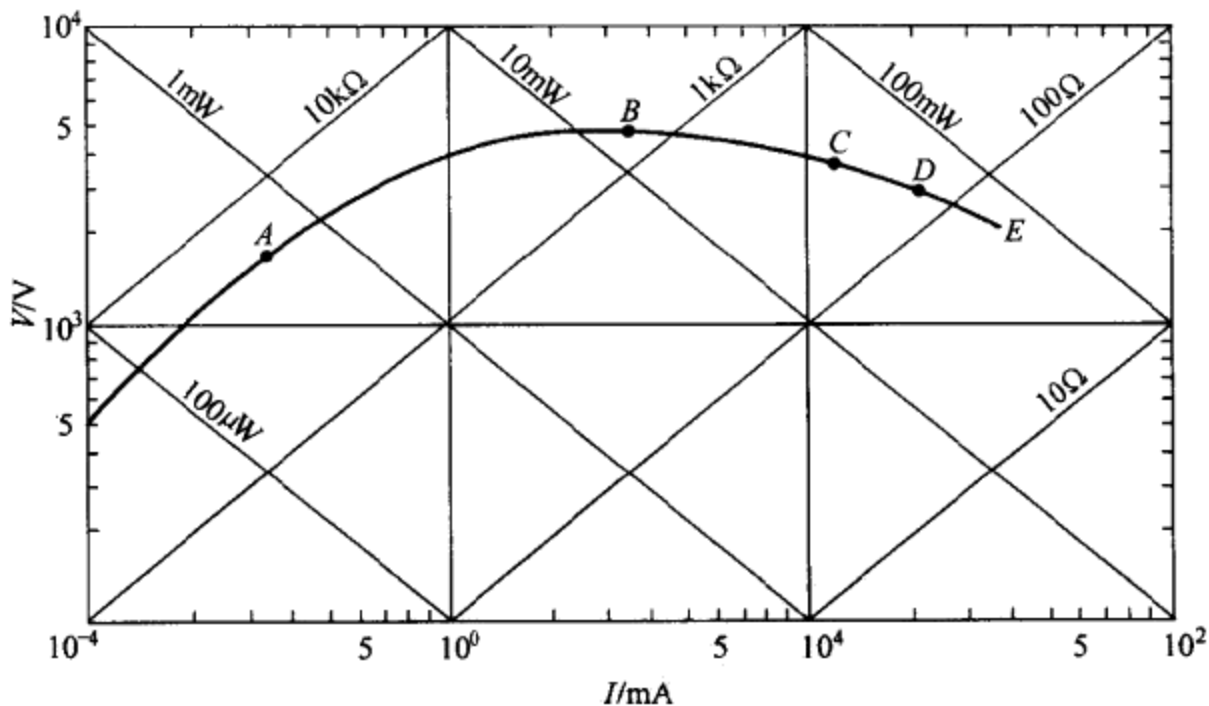


图 2.16 在 25°C 时,热敏电阻在不流动空气中的电压-电流特性曲线。

外加电功率 P 等于热损耗速率加上热累积速率

$$P = V_T \times I_T = I_T^2 R_T = \delta(T - T_a) + C \frac{dT}{dt} \quad (2.28)$$

式中 δ 是热敏电阻的耗散常数 (mW/K), C 是热敏电阻的热容量 (mJ/K), 即质量乘以比热 $C = M \times c$, 而 T_a 是环境温度。对于恒定的 P , 热敏电阻的温度按下式随时间而升高:

$$T = T_a + \frac{P}{\delta} (1 - e^{-(\delta/C)t}) \quad (2.29)$$

在稳态条件下, 对时间的导数变为零, 于是有

$$I_T^2 R_T = \delta(T - T_a) = \frac{V_T^2}{R_T} \quad (2.30)$$

将 R_T 的表示式(2.22)代入式(2.30)便给出负温度系数热敏电阻两端的压降

$$V_T^2 = \delta(T - T_a) R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} \quad (2.31)$$

为了求出与最大电压相对应的温度, 我们使式(2.31)的导数等于0:

$$0 = 1 - \frac{B}{T^2} (T - T_a) \quad (2.32)$$

上式有两个解。与最大电压相对应的解(图 2.16 中的点 B)为

$$T_{\max} = \frac{B - \sqrt{B^2 - 4BT_a}}{2} \quad (2.33)$$

T_{\max} 取决于材料而不取决于电阻。

例 2.6 P20 型负温度系数热敏电阻 (Thermometrics 型) 在 25°C 的不流动的空气中具有 $10\text{k}\Omega$, $\delta = 0.14\text{mW/K}$ 以及 $R_{25}/R_{125} = 19.8$ 。试计算将它置于 35°C 的空气中时两端的最大压降。

首先, 由式(2.24)计算 B ; 然后, 由式(2.33)计算 T_{\max} , 再由式(2.22)计算 R_T 。为了计算压降, 还需要进一步知道流过热敏电阻的环流。

$$B = \frac{\ln \frac{1}{19.8}}{\frac{1}{(273.15 + 125)\text{K}} - \frac{1}{(273.15 + 25)\text{K}}} = 3544\text{K}$$

$$T_{\max} = \frac{3544\text{K} - \sqrt{(3544\text{K})^2 - 4 \times (3544\text{K}) \times (273.15\text{K} + 35\text{K})}}{2} = 341\text{K}$$

$$R_T = (10\text{k}\Omega) e^{(3544\text{K})/(1/(341\text{K}) - 1/(273.15\text{K} + 35\text{K}))} = 3302\Omega$$

由式(2.28), 在稳态下有

$$I_T = \sqrt{\frac{\delta(T_{\max} - T_a)}{R_T}} = \sqrt{\frac{(0.14\text{mW/K})(341\text{K} - 305.15\text{K})}{3302\Omega}} = 1.18\text{mA}$$

这个电流给出压降:

$$V_T = (1.18\text{mA}) \times (3302\Omega) = 3.9\text{V}$$

包含负温度系数热敏电阻的电路的实际负载线可以通过考察相对于该热敏电阻接线端的戴维宁(Thévenin)等效电路获得。对于等效电压 V 和电阻 R , 有

$$V_T = V - I_T R \quad (2.34)$$

负载线与负温度系数热敏电阻的实际电压-电流特性曲线之间的交点决定了工作点。

若自热可忽略不计, 则式(2.28)可以简化为

$$\frac{dT}{dt} = -\frac{\delta}{C}(T - T_a) \quad (2.35)$$

上式的解为

$$T = T_a + (T_i - T_a)e^{-t/\tau} \quad (2.36)$$

式中, T_i 是初始温度, $\tau = \delta/C$ 是热时间常数, 即当温度发生阶跃变化时达到 63.2% 温差所需的时间。

在自热区, 热敏电阻对热损耗速率产生影响的任何效应都很敏感。因此, 我们可以利用它来测量流量、液位和热导率(真空, 合成物等)。若耗散常数 δ 固定不变, 热敏电阻便对输入电功率敏感, 因而能用于电压或功率控制。

另一些应用依靠的是电流-时间特性。图 2.17(a) 示出用于这类分析所用的电路。图 2.17(b) 示出在不同外加电压下得到的典型曲线。对于较小的串联电阻, 曲线向上移动。注意, 存在着自热时间常数, 它是指外加电压与达到稳态电流值之间的延迟时间。这个特性可用于延迟电路和瞬变抑制。

依据成分和掺杂程度, 有两种不同的正温度系数热敏电阻特性。陶瓷正温度系数热敏电阻在达到它们的居里温度时电阻会突然变化[图 2.18(a)]。它们的电阻温度系数在窄温度范围内为正值——高达 100%/°C。在其他情况下, 电阻温度系数为负值或可忽略不计。转换温度定义为与二倍电阻最小值相对应的温度。

用掺杂硅制成的正温度系数热敏电阻随温度变化呈现小的斜率[图 2.18(b)], 称为半导体可变电阻器。在 $-60^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ 温度范围内, 硅电阻器服从下列规律:

$$R_T = R_{25} \left(\frac{273.15\text{K} + T}{298.15\text{K}} \right)^{2.3} \quad (2.37)$$

式中, T 以 K 为单位。可以提供的热敏电阻还包含部分线性化产品。

例 2.7 试计算半导体可变电阻器在 25°C 时的电阻温度系数(TCR)。

电阻温度系数定义为 $(dR/dT)/R$ 。因此, 对式(2.37)取导数, 得

$$\frac{dR_T}{dT} = 2.3R_{25} \left(\frac{273.15\text{K} + T}{298.15\text{K}} \right)^{1.3} \frac{1}{298.15\text{K}}$$

在 25°C 时

$$\left. \frac{dR_T}{dT} \right|_{25^\circ\text{C}} = 2.3R_{25} \left(\frac{273.15\text{K} + 25\text{K}}{298.15\text{K}} \right)^{1.3} \frac{1}{298.15\text{K}}$$

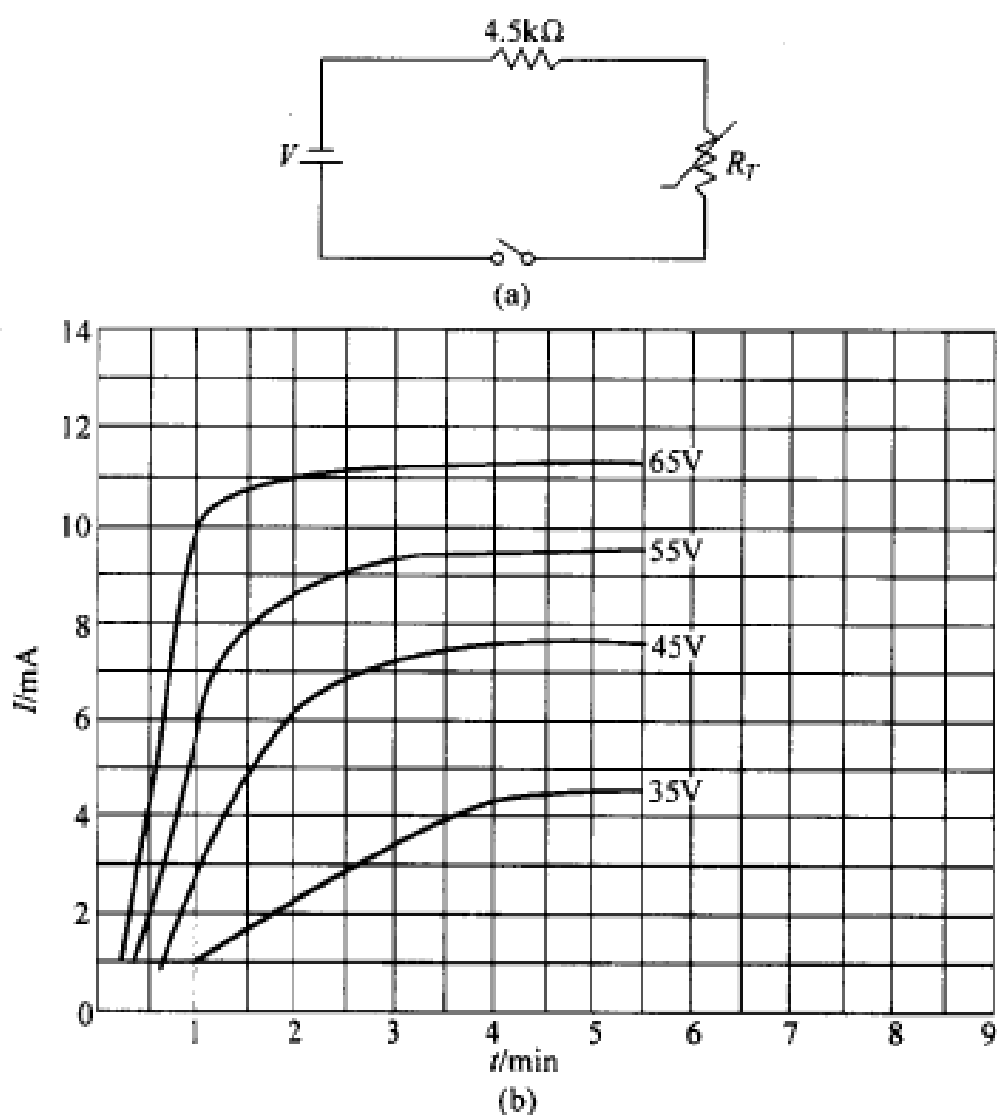


图 2.17 电阻器与负温度系数热敏电阻串联时的电流-时间特性。

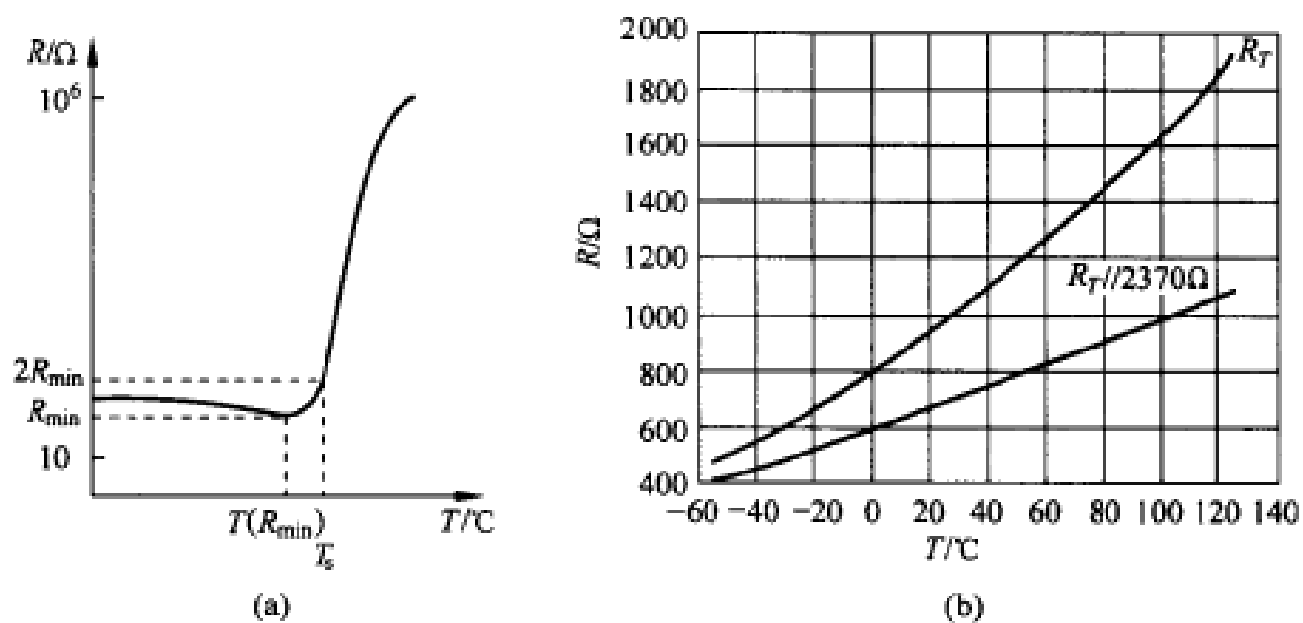


图 2.18 (a) 正温度系数热敏电阻的电阻-温度特性曲线。(b) 半导体可变电阻器的电阻-温度特性曲线。

$$= \frac{2.3R_{25}}{298.15\text{K}} = (0.0077 \times R_{25})/\text{K}$$

因此

$$\text{TCR}(25^\circ\text{C}) = \left. \frac{dR_T/dT}{R_{25}} \right|_{25^\circ\text{C}} = 0.77\%/K$$

同电阻式温度检测器(RTD)一样,热敏电阻的动态特性有以下两种情况:(a)若没有保护罩,则为一阶低通系统;(b)若有保护罩,则为过阻尼低通二阶系统。

将热敏电阻应用中的上述模型用于测量温度和其他物理量时,应当考虑的一些限制因素与RTD相似。对于热敏电阻来说,除了那些与熔化有关的应用之外,熔化设置的限制是较轻的,自热才是主要问题所在。

热敏电阻不如RTD稳定。时间稳定性可以通过人工老化获得。YSI46000系列(Yellow Springs Instruments公司产品)在 $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ 范围内100个月的漂移小于 0.01°C 。中等稳定度可以用玻璃罩住热敏电阻来获得。互换性是值得考虑的另一个因素,因为它只保证适用于某些特定型号。因此,在更换热敏电阻之后,通常需要重调电路,即使对同类热敏电阻也不例外。

热敏电阻拥有许多优点,因而获得了广泛应用。它们的高灵敏度能对温度测量给出高分辨率。其高电阻率则允许具有快速响应和长连接导线的质量小的热敏电阻。即使连接导线经受温度(和电阻)变化,热敏电阻的电阻变化仍起支配作用。它们很容易被模压到封装壳中,既坚固,又耐用。此外,利用它的自热效应,通常能以极低成本适应多种不同的应用。

2.4.2 热敏电阻的类型和应用

负温度系数热敏电阻是通过将金属(如镍、钴、锰、铁和铜)的掺杂氧化物进行混合和烧结,并利用环氧树脂或玻璃封装制成的。烧结过程包括粉末压制,随后在 $1000^\circ\text{C} \sim 1400^\circ\text{C}$ 上焙烧而不熔化。整个过程是在受控环境中进行的,并在过程期间成形为所需的形状和尺寸。不同氧化物的比例决定了电阻和温度系数。参考文献[14]中可以查出每种氧化物的特殊作用。对高于 1000°C 的温度,则利用钇和锆。

开关型正温度系数热敏电阻是基于钛酸钡的陶瓷圆片,其上附加有钛酸铅或钛酸锆,用于对开关温度进行微调。可以提供 $-80^\circ\text{C} \sim +350^\circ\text{C}$ 的正温度系数热敏电阻。半导体可变电阻是建立在掺杂硅的基础上。它们常用于要求 $0.77\%/^\circ\text{C}$ 温度系数的半导体器件和电路的温度补偿。

负温度系数热敏电阻可以多种形式提供,每种形式适于给定的应用。图 2.19

示出可提供的各种各样负温度系数热敏电阻。探头式、箔式、片式、小珠式 and 某些圆片式负温度系数热敏电阻适于温度测量。垫片式、棒式和其他圆片式负温度系数热敏电阻则适用于温度补偿和控制以及自热场合。还有用于生物医学(低温麻醉和普通麻醉期间的温度测量、一次性使用的流体温度传感器)的 SMD(表面安装器件)型负温度系数热敏电阻和热敏电阻组件。表 2.4 列出普通负温度系数热敏电阻的部分参数。

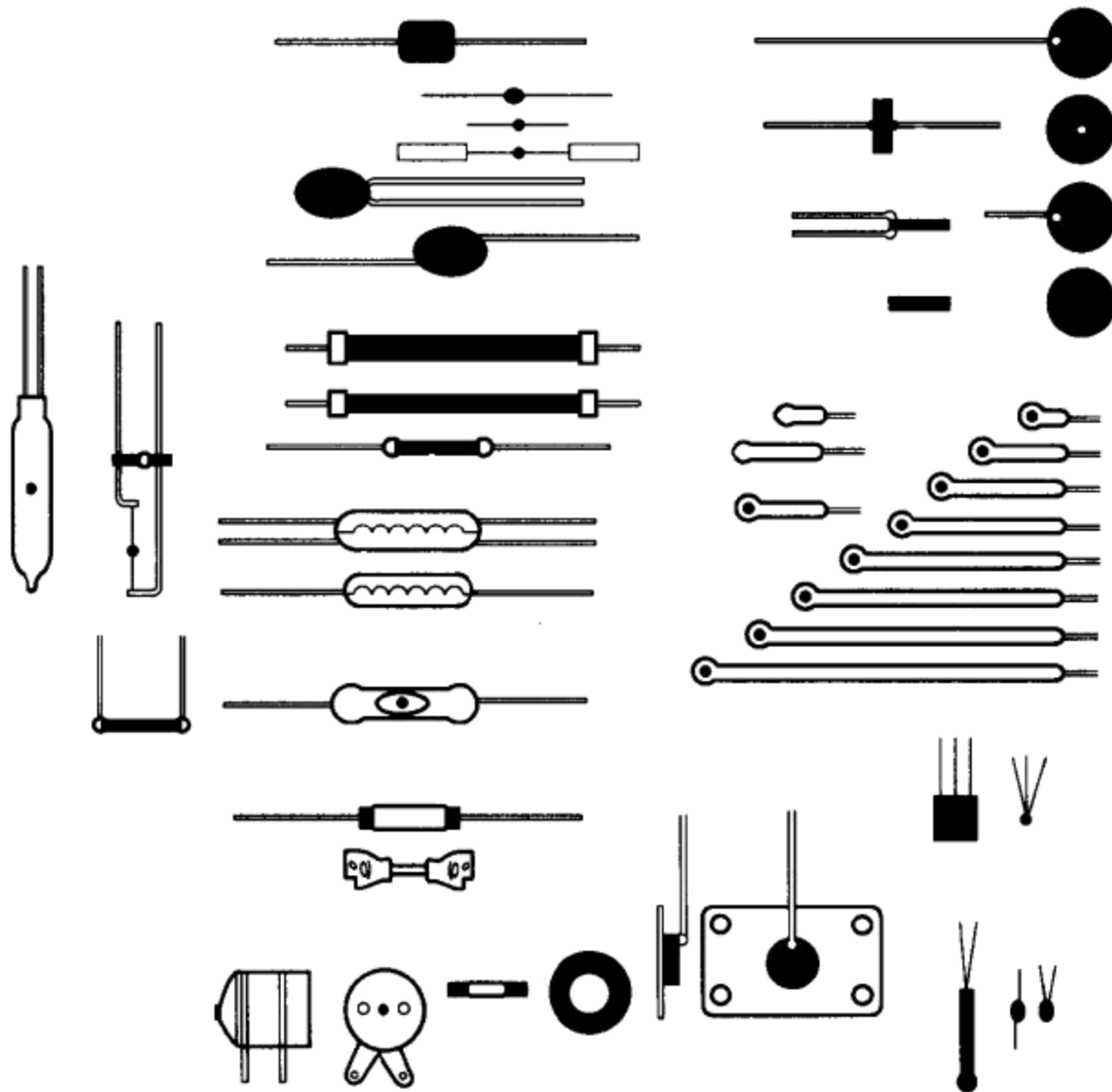


图 2.19 各种形状的负温度系数热敏电阻(Fenwal Electronics 公司产品)。

表 2.4 常用负温度系数热敏电阻的一般特性

温度范围	$-100^{\circ}\text{C} \sim +450^{\circ}\text{C}$ (不是由一个热敏电阻实现)
25 $^{\circ}\text{C}$ 时的电阻	$0.5\Omega \sim 100\text{M}\Omega$ (通常为 $1\text{k}\Omega \sim 10\text{M}\Omega$)
特征温度, B	$2000\text{K} \sim 5500\text{K}$
最高温度	$>125^{\circ}\text{C}$ (稳态时为 300°C , 偶尔为 600°C)
损耗常数(δ)	在不流动的空气中为 1mW/K , 在油中为 8mW/K
热时间常数	$1\text{ms} \sim 22\text{s}$
最大功耗	$1\text{mW} \sim 1\text{W}$

热敏电阻的第一类应用是指那些依赖于对热敏电阻进行外部加热的应用,如用于温度测量、控制和补偿。第二类应用包含通过测量电路有意识地使热敏电阻发热,这类应用包括测量流量、液位、真空度[皮拉尼(Pirani)法]和气体成分分析。在所有这些情况下,热敏电阻周围环境的导热率都要发生变化。负温度系数热敏电阻的第二类应用还包括自动音量和功率控制、时延应用以及瞬态压缩。制造厂商提供的技术文件通常都包含一些对各种应用很有用的概念。

图 2.20(a)所示电路适于测量有限范围内的温度,例如汽车中冷却水的温度。该电路由电池、串联可调电阻、热敏电阻和微安表组成。由于存在热敏电阻,故电路中的电流为温度的非线性函数,不过,微安表的面板可以根据实际情况标注刻度。

图 2.20(b)示出热补偿电路的应用,该电路用于补偿铜继电器线圈不希望有的温度灵敏度。铜具有正温度系数电阻。与负温度系数电阻器的串联形成的总电路的温度系数小到可忽略不计。同一方法还可用于阴极射线管的偏转线圈。2.4.3 节将介绍与热敏电阻并联的电阻器的作用。也参见习题 2.6 和习题 2.7。

图 2.20(c)示出如何根据温度实施控制作用的简单方法。当环境温度上升到高于给定阈值时,热敏电阻的阻值将减小到足以使通过的电流切换继电器。可调电阻器用于调整切换点。类似地,热传递流量计(1.7.3 节)则在两个浸没于流体的热敏电阻之间安装了加热器。在上游和下游负温度系数热敏电阻之间的流体流动将产生温差。

图 2.20(d)所示电路能对液位进行控制。供电电压必须高到足以使热敏电阻的温度远高于环境温度。当液位达到所要冷却的热敏电阻时,热敏电阻的阻值增大,电流减小,因而使继电器切换。这种方法被用来测量汽车中润滑油的位面。

图 2.20(e)所示电路用于时间延迟。只有当热敏电阻的温度上升足够高,允许较大电流流动,继电器才会切换。负温度系数热敏电阻可以通过与其串联的二极管、断路器和开关对浪涌电流进行限制。负温度系数热敏电阻的初始电阻大到足以将电流限制到安全范围。随着时间的推移,负温度系数热敏电阻因焦耳效应发热,其阻值减小,从而允许以最小负荷流过电路额定电流。

图 2.21 示出开关型正温度系数热敏电阻提供的几种应用。在图 2.21(a)中,正温度系数热敏电阻用于启动单相电动机。当开关初次闭合时,正温度系数热敏电阻的阻值不大,允许大电流流过启动线圈。当正温度系数热敏电阻由于流过电流而发热时,其电阻显著增加,因而将电流降低到较小的值。

图 2.21(b)所示电路常用于自动去磁,例如彩色电视机中的去磁。彩色电视机一开始通电时,必须流过大的去磁电流,随后去磁电流必须减小到很小的值。

开关打开时的瞬态电弧抑制有利于减轻触点损伤以及对邻近任何敏感电路传播瞬态干扰。在图 2.21(c)中,当开关打开时,正温度系数热敏电阻因没有电流流

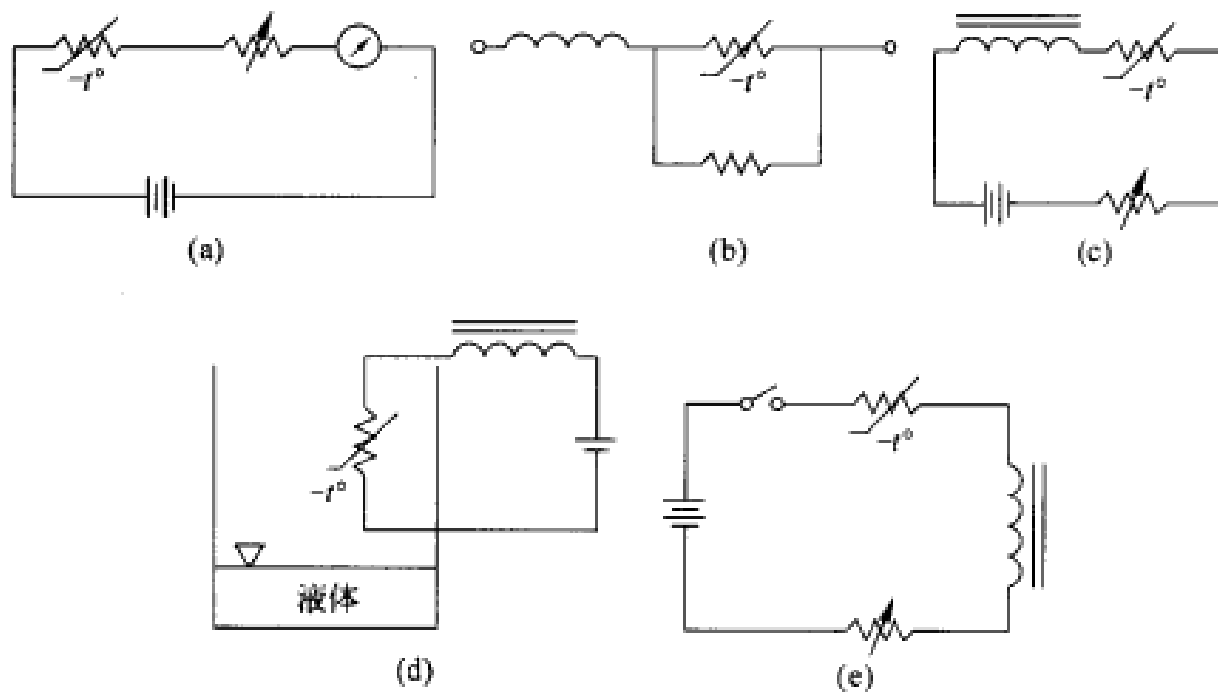


图 2.20 负温度系数热敏电阻在温度及其他物理量的测量和控制方面的某些应用。(a)温度测量。(b)温度补偿。(c)温度控制。(d)液位控制。(e)进行连接时的时间延迟。

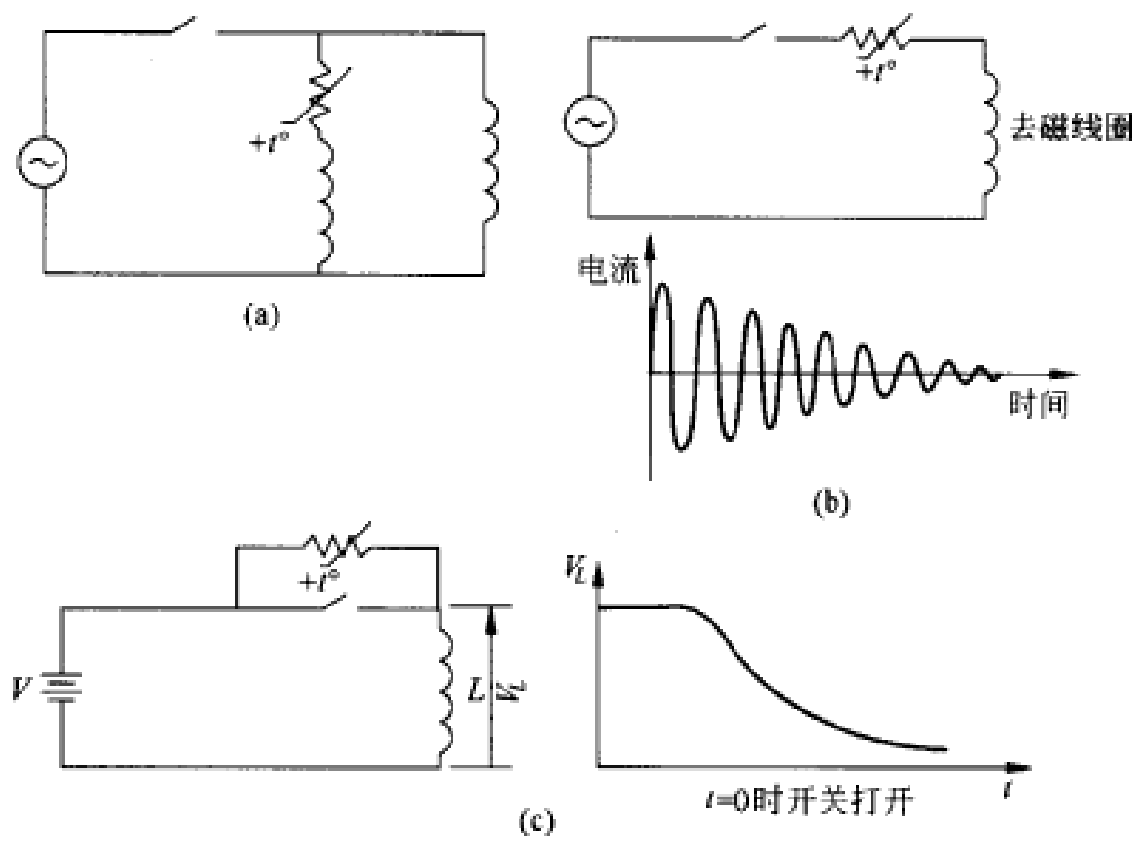


图 2.21 开关型正温度系数热敏电阻的某些应用。(a)单相电动机的启动。(b)自动去磁电路。(c)开关触点的电弧抑制。

过而呈现不大的电阻。但是,随着时间的推移,正温度系数热敏电阻的阻值增加,储存在感性负载中的大部分功率都要耗散在正温度系数热敏电阻上,而不是耗散在开关触点之间的电弧上。

串联正温度系数热敏电阻可以防止过热温度,例如失速电动机中的过热温度。当电流试图增大时,正温度系数热敏电阻增加,从而限制了电流的增大。与断路器不同,在导致过流的因素消失之后,正温度系数热敏电阻无需任何外部作用便可以使电路复原。正温度系数热敏电阻还可用于自热工作方式,例如用于液位检测和稳定以及自动调节加热元件^[15]。

2.4.3 线性化

为了对电路中的负温度系数热敏电阻进行分析,我们假设负温度系数热敏电阻的两端跨接了等效戴维宁电阻 R 。因此,两个电阻的并联组合为

$$R_p = \frac{RR_T}{R + R_T} \quad (2.38)$$

R_p 对温度的灵敏度为

$$\frac{dR_p}{dT} = \frac{R^2}{(R_T + R)^2} \frac{dR_T}{dT} \quad (2.39)$$

R_p 不是线性,但它随温度的变化小于 R_T 随温度的变化,因为与 dR_T/dT 相乘的系数小于 1。根据式(2.39)和式(2.22),等效电阻温度系数为

$$\frac{dR_p/dT}{R_p} = -\frac{B}{T^2} \frac{1}{1 + R_T/R} \quad (2.40)$$

因此,获得更好的线性是以降低灵敏度为代价。图 2.22 示出 $R_0 = 25\text{k}\Omega$, $B = 4000\text{K}$, $R = 18500\Omega$ 时的结果。

为了改善测量范围内的线性,可以挑选电阻 R 或者负温度系数热敏电阻。计算 R 的解析法是迫使最终得到的电阻-温度曲线上的三个等距点与直线重合。若 $T_1 - T_2 = T_2 - T_3$, 则条件为

$$R_{p1} - R_{p2} = R_{p2} - R_{p3} \quad (2.41)$$

由式(2.38),有

$$\frac{RR_{T1}}{R + R_{T1}} - \frac{RR_{T2}}{R + R_{T2}} = \frac{RR_{T2}}{R + R_{T2}} - \frac{RR_{T3}}{R + R_{T3}} \quad (2.42)$$

对 R 求解,得

$$R = \frac{R_{T2}(R_{T1} + R_{T3}) - 2R_{T1}R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}} \quad (2.43)$$

上式与 R_T 的任何数学模型均无关。因此,解析法也适用于正温度系数热敏电阻和其他非线性电阻式传感器(参见习题 2.8 和习题 2.10)。

另一个解析法是迫使电阻-温度曲线具有正好处于测量范围中心(T_c)的拐

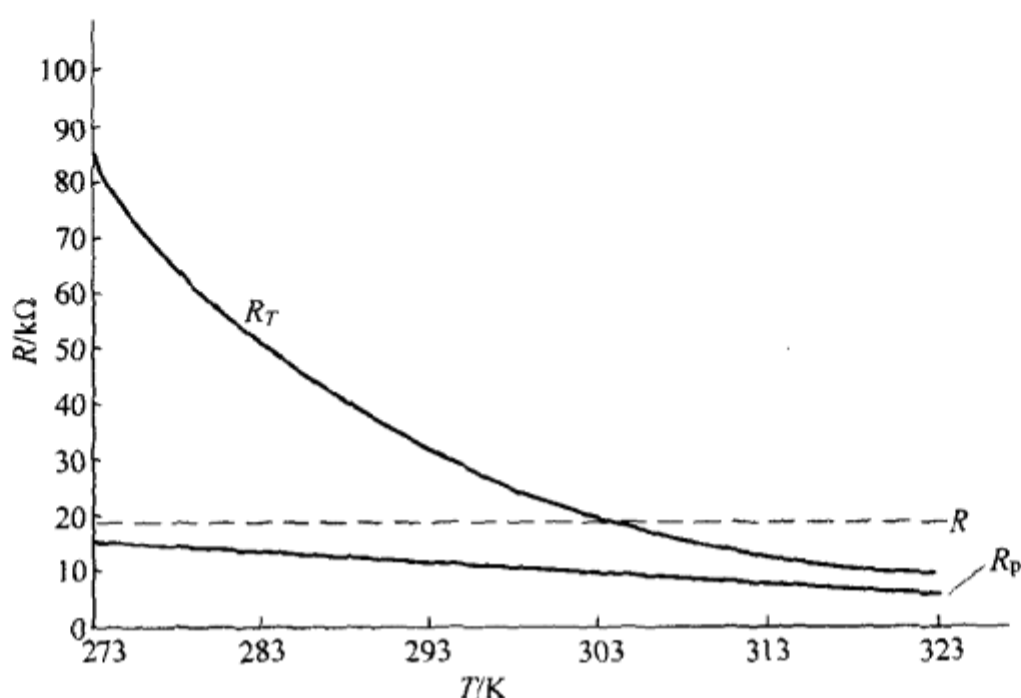


图 2.22 负温度系数热敏电阻与电阻 R 并联时的电阻-温度特性曲线。

点。为了得到必要的 R 值,必须再一次将式(2.39)对温度求导,并使结果等于零。这将给出下列 R 值:

$$R = R_T \frac{B - 2T_c}{B + 2T_c} \quad (2.44)$$

选择哪一种方法取决于应用。式(2.44)在 T_c 附近给出较好的线性,而在两端则线性较差(参见习题 2.6 和习题 2.7)。式(2.43)在靠近每个调节点的区域给出最佳线性。3.2.2 节将介绍根据某些制造厂商提供的技术文件拟定的其他方法。将并联电阻和串联电阻组合,能进一步使电阻-温度曲线线性化(参见习题 2.9)。这种方法比软件线性化方法的速度更快。

例 2.8 图 E2.8 所示电路能在有限测量范围内使负温度系数热敏电阻线性化。试计算为使在温度 T_0 时等效电阻呈现拐点并具有斜率 m 的 R_1 和 R_2 值。

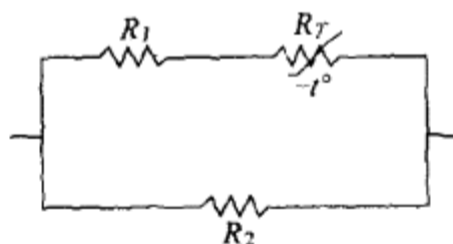


图 E2.8 利用两个电阻的热敏电阻线性化电路。可以选择(与温度相关的)等效电阻的两个参数。

我们利用式(2.22)来模拟热敏电阻。假设 $R_1 = aR_0$, $R_2 = bR_0$ 。于是,等效电阻为

$$R = (R_1 + R_T) \parallel R_2 = \frac{(aR_0 + R_T)bR_0}{aR_0 + R_T + bR_0}$$

为了确定拐点, 必须将 R 对 T 的二阶导数设定为零。利用式(2.23)中的结果, 得

$$\begin{aligned}\frac{dR}{dT} &= bR_0 \frac{(aR_0 + R_T + bR_0)(-B/T^2)R_T - (aR_0 + R_T)(-B/T^2)R_T}{(aR_0 + R_T + bR_0)^2} \\ &= b^2 R_0^2 \frac{(-B/T^2)R_T}{(aR_0 + R_T + bR_0)^2} \\ \frac{d^2R}{dT^2} &= b^2 R_0^2 \frac{R_T \frac{B^2}{T^4} \left[\left(\frac{2T}{B} + 1 \right) (aR_0 + R_T + bR_0) - 2R_T \right]}{(aR_0 + R_T + bR_0)^3}\end{aligned}$$

令

$$\left. \frac{d^2R}{dT^2} \right|_{T=T_0} = 0$$

这个条件在下述情况将得到满足:

$$\left(\frac{2T_0}{B} + 1 \right) (aR_0 + R_0 + bR_0) = 2R_0$$

$$a + b = \frac{B - 2T_0}{B + 2T_0}$$

根据条件 $dR/dT|_{T_0} = m$, 有

$$\left. \frac{dR}{dT} \right|_{T=T_0} = b^2 R_0^2 \frac{(-B/T_0^2)R_0}{(aR_0 + R_0 + bR_0)^2} = m$$

$$b = \frac{2T_0}{B + 2T_0} \sqrt{\frac{-mB}{R_0}}$$

将拐点处的值代入, 得

$$a = \frac{B - 2T_0}{B + 2T_0} - b$$

某些市售线性化负温度系数热敏电阻就是根据上述准则, 由一个或多个电阻与一个或多个热敏电阻的串联和并联组合构成。显然, 它们的“线性”仅局限于由制造厂商规定的测量范围。

2.5 磁敏电阻

加到载流导体上的磁场 H 对电子施加的洛伦兹力为

$$F = e\mathbf{v} \times \mathbf{H} \quad (2.45)$$

式中, $e = -q = -1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ 是电子电荷, \mathbf{v} 是电子速度。这个力使部分电子偏离它们的路线。若由于晶格碰撞引起的弛豫时间相当短, 则向导体另一侧漂移的电子将产生阻止电子进一步漂移的横向电场(霍尔电压, 4.3.2节)。若弛豫时间相当长, 则电阻显著增加, 这一现象称之为磁阻效应。1856年, 开尔文首先发现铁和镍中的磁阻效应。

对于大多数导体,与霍尔效应相比,磁阻效应属于二阶效应,但各向异性材料(如铁磁材料)的电阻取决于它们的磁矩[图 2.23(a)]即

$$R = R_{\min} + (R_{\max} - R_{\min}) \cos^2 \theta \quad (2.46)$$

沿电流方向的电阻 R 在磁化方向与电流平行时为最大,而在磁化方向与电流垂直时为最小。依据场强的大小,外部磁场将引起磁化矢量旋转并改变一个角度 θ ,因而改变电阻[图 2.23(b)]。电阻变化与磁场强度之间的关系为非线性。对于与电流垂直的磁场,两者为二次方关系^[16,17]:

$$R = R_{\min} + (R_{\max} - R_{\min}) \left[1 - \left(\frac{H}{H_s} \right)^2 \right] \quad (2.47)$$

式中, $H_s (\geq H)$ 是磁化从电流方向旋转 90° 所需的外磁场强度(饱和磁场)。尽管如此,偏置具有比较大恒定磁场的元件使响应线性化。使磁化与电流方向之间实现 45° 旋转的偏置磁场给出下列响应:

$$R = R_{\min} + \frac{R_{\max} - R_{\min}}{2} + (R_{\max} - R_{\min}) \frac{H}{H_s} \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_s} \right)^2} \quad (2.48)$$

当 $H/H_s \ll 1$ 时,上式近似呈线性。商 $(R_{\max} - R_{\min})/R_{\min}$ 称为磁阻比。

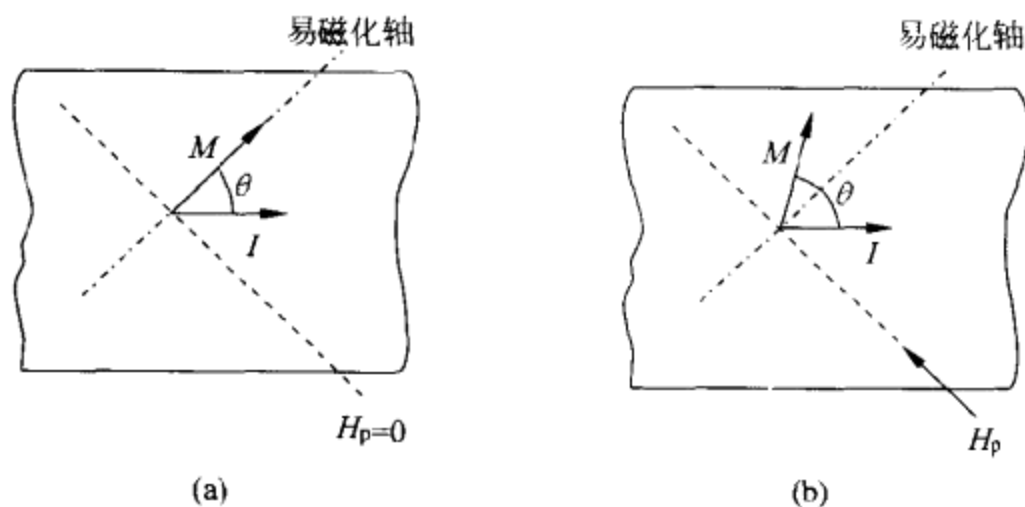


图 2.23 各向异性磁阻效应。(a)各向异性材料的电阻取决于在制造期间沿所谓易磁化轴形成的材料磁化方向。(b)外磁场使磁化旋转,因而改变电阻。

由于半导体中的电子速度呈麦克斯韦分布,故半导体的磁阻效应也是一阶效应。只有以平均速度运动的电子才会产生与霍尔效应相平衡的洛伦兹力,其他电子则进行横向漂移,造成纵向电流减小,从而使电阻增大。在弱磁场中,电阻的变化与垂直于电流方向的磁场分量的平方成正比^[18]。

1988年,在由磁性和非磁性材料构成的多层结构中第一次观察到非常强烈的磁阻效应。在磁性材料中,具有自旋是与材料磁矩平行的传导电子,其散射要远少于自旋是与磁矩呈逆平行的传导电子。图 2.24 示出被非磁性导体隔开的两个铁磁材料层。各层材料的厚度远小于整体材料中传导电子的自由行程。因此,电导率由边界上的散射而不是由体散射决定。若在没有外磁场时两个磁性层具有相反

的磁矩,则从一层随机移动到另一层的电子将在其中某一个边界上散射,这是因为它们的自旋不是与这一层就是与另一层的磁场一致。这种结构具有大的电阻。若外磁场强到足以使磁性层的场一致以及非磁性夹层的原子晶格与磁性层的原子晶格相匹配,则电阻将减小,这是因为自旋与外磁场平行的电子可以在两个磁性层中自由移动。在一些实验用器件中,电阻的变化高达 70%。



图 2.24 (a)在多层非磁性和磁性薄层中将出现非常强烈的磁阻效应。(b)磁层的净态磁化矢量方向相反:它的取向也可能是横向,即在进出纸面的方向。(c)外磁场使两个磁层的磁矩一致,因而降低这种结构的电阻。

某些金属氧化物在受到数特斯拉磁场的作用时所发生的半导体到金属的过渡会形成强烈的磁阻效应。磁阻比可能从 10 到 10⁶。

如果我们不考虑线性化要求和电阻对温度的依赖,则各向异性磁敏电阻 (AMR)和多层交替结构磁敏电阻 (GMR)较之其他磁传感器有若干优越性。首先,它们的数学模型是零阶系统。这与响应取决于磁通密度的时间导数的电感式传感器不同。

与同样具有零阶模型和进行非接触式测量的霍尔效应传感器相比,磁敏电阻有更高的灵敏度、更宽的温度范围(-55℃~200℃)和通频带(与普通霍尔效应传感器的 25kHz 相比,通频带范围从 dc 到 5MHz 甚至 100MHz)。与霍尔效应传感器不同,磁敏电阻对机械不敏感,所以,必要时它可以注入成型,构成包括电子线路和磁铁在内的组件。它们的较高灵敏度意味着可以用比霍尔效应更大的空气隙进行工作。另一方面,它们能在较小的场强下饱和且成本更低廉。表 2.5 对 AMR、GMR 和霍尔效应传感器进行了比较。

表 2.5 AMR、GMR 和霍尔效应传感器的一般特性

参 数	AMR 传感器	GMR 传感器	霍尔效应传感器
输入范围	25mT	2mT	60mT
最大输出	2%~5%*	4%~20%*	0.5V/T
频率范围	达 50MHz	达 100MHz	25kHz(典型值) 1MHz(可实现值)
温度系数	较好	良好	由传感器类型决定
最高温度	200℃	200℃	150℃
成本(2000 年)	中等偏高	中等偏低	低

*最大电阻变化。

AMR 传感器是在有磁场(使易磁化轴固定不动)的情况下由沉积到硅片上的坡莫合金($\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$)形成薄膜,然后利用制版工艺制成电阻条^[16,17]。易磁化轴与电阻器的长度方向平行。电阻的最大变化约为 2%~3%。对 Ni-Fe-Co 和 Ni-Fe-Mo 合金也进行了试验。这类传感器的偏置方式有:线圈、沉积在传感器顶面上的薄膜永磁体或由沉积在磁阻薄膜上的导体条形成的类似于理发店红白条纹招牌的图案。导电条使电流相对于磁化矢量(易磁化轴)旋转 45°,因而将传感器带入线性区。表 2.6 列出在惠斯登电桥中用来连接 4 个元件的两种市售 AMR 传感器的部分特性。电桥配置消除了温度影响(3.4.4 节),因为温度影响可能大于磁场的影响。另外,我们可以利用偏置线圈和闭环电路中受控直流电流源,通过建立与被测磁场相反的磁场来获得宽范围线性响应。所需的电流强度是外磁场的测度^[19]。

半导体磁敏电阻由光刻形成的 InSb 或 InAs 窄条或由沉积在 InSb 基体上的 NiSb 栅条组成,再进一步刻蚀以形成曲折路径^[18]。

表 2.6 市售磁阻式传感器的部分特性

参 数	KMZ10A ^a	DM 208 ^b	GMR B6 ^c	NVS 5B50 ^d
磁场范围/kA/m ^e	-0.5~+0.5	—	-15~+15	-4~+4
灵敏度/(mV/V)/(kA/m)	14.0	3.5	8	11~16
$R_{\text{电桥}}/\text{k}\Omega$	1.2	0.65	0.7	5
最大工作电压/V	10	13	7	24
工作温度/°C	-40~+150	—	-40~+150	-50~+150

^a AMR, Philips Semiconductors 公司产品。

^b AMR, Sony 公司产品。

^c GMR, Infineon (Siemens) 公司产品。

^d GMR, Nonvolatile Electronics 公司产品。

^e 在空气中,1kA/m 对应于 1.26mT。

GMR 传感器同样由沉积的细长条组成,不同之处在于层数和建立静态磁矩方向的方法^[20]。图 2.24 所示拆开的夹层结构利用的是每微米条宽几毫安的电流。所达到的典型磁化比为 4%~9%,饱和磁场从 2.4kA/m 到 5kA/m。反铁磁性多层膜结构由一系列厚 1.5nm 到 2.0nm(比夹层结构中的厚度更薄)、取向交替排列的磁性(Co)层和非磁性(Cu)层组成。对于特定厚度,有极性的传导电子引起磁性层之间的反磁性耦合,而无需任何电流。强外磁场可以克服引起上述取向排列的耦合,使所有各层的磁矩一致。磁阻比为 12%~16%,饱和磁场约为 20kA/m。另一种 GMR 传感器利用了由软磁铁做成的覆盖层。在软磁性层随外磁场旋转而硬磁性层维持不变的磁窗口内,电阻只取决于磁场的方向^[21]。此外,还有一种结构利用了自旋阀或反铁磁性自旋阀。它们与图 2.24 中的夹层相似,但

在顶部或底部附加了一层反铁磁性材料(FeMn 或 NiO)。这类材料与邻近磁性层相结合并将其牵制在一个固定方向。其他磁性层称之为自由层。磁阻比为 4%~20%，饱和磁场从 0.8kA/m 到 6kA/m。还需要制作 GMR 传感器，构成全桥和半桥电路。表 2.6 列出两种市售磁阻式传感器的部分技术特性。

磁敏电阻的实际应用可以分为以下两类，即用于直接测量磁场和通过磁场变化测量其他物理量。第一类包括电流测量、基于测量地球磁场的两个分量的罗盘导航、磁录音(对磁带速度起伏变化不敏感)、计算机磁盘驱动器、信用卡阅读机、磁编码价格标签以及机场和零售商品安全系统。

第二类包括测量直线位移和角位移、旋转、位置、角度、接近开关、铁磁性金属检测。在所有这些应用中，移动目标必须改变磁场。为此，需要将金属目标或者带有金属覆盖物或金属识别器的目标放入恒定磁场，或使待检测活动元件携带永磁体。磁阻式传感器适用于与角度测量有关的应用场合，例如汽车节流阀位置、加速踏板位置，车轮、凸轮、曲轴速度测量，防抱死系统(ABS)，防空转系统(ASC)，自动前灯调节，转速计，里程表，交通管制系统中的汽车探测[基于通过的车辆干扰地球磁场(大于 $1\mu\text{T}$)]，使医疗手术台倾斜的控制操纵杆以及阀门位置调整。金属微粒检测已用于发动机油料分析和货币检测；某些油墨含有铁磁性微粒。图 2.25(a) 示出一种角度传感器。图 2.25(b) 所示倾斜传感器利用了摆锤的工作原理，摆锤支承着永磁体在带有中心调节的两个串联磁敏电阻前面摆动。已出现了用于倾斜角达 $\pm 30^\circ$ 的倾斜传感器。

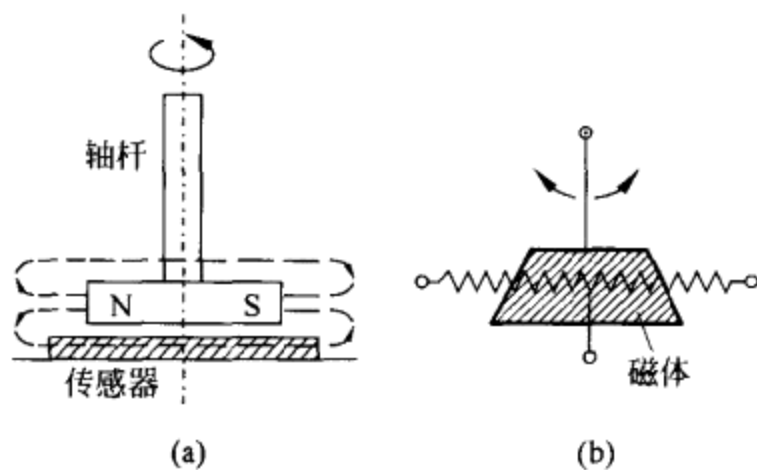


图 2.25 基于磁敏电阻的(a)角度测量和(b)倾斜测量。

图(a)中的传感器对磁场方向敏感。

2.6 光敏电阻(LDR)

光敏电阻(LDR)又称光电导体，是靠光辐射(波长为 $1\text{mm}\sim 10\text{nm}$ 、相应频率为 $300\text{GHz}\sim 30\text{PHz}$ 的电磁辐射)的入射引起半导体的电阻变化来进行工作的。

图 2.26 示出光敏电阻的表示符号和一种用透明塑料封装的低成本光敏电阻。1873 年,威洛比·史密斯(Willoughby Smith)首先观察到硒的光电导性。

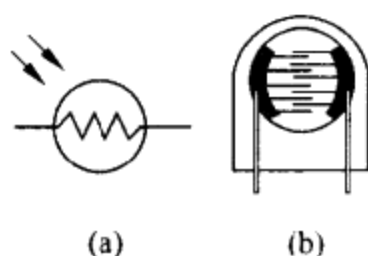


图 2.26 光敏电阻。(a)标准表示符号(IEC Publication 117-7)。(b)用透明塑料封装的低成本光敏电阻(Philips 公司产品)。光敏电阻的面积约为 $11\text{mm} \times 12\text{mm}$ 。

材料的导电性取决于导带内的载流子数。在环境温度下,半导体中的大多数电子都处在价带内(1.8 节),因此,其性能类似于电绝缘体。但是,当半导体的温度升高时,电子振动增大。由于半导体中的价带与导带十分接近[图 1.27(b)和表 1.10],故从价带跃升到导带的电子数增多,因而使导电性增加。在掺杂半导体中,电子的这种跃升更加容易,这是因为除带间跃迁之外,施主原子也可能被电离,向导带提供电子,或者受主原子被电离,在价带内留下空穴(图 2.27)。对入射辐射的灵敏度取决于在进行复合之前这些载流子仍然处于游离状态的长度。

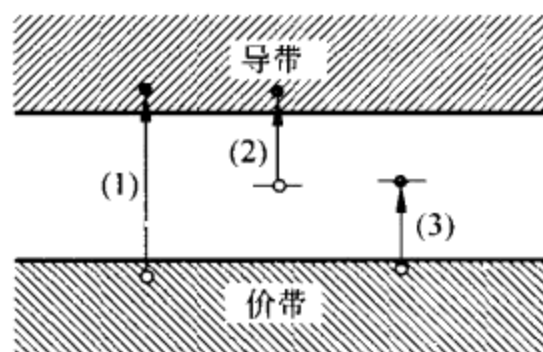


图 2.27 当对掺杂半导体进行照射时,给出自由载流子的三种机理是(1)带间跃迁,(2)施主原子的电离和(3)受主原子的电离。

使电子从价带跃升到导带所需的能量可以由不同于热能的其他外部能源,例如由光辐射或由电压提供。光辐射的能量 E 与频率 f 由下式相联系

$$E = h \times f \quad (2.49)$$

式中, $h = 6.62 \times 10^{-34} \text{J} \cdot \text{s}$ 是普朗克常数。如果入射辐射有足够能量将电子从一个能带激发到另一个能带,但未超过电子脱离材料的阈值,便会形成内光电效应。光照(每单位表面积的人射功率)越强,电导率越大。如果超过上述阈值,便会形成外光电效应。对于导体,其本身的电导率很大,以致于入射辐射引起的变化并不显著。

表 1.10 中给出不同半导体的带隙宽度(导带与价带之间的能级差)。光子能量与辐射波长 λ 的关系为

$$\lambda = \frac{c \times h}{E} \quad (2.50)$$

式中, c 是光速($\approx 300\text{Mm/s}$)。若 E 用电子伏特(eV)表示($1\text{eV} = 0.1602 \times 10^{-19}\text{J}$), 则式(2.50)简化为 $\lambda(\mu\text{m}) = 1.24/E(\text{eV})$ 。

光电导体的电阻 R 与照度 E 之间的关系呈强烈的非线性。参考文献[22]提供了光电导效应的详细模型。较为简单的模型为

$$R = A \times E^{-\alpha} \quad (2.51)$$

式中, A 和 α 取决于材料和制造参数。例如, 对于 CdS(硫化镉)而言, $0.7 < \alpha < 0.9$ 。图 2.28 示出对给定 CdS 光敏电阻的上述关系并表明, 除非线性外, 受到光照射时的电阻和处于黑暗状态的电阻之比大于 10^4 。电阻与照度跃变关系曲线有时用参数 γ 来规定, γ 是两个不同能级 E_i (例如 10lx 和 100lx)之间的 R 之比。实际阻值不仅取决于当前照度, 而且也取决于照度随时间的变化。因此, 光敏电阻会呈现一定程度的滞后现象。

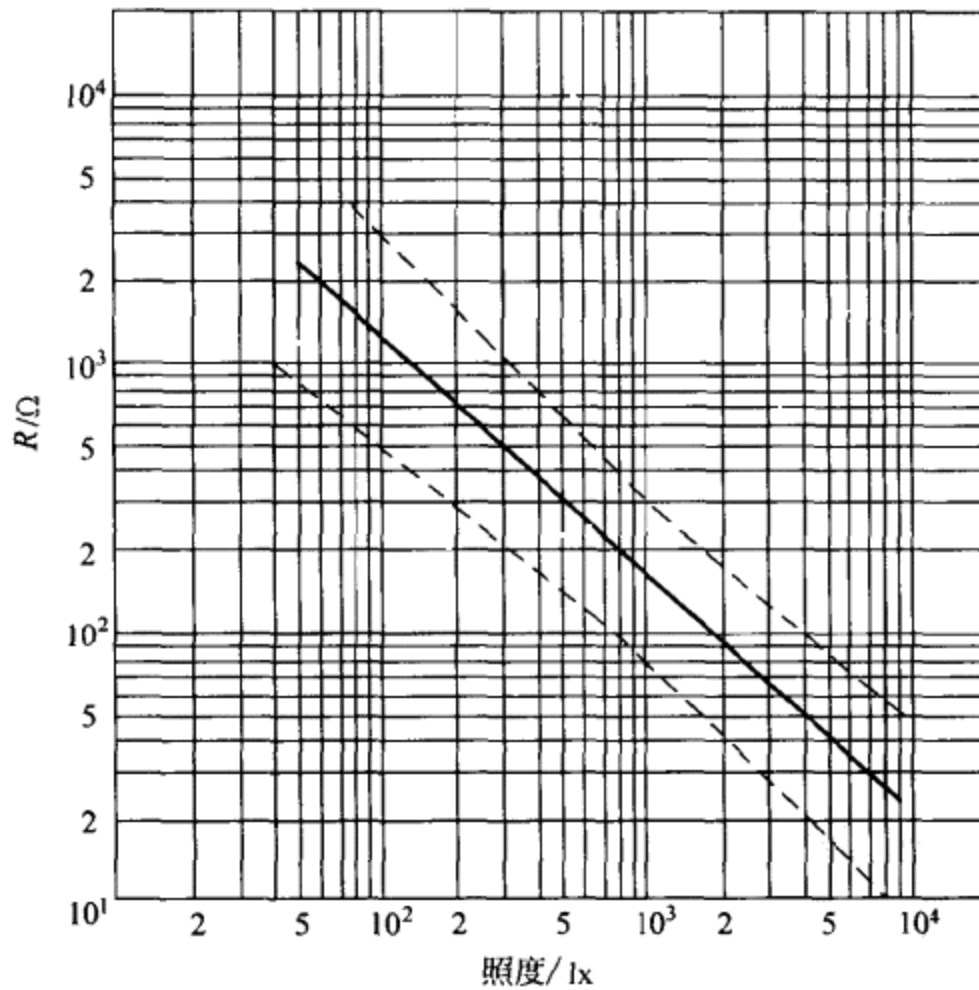


图 2.28 在 2850K 色温下 CdS 光敏电阻的电阻-照度特性曲线(选自 Philips 公司产品)。色温参考的是工作在 2850K 上的钨白热丝灯的工业标准光源, 它决定了光谱输出(蓝光、绿光、红光和红外光所占份额)。

光敏电阻的响应时间取决于材料、照度等级、照度随时间的变化以及环境温度。上升时间是指受照射时电阻达到其最终值的 63%，所需的时间，通常用 ms 表示。下降时间是指不受照射时电阻减小到其最终值的 37% 所需的时间，并且用 ms 或 $k\Omega/s$ 表示，在黑暗中储存能使响应变慢。光敏电阻对温度也很敏感，温度影响光敏电阻对入射辐射的灵敏度，特别是低照度等级更加明显，因为温度会引起热电子-空穴生成。光敏电阻在低温时的响应较慢。在光敏电阻两端加电压进行测量时，温度还会引起表现为电流起伏的热噪声。

由于光敏电阻具有高灵敏度和光谱响应特性，因而在涉及可见光应用领域可以用作传感器。图 2.29 表明各种材料的光敏电阻的光谱响应都很窄，因此，需要根据待检测的辐射波长来选择合适的材料，同时还要考虑到所用材料对待检测辐射波长必须是透明的。在可见光谱范围 (400nm~700nm) 和近红外光谱范围 (700nm~1400nm)，可以采用以镉为基础的材料 (CdS, CdSe, CdTe)。CdS 的响应最接近人眼的响应。在红外光谱范围 (1.4 μm ~3 μm)，可以采用以铅为基础的材料 (PbS, PbSe, PbTe)。在中红外 (3 μm ~14 μm) 和远红外 (达 1mm) 光谱范围，可以采用各种以铟为基础的材料 (InSb, InAs)、碲合金、碲镉汞 (HgCdTe) 合金以及掺杂的硅和锗。这些长波长已超出光电二极管的工作范围 (9.1.3 节)。表 2.7 对不同光敏电阻的部分特性进行了比较。

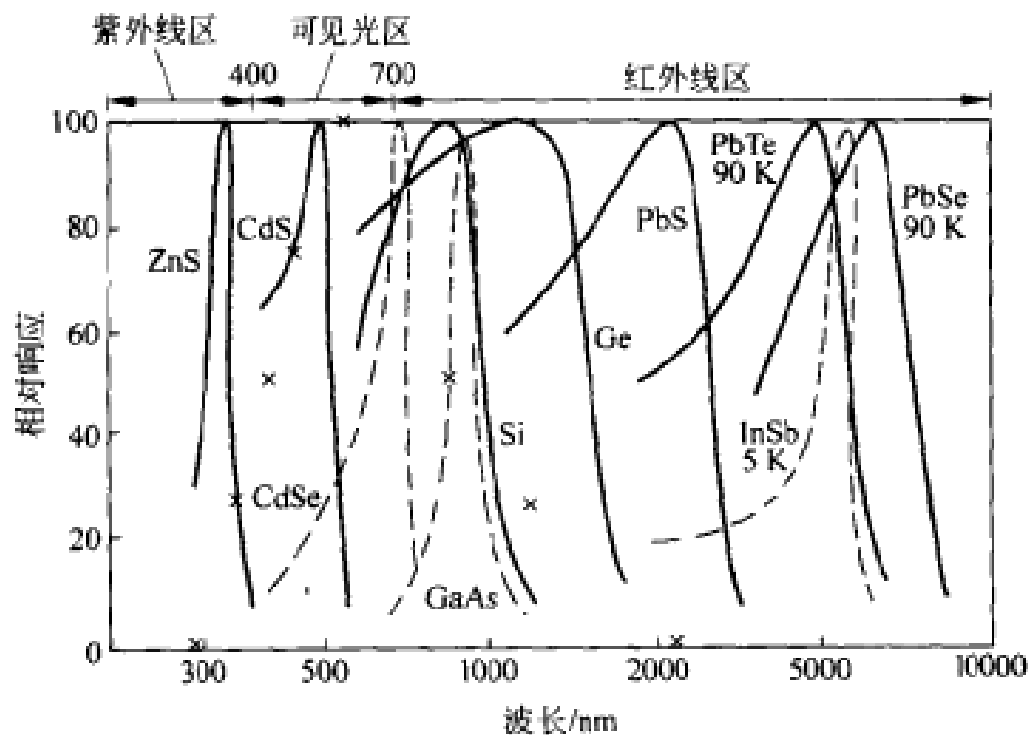


图 2.29 几种光电导体和人眼(交叉线)的光谱响应。

用于长波长(低能量)的传感器必须利用逆珀尔帖(Peltier)效应(6.1.1节)或致冷低温恒温器维持低温,以降低热噪声。因此,这类器件就不像普通电阻那样只有两根引线。

在环境温度下常用的普通光电导体有 CdS, PbS 和 PbSe, 其中, CdS 由于非常

表 2.7 可见光和红外光敏电阻的部分特性*

参 数	2322 600 9500	P577-04	J15D5-M204-S01M
传感器材料	CdS	CdS	HgCdTe
峰值波长 λ	680nm	570nm	5 μ m
暗电阻	>10M Ω	>3M Ω	—
亮电阻	30 Ω ~300 Ω ^b	5k Ω ~16k Ω ^c	— ^d
上升时间	—	45ms ^e	—
下降时间	>200k Ω /s ^f	30ms ^g	5 μ s
工作温度	-20 $^{\circ}$ C~+60 $^{\circ}$ C	-30 $^{\circ}$ C~+70 $^{\circ}$ C	77K
功耗	40 $^{\circ}$ C时, <0.2W	25 $^{\circ}$ C时为 0.3W	20mA 偏流

* 2322 600 9500 为 Philips 公司产品, P577-04 为 Hamamatsu 公司产品, J15D5-M204-S01M 为 Perkin Elmer Optoelectronics 公司产品。

^b 在 1000 lx 时。

^c 在 10 lx 时。

^d 典型灵敏度为 2×10^3 V/W。

^e 从黑暗到 10 lx。

^f 从 1000 lx 到黑暗。

^g 从 10lx 到黑暗。

便于应用在那些人类适应的光谱范围而应用最为普通。通过粉末混合和烧结, 随后再进行交错电极沉积、引线安装和透明塑料外壳保护, 可以制成各种各样的形状。为方便应用, 还可以制成对称型、差动型和多通道型光电元件。图 2.26(b) 示出用于中等温度和湿度的塑封低成本光敏电阻。还有一些适用高湿度环境的玻璃或金属封装光敏电阻。时间常数范围从对某些 CdS 光电导体的 100ms 到对某些 PbSe 光电导体的 2 μ s。未照射时的最大允许电压为 100V~600V, 在 25 $^{\circ}$ C 时的最大功耗为 50mW~1W。最高内部温度为 75 $^{\circ}$ C, 超过这一温度则会发生不可逆变化。因此, 焊接温度在 5 秒钟内不应超过 250 $^{\circ}$ C。

普通光敏电阻的应用可以分为精密度不高的低成本光测量和用光作为待改变的辐射两类。控制应用需要电阻-照度特性曲线具有陡削斜率的光敏电阻。测量应用需要具有较小斜率的光敏电阻。与第一类光敏电阻有关的应用有: 电视接收机中自动亮度和对比度控制, 照相机中的光圈控制(曝光表)、显示器的调光器、汽车的自动前灯减光器、光焰检测和路灯开关控制。第二类应用包括存在和位置检测、烟雾检测、卡片阅读机、防盗警报器、传送装置的目标计数器、光电耦合器、复印机中的增色剂密度、密度计(确定光密度或底片黑度)、色度学测试设备和利用透明管的水箱液位测量。最初的复印机利用的是硒。高性能光电导体, 如 HgCdTe 已用于热成像(6.3.3 节)、夜视、导弹制导(通过跟踪排放出的热气流)、CO₂ 激光器探测和红外光谱学。

2.7 电阻式湿度计

湿度是指气体中所含的水蒸气量。潮湿度是指液体或固体中吸收或吸附的水量。给定气体体积中包含的水蒸气质量称为绝对湿度(g/m^3)。通常所测量的是相对湿度(RH),相对湿度定义为被测蒸气压与给定温度下的饱和蒸气压的比值的百分数。

大多数电绝缘体在其水含量增加时,电阻率均会明显下降(同时介电常数增加)。如果我们加入吸湿媒质,如氯化锂(LiCl),则电阻率的降低更加显著。通过电阻的变化测量湿度便是电阻式湿度计(简称湿度计)。通过电容的变化测量湿度便是电容式湿度计(4.1节)。1938年,邓莫尔(F. W. Dunmore)研制出第一个电阻式湿度计,该湿度计由涂有经过稀释的LiCl涂料电极的双线绕组构成。所用的盐对水进行吸收和去吸收,以实现与周围空气的平衡。水分的增加会提高电解电导率。

利用吸湿媒质的电阻式湿度传感器有三种类型,即盐(LiCl, BaF₂, P₂O₅)、导电聚合物或经过处理的表面^[24]。导电聚合物已取代盐。当导电聚合物被水渗透时便产生电离,离子可以在其内部移动。由于污染物质无法渗入聚合物,因此基于体聚合物电阻变化的传感器的表面具有抗污染功能,适于在高相对湿度条件下进行精确测量,而且成本也不高。在RH<15%时,由于电离非常弱,很难进行测量,故测量不太准确。由于水分子必须渗透整个材料以充分影响电阻读数,所以它们的时间响应也很慢。此外,它们对特性与聚合物基相似的化学物质非常敏感。基于处理表面电阻变化的传感器时间响应较快,但容易受表面污染。与电容式湿度计相比,电阻式湿度计在RH>95%时更准确(不会饱和),但时间响应稍慢,在RH<15%时不太准确,且仅适用于较窄的温度范围。

邓莫尔式湿度计依照电阻随相对湿度的跃变关系来改变双线绕组的间隔或薄膜的电阻特性或同时对两者进行改变,以在特定湿度范围内给出线性电阻变化。结果,每种邓莫尔式湿度计可以覆盖大约10%~15%的相对湿度范围。体电阻式传感器则能用一个电阻器覆盖15%~99%的范围。这类传感器包含沉积在绝缘基片(氧化铝)上并用灵敏聚合树脂涂覆的交错电极的栅条。树脂是通过季胺基溶液的聚合来制备的。这种传感器具有可渗透水蒸气的保护涂层。

波普(Pope)湿度计同样由沉积在绝缘基片上的导电栅条构成,但不加吸湿膜,而是对基底(聚苯乙烯)进行磺化。水的吸附能促进氢离子和磺酸基(SO₃⁻)分离,以同水结合。流动离子提高了导电率。覆盖范围为15%RH~95%RH。表面污染和滞后现象是波普湿度计的主要缺点,所以,它已越来越多地被体聚合物传感器代替。

另一类湿度传感器利用沉积在梳状电极栅格上并用导电粉末(例如碳)或金属微粒掺杂的吸湿聚合物或凝胶。吸收水分之后,聚合物膨胀,其电阻增大。

相对湿度与基于聚合物传感器的电阻之间的关系是非线性的,且与温度相关:温度升高将使电阻减小。图 2.30 中所示传感器的电阻几乎呈指数改变了大约四个量级。对数放大器能给出大致与相对湿度(RH)成正比的输出电压。此外,还能利用带有少量系数的检查表来说明电阻、相对湿度和温度之间的近似数学关系。为防止电极极化,必须用不含直流成分的交流电流对电阻进行测量。时间常数(变化到阶跃变化输入的 63%)强烈依赖于传感器尺寸,而且超过 10s。吸附比解吸更快。表 2.8 列出相对湿度电阻式传感器的部分技术指标。

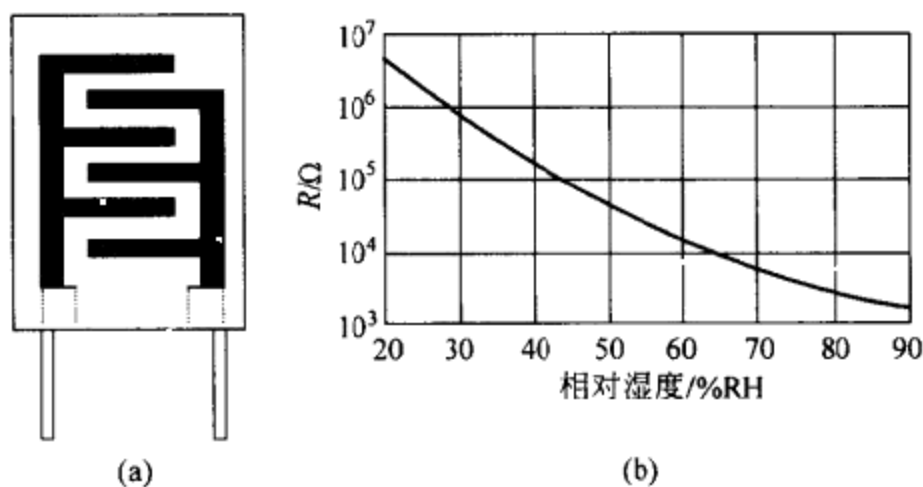


图 2.30 基于体聚合物的电阻式湿度传感器及其电阻-湿度特性曲线(Ohmic Instruments 公司产品)。

表 2.8 体聚合物电阻式湿度计的技术指标

参 数	EMD-2000	UPS-500
相对湿度(RH)范围	0%~100%	15%~95%
精确度	±1%RH	±2%RH
滞后	在 25℃时±1%RH	<0.2%RH
温度系数	-0.3%RH/℃	-0.27%RH/℃
长期漂移	—	<2%RH/5 年
响应时间	10s ^a	5s ^b
工作温度	-40℃~+100℃	-30℃~+70℃
激励频率	1kHz~10kHz	33Hz~1kHz
激励电压	1V(峰-峰值)	1V~6V(峰-峰值)

^a 对于从 11%RH 到 93%RH 的阶跃变化,达到平衡速率的 90%或更佳的时间。

^b 63%的阶跃变化。

例如,在供暖、通风和空调设备中,对增湿器和工业烘箱(用于木材烘干、纺织品和纸张烘干)的控制,对于环境监视,在医疗设备(麻醉机、通风机、婴儿保温箱)、粮食运输和储藏、药品生产以及电子元件制造中,都要测量湿度。相对湿度和温度

经常是同时进行测量。

2.8 电阻式气体传感器

半导体电阻式气体传感器依靠某些金属-氧化物半导体的表面电导率或体电导率随周围大气中氧气浓度而变的原理进行工作。1962年,塔古奇(N. Taguchi)创办了 Figaro Engineering 公司,该公司在 1968 年便开始销售首批金属-氧化物半导体传感器——TGS(Taguchi 气体传感器)。

半导体氧化物的晶体具有一些缺陷,通常为氧离子空位。在高于 700°C 左右的温度下,从大气中吸附和吸收的 O_2 分子离解,通过从金属氧化物中夺取电子而形成 O^- ,因而降低了电导率。氧化物的电导率与氧气分压强之间的关系具有下列形式^[25]:

$$\sigma = Ae^{-E_A/kT} p_{O_2}^{1/N} \quad (2.52)$$

式中, A 是常数, E_A 是导电的激活能量, k 是玻尔兹曼常数, T 是绝对温度, N 是常数,其值由氧化物与氧之间平衡时所包含的起支配作用的体缺陷类型决定。例如,对于 TiO_2 ,我们有 $-4 < N < -6$ 。氧浓度的增加将使电导率降低。

金属氧化物也能检测一些与氧起反应的气体,即易燃气体如一氧化碳(CO)和氢气(H_2)。这类反应发生在 300°C ~ 500°C 的温度范围内,它们将减少表面吸附的氧气量。在 n 型氧化物中,被吸附的氧起从整体中捕获电子的作用,因而使材料的电阻增大。因此,利用某种气体使氧还原能减小材料的电阻。在 p 型氧化物中,被吸附的氧起增加空穴浓度的表面受主态的作用,因而使材料的电阻减小。因此,利用某种气体使氧还原能增加材料的电阻。一些氧化气体,如氯(Cl_2)和二氧化氮(NO_2)由于能与氧化物直接起反应,故也能被检测。传感器材料的电阻以与还原气体相反的方式响应。因此,如果大气具有固定的 O_2 浓度(如在空气中),则少量气体是使材料的电阻增大还是减小,将取决于材料是使气体还原还是氧化以及材料的类型(n 型或 p 型)。水分子(潮气)会干扰反应过程。莫里森^[26](Morrison)对被吸附的气体如何影响半导体的电阻、可燃气体和氧的反应以及催化剂对反应的影响进行了详细探讨。

在一定的气体浓度范围内,传感器电阻与脱氧气体浓度的关系可以表示为

$$R = A[C]^{-\alpha} \quad (2.53)$$

式中, A 和 α 是常数, $[C]$ 是气体浓度。灵敏度常常规定为对两个参考气体浓度测出的电阻之比。图 2.31 示出 CO 传感器的电阻对气体浓度以及对温度和湿度的依赖关系。

导电聚合物气体传感器在吸收蒸气时膨胀,从而增大它们的电阻。膨胀情况取决于各种蒸气的化学亲和力。膨胀过程是可逆的,因此,当蒸气不再存在时,聚

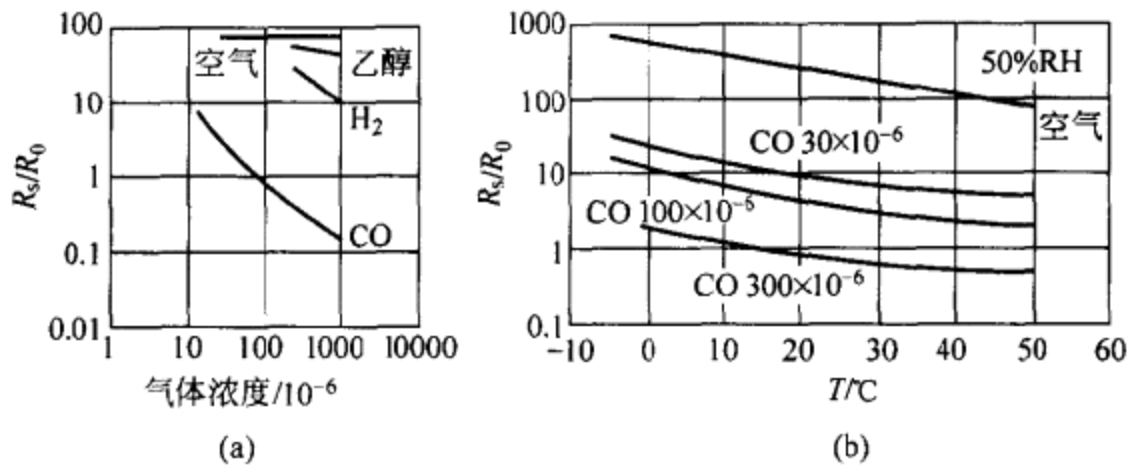


图 2.31 TGS2440 型一氧化碳(CO)传感器的灵敏度、温度和湿度关系曲线。

合物收缩,其电阻又减小到原始状态。这类传感器可以在环境温度下工作,且比某些金属氧化物传感器更有效、响应更快。然而,它们对湿度变化十分敏感、寿命较短(几个月),重复性也比较差。所采用的一些基本共聚物有吡咯、苯胺及它们各自的衍生物。它们对具有极性分子的物质散发的蒸气敏感,但对碱性分子和无极性分子则不敏感。这使它们成为其他传感器的重要补充,而不是替代物。

金属氧化物气体传感器对温度和环境因素(如湿度)很敏感。微孔膜片能保护传感器不受潮湿或肮脏环境的影响,因为它们在阻挡住液体和重散粒物质的同时,能让空气和气体不受限制地自由流动。电阻式气体传感器缺乏选择性(即它们的灵敏度是各种因素的综合结果),这个问题可以利用过滤器加以改进。电阻式气体传感器暴露在高密度目标气体(中毒)之后,需好几分钟才能恢复。稳定时间相当长,需几小时才能调整到加电后长期零电阻的 10% 以内,真正实现稳定则需几天的时间。若无随后可以用几天时间进行校准的固定系统,这将妨碍对低浓度气体的精确测量。金属氧化物气体传感器十分灵敏、稳定、结实和经济。它们的使用寿命达 10 年,是报警控制的优选传感器。

气体传感器最常用的金属氧化物对整体型 O₂ 传感器是 TiO₂,对用于 O₂ 和空气中少数气体的表面型传感器是 SnO₂。另一些传感器将工作在高于 950°C 的 Ga₂O₃ 用于检测氧,而将工作在 600°C ~ 900°C 的 GaO₃ 用于检测各种还原气体。另一些经过试验的金属氧化物有 ZnO, WO₃ 和 Fe₂O₃。整体型传感器很紧凑,但表面型传感器具有大的表面-容积比。每一种传感器都包含四个基本部分:检测用的金属氧化物及其支承体、供电阻测量用的金属接触(电极)以及用来达到工作温度的加热器。检测材料可以用丝网印制法制备成厚膜、薄膜或制备成热压结元件。对加热元件的工作温度进行选择,使检测材料适合用于特定气体。为了降低湿气干扰,加热器有时用脉冲电压工作,以便一开始便达到能将水从传感器中除去的高温,然后再达到工作温度。表 2.9 列出 CO 传感器的部分技术指标。

表 2.9 电阻式气体传感器的技术指标

参 数	TGS2440	MGS1100
目标气体	CO	CO
输入范围(体积部分)	$30 \times 10^{-6} \sim 10^{-3}$	$30 \times 10^{-6} \sim 100 \times 10^{-6}$
R , 清洁空气	$> 1.5 \text{M}\Omega$	$1 \text{M}\Omega$
R , $[\text{CO}] = 100 \times 10^{-6}$	$15 \text{k}\Omega \sim 150 \text{k}\Omega$	$30 \text{k}\Omega \sim 300 \text{k}\Omega^a$
响应时间	—	2min(最大值) ^b
加热器电阻	$(17 \pm 2.5) \Omega$	83Ω , 冷状态 105Ω , 工作状态
加热器电源电压	5V(最大值)	5V(最大值)
加热器功率	14mW	80mW
传感器激励电压	5V(最大值)	5V(最大值)
传感器功耗	—	1mW(最大值)

^a $[\text{CO}] = 60 \times 10^{-6}$ 。

^b $[\text{CO}]$ 的 10%~90% 输出变化 = 100×10^{-6} 阶跃变化。

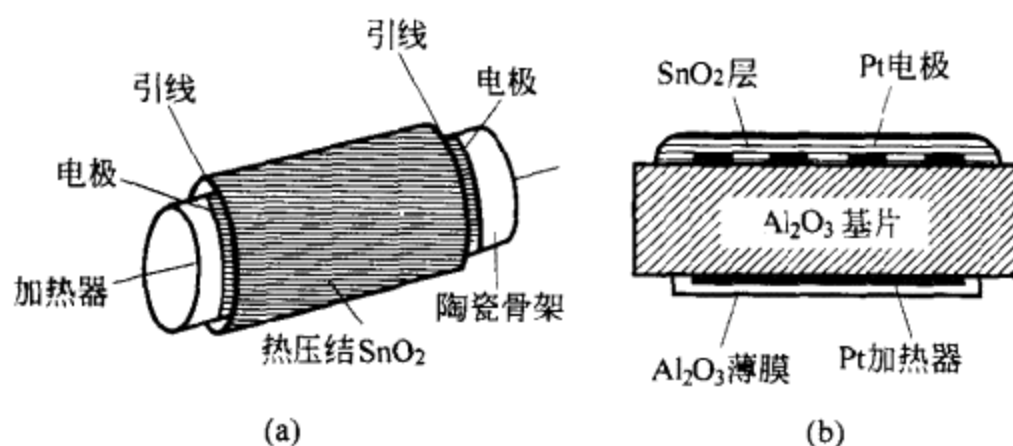


图 2.32 二氧化锡(SnO_2)气体传感器。(a)管状设计。(b)厚膜设计。

Taguchi 气体传感器(TGS)是一种热压结的 n 型半导体器件。早期的 TGS 传感器由在小绝缘陶瓷管外部周围的金电极上涂覆多孔 SnO_2 涂层构成。对于特定气体的检测,增加了铂和钯作为催化剂。加热器线圈通过陶瓷管内部[图 2.32(a)]。新型 TGS 传感器在氧化铝基片的交错的铂或金电极上用丝网印制了 SnO_2 厚膜[图 2.32(b)]。加热器是位于基片下方的铂或铈氧化物(RuO_2)带,并用氧化铝层覆盖。

MGS1100 型传感器的基本结构包括:在整体微机械加工出的硅膜片上通过制版工艺制成的 SnO_2 薄膜以及内部包含的用扩散工艺制成的加热器(图 2.33)。此外,还有供加热器和检测电阻同金属外壳相连的金属接触。外壳上部用尼龙罩围起来的浸渍木炭过滤器能提高对 CO 的选择。金属网封住了尼龙罩的顶部开孔。为了将湿气的干扰减至最小,制造厂商建议按顺序激励加热器。加热器首先用

5V, 5s 脉冲激励, 以达到能将水和污染物从检测薄膜中除去的高温 (400°C)。然后, 用 1V 激励 10s 时间, 以检测空气中的 CO 浓度。

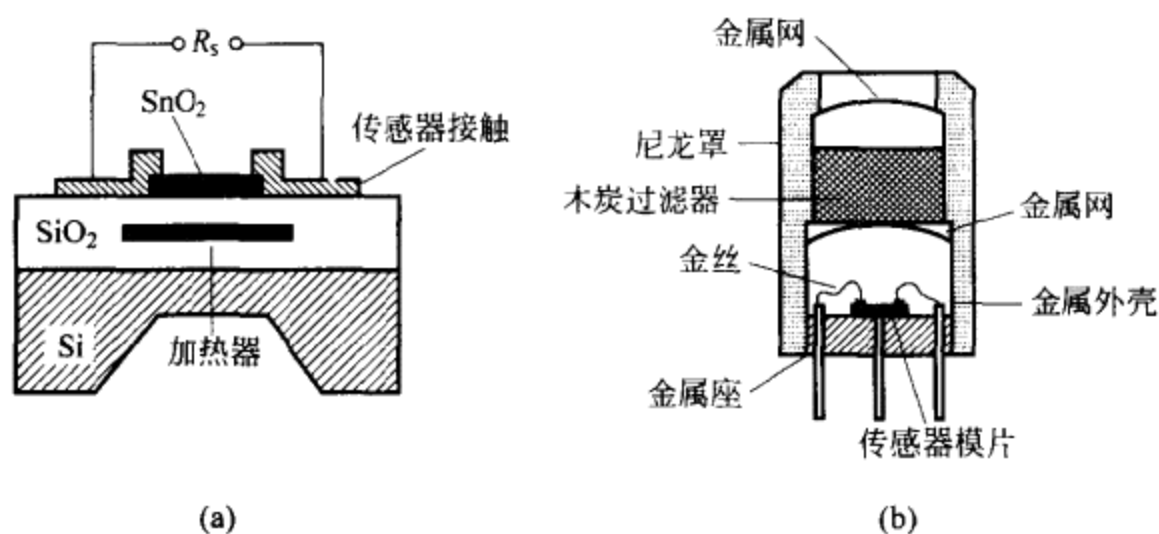


图 2.33 MGS1100 型一氧化碳 (CO) 传感器。(a) 截面图。
(b) 封装 (Motorola 公司产品)。

导电聚合物气体传感器由沉积在硅基片上两个电极之间的薄膜制成。硅基片包含了能将薄膜温度上升到高于环境温度的加热器, 以减小湿度的影响。这类传感器主要用于电子鼻中。

促进低成本气体传感器发展最主要的应用是要求检测内燃发动机排放气体中的氧气, 它决定着 λ 比值 (点火混合气中的空气与燃料之比), 因而取名为 λ 传感器。适当的 λ 比值能减少燃料消耗。此外, 考虑到一氧化碳、碳氧化合物和氮氧化物的排放值正在不断降低, 这要求汽车安装能使一氧化碳和未燃烧的碳氢化合物氧化, 并减少氮氧化物的催化剂。为使催化剂确实起作用, 发动机必须工作在 λ 点附近, 故要求对排放气体中的氧进行监视。在监视大气环境方面, 也需要测量氧浓度。二氧化碳 (CO₂) 是一种窒息性气体, 在对温室、婴儿保温箱和发酵过程进行控制时需要加以测量。

为了防止发生意外失火或爆炸, 须测量空气中的易燃气体。CO, H₂, 乙醇, 甲烷, 丙烷, 丁烷以及石油化工厂、公用事业设备和污水处理厂中的另一些碳氢化合物的情况就是这样。对空气中的有毒气体 (CO、氨、硫化氢) 进行测量, 以监视其危害的范围。酒精测试仪用来迫使驾驶员遵守规章条例。一些致冷气体如氯氟碳化合物 (CFC) 和有机溶剂如乙醇、甲苯和二甲苯, 往往是有毒或易燃或两者兼而有之, 在加工处理和污染控制中须加以测量。气体传感器还用来监视封闭空间如餐厅、卫生间、浴室、办公室或机动车中的空气质量。

电子鼻 (e 鼻) 利用了一排固态气体传感器, 每个传感器对特定的气体分子敏感。金属氧化物传感器可以与石英微平衡传感器和表面声波 (SAW) 传感器配合使用 (8.2 节), 也可以与导电聚合物配合使用。每类传感器都有不同的适应范围。

金属氧化物对中毒不如导电性聚合物敏感,但存在重复性不佳及需要复杂的外围电子线路配套等问题。某些研制人员将不同传感器进行组合,利用统计信号分析或神经网络来识别气味的类型、品质和数量。否则,利用对每种分子特有的传感器将导致电子鼻要安装大量传感器。人类能鉴别大约 2000 种气味,训练有素的人员如酿酒师和香水鉴定师能鉴别 10000 种气味。电子鼻可用于检测工业和家庭中的有毒物质、环境监测(地下水测试、油和气体泄漏)、食品工业中的质量控制和腐烂检查、美容化妆和香水工业中的香气控制以及室内空气质量控制。已推出的一些医学应用有(a)伤口感染检测(通过识别链球菌产生的气味)和(b)通过监视病人的呼吸或排尿来诊断感染或疾病,如肺炎和糖尿病。

2.9 液体电导率传感器

基于液体电导率的传感器利用的是电解质电导率与已溶解成离子形式的物质浓度的依赖关系。例如,纯水由于水自身的离解产物(氢离子 H^+ 和羟基 OH^-),在 $25^\circ C$ 时的理论电导率 $\sigma = 0.038 \mu s/cm$ 。仅仅微量的电解材料便能使 σ 急剧增加:添加占重 1×10^{-6} 的食用盐将使 σ 翻倍;相同的强酸浓度将使 σ 增加 5 倍。浓强酸液的电导率接近 $1 s/cm$ 。电解质电导率测量的发展应归功于科尔劳施 [F. Kohlraush(1840—1910)]。

水溶液中的盐、酸或碱的分子因水的高介电常数而离解成离子。对电解质加电场,静电力便对离子起作用。正电极(阳极)吸引负离子(阴离子),而负电极(阴极)则吸引正离子(阳离子)。加速离子在溶液内移动需要克服具有相反电荷的溶解离子的粘滞阻力,最终形成恒定迁移速度。由浸没在溶液中的一对电极测得的电压(图 2.34)与电流成正比,且服从欧姆定律。然而,由于阳极和阴极上的极化现象,在电极与电解质界面产生压降,故通过整个装置的电流并不与外压电压成正比(6.5 节)。

总电流将是正离子和负离子输送的电荷之和

$$I = \frac{(nzqv)_+ + (nzqv)_-}{l} \quad (2.54)$$

式中, n 是一种极性的离子数, zq 是离子电荷, v 是离子速度, l 是阳极与阴极之间的距离。 v 取决于外加电场(V/l)和离子迁移率 μ ,并定义为单位外加电场中的速度。 μ 是每种离子形式所特有的,它几乎与同一溶液中的其他各种离子形式的迁移率无关,与低于 $100 mV/m$ 的外加电场无关,而且与低于 $10 MHz$ 的电场频率无关。进一步提高场强和频率将使 μ 增加。最小的离子 H^+ 具有 $\mu = 32 \times 10^{-8} (m/s)/(V/m)$ 。较大的离子的速度将减慢达 $9/10$ 。某些小离子由于它们变成水合物,使有效半径增加,因而速度也相当慢。

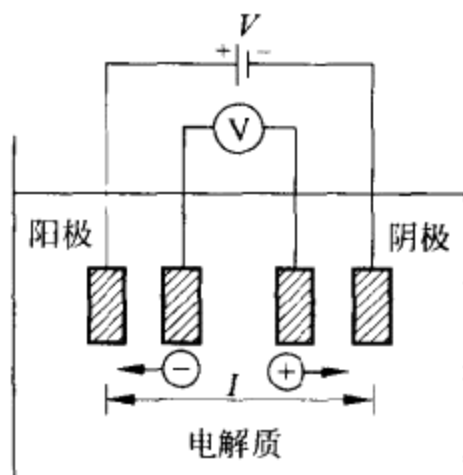


图 2.34 当在两个浸没的电极两端加电压 V 时,电解质中的电流取决于容器的几何尺寸和电解质的电导率。两个测量电极两端上的压降与电解质中的电流成正比。

根据式(2.54),若导电容器的有效横截面积为 A ,则电导率为

$$\sigma = \frac{I}{V} \times \frac{l}{A} = \frac{(nzqv)_+ + (nzqv)_-}{l} = \frac{1}{V} \times \frac{l}{A} = (Nzq\mu)_+ + (Nzq\mu)_- \quad (2.55)$$

式中, $N = n/(lA)$ 是所考察离子的浓度(每单位体积的离子数)。这一离子浓度与溶质浓度不同,它取决于离解度和每个离解分子所释放的离子数。因此, σ 将给出有关离子迁移率和离子浓度的信息,而不是溶质浓度的信息。尽管如此,对于稀溶液,它们还是成正比的。对于大的溶质浓度, σ 与溶质浓度之间的关系可以从经验数据表中查到。

电导率测定法虽然是一种非特定方法(溶液中的所有离子都对电流做出贡献)且与温度相关(约 $0.02/K$),但十分简单。由于被测电阻与电解质的电导率和容器几何尺寸两者有关,故应首先测量已知电导率的液体,以确定容器常数(几何因数)。液体电位器(2.1节)和液体应变计(2.2节)就是利用了几何因数与被测量的依赖关系。交流电阻测量可以将电极极化减至最小。同时进行的温度测量允许针对 25°C 时的电导率进行自动修正。电极均经过电镀,以便增加它们的有效表面,因而减小它们的阻抗、提高耐腐蚀能力。非接触型导电容器利用绕在圆柱形容器周围的线圈或极板作为电极,避免了电极极化和腐蚀问题。非接触型导电容器可以在高温下测量溶液的电导率。

电导率测定法适用于分析二元水-电解质混合物,例如电解水的监测。水电导率的增大表明受酸、碱或其他高度电离物质的污染。该法在制药、食品和饮料、半导体、热力(锅炉)和其他高纯度水的场合用来评估排放物,还用于水处理控制、监视海水的含盐量或评估淡水源中受海水渗透的程度。

电导气体分析利用喷雾器、起泡螺旋管或空气采集瓶将气体成分转移到溶液中。该法已用来监测二氧化硫(SO_2),因为当 SO_2 被水吸收时便形成硫酸,导致电

导率显著变化。某些氨气和 CO_2 分析器也利用了相同原理。

电导滴定法是测量酸-碱滴定容器的电导率,以确定所谓等价点(EP)。滴定法是借助与已知体积测试溶液起反应产生给定效应所需的最少量已知浓度试剂来确定溶解物质浓度的方法。在酸-碱滴定法(中和滴定法)中,一开始,当强碱加入酸性溶液中时,电导率降低,随后加入更多的碱时,电导率增加。等价点是电导率最低的点。由于电导率对在等价点附近较小和较大的滴定剂体积均呈线性增加,故等价点可以由四次电导率测量外推来确定。

1956年,库尔特(W. H. Coulter)提出了用于血细胞的库尔特计量器。该计量器的基础是血细胞相对于它们所悬浮的溶液有较低的电导率。具有直径为 $50\mu\text{m}$ 的微孔的封闭玻璃管悬浮在烧杯中(图 2.35)并与抽气泵相连。玻璃管内的负压迫使血液流过微孔。每当血细胞进入微孔时,微孔两侧浸没在高电导率电解质中的两上电极之间的电阻将增大。若用恒定电流对该装置供电,则流过微孔的细胞便给出电压脉冲,可以对该电压脉冲进行分析来推断出血细胞的数目和体积^[28]。

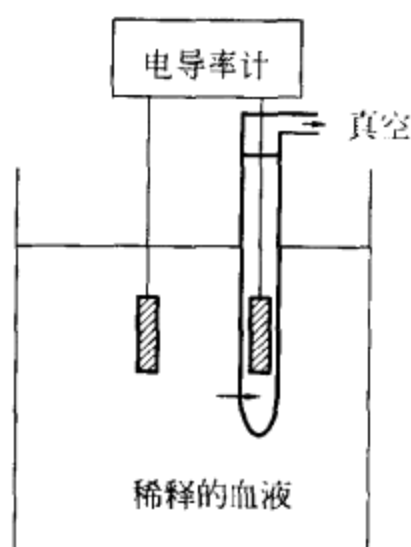


图 2.35 用于血细胞的库尔特计量器的工作原理示意图。每当血细胞进入微孔阻隔电流时,由于绝缘膜使微孔的电导率比周围电解质的电导率小,从而使微孔两侧的两个电极之间的电导率降低。

习 题

- 2.1 一个 $2\text{W}, 1\text{k}\Omega$ 线性电位器与 $20\text{k}\Omega$ 电路相连。试问在不超过额定功率的条件下所允许的最大供电电压是多少?
- 2.2 假定惠斯登电桥的 1 臂是一个 120Ω 的应变片 ($G=2.00$), 4 臂(在电桥的同一侧上)是用于补偿的相类似的附属应变片。2 臂和 3 臂是固定的 120Ω 电阻器。流过应变片的最大电流为 30mA 。
 - a. 计算最大直流供电电压。

- b. 若检测应变片粘贴在钢梁($E=210\text{GPa}$)上,而电桥由 5V 供电,试问当外加负荷为 $70\text{kg}/\text{cm}^2$ 时,电桥的输出电压是多大?
- c. 假定校准电阻器与 1 臂上未加负荷的应变片并联,试计算为了产生与钢梁加载 $700\text{kg}/\text{cm}^2$ 相同输出电压所需的校准电阻值。
- 2.3 已知 500Ω 镍制电阻式温度检测器(Minco 公司产品)在 0°C 时 $\alpha=0.00618(\Omega/\Omega)/\text{K}$ 。该电阻式温度检测器用在约 100°C 的温度时可以使用模型 $R_T=R_{100}[1+\alpha_{100}\times(T-100^\circ\text{C})]$ 。试计算它在 100°C 的灵敏度和温度系数,并确定在 100°C 和 101°C 的电阻。
- 2.4 利用模型 $R_T=Ae^{B/T}$,试确定在 25°C 时阻值为 5000.00Ω ,而在 50°C 时为 1801.44Ω 的 MA200 型负温度系数热敏电阻(Thermometrics 公司产品)的 A 和 B 。同时计算在 37.5°C 时的灵敏度和 α 。
- 2.5 2322 640 90007 型负温度系数热敏电阻(Philips 公司产品)在静止不动的水中具有 $R_{25}=12\text{k}\Omega$, $R_{90}=1.3\text{k}\Omega$ 和 $\delta=10\text{mW}/\text{K}$ 。我们希望将其用在水温范围 $0^\circ\text{C}\sim 100^\circ\text{C}$ 的应用场合。试计算将自热误差维持在 0.5°C 以下所允许的最大电流。
- 2.6 一个铜绕组的直流电阻在 20°C 时为 1500Ω 和电阻温度系数(TCR) = $0.0039/^\circ\text{C}$ 的已知交流转速计被用在温度范围从 -20°C 到 60°C 的环境中。为了补偿电阻随温度的变化,将由电阻器分流的负温度系数热敏电阻与转速计相串联。针对所提供的 $B=3367\text{K}$ 的热敏电阻(Thermometrics 公司生产的 B35 系列),计算在 20°C 时的热敏电阻阻值和分流电阻的值。
- 2.7 一个继电器铜线圈在 25°C 时具有 5000Ω 阻值,吸合电流为 1mA 。该继电器在恒压下的工作温度范围从 0°C 到 60°C 。为了补偿铜线圈的温度系数,我们增加了一个用固定电阻器 R 分流的负温度系数热敏电阻。若铜线圈在 0°C 时的 $\text{TCR}=0.0039/\text{K}$,热敏电阻在 0°C 时的电阻为 5700Ω ,而在 50°C 时的电阻为 810Ω ,试计算 R 之值。
- 2.8 图 P2.8 中所示直流放大器在温度升高时增益将随之提高。负温度系数热敏电阻在 20°C 时的电阻为 $30\text{k}\Omega$,在所考察的温度范围内 $B=4000\text{K}$ 。若在 15°C , 25°C 和 35°C 的温度下,增益分别为 0.9 , 1 和 1.1 。计算电阻器 R_s , R_p 和 R_G 值。

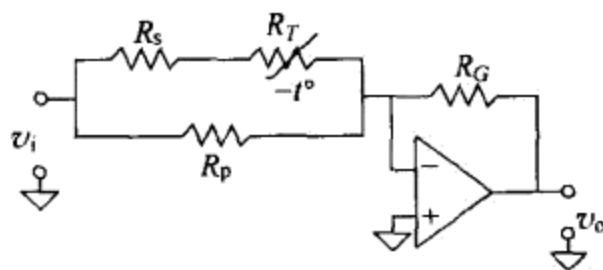


图 P2.8 在三种不同温度下具有特定增益的直流放大器。

- 2.9 带有单极输出的传感器的温度灵敏度为 $\alpha\%/^{\circ}\text{C}$ 。为了获得不随温度变化的输出电压,建议采用图 P2.9 中所示电路。所用负温度系数热敏电阻的参数为 $B=3500\text{K}$ 和 $R_{25}=10\text{k}\Omega$ 。传感器和负温度系数热敏电阻都处在约 20°C 的环境温度下。试设计在 20°C 时增益为 1000 以及对传感器进行温度补偿的电路。将运算放大器看成是理想放大器。如果负温度系数热敏电阻具有 $\delta=1\text{mW/K}$,试问这个参数会带来什么样的限制?

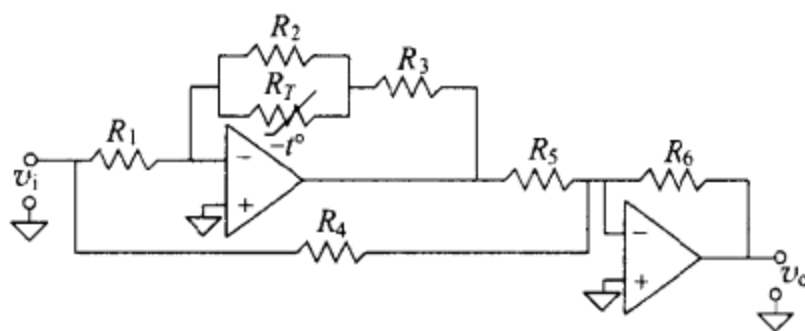


图 P2.9 增益-温度特性适合于输入信号温度系数的直流放大器。

- 2.10 为了实现正温度系数热敏电阻的线性化,即在 $0^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ 的温度范围满足方程(2.37)且 $R_{25}=1000\Omega$,试计算所需的并联电阻的阻值。

参 考 文 献

- 1 E. Gass and E. Holder. Conductive plastic potentiometers. *Measurements & Control*, Issue 151, 1992. 116~123
- 2 C. D. Todd (Bourns Inc.). *The Potentiometer Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1975
- 3 S. Demurie and G. DeMey. Design of custom potentiometers. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **38**, 1989. 745~747
- 4 K. Antonelli, J. Ko, and S. Ku. Resistive displacement sensors. Section 6.1 in: J. G. Webster (ed.), *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999
- 5 Y. Kanda. Piezoresistance effect in silicon. *Sensors and Actuators*, **28A**, 1991. 83~91
- 6 Measurements Group. *Interactive Guide to Strain Measurements Technology*. Raleigh, NC: Vishay, 1999. Available on CD ROM and at www.measurementsgroup.com
- 7 P. Stein. Sixty years of bonded resistance strain gage. *Measurements & Control*, Issue 176, 1996. 131~140
- 8 D. A. Gorham and B. Pickthorne. Light sensitivity of silicon strain gages. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **22**, 1989. 1023~1025
- 9 D. Meglan, N. Berme, and W. Zuelzer. On the construction, circuitry, and properties of liquid metal strain gages. *J. Biomech.*, **21**, 1988. 681~685
- 10 J. Burns. Resistive thermometers. Section 32.2 in: J. G. Webster (ed.), *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999

- 11 J. M. Diamond. Linear composite resistance thermometers. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **38**, 1989. 759~762
- 12 M. Acrivelllis. Determination of the magnitude and signs of flow parameters by hot-wire anemometry. Part I; Measurements using hot-wire X probes. Part II; Measurements using a triple hot-wire probe. *Rev. Sci. Instrum.*, **60**, 1989. 1275~1280 and 1281~1285
- 13 H. T. Hoge. Useful procedures in least squares and tests of some equations for thermistors. *Rev. Sci. Instrum.*, **59**, 1988. 975~979
- 14 E. D. Macklen. *Thermistors*. Ayr, UK; Electrochemical Publications, 1979
- 15 Thermometrics. *PTC Thermistors; Application Notes*. Edison, NJ; Thermometrics, 1998. Available at www.thermometrics.com
- 16 A. Petersen. The magnetoresistive sensor—a sensitive device for detecting magnetic field variations. *Electronic Components Appl.*, **8**, 1989. 222~239
- 17 U. Dibbern. Magnetoresistive sensors. Chapter 9 in; R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
- 18 R. Popovic and W. Heidenreich. Magnetoresistors. Section 3.4 in; R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
- 19 M. J. Carusso, T. Bratland, C. H. Smith, and R. Schneider. Anisotropic magnetoresistive sensors; theory and applications. *Sensors*, **16**, March 1999. 18~26
- 20 M. J. Carusso, T. Bratland, C. H. Smith, and R. Schneider. A new perspective on magnetic field sensing, *Sensors*, **15**, December 1998. 34~46
- 21 Siemens. *Magnetic Sensors, Giant Magneto Resistors*. Application Note 10.98. Munchen (Germany); Siemens, 1998. Available at www.infineon.com
- 22 C. I. Popescu, C. Popescu, and T. Stoica. Photoresistive sensors. Chapter 2 in; P. Ciureanu and S. Middelhoek (eds.), *Thin Film Resistive Sensors*. New York; IOP Publishing, 1992
- 23 R. L. Fenner. Cellulose crystallite-strain gage hygrometry. *Sensors*, **12**, May 1995. 51~59
- 24 P. R. Wiederwhold. Fundamentals of moisture and humidity, Part 3; Humidity measurement methods. *Measurements & Control*, Issue 190, September 1998. 131~143
- 25 P. T. Moseley. Solid state gas sensors, *Meas. Sci. Technol.*, **8**, 1997. 223~237
- 26 S. R. Morrison. Chemical sensors. Chapter 8 in; S. M. Sze (ed.), *Semiconductor Sensors*. New York; John Wiley & Sons, 1994
- 27 F. Oehme. Liquid electrolyte sensors. Chapter 7 in; W. Göpel, T. A. Jones, M. Kleitz, J. Lundström, and T. Seiyama (eds.), *Chemical and Biochemical Sensors*, Part 1, Vol. 2 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1991
- 28 W. Groner. Cell counters, blood. In; J. G. Webster (ed.), *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. New York; John Wiley & Sons, 1988. 624~639

第 3 章

电阻式传感器的信号调节

有许多方法可以改变材料电阻,同时还存在着众多用于电阻式传感器的信号调节器。因此,电阻式传感器已成为应用规模最大的一类传感器。

本章将介绍从电阻式传感器获得适于模数转换器(ADC)或其他电子测量设备工作范围的输出电压的几种方法。此外,还介绍传感器后续电路信号调节器中的干扰补偿和传感器线性化的几种方法。

通过研究其中一部分传感器和信号调节器,我们可以引入同样也适用于其他更复杂传感器的误差分析方法和电路设计概念。

本章首先对电阻测量方法进行评述,然后针对电阻值有较大变化的传感器,对调节器进行分析,再过渡到电阻变化逐渐减小的情况。最后讨论干扰的类型以及如何通过接地和屏蔽来降低干扰。7.1节将对失调和漂移进行分析,而7.4节将对噪声进行讨论。第8章将介绍综合使用了电阻式传感器和传感器-微控制器的振荡器。

3.1 电阻的测量

传感器在对被测对象起响应时,其电阻发生的变化 x 所遵循的普遍方程为 $R = R_0 f(x)$, 假定 $f(0) = 1$ 。对于线性传感器,有

$$R = R_0(1 + x) \quad (3.1)$$

x 的数值范围强烈依赖于传感器类型和被测对象的变化范围。对于线性传感器,特别是线性电位器, x 从 0 变化到 -1;对于导电聚合物, x 可能高达 10;对于应变计, x 可能小到 10^{-5} 。电阻式温度检测器和测量用热敏电阻具有中等大小的 x 值。对于极端的被测对象值,传感器电阻之比可能比光敏电阻(LDR)和电阻式湿度计大 1000 倍,但也可能仅为磁敏电阻、气体传感器和液体电导率传感器的 1/100。开关型正温度系数热敏电阻在温度高于转换温度时,其电阻的增大将超过

10000 倍。

对所有用于电阻式传感器的调节器,提出了两项要求。第一,它们必须用电压或电流驱动传感器以获得输出信号,因为电阻的变化本身并不能提供信号。第二,影响到输出信号大小的供电电源要受到传感器自热的限制。除非检测原理像某些流量计和液位计那样利用了传感器自热,否则必须避免出现自热。无论处于什么情况,只要由传感器看上去的戴维宁等效电路具有输出电压 V_0 和电阻 R_0 (图 3.1),传感器耗散的功耗便为

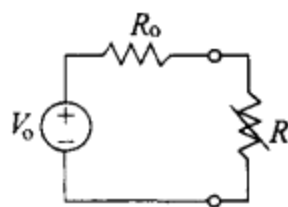


图 3.1 从电阻式传感器两端看上去的戴维宁等效电路可以确定达到最大功率的条件是 $R=R_0$ 。

$$P = \left(\frac{V_0}{R_0 + R} \right)^2 R \quad (3.2)$$

将上式对 R 的一阶导数设定为零,便能得到相对于 R 的最大值:

$$\frac{dP}{dR} = 2 \frac{V_0}{R_0 + R} \frac{-V_0}{(R_0 + R)^2} R + \left(\frac{V_0}{R_0 + R} \right)^2 = \left(\frac{V_0}{R_0 + R} \right)^2 \frac{R_0 - R}{R_0 + R} = 0 \quad (3.3)$$

由此得到 $R=R_0$ 。这时,二阶导数为负值,因此,结果便是最大值。对应的功率为

$$P_{\max} = \left(\frac{V_0}{R_0 + R_0} \right)^2 R_0 = \frac{V_0^2}{4R_0} \quad (3.4)$$

若传感器电阻永远不满足条件 $R=R_0$,则最接近 R_0 的电阻值将对应于最大功率。若传感器用恒流驱动,则最大的传感器电阻将对应于最大功率。

某些传感器要求特殊的电路。热敏电阻要求线性化,应变计需要消除干扰。为了使输出信号的动态范围与 ADC 的输入范围匹配,输出幅度低的传感器需要进行高增益放大(见参考文献[1]中的 1.3 节和 1.4.2 节)。供远程传感器用的调节器必须不受连接引线电阻的影响,否则便需要对其进行补偿。图 3.2(a)中测得的电压为

$$V = I(R + R_{w1} + R_{w2}) \quad (3.5)$$

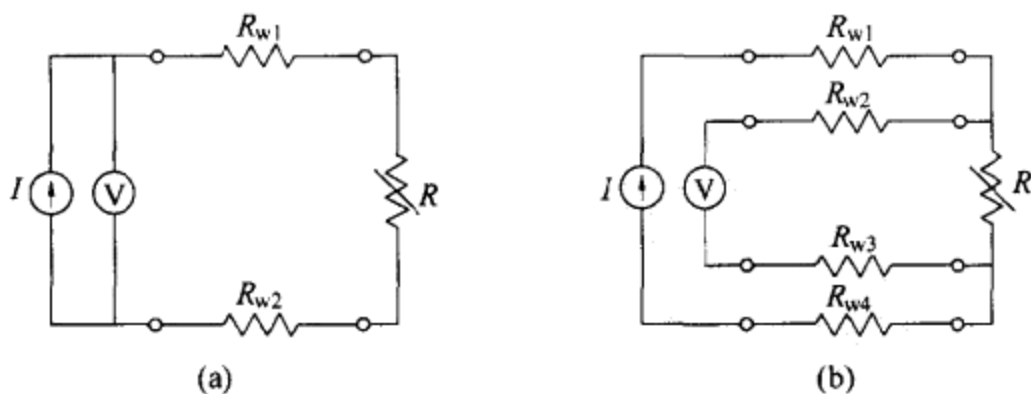


图 3.2 (a)用双引线电路测量电阻式传感器将产生随温度变化的失调误差。(b)4 引线法不受引线电阻的影响。

因此,当 $R=0\Omega$ 时, $V(0)\neq 0V$, 便有零示误差(失调)。根据表 3.1, 长 10m 的 20 号 AWG 引线将对 R 增加 $0.333m\Omega$ 的电阻。这相当于 Pt100 传感器温度升高 1°C 时的电阻变化。对于这种零示误差, 可以通过调零来消除。然而, 环境温度变化引起的引线电阻变化是无法消除的。在图 3.2(b) 所示 4 引线电路(也称为开尔文电路)中测得的电压不会受引线电阻的影响, 条件是电流源的输出阻抗和电压表的输入阻抗要足够大。

表 3.1 部分铜导线的数据*

AWG ^b	绞合导线	直径/mm	直流电阻 ^c /Ω/km
10	实心线	2.600	3.28
	37/26	2.921	3.64
	49/27	2.946	3.58
20	实心线	0.813	33.20
	10/30	0.899	33.86
	26/34	0.914	32.97
30	实心线	0.254	340.00
	7/38	0.305	338.58

* 实心线数据取自 Spectra-Strip 公司资料, 绞合导线数据取自 Alpha Wire 公司资料。其他数据资料可在网址 http://www.brimelectronics.com/AWG_chart.htm 上查寻。

^b AWG 代表 American Wire Gauge(美国线规), 也称为 B&S 线规(根据 Brown 和 Sharp), 是一种直径规格。米制规格序号对应于用毫米表示的直径的 10 倍。例如, 米制 No. 6.0 导线的直径为 0.6mm。AWG 号数并不与直径大小成比例相对应。规格序号越大, 直径越小。典型的家庭布线用的 AWG 序号为 12 或 14。电话线通常为 22, 24 或 26。绞合导线号数 n/m 表示取导线号数 m 中的 n 股作为所需要的导线数。例如, 30AWG 中的 10 股或 34AWG 中的 26 股作为 20AWG 导线。

^c 在 20°C 时。

电阻测量方法可以分为偏转法和零示法两类。偏转法检测待测电阻两端的压降或流过待测电阻的电流, 也可以同时对两者进行检测。零示法则是建立在测量电桥的基础上。

最简单的偏转法利用恒压源对电阻供电, 然后测量流过电路的电流, 或者利用恒流源对电阻供电, 然后测量电压。图 2.20(a) 中示出用恒定电压激励的负温度系数热敏电阻。电流表提供输出读数。图 3.3(a) 示出用恒定电流激励的电阻式传感器。线性传感器的输出电压为

$$v_o = I_r R = \frac{V_i}{R_r} R_0 (1 + x) \quad (3.6)$$

上式也呈线性。如果 $x \ll 1$, v_o 将包含叠加在对应于 $x=0$ 的很大失调电压上的微小起伏(由 x 引起)。尽管如此, 如果令 $R_r = R_0$, 则从 v_o 减去 R_r 两端的压降便得

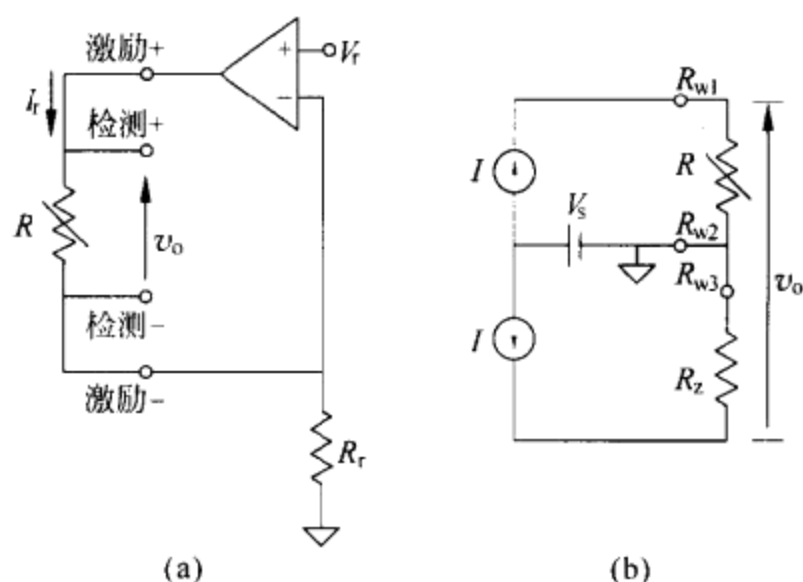


图 3.3 (a)用于基于电流激励的电阻式传感器的信号调节器。
(b)利用双电流源和电压相减来抵消恒定的输出电压项。

$$v_s = v_o - I_r R_r = V_r(1 + x) - V_r = V_r x \quad (3.7)$$

上式在 $x=0$ 时为零。若可接受的相对误差为 ϵ , 则运算放大器的输入失调误差必须满足 $V_{io} < \epsilon V_r$ 。图 3.3(b) 示出一个用于实现相同原理的电路。两个完全相同的电流源(例如 ADT70, REF200)激励传感器和串联电阻。当 $x=0$ 时, 串联电阻提供抵消传感器两端压降的电压。如果 $R_z = R_0$, 则输出电压为差动电压

$$v_o = I(R - R_z) = IR_0 x \quad (3.8)$$

应当指出, 利用图 3.3(a) 中的 4 引线传感器时, 引线电阻不会影响输出电压。此外, 还可以用同一电流激励若干个串联在一起的传感器^[2]。这种信号调节方法常用于电阻式温度检测器(参见习题 3.1 和 3.2)。AD7711 和 AD7113 都是模数转换器(ADC), 它们可以为传感器的激励提供集成在一个电路块上的 2 组 $200\mu\text{A}$ 电流源。

例 3.1 利用图 3.3(a) 所示电路和薄膜 Pt100 传感器(Minco 公司生产的 S245PD 型传感器), 以 0.1°C 的分辨率测量 $20^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$ 范围的温度。薄膜 Pt100 传感器在 0°C 时的电阻为 100Ω , $\alpha = 0.00385(\Omega/\Omega)/\text{K}$, 在流速为 0.4m/s 的水流中 $\delta = 40\text{mW/K}$ 。如果所提供的参考电压为 $V_r = 5\text{V}$, 试计算 R_r 。

由于热耗散的任何变化会引起电阻变化, 所以温度分辨率要受到自热的限制。我们希望

$$\frac{I_r^2 R}{\delta} = \left(\frac{V_r}{R_r}\right)^2 \frac{R}{\delta} = \Delta T < 0.1^\circ\text{C}$$

因为传感器用恒定电流激励, 所以在 100°C (最大传感器电阻) 时将有最大热耗散。因此, 应满足的条件为

$$R_r > V_r \sqrt{\frac{R_{100}}{\delta \times (0.1^\circ\text{C})}}$$

由式(2.20)得

$$R_{100} = (100\Omega)[1 + (0.00385/\text{K})(100^\circ\text{C} - 0^\circ\text{C})] = 138.5\Omega$$

因此

$$R_r > (5\text{V}) \sqrt{\frac{138.5\Omega}{(40\text{mW}/\text{K}) \times (0.1^\circ\text{C})}} = 930\Omega$$

式中,我们利用了等式 $1\text{K}=1^\circ\text{C}$ 。

选择 R_r 的一个附加标准可以是具有譬如说 $1\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的灵敏度。因此,输出电压为

$$v_o = \frac{V_r}{R_r} R_0 (1 + \alpha T)$$

灵敏度为

$$S = \frac{dv_o}{dT} = \frac{V_r}{R_r} R_0 \alpha$$

因此

$$R_r = \frac{V_r R_0 \alpha}{S} = \frac{(5\text{V})(100\Omega)(0.00385/\text{K})}{1\text{mV}/\text{K}} = 1925\Omega$$

如果我们选择 $R_r = 1.93\text{k}\Omega$, 容差为 0.1% , 则实际灵敏度将比 $1\text{mV}/^\circ\text{C}$ 低 0.36% 。当然,这一恒定误差是可以校正的。此外,在 20°C 时, $R_{20} = 107.7\Omega$, 这将引起约 279mV 的失调误差。流过传感器的电流约为 2.5mA 。

另一个测量电阻的偏转方法是图 3.4 中所示的双读数法。该法包含将一已知稳定电阻器与未知电阻器串联。首先,读取稳定电阻器两端的电压读数,给出 $V_r = IR_r$ 。然后,读取未知电阻器两端的另一读数,给出 $v_o = IR$ 。随后再计算两个读数之商,得

$$R = R_r \frac{v_o}{V_r} \quad (3.9)$$

若 $R_r \approx R$, 则两次读数的电压表误差相似,并且在取商值时误差将相互抵消。通常,在测量范围内,我们选择 $R_r = R_{\text{max}}$ 。另外,利用 V_r 作为参考时的比率模数转换器(ADC)将直接以数字形式给出商值(3.2.1节和3.4.5节)(参见习题3.4)。此法只需要一个精密电阻器。图3.3中所示的电流注入法还需要精密电压。

测量电阻的另外两种方法是使用

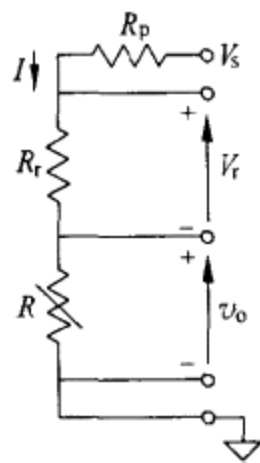


图 3.4 测量电阻的双读数法。首先测量已知电阻器两端的压降。然后,测量未知电阻器两端的压降。 R_p 是限制传感器自热的保护电阻器,它不会影响测量结果。

分压器和惠斯登电桥。

3.2 分压器

分压器常用于测量大阻值。在图 3.5(a)中,如果我们假定电压表的输入电阻远大于 R ,则有

$$v_o = \frac{V_r}{R_r + R} R_r \quad (3.10)$$

据此,可以计算未知电阻器之值

$$R = R_r \frac{V_r - v_o}{v_o} \quad (3.11)$$

另一方面,若 R_r 和 R 相互交换位置,便有

$$R = R_r \frac{v_o}{V_r - v_o} \quad (3.12)$$

分压器适合用于电阻变化很大的传感器以及非线性传感器,如负温度系数热敏电阻,因为 v_o 和 R 之间的非线性关系能使热敏电阻线性化(3.2.2节)(参见习题 3.5)。如果我们将 R_r 和 R 理解为电位器的两部分,则分压器也能用于电位器(3.2.1节)。

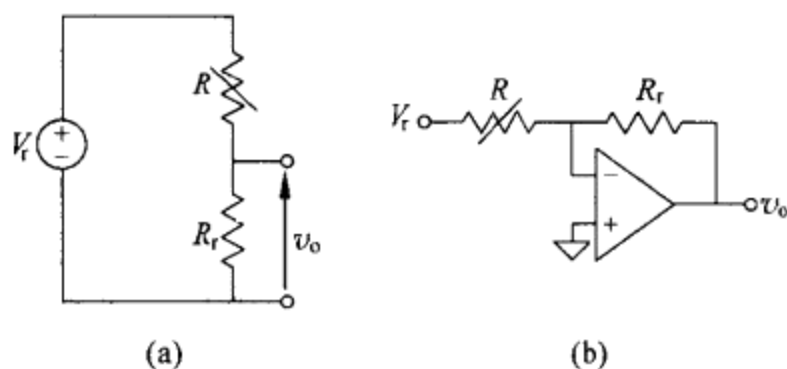


图 3.5 (a)测量电阻的分压器法。如果电阻器之一为已知,则利用一个电压表的读数就可以对未知电阻器进行计算。(b)在分压器上增添运算放大器便构成一个输出电压与未知电阻成反比的电路。

例 3.2 MGS1100 型 CO 气体传感器(Motorola 公司产品)在空气中具有 $1000\text{k}\Omega$ 电阻,对 60×10^{-6} 的 CO 浓度的电阻为 $30\text{k}\Omega \sim 300\text{k}\Omega$ (典型值 $150\text{k}\Omega$) (R_{60}),且比值 $R_{60}/R_{400} = 2.5$ (典型值)。假定在检测电阻两端允许的电压和其中的功耗分别为 5V 和 1mW ,如果预期的 CO 浓度范围为 $0 \sim 400 \times 10^{-6}$,试针对这样的传感器按照图 3.5(a)设计一个分压器。

为了保证电压范围不超限,我们可以选择 $V_r = 5\text{V}$ 。功耗必须满足下列条件:

$$\left(\frac{V_r}{R+R_r}\right)^2 R < 1\text{mW}$$

根据式(3.4), $R=R_r$ 时将出现最大功耗。因此,我们必须满足

$$R_r > \frac{V_r^2}{4P_{\max}} = \frac{(5\text{V})^2}{4 \times 10^{-3}\text{W}} = 6.25\text{k}\Omega^*$$

通常,传感器的电阻范围从 $1000\text{k}\Omega$ 到下列典型值:

$$R_{400} = 2.5R_{60} = 375\text{k}\Omega$$

而最大值为 $750\text{k}\Omega$,因此,可以完全保证满足功耗所要求的极限条件。于是,对于所要监测的大气环境,我们可以选择 R_r 等于传感器的静态电阻。

由于分压器电路中的电流与未知电阻有关,故电压和电阻之间并不呈线性关系。若电路电流恒定不变,则线性电阻式传感器两端的压降将是被测对象的线性函数,如图 3.3(a)所示。对于电阻随外加输入电压的增大而减小的传感器(如导电聚合物力传感器),图 3.5(b)所示电路将把恒定电流注入传感器,并产生下列输出电压

$$v_o = -V_r \frac{R_r}{R} \quad (3.13)$$

v_o 将随 V_r 测量值的增加而增大。

例 3.3 利用无负荷时具有 $200\text{k}\Omega$ 电阻而加 45kg 负荷时具有 $20\text{k}\Omega$ 电阻的 Flexiforce™SSB-T 型传感器来设计图 3.5(b)中所示电路,要求在对 $0\text{kg} \sim 45\text{kg}$ 的力起响应时得到 $0.5\text{V} \sim 5\text{V}$ 的输出。

由式(3.13)得

$$v_o(0) = -V_r \frac{R_r}{200\text{k}\Omega} = 0.5\text{V}$$

$$v_o(45) = -V_r \frac{R_r}{20\text{k}\Omega} = 5\text{V}$$

因此, $V_r R_r = -100\text{V} \times 1\text{k}\Omega$ 。我们可以选择 $V_r = -5\text{V}$,便得到标准的 $R_r = 20\text{k}\Omega$ 。 R_r 的容差应与增益所能接受的不确定性相适应。

如果利用电阻的百分变化很小($x \ll 1$)的线性传感器将分压器应用于静态测量,则与零输入($x=0$)时得到的电压 $v_o(0)$ 相比,对应的输出电压变化 Δv_o 也很小。这意味着测量 $v_o = v_o(0) + \Delta v_o$ 存在的任何误差将导致远大于 Δv_o 的百分误差。

由于测量低电压总是比测量要求高分辨率的高电压更容易,所以,测量电阻微

* 此式原文印制有误,已改正。——译者注

小变化的常用方法是将另一个分压器与配套传感器的分压器并联。如果两个分压器设计成在没有外加输入信号时有相同输出,则它们的输出之差将是一个只取决于被测变量的信号。这样的布置称为惠斯登电桥。

除上述基本优点之外,在某些情况下,利用几个便于安装在不同臂上的传感器,惠斯登电桥亦能提高测量的灵敏度。此外,还能消除某些外部干扰。

惠斯登电桥属于零示测量法,这是因为将分压器中的电压与加入未知电阻的另一个分压器中的电压作比较,但输出电压或输出电流可以用零示法或偏转法测量。进行零示法测量时,调节已知可调电阻,直到两个分压器给出相同输出(3.3节)。在偏转法中,我们应测量传感器电阻改变时由两个分压器失衡引起的电压或电流(3.4节)。

3.2.1 电位器

图 3.6(a)示出用于总电阻为 R_T 的电位器的最简单信号调节方式。待测电位器的直线或旋转移动使滑臂转动或滑动。图 3.6(b)示出当电压表具有有限输入电阻 R_m 时的等效电路。 v_o 是开路电压, R_o 是输出电阻。根据式(2.4)和式(2.5)对电路进行分析得出

$$v_m = \frac{v_o}{R_o + R_m} R_m = \frac{V_T \alpha}{1 + \frac{\alpha(1-\alpha)}{k}} \quad (3.14)$$

式中, k 是 R_m/R_T 。因此,被测电压的滑臂位移之间只有在 $k \gg 1$ 即 $R_m \gg R_T$ 时才呈线性。

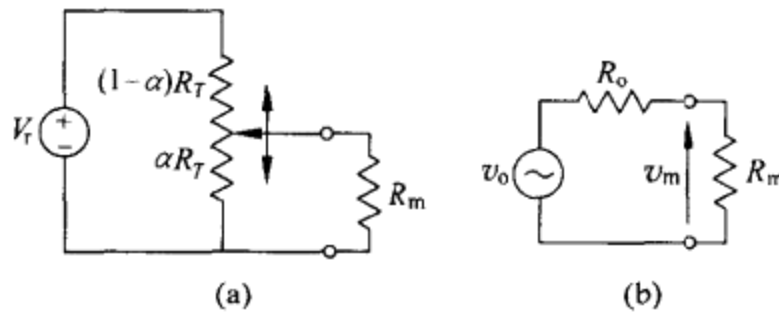


图 3.6 (a)位移式测量电位器的信号调节和(b)等效电路。

如果理论(理想)响应为 $v_o = V_T \alpha$,则在刻度的两端便不存在误差。在中间点处,相对误差 ϵ 与 k 有下列关系:

$$\epsilon = \frac{v_m - v_o}{v_o} = \frac{-\alpha(1-\alpha)}{k + \alpha(1-\alpha)} \quad (3.15)$$

我们可以通过确定 $d\epsilon/d\alpha = 0$ 来获取 ϵ 达到最大值的位置。由式(3.15)得

$$\frac{d\epsilon}{d\alpha} = -\frac{k(1-2\alpha)}{[k + \alpha(1-\alpha)]^2} = 0 \quad (3.16)$$

这就是说 $\alpha=0.5$, 即变化范围的中点。通过在 $\alpha=0.5$ 处对式(3.15)求解来对 $\epsilon(0.5)$ 进行估算, 得

$$|\epsilon_{\max}| = \frac{0.25}{k+0.25} \quad (3.17)$$

由于式(3.15)中的 α 和 $(1-\alpha)$ 可以互换而不受影响, 故相对误差相对于中心位置呈对称分布。此外, 由于最小误差为 $\epsilon=0$, 故为了确切了解 $\alpha=0.5$ 是最大还是最小, 无需取二阶导数。注意到按照式(3.15)在 $\alpha=0.5$ 时 $\epsilon \neq 0$ 以及在式(3.14)中 $v_m \neq 0$ 就足够了, 因此, $\alpha=0.5$ 处是最大值。

降低加载误差而不增大 R_m 的简单方法是将一个等于 R_m 的电阻器连接在电位器电路的上半部, 如图 3.7(a)所示。被测电压为

$$v_m = V_r \frac{\alpha(k+1-\alpha)}{2\alpha(1-\alpha)+k} \quad (3.18)$$

增加的电阻器迫使在中心位置($\alpha=0.5$)处 $v_m = V_r/2$, 因而在该点实现零误差。利用两个不同的电阻器[图 3.7(b)], 可以在任何需要点处实现零误差。这适用于围绕给定值对电压进行精确调整^[3]。

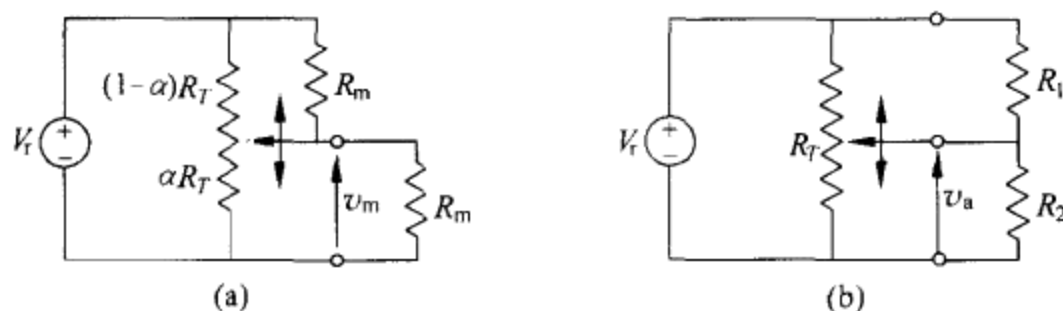


图 3.7 (a)改善电位器因加载引起的非线性的电路。
(b)利用电位器精确调整电压 v_a 的电路。

例 3.4 为了保证电位器的滑臂在与电位器整个量程的 $1/4$ 对应的位置附近位移整个行程的 $\pm 15\%$ 所产生的电压变化只有总电压的 10% , 计算图 3.7(b)中的 R_1 和 R_2 。

定义参数 $a=R_T/R_1$ 和 $b=R_T/R_2$, 输出电压为

$$v_a = V_r \frac{\alpha(a - a\alpha + 1)}{1 + \alpha(1-\alpha)(a+b)}$$

在 $\alpha=0.25+0.15$ 处, 输出电压应为 $v_a = (0.25+0.05)V_r$, 而在 $\alpha=0.25-0.15$ 处, $v_a = (0.25-0.05)V_r$ 。因此有

$$0.3 = \frac{6a+10}{25+6(a+b)}$$

$$0.2 = \frac{9a+10}{25+9(a+b)}$$

针对 a 和 b 求解这两个方程,得 $a=4.17$ 和 $b=11.1$ 。

减小由加载效应引起的非线性误差的另一个方法是使用对称连接的电源,如图 3.8 所示。这样,在滑臂行程的中点和终端处的误差与图 3.7(a) 相同均为零。输出电压为

$$v_m = \frac{V_r(2\alpha - 1)}{1 + \frac{\alpha(1 - \alpha)}{k}} \quad (3.19)$$

对于远距离使用的电位器,3 引线电路能给出零示误差和灵敏度(增益)误差。图 3.9(a) 示出这一电路的连接情况。若要减小加载效应,应使 $k \gg 1$,对于 $\alpha=0$,有

$$v_m(0) = V_r \frac{R_{w3}}{R_T + R_{w1} + R_{w3}} \quad (3.20)$$

这意味着失调误差。对于 $\alpha=1$,有

$$v_m(1) = V_r \frac{R_T + R_{w3}}{R_T + R_{w1} + R_{w3}} \quad (3.21)$$

图 3.9(b) 表明,实际电压比的斜率要比理想电压比的小,且不通过零点。

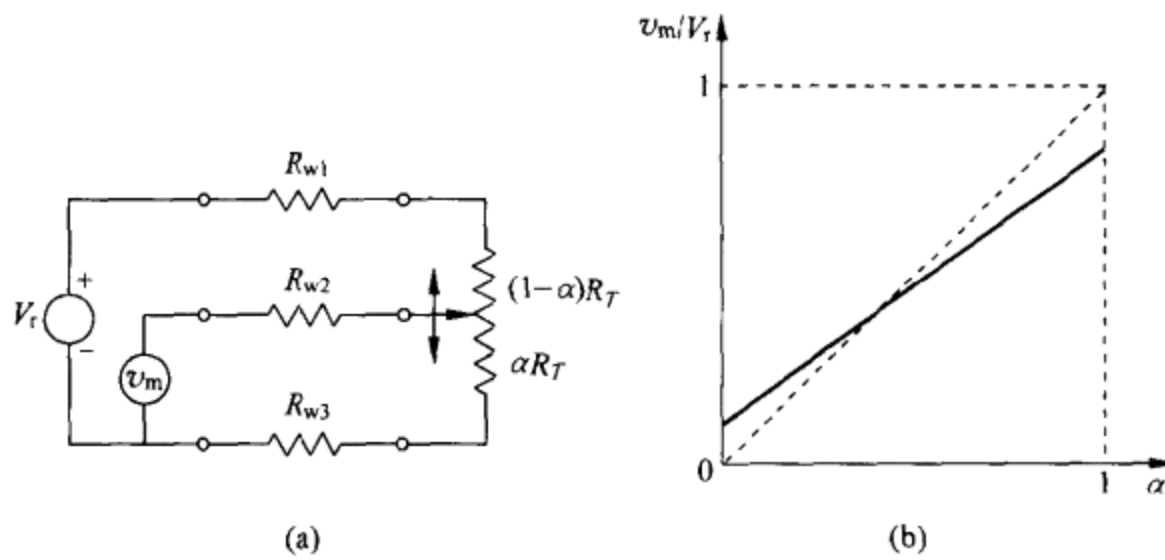


图 3.9 远距离使用的电位器存在的引线问题。(a)3 引线测量电路。
(b)影响:失调误差和灵敏度误差。

图 3.10 所示 4 引线电路能避免失调误差,因为这时 $v_m(0) = 0V$ 。然而,在 $\alpha=1$ 时滑臂给出

$$v_m(1) = V_r \frac{R_T}{R_T + R_{w1} + R_{w3}} \quad (3.22)$$



因此,灵敏度未发生变化:式(3.20)与式(3.21)相减便得到式(3.22)。这是因为引线两端的压降使电位器两端的实际电压小于供电电压 V_r 。

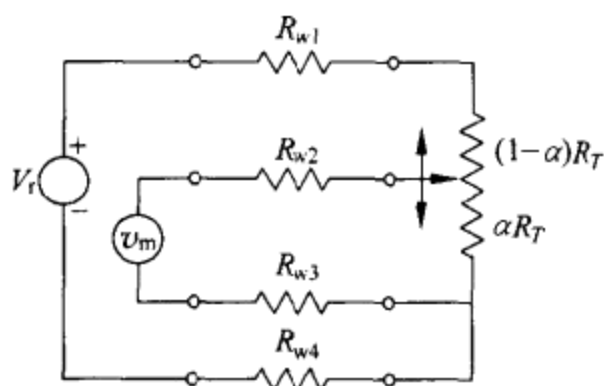


图3.10 电位器的4引线测量电路
能消除失调误差,但相对于3引线电路灵敏度误差仍维持不变。

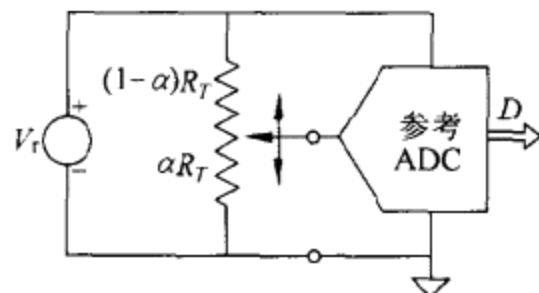


图3.11 测量电位器的输出电压和参考电压之比获得一个对供电电压的变化不敏感的输出。

为电位器供电的电源的内阻应很小,以使相对于电路中的其他电阻可以忽略不计。电源的温度系数也应很小,因为式(3.14)表明,温度系数的漂移将直接反映到 v_m 上。但输出电压与电源之比对电源漂移并不敏感。接受外部参考电压的模数转换器(ADC)可以执行比值测量。在图3.11中,若ADC的输入阻抗远大于 R_T ,则输出数字字将是

$$D = (2^n - 1) \frac{v_m}{V_r} = (2^n - 1)\alpha \quad (3.23)$$

电位器最适于使用直流电源供电。低频交流电源也能满足要求。高频交流电源则不推荐使用,因为寄生电感和寄生电容会影响输出电压,故与直流供电相比将降低传感器的线性。

3.2.2 用于热敏电阻

2.4节已经指出,在一个较窄的温度范围内,负温度系数热敏电阻可以用两个参数和下列方程进行模拟

$$R_T = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} = R_0 f(T) \quad (3.24)$$

式中,温度用 K 表示。这个非线性特性可以用如图3.5(a)中所示的分压器在某种程度上加以线性化。在此,按照式(3.10), v_o 不随 R 呈线性变化。

图3.12中所示分压器的输出为

$$v_o = V_r \frac{R}{R_T + R} = \frac{V_r}{1 + R_T/R} \quad (3.25)$$

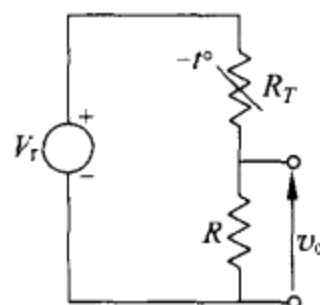


图3.12 利用负温度系数热敏电阻与温度呈线性关系的分压器。

由式(3.24)有

$$\frac{R_T}{R} = \frac{R_0}{R} f(T) = sf(T) \tag{3.26}$$

式中,我们定义 $s=R_0/R$ 。因此, v_o 表示为

$$v_o = \frac{V_r}{1 + sf(T)} = V_r F(T) \tag{3.27}$$

$F(T)$ 的形状取决于各种特定的材料和 s 。如果要求 v_o 相对于 T 呈线性,则 $F(T)$ 应是一条直线。适应于这种形状的 s 值取决于热敏电阻的温度范围。例如,对于具有图 3.13 所示曲线的材料,在 $10^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$ 范围内, $s=1.5$ 时有最佳线性。但是,对于 $90^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$ 范围,则 $s=20.0$ 时的值属最佳。

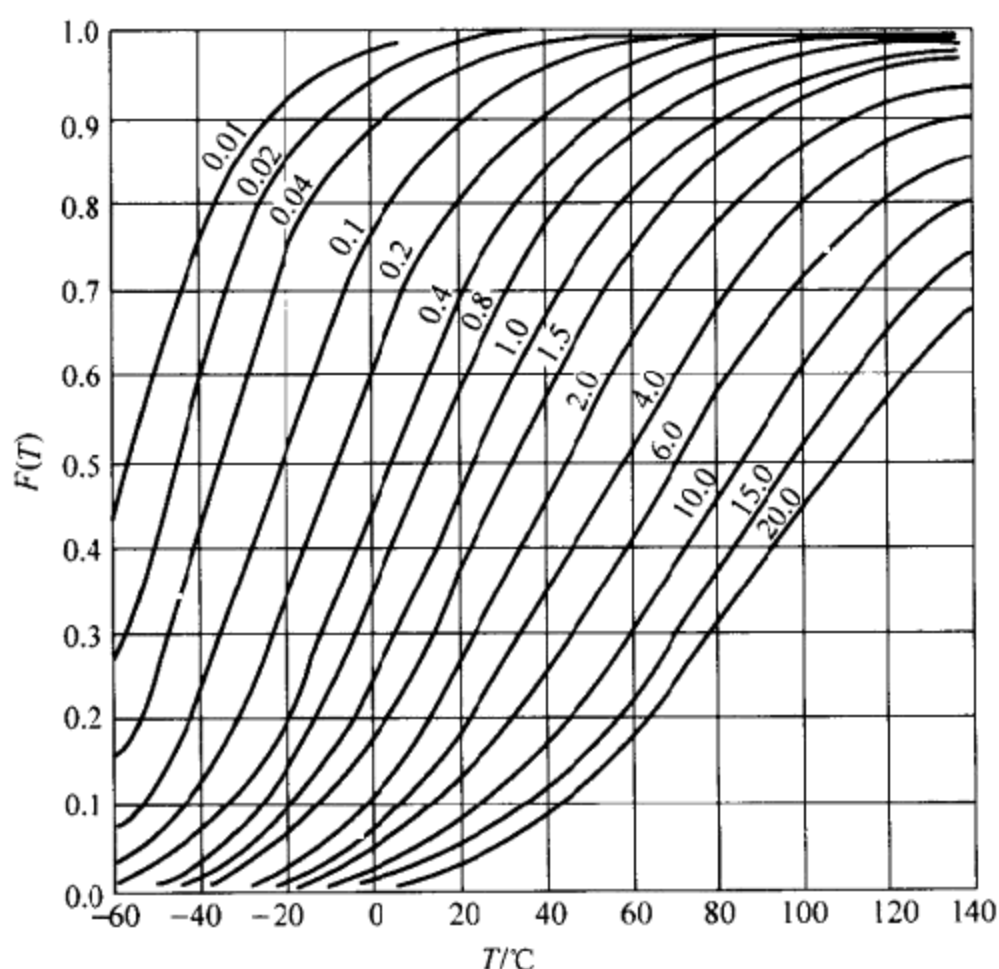


图 3.13 热敏电阻制造中所用材料的“s”曲线(Thermometrics 公司提供)。

通过并联电阻器 R ,可以将相同曲线用于负温度系数热敏电阻的线性化,从而在 2.4.3 节所述的两种解析法之后又提供了另一种方法。并联组合的等效电阻为

$$R_p = \frac{RR_T}{R + R_T} = R \left(1 - \frac{1}{1 + R_T/R} \right) = R[1 - F(T)] \tag{3.28}$$

因此,如果针对所要求的温度范围来选择 s ,使 $F(T)$ 近似为直线,则 $1-F(T)$ 也是一条直线,且 R_p 将随温度呈线性变化。

3.2.3 动态测量

被测对象,即式(3.1)中的 x 可能周期性或非周期性地随时间迅速变化。如果我们只对交流分量感兴趣,那么,即使 x 的值很小,图 3.5(a)所示分压器也非常有使用价值。我们只需要将输出信号经过电容器耦合到测量装置上,电容器与装置的输入电阻将构成一个高通滤波器(图 3.14)。转折频率应适合所考察的频带。这一滤波器的传递函数为

$$H(\omega) = \frac{j\omega R_m C}{1 + j\omega R_m C} = \frac{j\omega}{\omega_c + j\omega} \quad (3.29)$$

式中, $\omega_c = (R_m C)^{-1}$ 。对应的幅度为

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3.30)$$

式中, $2\pi f_c = \omega_c$ 。为了获得比在频率 f_c 处的 ϵ 更小的相对幅度误差,转折频率应满足下列条件

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} > 1 - \epsilon \quad (3.31)$$

这便得到

$$f_c < \frac{f_c \sqrt{2\epsilon - \epsilon^2}}{1 - \epsilon} \quad (3.32)$$

分压器的灵敏度为

$$S = \frac{dv_o}{dR} = V_r \frac{R_r}{(R + R_r)^2} \quad (3.33)$$

使这个灵敏度为最佳的 R_r 值可以通过设定 $dS/dR_r = 0$ 来求得。这个条件在 $R_r = R$ 时成立,因此, $S = V_r/4R_r$ 。二阶导数 d^2S/dR_r^2 对该 R_r 值为负数,因此,所获得的极值应为最大值,但 R_r 必须为恒定值。选择方案之一是将它选择等于测量范围中心处的 R 值。根据式(3.4),这同时会导致在该点的功耗达到最大值。要求给定偏流的传感器可能需要由电源电压决定的特点 R_r 。

例 3.5 J15D 型碲镉汞光敏电阻器(EG&G 公司产品)的电阻在入射光的照射下从 150Ω 变化到 10Ω 。设计图 3.14 所示电路,要求在供电电压为 $12V$ 、输入辐射的频率为 $1Hz$ 时能提供 $10mA$ 的偏流,允许的最大幅度误差为 1% 。

所要求的偏置设置了下列条件:

$$R_r = \frac{V_r}{I_b} - R = \frac{12V}{1mA} - R = 1200\Omega - R$$

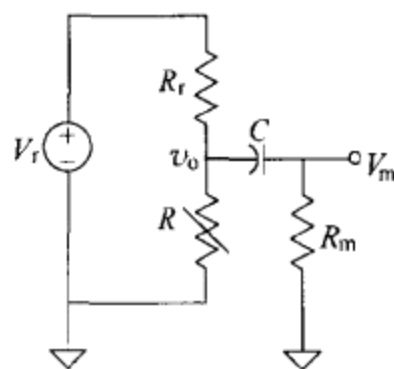


图 3.14 供动态测量用的交流耦合分压器。

由于 R 随入射光而变, 故恒定的 R_r 便意味着不是恒定的。尽管如此, 即使 $R_r = 1\text{k}\Omega$ 也只会造成小的偏置变化。

由式(3.32), 为使在 1Hz 处的误差小于 1% , 要求

$$f_c < \frac{(1\text{Hz}) \sqrt{2 \times 0.01 - 0.01^2}}{1 - 0.01} = 0.14\text{Hz}$$

如果我们选择 $R_m = 10\text{M}\Omega$ 的碳膜电阻器(假定后续放大器具有大得多的输入电阻), 则要求 $C = 114\text{nF}$ 。我们可以选择 120nF , 容差为 $\pm 10\%$ 的聚脂电容器。

如果利用交流电源的分压器, 则电源频率至少必须比被测对象的最高频率高 10 倍。有关这方面的内容将在第 5 章中介绍。

3.2.4 分压器用的放大器

分压器要求使用高阻抗电压表。图 3.15(a) 中所示同相放大器具有高输入阻抗而增益为 $1 + R_2/R_1$ 。添加上 C 用以限制带宽, 因而限制噪声(7.4 节)。如果我们考虑分压器的戴维宁等效电路和图 3.15(b) 中所示的运算放大器误差源(输入偏置电压和偏置电流), 则输出电压为

$$v_o = v_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + V_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_p R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_n R_2 \quad (3.34)$$

式中

$$v_s = V_r \frac{R}{R_r + R} \quad (3.35)$$

$$R_s = \frac{R R_r}{R + R_r} \quad (3.36)$$

因此, 存在着输出零误差(OZE)

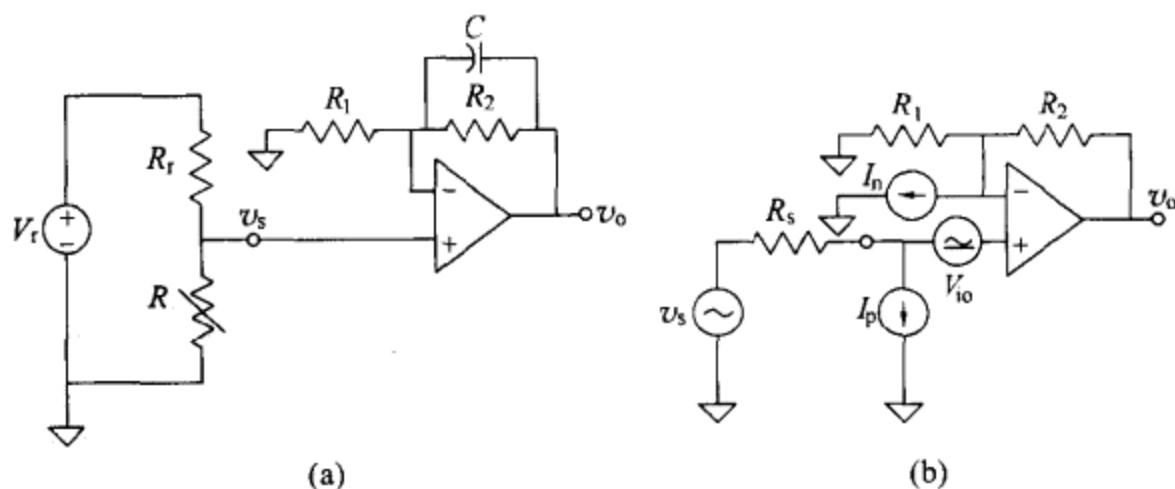


图 3.15 (a) 供分压器用的信号放大器和 (b) 考虑运算放大器输入失调电压和电流误差时的等效电路。

$$\text{OZE} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(V_{io} - I_p R_s + I_n R_2 \frac{1}{1 + R_2/R_1}\right) \quad (3.37)$$

上式除以信号增益便给出输入零误差(IZE)

$$\text{IZE} = V_{io} - I_p (R // R_1) + I_n (R_1 // R_2) \quad (3.38)$$

运算放大器输入电流可能具有与图中所示相反的符号,但因 V_{io} 的符号为未知,所以在最坏条件下输入电流引入的净误差总是与 V_{io} 引起的误差相叠加。对于普通的运算放大器,制造厂商并不单独规定 I_p 和 I_n ,而是规定它们的平均值 I_b 。如果选择放大器中的电阻器使它们的并联组合等于 R_s ,则

$$\text{IZE} = V_{io} + I_b (R_1 // R_2) \quad (3.39)$$

式中, $I_b = I_n - I_p$ 是运算放大器的输入失调电流。

上列各式中的 V_{io} , I_p , I_n 和 I_b 值均是在运算放大器工作温度而不是在环境温度下的值。由于内部产生的热,所以,依据运算放大器的安装处与周围空气之间的热阻,运算放大器将达到高于实际环境温度 T_a 的某个温度。如果运算放大器耗散的功率为 P_d ,则

$$T = T_a + P_d (\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}) \quad (3.40)$$

式中, θ_{jc} , θ_{cs} 和 θ_{sa} 分别是内部芯片与放大器外壳之间的热阻(它取决于封装型式)、外壳与散热器(如使用的话)之间的热阻以及散热器与周围空气之间的热阻。 P_d 包括静态功率(P_q)、向反馈网络提供的功率以及向通常具有高输入阻抗的下一级(负载)提供的电流耗散的功率。在信号放大器中,往往只考虑 P_q 。对于双路供电电源,有

$$P_q = |V_{s+} || I_{s+} | + |V_{s-} || I_{s-} | \quad (3.41)$$

式中, I_{s+} 和 I_{s-} 是相应的静态电流。这种自热暗示能改变集成电路与周围环境之间热阻的气流会造成起伏变化的失调电压和电流(伪噪声)。7.1节将对放大器的失调和漂移进行详细讨论。

例 3.6 OPA177G 是一种具有下列特性的精密运算放大器: $V_{io} = 60\mu\text{V}$, 漂移为 $1.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $I_b = 2.8\text{nA}$, 漂移为 $60\text{pA}/^\circ\text{C}$, 用 $\pm 15\text{V}$ 供电时 $P_q = 60\text{mW}$ (均指最大值)以及采用 DIP 塑封时 $\theta_{jc} = 100^\circ\text{C}/\text{W}$ 。计算将它用在由 $\pm 15\text{V}$ 供电以及 $R_2 = 100\text{k}\Omega$, $R_1 = 100\Omega$ 的同相放大器(图 3.15)中;输入电压为 1mV 、负载电阻为 $10\text{k}\Omega$ 和设备内的环境温度为 35°C 时的实际输入失调电压和失调电流。

为了估计运算放大器耗散的总功率,我们首先估计电阻器耗散的功率和向负载提供的电流所耗散的功率。对于给定的电阻器,增益为 1001,因此,输出电压约为 1V 。 R_2 两端以及负载两端的压降约为 1V ,而 R_1 两端的压降约为 1mV 。因此

$$P_2 = \frac{(1\text{V})^2}{100\text{k}\Omega} = 10^{-5}\text{W}$$

$$P_1 = \frac{(1\text{mV})^2}{100\Omega} = 10^{-8}\text{W}$$

这两个功率远小于运算放大器的静态功率。

为了在 $10\text{k}\Omega$ 负载两端具有 1V 压降, 运算放大器必须提供 $100\mu\text{A}$ 的电流。此电流从 15V 电源流向运算放大器输出端, 因而在运算放大器内部要耗散部分功率

$$P_L = (15\text{V} - 1\text{V})(100\mu\text{A}) = 1.4\text{mW}$$

由式(3.40), 考虑到只涉及一种热阻, 故得

$$T = T_a + (P_q + P_L)\theta_{ja} = 35^\circ\text{C} + (60\text{mW} + 1.4\text{mW}) \times \frac{100^\circ\text{C}}{1\text{W}} = 41^\circ\text{C}$$

因此,

$$V_{io} = 60\mu\text{V} + (1.2\mu\text{V}/^\circ\text{C})(41^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 79\mu\text{V}$$

$$I_b = 2.8\text{nA} + (60\text{pA}/^\circ\text{C})(41^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 3.8\text{nA}$$

输出为交流耦合的分压器必须包含电阻器(如图 3.14 中的 R_m), 以便对运算放大器加偏置。因此, 在式(3.34)和式(3.37)中, 用 R_m 代替 R_s 。

诸如报警之类的一些应用无需连续提供与被测对象相对应的电压, 而只用两个电压值反映所监测量是低于还是高于给定阈值就足够了。因此, 在图 3.15 中, 我们用电压比较器来代替电压放大器(参考文献[1], 6.1 节)。

3.3 惠斯登电桥: 平衡测量

惠斯登电桥测量法首先由克里斯蒂(S. H. Christie)于 1833 年提出, 并由惠斯登于 1858 年以测量小电阻的方法为题刊登在皇家学会(伦敦)的报告中。该法利用电动或手动反馈系统来调节标准电阻器之值, 直到流动检流计或其他零指示器的电流为零(图 3.16)。一旦达到平衡条件, 便有

$$R_3 = R_4 \frac{R_2}{R_1} \quad (3.42)$$

亦即 R_3 的变化正好与为使电桥平衡而必须产生的 R_4 的相应变化成正比。这种

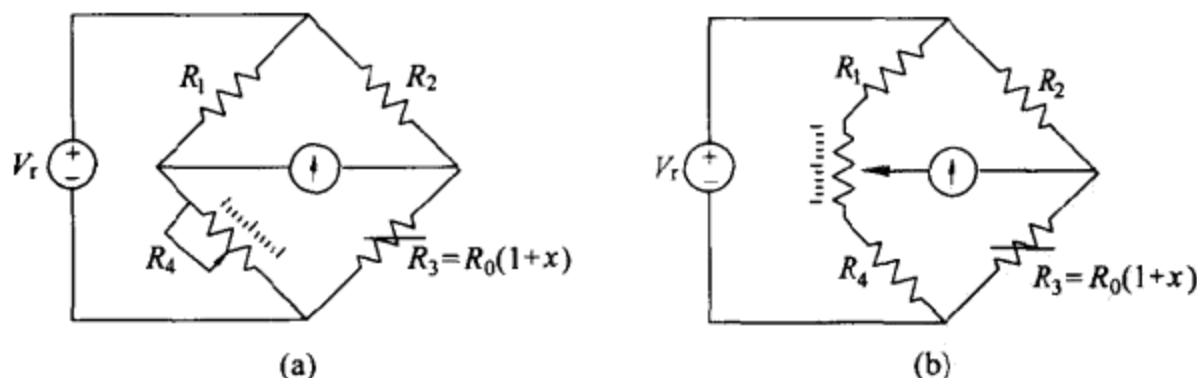


图 3.16 (a)惠斯登电桥采用的比较测量法。(b)消除接触电阻对平衡产生影响的电路布置。

测量方法也可用作极性检测器,因为输出为正或负取决于 x 是大于还是小于给定的阈值。

实现式(3.42)所反映的状态与电源电压或电流及其可能的变化无关,也与检测器类型或检测器的阻抗无关。此外,检测器也无需呈线性,因为它只需指示出平衡状态。由式(3.42),我们还能推论出电源和检测器可以互换它们的位置而不会影响测量。图 3.16(b)示出用来消除可调臂内接触电阻对测量产生影响的电路布置。它的可行之处在于,将接触电阻与中央臂(“桥”)相串联,在电桥达到平衡时没有电流通过接触电阻。

对于远距离使用的传感器,我们必须考虑在传感器电阻上叠加的长引线电阻。一些电阻温度系数很小的导体,如康铜和锰铜具有高电阻率($\rho \approx 44 \mu\Omega \cdot \text{cm}$)。相反,铜导线具有低电阻率($\rho \approx 1.7 \mu\Omega \cdot \text{cm}$);但铜导线的电阻温度系数为 $0.004(\Omega/\Omega)/\text{K}$,故温度变化可能带来显著误差。

西门子法或 3 引线法[图 3.17(a)]可以解决这个问题。引线 1 和引线 3 必须相同且经受相同的温度变化。引线 2 的特性无关紧要,因为在平衡状态下,没有电流流过电桥的中央臂。测量 R_3 的相对误差为

$$\epsilon = \frac{R_4 R_2 / R_1 - R_3}{R_3} = \frac{R_w}{R_3} \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.43)$$

图 3.17(b)示出用于同一目的另一种电路,误差情况相似。在两种情况下,当 $R_3 \gg R_w$ 时,误差均减小。图 3.17(c)示出如何利用 3 根一组的长引线将图 3.17(b)所示方法应用于多个传感器的场合。

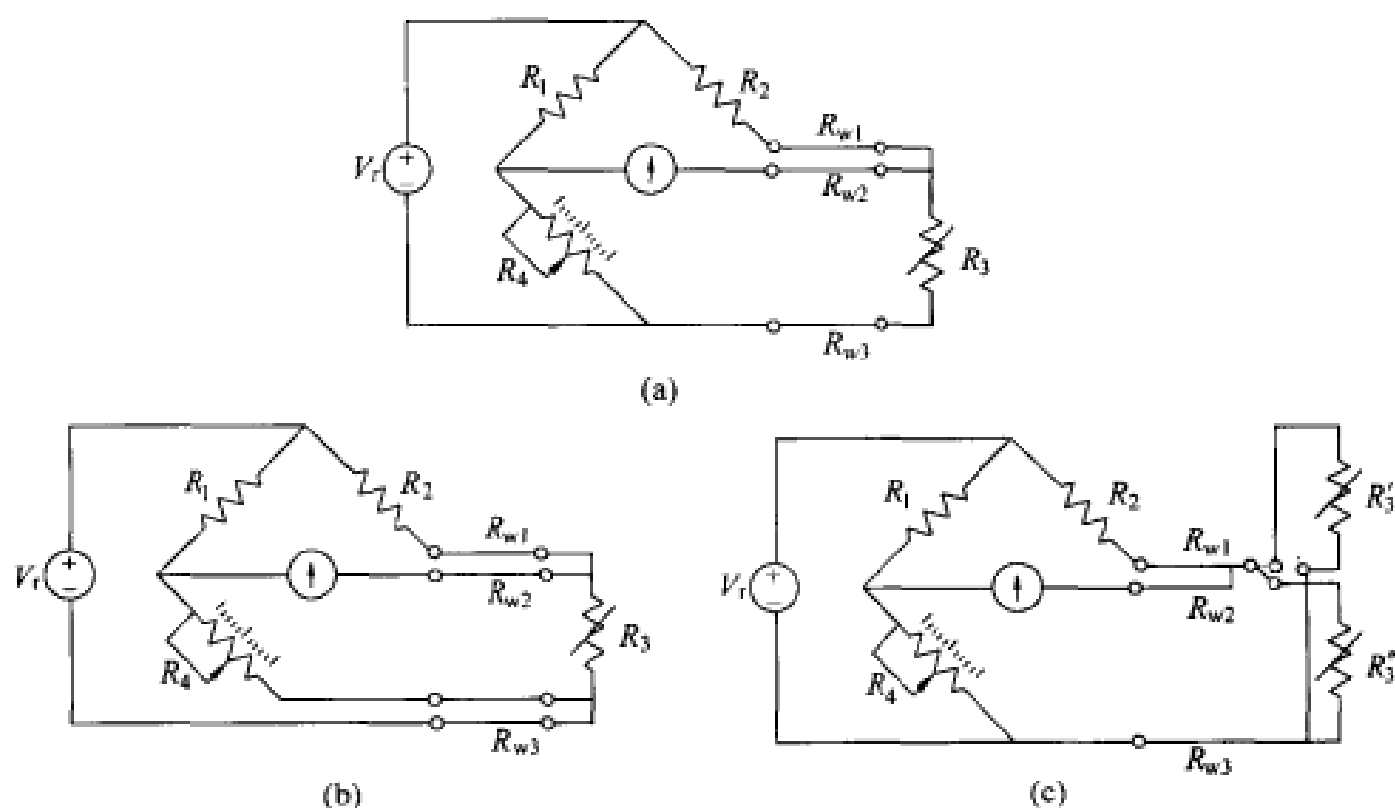


图 3.17 当使用长引线时,用惠斯登电桥进行测量的西门子法或 3 引线法。

零示法对动态测量的应用取决于是否能得到响应足够快的自动平衡系统。图 3.18 示出一种这样的方法^[4]。该法利用了输出两个互补电流源的数模转换器：一个电流对应于数字输入，而另一个电流对应于互补数字输入。超过比较器阈值的电桥输出的任何失衡都会经可逆计数器改变转换器的输出，使其中一个转换器吸收掉将两个分压器的压降维持恒定所需的附加电流。同时，另一个转换器输出则减少所吸收的电流量，因而促使电压平衡。这个平衡的实现与传感器所经历的极性变化无关。因此，系统输出是需要使电桥维持平衡出现在数模转换器输入端的数字字。

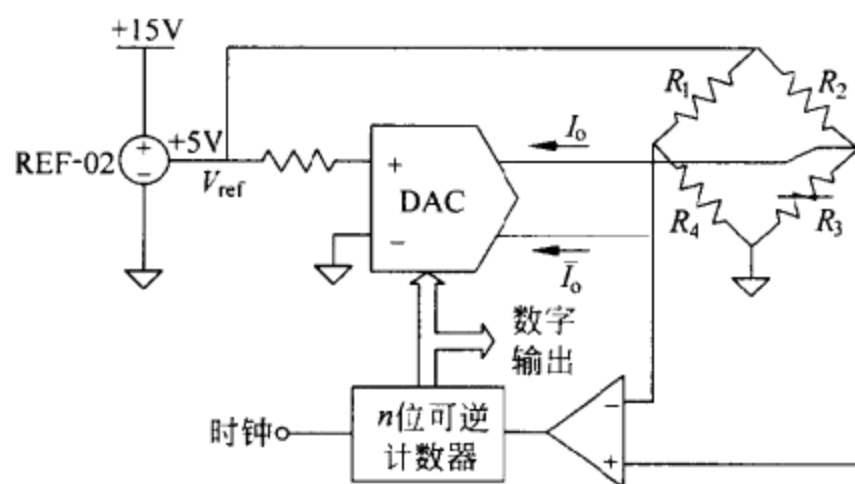


图 3.18 利用比较法的惠斯登电桥，它通过数模转换器 (DAC) 和数字输出实现自动平衡。

3.4 惠斯登电桥：偏转测量

3.4.1 灵敏度和线性

惠斯登电桥经常采用偏转工作方式。这种方法测量的并不是电桥恢复平衡所需的作用量，而是测量两个分压器之间的电压差或测量通过跨接在分压器之间的检测器的电流。利用图 3.19(a) 中的表示符号，若电桥在 $x=0$ 时平衡（这是常见情况），则我们定义一个参数 k

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (3.44)$$

两个分支之间的电压差为

$$v_o = V_r \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V_r \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)} \quad (3.45)$$

因此，只有当 $x \ll k+1$ 时，输出电压才与 R_3 的变化成正比，亦即灵敏度取决于 x （以及 k 和 V_r ）。对于 $x=0$ ，灵敏度为

$$S_0 = \left. \frac{dv_0}{d(xR_0)} \right|_{x=0} = \frac{V_r k}{R_0} \frac{1}{(k+1)^2} \quad (3.46)$$

作为 k 的函数的最高灵敏度由设定 $dS_0/dk=0$ 获得,从而给出 $k=1$ 。通过计算二阶导数,可以验证 $k=1$ 处是最大值。另一方面,由式(3.40)可以推断出,除非 $x \ll 2$, 否则 $k=1$ 将给出非线性输出。图 3.19(b)示出在 $k=1$ 时实际输出是如何偏离通过原点的直线的。

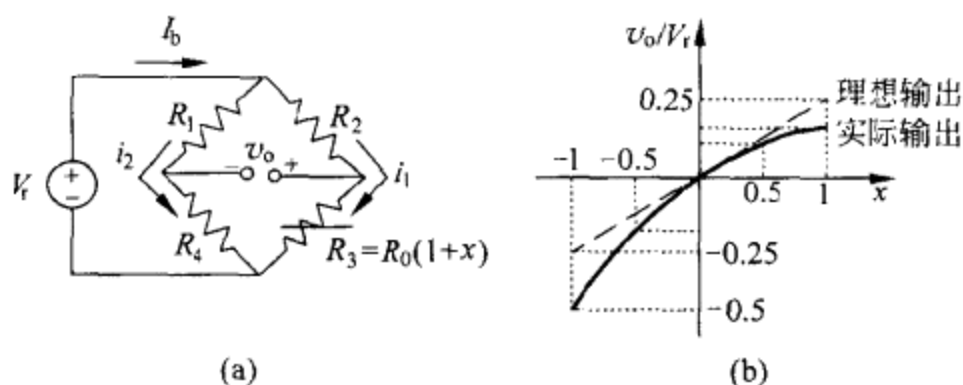


图 3.19 (a)利用偏转法的惠斯登电桥和(b) $k=1$ 时电桥的理想传递特性和实际传递特性。

如果电桥由恒定电流 I_r 供电,输出电压为

$$v_0 = I_r R_0 \frac{kx}{2(k+1) + x} \quad (3.47)$$

为了获得近似线性输出,要求 $x \ll 2(k+1)$, 且当 $k=1$ 时, $x \ll 4$ 。取得满意的精度并不需要线性。重要的是结果的重复性。但是,当输出与被测对象成比例时,便很容易作出解释。

对于金属应变计而言, x 很少超过 0.02。因此,为了改善灵敏度,通常 $k=1$ 。除非要求很高的线性度,否则便可以忽略式(3.45)和式(3.47)分母中的 x 。另外,实际 x 可以通过求解有关方程中的 x 由输出电压或电流算出^[5]。例如,对于由恒定电压供电的电桥和 $k=1$,由式(3.45)得

$$x = \frac{4v_0}{V_r} \frac{1}{1 - \frac{2v_0}{V_r}} \quad (3.48)$$

右端项的第二个因子对“未经修正的”输出 $4v_0/V_r$ 进行修正。

例 3.7 基于 $k=1$ 的惠斯登电桥的一个已知未修正应变指示器利用了如图 3.19(a)所示单一应变计,且 $G=2.0$ 。试确定该应变计在受到压缩(“负值”)读数为 $20000\mu\epsilon$ 时的实际应变。

根据式(2.16),电阻的部分变化为 $x=G \times \epsilon$ 。因此,当 $\epsilon = -20000\mu\epsilon$ 时, $x = -0.04$ 。然而,由于指示器未经修正,故实际应变并不是 $20000\mu\epsilon$,亦即它的读数与 $4v_0/V_r$ 相对应。因此,由式(3.48)有

$$x = -0.04 \frac{1}{1+0.02} = -0.039216$$

实际应变为

$$\epsilon = \frac{x}{G} = \frac{-0.039216}{2} = -19608 \mu\epsilon$$

相对误差约为 2%。

对于电阻式温度计, x 可能接近 1 甚至更大, 所以, 设计 $k=1$ 的电桥会带来强烈的非线性传递特性。例如, 对于采用 Pt100 的温度计, 在 100°C 时, 电阻从在 0°C 时的 100Ω 变化到 140Ω 。对于这种情况, 我们可以用模拟或数字技术进行线性化, 或者通过使 $k=10$ 甚至更大的方式以较低的灵敏度工作, 同时提高供电电压对灵敏度损失部分进行补偿。这种方案受传感器自热的限制。尽管如此, 提供占空比小的矩形电压能给出有效值小的高峰值输出电压。

例 3.8 待测的温度范围为 $-10^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$, 给出 $-1\text{V} \sim +5\text{V}$ 的对应输出电压, 误差小于读数的 0.5% 与满度输出的 0.2% 之和。所使用的传感器是 Pt100 (在 0°C 时为 100Ω 和 $\alpha=0.004(\Omega/\Omega)/^\circ\text{C}$) 以及在测量条件下 $\delta=5\text{mW/K}$ 。提出的解决方案为电压供电的直流电桥, 电桥的输出电压与理想放大器相连。计算电桥电阻之值和所需供电电压。计算电桥的理论灵敏度和放大器的增益。

对于图 3.19(a) 所示电路, 如果令 $R_3 = R_T = R_0(1 + \alpha T)$, 其中, T 是高于被测 R_0 所处温度的增量温度, 则式(3.45)取下列形式:

$$v_o = V_r \frac{k\alpha T}{(k+1)(k+1+\alpha T)}$$

如果我们假定响应恰好为(在 origin 处的正切)

$$v_i = V_r \frac{k\alpha T}{(k+1)^2}$$

则由于非线性引起的相对误差将是

$$\epsilon = \frac{v_o - v_i}{v_o} = \frac{-\alpha T}{k+1}$$

因此, 误差随被测温度的升高而增大。由于我们要求在 0°C 时有 0V 输出, 故选择 $R_0 = 100\Omega$ 。所以, 在上列各式中, $\alpha = 0.004/^\circ\text{C}$ 。最大相对误差将发生在 $T = 50^\circ\text{C}$, 即最高温度处。我们要求相对误差 $\epsilon < 0.005$, 因此

$$\frac{(0.004/^\circ\text{C})(50^\circ\text{C})}{k+1} < 0.005$$

这便要求 $k > 39$ 。于是, 其他几个电桥电阻器之值为 $R_4 = 100\Omega$, $R_1 = R_2 = 3900\Omega$ 。更大的 R_1 和 R_2 值会降低灵敏度。

灵敏度还取决于电桥的供电电压, 而供电电压则受传感器自热的限制。考虑到自热意味一个接近恒定的误差, 故可以给出下列条件:

$$P = \left(\frac{V_r}{R_2 + R_T} \right)^2 R_T < (0.002 \times 50^\circ\text{C}) \times (5\text{mW}/^\circ\text{C}) = 0.5\text{mW}$$

由式(3.3)和图 3.1 便推断出当 $R_T = R_2$ 时传感器的发热达到最大值。在测量范围内, R_T 始终小于 R_2 。因此, 发热最大的状态将出现在 50°C 处, 因为随后 R_T 达到它的最大值 120Ω 。这些条件便给出

$$V_r < \sqrt{\frac{0.0005\text{W}}{120\Omega}} \times (3900\Omega + 120\Omega) = 8.2\text{V}$$

如果为方便起见选择 $V_r = 8\text{V}$, 则在 0°C 时的灵敏度将是 $0.78\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。 $T = 50^\circ\text{C}$ 时, 为获得 5V 输出所需的增益为

$$G = \frac{5\text{V}}{(0.78\text{mV}/^\circ\text{C}) \times (50^\circ\text{C})} = 128.2$$

应当注意, 根据图 3.19(b), 端点直线可能比在原点处传递特性的正切(假定的响应)更接近于实际传递特性。

3.4.2 电阻式传感器电桥的模拟线性化

包含单一线性传感器的惠斯登电桥呈非线性, 这是因为流过传感器的电流与传感器电阻相关。为了获得与惠斯登电桥中的某一电阻任何大小的变化成正比的电压, 我们可以用类似于图 3.5(b) 中的电路来改变电桥的结构, 使流过电桥的电流维持恒定。在图 3.20(a) 中, 我们从固定电阻 R_0 两端的压降中减去传感器两端的压降。对于理想的运算放大器, 输出为

$$v_o = -V_r \frac{x}{2} \quad (3.49)$$

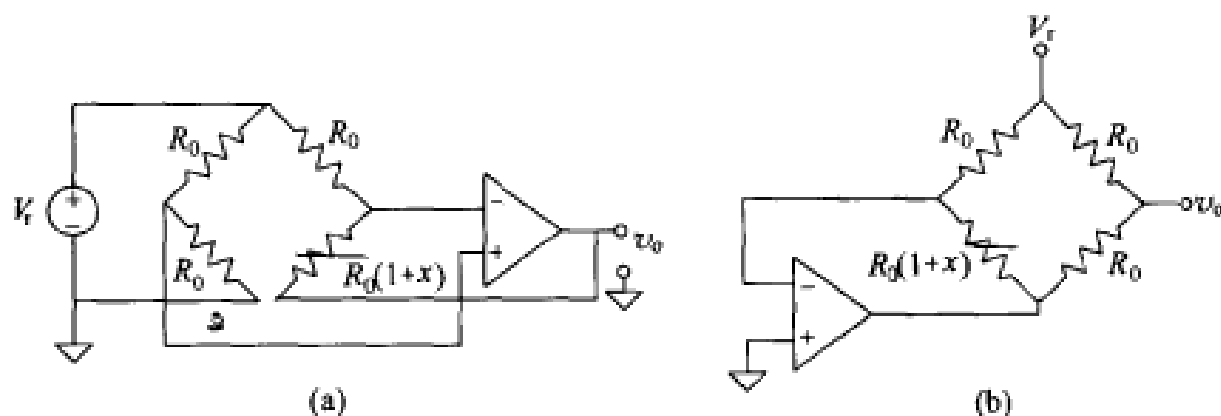


图 3.20 强迫一个恒定电流流过线性传感器和减去一个恒定电压产生一个线性电压。(a)具有 5 个接线端的电阻电桥和(b)具有 4 个接线端的普通电桥。

然而, 此法要求电桥具有 5 个能接人的接线端, 亦即电桥必须在其中一个需要接入

传感器的连接处断开。图 3.20(b) 中所示变形电桥消除了这一限制。运算放大器必须具有不大的失调电压、输入电流和漂移(参见习题 3.19)。如果 x 可能为负, 则运算放大器必须用双(分离)电源工作。习题 3.17 和 3.18 示出其他一些线性化电路。

3.4.3 传感器电桥的校准和平衡

式(3.46)表明, 传感器电桥的灵敏度取决于供电电压 V_i 、传感器的静态电阻 R_0 以及桥臂比 k 。为了避免对 k 进行测量(这要求断开电桥的连接), 我们可以利用图 3.21 所示的并联校准电路来确定 S 。开关断开时, 对于 $x=0$, 调节电桥, 直到 $v_o=0$ 。闭合开关之后, 对处于静止状态的传感器, 输出偏转等于 R_3 改变 x 所产生的偏转:

$$\frac{R_0 R_c}{R_0 + R_c} = R_0 (1 + x)$$

$$x = -\frac{R_0}{R_0 + R_c} \quad (3.50)$$

于是, $x=0$ 时的电桥灵敏度为

$$S_0 = \frac{v_o}{x R_0} = -\frac{v_o}{R_0} \left(1 + \frac{R_c}{R_0}\right) \quad (3.51)$$

因此, 为了由测量 v_o 来计算电桥灵敏度, 我们只需对 R_0 和校准电阻进行测量。

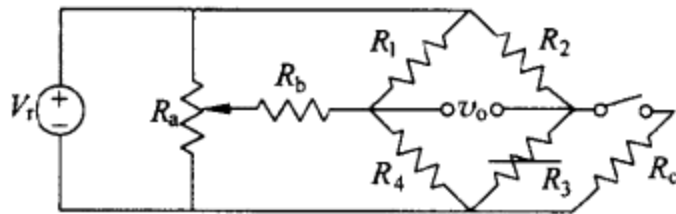


图 3.21 电阻式传感器电桥的并联校准。

为了对有正向电阻变化的电桥进行校准, 用一个校准电阻与 R_2 并联。若电桥不止一个工作臂, 则通过闭合相应的开关(例如, 在自动系统中利用继电器进行闭合), 可以将其他校准电阻器依次连接到工作臂上。

如果校准电阻器或电阻器不能安装到相应的传感器附近, 则必须避免将用于电阻器的引线同传感器串联, 也就是说应使用单独的引线。

由于电阻器存在容差, 故往往不能满足式(3.44)中的平衡条件(参见习题 3.12)。图 3.21 示出如何利用 R_a 和 R_b 来增添平衡调节。测量条件可能与校准条件不同, 因而导致在零状态下有非零电压输出。这个问题可以由改进的电桥来解决^[6], 改进的电桥包括增加两个各与 R_3 和 R_4 串联的已知电阻 R 。不论 R 与 R_3 之间的连接还是 R 与 R_4 之间的连接均由电流 I 激励, 所以, 电桥在测量状态下在

零点重新平衡。通过反馈系统,由零状态下的电桥输出得到 I ,零状态可以用手动方式调节或在计算机控制下进行调节。

3.4.4 差值测量、平均值测量和补偿

与分压器相比,电桥具有一个附加的优点,即允许测量各量之间的差或它们的平均值。此外,利用几个传感器时,电桥还能提高灵敏度并对一些干扰进行补偿。

图 3.22 所示电路通过在不同支路的相邻桥臂中加入两个传感器对差值进行测量。输出电压为

$$v_o = V_r \frac{k(x_1 - x_2)}{(k+1+x_1)(k+1+x_2)} \quad (3.52)$$

只要 $x_1, x_2 \ll k+1$, 我们便可取下列近似

$$v_o = V_r \frac{k(x_1 - x_2)}{(k+1)(k+1)} \quad (3.53)$$

对于温度传感器,上述方法能给出温差——例如,这可用于计算管道内的热梯度或热损失或者在农业领域用于预报霜冻危害:急速而巨大的温度梯度表明从土壤到天空有过大的热损失,最终导致土壤冻结。与式(3.45)进行比较表明,在此仍需要对灵敏度和线性进行相同的综合考虑,这些考虑将影响对 k 的选择。

例 3.9 为了测量几种材料的隔热能力,需要一种能在 $50^\circ\text{C} \sim 800^\circ\text{C}$ 温度范围内以小于 5°C 的误差测量 $0^\circ\text{C} \sim 750^\circ\text{C}$ 温差的差动温度计。可利用的传感器有在 0°C 时具有 100Ω 和 $\alpha=0.004/^\circ\text{C}$ 以及 $\delta=1\text{mW/K}$ 的 Pt100 传感器。试设计一个由恒定电压供电并能进行所要求测量的直流电桥,其输出电压由理想电压表指示。计算该电桥的灵敏度。

利用图 3.22 中的表示符号并取 $x_1=\alpha T_1$ 和 $x_2=\alpha T_2$ 时,式(3.52)变为

$$v_o = V_r \frac{k\alpha(T_1 - T_2)}{(k+1+\alpha T_1)(k+1+\alpha T_2)}$$

若输出呈线性,则理想灵敏度是输出电压 v_o 与温差 $T_2 - T_1$ 两者之比,即

$$S = \frac{v_o}{T_2 - T_1} = \frac{V_r k \alpha}{(k+1)^2}$$

相对于输入端(温差)的绝对非线性误差为

$$\epsilon = \left| \frac{v_o}{S} - (T_2 - T_1) \right| = (T_2 - T_1) \frac{\alpha(T_1 + T_2)(k+1) + \alpha^2 T_1 T_2}{(k+1+\alpha T_1)(k+1+\alpha T_2)}$$

因此,该误差将随温差和绝对温度而增大,于是,当 $T_1=50^\circ\text{C}$ 和 $T_2=800^\circ\text{C}$ 时有最坏情况。如果我们假定自热误差可忽略不计,则为使误差不超过规定的 5°C ,应满足的条件是

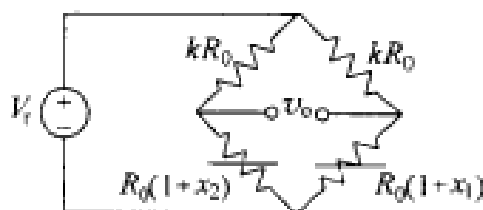


图 3.22 在相对臂上有两个传感器的电阻电桥能测量两个臂的差值。

$$e = (750^{\circ}\text{C}) \frac{(0.004 \times 850) \times (k+1) + (0.004)^2 \times 50 \times 850}{(k+1+0.004 \times 50)(k+1+0.004 \times 850)}$$

便得到

$$k^2 - 504.6k - 601 = 0$$

上式的解为 $k=501$ 和 $k=-1.19$ 。显然,负解没有实际意义。因此,电桥电阻器之值为 $R_1=R_2=50.6\text{k}\Omega$ 。

为了避免出现严重的自热现象,供电电压必须足够低。由于测量是差动测量,故只要每个传感器耗散的功率不同,便存在自热误差。绝对温度误差为

$$\begin{aligned} e_s &= \left(\frac{V_r}{R_1+R_4}\right)^2 \frac{R_4}{\delta} - \left(\frac{V_r}{R_2+R_3}\right)^2 \frac{R_3}{\delta} \\ &= \frac{V_r^2}{R_0 \delta} \left[\frac{1+\alpha T_2}{(k+1+\alpha T_2)^2} - \frac{1+\alpha T_1}{(k+1+\alpha T_1)^2} \right] \end{aligned}$$

由于 k 很大,故可以取下列近似:

$$e_s \approx \frac{V_r^2}{R_0 \delta} \frac{\alpha(T_2 - T_1)}{(k+1)^2}$$

如果我们要求这个误差仅为 0.05°C ,根据上式,供电电压必须小于 20.7V 。于是,灵敏度将为 $163\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。较小的 V_r 会降低这个误差,而稍大的 k 将把总绝对误差降低到低于 5°C 的目标值。

在同一电桥中布置的几个应变片还有许多优越性。如图 3.23(a)所示那样粘贴到构件上并像图 3.23(b)所示那样连接到电桥中的两个应变片将产生下列输出电压:

$$v_o = V_r \frac{x(1+\nu)}{2[2+x(1-\nu)]} \approx V_r \frac{x(1+\nu)}{4} \quad (3.54)$$

因此,附加的应变片将灵敏度提高一个泊松比 ν 。

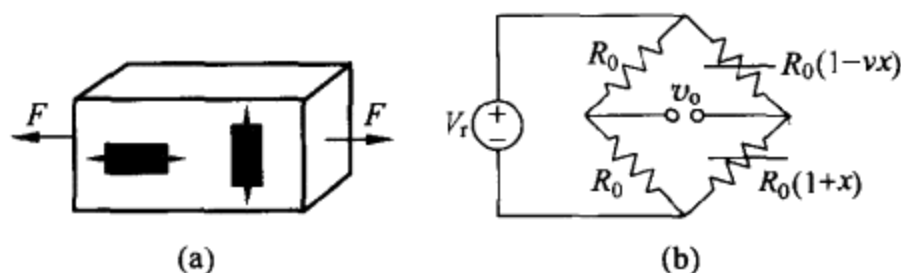


图 3.23 在测量电桥中利用两个工作的应变片(一个纵向应变片和一个横向应变片),可以将灵敏度提高一个泊松比 ν 。

受到大小相同、但符号相反的应变且像图 3.24 所示那样连接的两个应变片将产生下列输出电压:

$$v_o = V_r \frac{x}{2} \quad (3.55)$$

因此,不仅灵敏度提高,而且输出也呈线性。

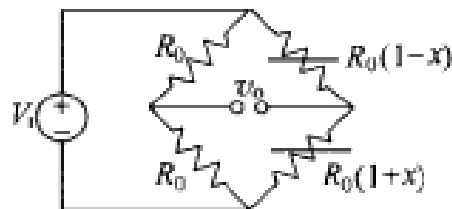
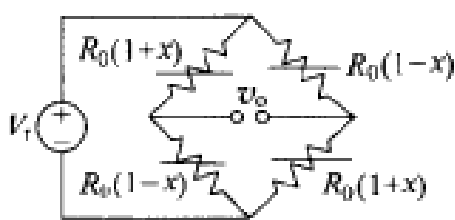
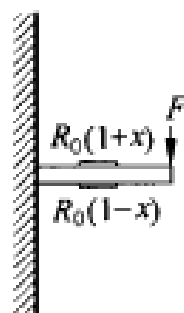


图 3.24 利用受相反变化的两个工作应变片将使灵敏度提高 1 倍,并给出线性输出。



(a)



(b)

图 3.25 图中所示连接的两个双应变组合片能给出线性电压。

图 3.25(a)所示电桥包含了粘贴在图 3.25(b)所示悬臂梁每一侧上的两个相同双应变组合片。输出电压为

$$v_o = V_i x \quad (3.56)$$

上式也呈线性且给出比单一应变片高 4 倍的灵敏度。图 2.10 示出多个应变片的附加连接。

上述几种不同的测量连接分别称为四分之一桥(1 个传感器)、半桥(2 个传感器)和全桥(4 个传感器)。表 3.2 列出在恒定电压和恒定电流供电时对应的输出电压。用恒定电流激励的电桥比用恒定电压激励的电桥有更好的线性。全桥连接是负荷传感器和压敏电阻式压力传感器中常用的连接方式。

表 3.2 由恒定电压或恒定电流供电的四分之一桥、半桥和全桥[图 3.19(a)]在不同的应变片连接方式下的输出电压

R_1	R_2	R_3	R_4	恒定电压 V_i	恒定电流 I_i
R_0	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$V_i \frac{x}{2(2+x)}$	$I_i R_0 \frac{x}{4+x}$
$R_0(1+x)$	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$V_i \frac{x}{2+x}$	$I_i R_0 \frac{x}{2}$
R_0	R_0	$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$V_i \frac{2x}{4-x^2}$	$I_i R_0 \frac{x}{2}$
R_0	$R_0(1-x)$	$R_0(1+x)$	R_0	$V_i \frac{x}{2}$	$I_i R_0 \frac{x}{2}$
$R_0(1-x)$	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$V_i \frac{-x^2}{4-x^2}$	$I_i R_0 \frac{-x^2}{4}$
$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$V_i x$	$I_i R_0 x$

例 3.10 假定某一基于应变片的负荷传感器使用了显然已损坏的全桥,因为在未加载时电桥不能给出零输出。为了找出可能的原因,将电压源引线(1 和 2)和

放大器引线(3和4)断开。然后,对各引线之间进行几次测量给出下列电阻:引线1和2之间为 127Ω ;引线1和3之间为 92Ω ,引线1和4之间为 92Ω ,引线2和3之间为 92Ω ,引线2和4之间为 106Ω ,引线3和4之间为 127Ω 。所有测量都是在将未测量的引线对连接断开的情况下进行的。确定已损坏的应变片并给出其损坏原因。

利用图 3.19(a)中用于电阻器的术语,所完成的测量对应于下列电阻组合:

$$R_{12} = \frac{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 127\Omega$$

$$R_{13} = \frac{R_1(R_4 + R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92\Omega$$

$$R_{14} = \frac{R_2(R_4 + R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92\Omega$$

$$R_{23} = \frac{R_4(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 92\Omega$$

$$R_{24} = \frac{R_3(R_1 + R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 106\Omega$$

$$R_{34} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 127\Omega$$

由第1个和第6个测量结果,可以推断出 $R_2 = R_4$ 。由第2个和第3个测量结果,可以推断出 $R_1 = R_2$ 。第4个测量结果证实 $R_1 = R_4$ 。第5个测量结果表明 R_3 是不同的。因此,问题归结为计算两个电阻 R 和 R_3 。为此,下列两个方程就足够了:

$$\frac{R(2R + R_3)}{3R + R_3} = 92\Omega$$

$$\frac{3RR_3}{3R + R_3} = 106\Omega$$

求解这两个方程得到 $R = 120\Omega$, $R_3 = 150\Omega$ 。 R_3 的过大数值和电桥无法调零可能是由于 R_3 过载而引起的,最终导致不可逆(永久性)的阻值变化。

惠斯登电桥可以通过连接若干个传感器来测量平均值,如图 3.26 所示。假定 3 个(或更多个)传感器相同,但测量同一量的不同值,例如温度。输出电压为

$$v_o = V_r \frac{k(x_1 + x_2 + x_3)/3}{[k + 1 + (x_1 + x_2 + x_3)/3](k + 1)} \quad (3.57)$$

因此,若 $k+1$ 足够大,则 v_o 与 x 的平均值成正比。

应变片虽然对温度敏感,但电桥能将敏感程度减小到最低限度。图 3.27 表明,在同一电桥支路中作为工作应变片的平衡应变片能补偿由温度变化引起的相对电阻变化 y 。平衡应变片未粘贴到受应力作用的材料上,所以它将经历相同的温度变化,但不会产生与应变相关的变化 x [图 2.10(a)]。半桥和全桥连接有自身

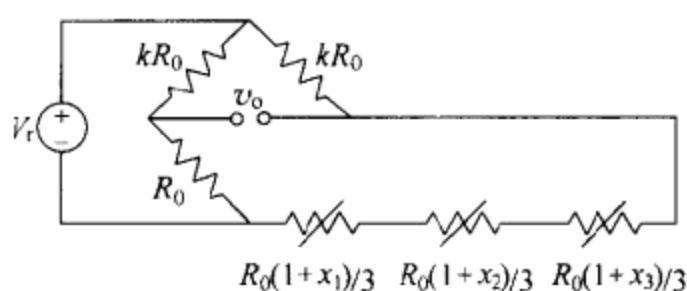


图 3.26 在电桥的同一臂中放置若干个相同的传感器能给出与被测对象的平均值成正比的输出电压。

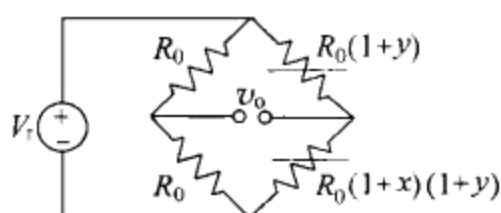


图 3.27 在同一支路中作为工作应变片的平衡应变片能补偿温度干扰。

的热补偿。AMR 传感器(2.5 节)也放置在电桥中,以抵消温度干扰。分压器也能补偿温度干扰。

引线电阻叠加到传感器电阻上,而且用电桥连接也不能完全加以补偿。尽管如此,与 2 引线传感器相比,图 3.17 所示的 3 引线连接的传感器还可以减小误差^[7]。利用 2 引线传感器的半桥电路也只能部分补偿引线电阻。

3.4.5 惠斯登电桥的电源

为了从包含一个或多个传感器的惠斯登电桥获得输出信号,必须向电桥提供电压或电流(直流或交流)。这个电源必须不随时间和温度变化,否则电源的漂移会影响到输出。例如,在由直流电压供电的电阻电桥中,输出电压由式(3.45)给出。若 x 维持恒定但供电电压产生漂移,便有

$$\frac{dv_o}{v_o} = \frac{dV_r}{V_r} \quad (3.58)$$

上式表明,输出受到相同的百分比变化。作为例子,这有可能导致无法使用漂移达 $0.1\%/^{\circ}\text{C}$ 的普通电压源或热漂移超过 $1\%/^{\circ}\text{C}$ 的某些单片稳压器。

尽管如此,同电位器(图 3.11)和分压器的情况一样,输出电压与参考电压之比对电源漂移并不敏感。图 3.28 示出用于传感器电桥的比值测量电路。如果电桥的供电电压为交流电压,则可以利用相同方法,但为了给出参考电压,交流电压应经整流,而整流则会带来附加误差。放大器的电压源无需高稳定度,因为放大器

能抑制它的变化。这个能力用规定的电源抑制比(PSRR)表示。

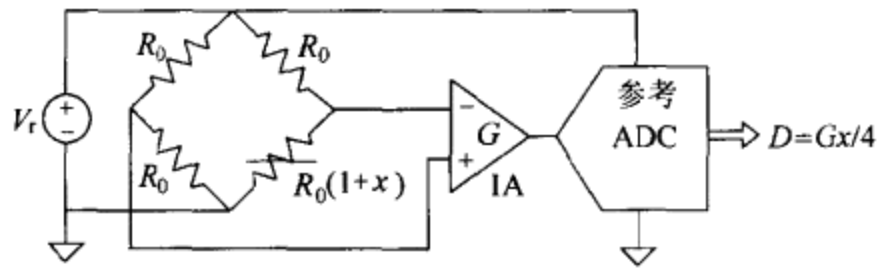


图 3.28 基于模数转换器的比值测量不要求电桥电源有高稳定度。

未使用比率 ADC 的高精度应用需要稳定的电压源或电流源。这可以用精密电压基准,如带外部参考的按比例扩大的 DAC 或 ADC 中使用的精密电压基准来实现。表 3.3 列出几种精密电压基准集成电路(IC)的稳定特性。然而,它们的最大输出电流被限制到小于 20mA。对于 10V 电源,这意味着电桥的电阻应大于 500Ω。某些应变片电桥仅具有 120Ω 的电阻。图 3.29 示出一种提供稳定的大电流的方法。通过 R 的大部分电流来自电源,但电桥两端的压降由电压基准集成电路控制。若电桥支取的平均电流为 I_b (最大值为 I_{max} , 最小值为 I_{min}) 以及集成电路稳压器提供的电流为 I_{o+} 和支取的电流为 I_{o-} , 则电流方程为

$$R = \frac{V_s - V_r}{I_b} \quad (3.59)$$

$$I_{max} = I_b + I_{o+} \quad (3.60)$$

$$I_{min} = I_b + I_{o-} \quad (3.61)$$

某些集成电路电压基准具有 $I_{o-} = 0\text{mA}$ (或者 $I_{o+} = 0\text{mA}$)。若所使用的电压基准达不到所需精度,则可采用比值测量。

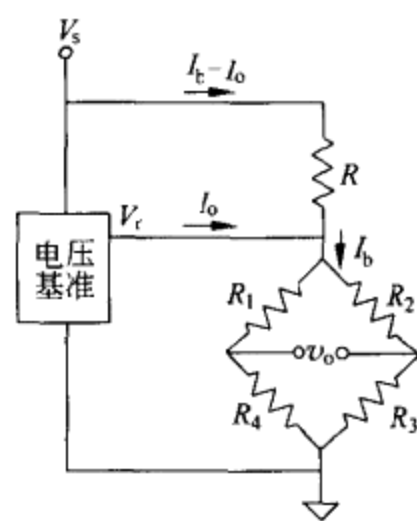


图 3.29 即使用稳定度很差的电压源供电,集成电路电压基准也能使激励电桥的电压维持恒定不变。

表 3.3 提供恒定输出电压的几种元件的稳定度

参 数	型 号					
	AD581L	LM399A	LT1021A	MAX671C	REF10A	REF102C
输出/(V/mA)	10/10	6.95/10	10/10	10/10	10/20	10/10
随时间的漂移/(10^{-6} /1000h)	25	20	15	50	50	5
热漂移/(10^{-6} /K)	5	0.6	2	1	8.5	2.5
电源稳定度/(10^{-6} /V)	50	10	4	50	100	100
负载稳定度/(10^{-6} /mA)	50	3	25	1	800	10
噪声/(0.1~10)Hz/(μV , p-p)	40	6	6	50	30	5

对于远距离低电阻电桥,引线电阻不能忽略,电桥两端的压降与电源输出电压是有差异的。图 3.30 所示 4 引线电路能精确确定加到电桥上的电压。2 根引线用于施加电压,另外 2 根引线则用于检测电桥两端的实际压降。检测出的电压通过放大器(A)调节来自电源的电压输出。应当指出,此法并不能避免沿电源引线的压降,而只保证提供电桥两端所需的供电电压。对电压输出进行测量需要 2 根辅助引线,因此总共需要 6 根引线。用恒定电流供电的远距离电桥没有这个问题而只需要 4 根引线。

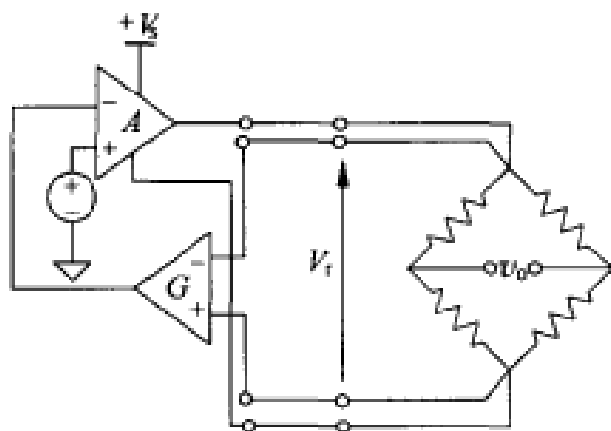


图 3.30 4 引线测量方法可以将所需电压加到远距离电桥的两端,但对电源引线上的压降不予补偿。

应变片电桥存在的另一个问题是,由于杨氏模量对温度的依赖性,故电桥的应力灵敏度与温度有关。在电压源引线上加装分立的串联电阻可以补偿这类随温度的变化。弗拉登(Fraden)^[8]对诸如此类的电阻电桥温度补偿技术进行了分析。由于现有的数字计算电路的成本并不高,故常用的解决方法是以数字方式测量温度并对热灵敏度进行补偿。

电桥的激励可以采用直流或交流激励。若使用直流信号,则在不同金属接合点处出现的热电动势效应(6.1.1 节)和放大器漂移都会引起误差,从而限制了电路的实际布局。热电动势干扰将在检测出的信号上增添失调电压。由于电桥输出与供电电压的极性有关,所以颠倒供电电压的极性将使电桥输出的极性颠倒,而干扰则不受影响。两种极性的读数相减便可以消除干扰。尽管如此,热电动势干扰取决于环境条件(如空气流动),它在电源反接的过程中很容易发生变化。MIC 4427 是一种易于使激励极性反相的开关对。交流电源能避免热电动势效应,但杂散电容有可能使电桥失衡。应变片与其粘贴结构之间的电容约为 100pF。杂散电容阻抗在高频区域的影响更加显著。但是,正如在第 5 章中将要看到的那样,电源频率至少必须比被测对象的最高频率高 10 倍。此外,若测量范围既包括正值,又包括负值,则需要使用相敏检波器以了解电桥输出信号的符号。因此,交流电源只用于下列场合:所提供的传感器适合于某类电源或要求交流放大器有低噪声以及

相敏解调有抑制干扰的能力(5.3节)。

3.4.6 惠斯登电桥的检测方法

用于传感器电桥输出信号的检测装置类型取决于应用场合。大多数情况下都要求使用模数转换器(ADC)。因此,检测器必须对电桥输出电压或电流进行放大,以使它们的动态范围和电平与ADC匹配,并且还必须具备适当的输入阻抗。高输入阻抗用于检测电压,低输入阻抗用于检测电流。此外,检测器的输入电路结构也必须与电桥输出提供的信号类型(差动或单端信号,接地或悬浮信号)相适应(参考文献[1],1.2.2节)。

图3.31示出视电源接地情况的几种可供选择的电路。若激励电桥的电源接地,则放大器必定是差动放大器[图3.31(a)]或是带有悬浮电源的单端放大器[图3.31(b)]。相反,若电桥电源采用悬浮电源,如图3.31(c)所示,则放大器可以是单端放大器,但用于比值测量的比值计需要 V_i 的差动或悬浮输入。也可以通过悬浮电容器将电桥的差动输出电压变换成单端电压,把接地电桥连接到单端接地的放大器上[图3.31(d)]。在此,输入开关首先将取样电容器 C_s 与电桥相连,并将电容器充电到输出电压。然后,输入开关断开,输出开关闭合,使保持电容器 C_H

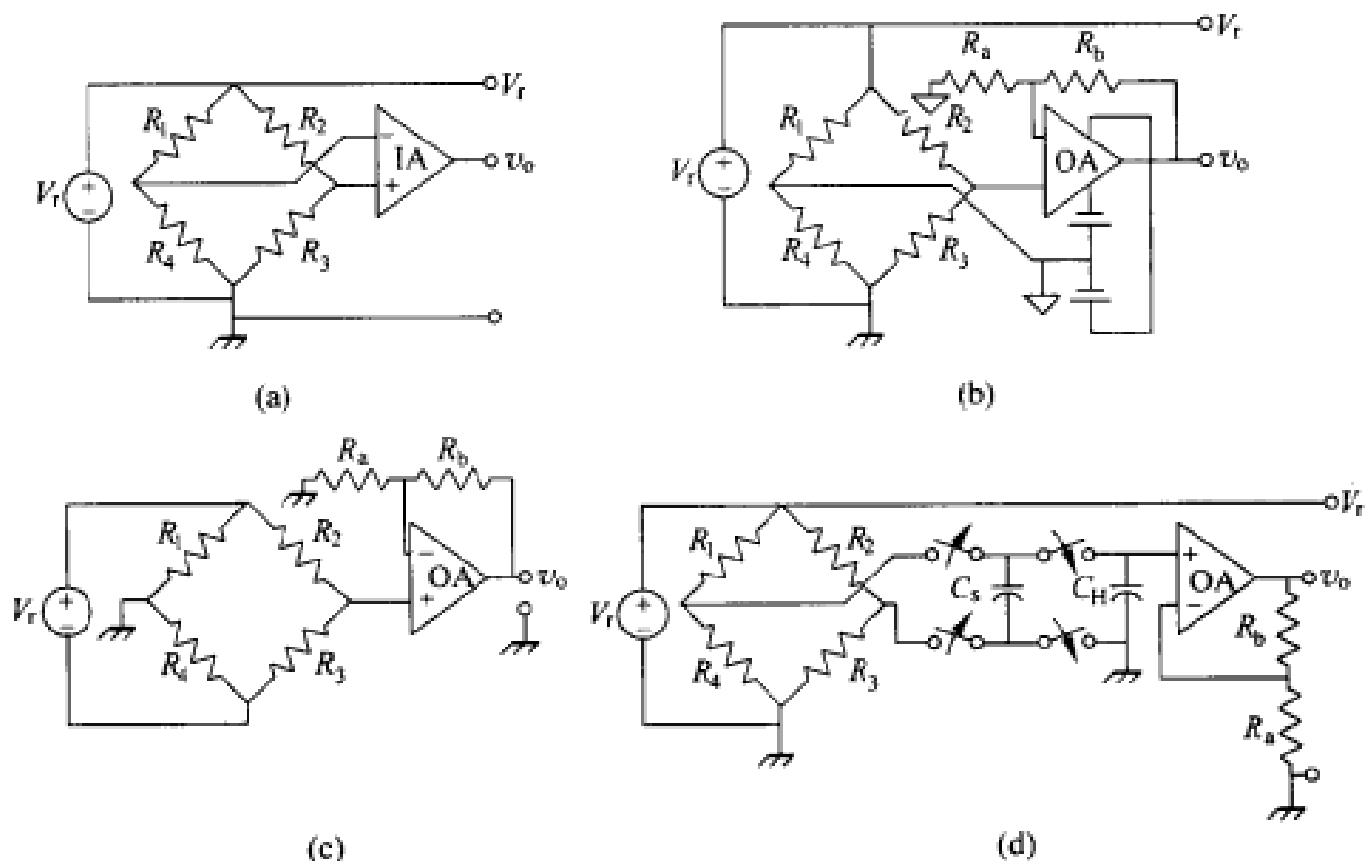


图 3.31 依据电源接地情况,用来检测传感器电桥输出电压的几种可供选择的方法。接地激励需要(a)差动放大器或(b)带悬浮电源的单端放大器。(c)悬浮激励允许使用单端接地的放大器。(d)悬浮电容器允许将带有接地激励的电桥与单端接地的放大器相连。

共同分配由 C_s 获得的电荷。开关的同步频率远高于被测对象的频率。尽管因采用线性化运算放大器需要将激励接地,但图 3.20(b)所示线性化电桥仍能提供单端输出。

普通仪器和 PC 插卡只要能满足上述增益、电平、阻抗和输入端兼容的要求,便能用作电桥检测器。数字面板表和多用表常常具有悬浮输入端并能实现图 3.31(b)所示方法。示波器具有单端输入端,因此只能用于带有悬浮电源的电桥。PC 插卡的电源接地(除非插入由电池供电的便携式计算机),通常可针对差动输入或单端输入进行配置,所以它们可以实现图 3.31(a)和 3.31(c)所示电路。

可以为传感器电桥(和分压器)的信号调节提供多种功能(其中包括激励、放大、模数(A/D)转换、校准和补偿、精度达 1%甚至更高)的集成电路正在不断增多。例如,AD280,AD693(4mA~20mA 输出),AD7711/3,MAX1450/718 压敏电阻信号调节器,MLX90308(Melexis 公司产品)和 UTI(Smartech 公司产品)^[9]。此外,还有各种各样执行信号调节功能的模块。Measurements & Control 杂志每年 10 月号将列出信号调节元器件制造厂家的名单。

3.5 差动放大器和仪表放大器

3.5.1 差动放大器

电压放大器能给出与其输入端的电压成正比的输出电压。差动放大器将处理两个输入端之间的电压差,而这两个输入端与其电源的参考电压均不相连。此外,下面我们将说明,放大器的两个输入端对地最好均能呈高阻抗,并且数值相差不大。由接地电压源或电流源供电的普通电阻式传感器电桥不能有任何接地的输出端。因此,差动放大器最适合用于电阻式传感器电桥。1934 年,马修斯(B. H. C. Matthews)首先提出差动放大器,并将真空管差动放大器用于电生理学研究。

图 3.32(a)示出一个简单的差动放大器。如果我们首先假定运算放大器具有与频率相关的差模增益 A_d 和可忽略不计的共模增益($A_c=0$),则输出电压的拉普拉斯变换为(参考文献[1],2.4.2 节)

$$V_o = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d \beta}} \left[V_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \frac{R_2}{R_1} \right] \quad (3.62)$$

式中, $\beta=R_1/(R_1+R_2)$ 是运算放大器的反馈因数。为了具体说明电路的差模特性,将输出写成差动输入电压 $v_d=v_2-v_1$ 的函数较为方便。为此,我们将下列两式代入式(3.62):

$$v_d = v_2 - v_1 \quad (3.63a)$$

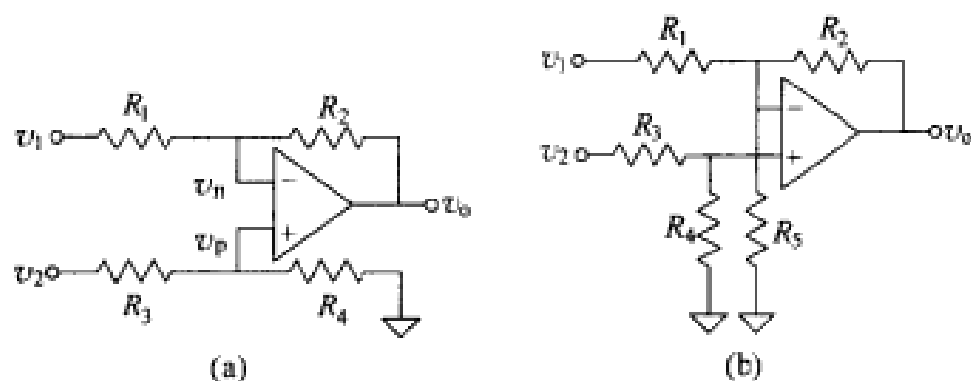


图 3.32 (a)采用单运算放大器和 4 个匹配电阻的差动放大器。
(b)增加一个电阻能扩大输入共模电压范围。

$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2} \tag{3.63b}$$

式中, v_c 称为共模电压。结果为

$$v_o = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d\beta}} \left\{ v_d \frac{1}{2} \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{R_1} \right] + v_c \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \right\} \tag{3.64}$$

使 v_d 放大的因数是差模增益,而使 v_c 放大的因数则是共模增益,亦即

$$G_d = \frac{v_o}{v_d} \Big|_{v_c=0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d\beta}} \frac{1}{2} \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{R_1} \right] \tag{3.65}$$

$$G_c = \frac{v_o}{v_c} \Big|_{v_d=0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d\beta}} \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \tag{3.66}$$

为了放大 v_d 而不是放大 v_c , 必须有 $G_c = 0$ 。当

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k \tag{3.67}$$

时,便得 $G_c = 0$, 于是

$$G_d = \frac{k}{1 + \frac{1}{A_d\beta}} = \frac{k}{1 + \frac{k+1}{A_d}} \tag{3.68}$$

与此同时,当 $A_d \gg k+1$ 时, $G_d \approx k$ 。对低于 1000 的增益,大多数运算放大器在低频范围都能满足这个条件。另外,太低的 A_d 会引入增益不确定性,因为 G_d 将取决于未得到充分了解的 A_d 。

由于式(3.67)表示的匹配条件很难准确满足,故电路抑制共模信号的能力将受到限制,无法做到无限大。这个特性可以用共模抑制比(CMRR)定量表示。CMRR 定义为差模增益与共模增益之比。对于图 3.32(a),CMRR 为

$$\text{CMRR}_R = \frac{G_d}{G_c} = \frac{1}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \tag{3.69}$$

式中,下标 R 表示有限的 CMRR 仅仅是由电阻器失配所引起的。CMRR 通常由对式(3.69)取十进对数,再将结果乘以 20,以分贝为单位表示。对于具有容差 t_R 的电阻器,在最坏情况下有

$$\text{CMRR}_R = \frac{k(1 - t_R^2) + 1 + t_R^2}{4t_R} \approx \frac{k+1}{4t_R} \quad (3.70)$$

如果图 3.32(a)所示运算放大器具有有限共模增益 A_c ,则 $\text{CMRR}_{\text{oa}} = A_d/A_c$,总 CMRR 为^[10]

$$\text{CMRR} = \frac{1}{\text{CMRR}_R^{-1} + \text{CMRR}_{\text{oa}}^{-1}} + \frac{1}{4(\text{CMRR}_R + \text{CMRR}_{\text{oa}})} \quad (3.71)$$

通常,上式可以近似表示为

$$\text{CMRR} \approx \frac{1}{\text{CMRR}_R^{-1} + \text{CMRR}_{\text{oa}}^{-1}} \quad (3.72)$$

亦即以“并联”方式组合的电阻器和运算放大器的 CMRR 近似等于它们各自 CMRR 倒数之和的倒数。各个 CMRR 必须用分数而不用分贝表示。如果 $\text{CMRR}_R = -\text{CMRR}_{\text{oa}}$,则最终得到的 CMRR 为无限大。这种情况可以通过微调 R_4 或 R_4/R_3 (在 R_3 与 R_4 之间加入一个电位器并连接到运算放大器的同相输入端)在低频范围实现(在低频范围 CMRRs 为实数)。尽管如此,由于微调电位器的电阻温度系数与普通电阻器的电阻温度系数不同(7.5 节),所以,当温度变化时将不能满足最佳条件。随着频率的升高,CMRR 减小,输出电压为

$$v_o = G_d v_d + G_c v_c = G_d \left(v_d + \frac{v_c}{\text{CMRR}} \right) \quad (3.73)$$

因此,若 v_c 为常数,那么,在有限的 CMRR 上将增加零误差。但若 v_c 与被测对象有关,则在 CMRR 中将引入增益误差或非线性误差。

图 3.32(b)所示电路将共模电压范围扩大到超出运算放大器的电压范围,因为由 R_3 和 R_4 以及由 R_1 和 R_5 形成的两个电压分压器会降低输入共模电压。若 $R_1 = R_3$ 和 $R_3/R_4 = R_1/(R_2 // R_5) = k$,则

$$v_o = (v_2 - v_1) \frac{R_2 + R_5}{kR_5} \quad (3.74)$$

图 3.32 所示的两种差动放大器在信号调节中均十分有用,且在包含运算放大器和匹配电阻器的集成电路中均有用(表 3.4)。它们的主要缺点是,即使假设为理想运算放大器,每个输入端的输入电阻也十分有限。对于输入端 1,有

$$Z_{i1} = \frac{V_1}{V_1 - V_n} = \frac{V_1}{V_1 - V_p} = \frac{R_1}{1 - \frac{V_2}{V_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}} \quad (3.75a)$$

对于输入端 2,则有

$$Z_{i2} = \frac{V_2}{V_2 - V_p} = R_3 + R_4 \quad (3.75b)$$

表 3.4 某些差动放大器的基本参数

放大器	G_d	$\epsilon_d^a \text{ max}/\%$	$R_1, R_3/\text{k}\Omega$	$R_2, R_4/\text{k}\Omega$	CMRRmin/dB	f_c/kHz	$V_{io \text{ max}}/\mu\text{V}$	$\Delta V_{io}/\Delta T$ (典型值) $/\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	注
AD626B ^b	10, 100	0.01	未提供	未提供	80	100	2500	6	单电源
INA117BM	1	0.02	380	380, 20	86	200	1000	8.5	±200V, 共模
INA132U	1	0.075	40	40	76	300	250	1	单电源
INA133U	1	0.05	25	25	80	1500	450	2	低功耗
INA143U	0.1, 10	0.05	10	100	86	150 ^c	250	1	低功耗
INA146U ^b	0.1~100	0.1	100	10	70	50 ^d	5000	10	增益可编程
INA154U	1	0.05	25	25	80	3100	750	2	
INA157U	0.5, 2	0.05	12	6	86	4000	500	2	
MAX4198ESA	1	0.1	25	25	74	175	500	0.5	低功耗, 单电源
MAX4199ESA	10	0.3	25	250	84	45	300	3	低功耗, 单电源

^a增益误差。 ^b内部结构与图 3.32(a)中的电路不同。 ^c $G=10$ 。 ^d $G=1$ 。

在差模($v_c = 0, v_1 = -v_2$)情况下, $Z_{i1} = (k+1)R_1 / (2k+1)$, 在共模($v_d = 0, v_1 = v_2$)情况下, $Z_{i1} = (k+1)R_1$, 在两种情况下均有 $Z_{i2} = R_3 + R_4$ 。因此, 若要求高输入阻抗和高增益, R_2 和 R_4 都需要采用阻值很大的电阻器。此外, 改变差模增益还要求在不降低匹配程度的情况下调整两个电阻器。

例 3.11 计算一个与例 3.8 中的惠斯登电桥相连的差动放大器的最小输入差模电阻、共模电阻和 CMRR, 使它们的有限值给出的误差相对于设计电桥时的规定误差(0.5%读数+0.2%满标度输出(5V))可忽略不计。

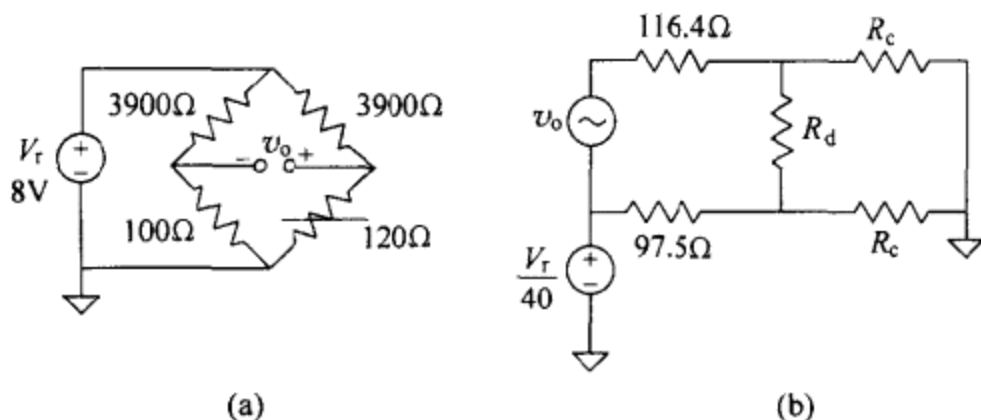


图 E3.11 四分之一电桥中的传感器及等效电路。

图 E3.11 示出当与具有输入电阻为 R_d (差模)和 R_c (共模)的差动放大器相连时, 处于最大失衡(在 50°C 时 Pt100 有 120Ω)的传感器电桥及等效电路。近似共模电压为 $V_r/40 = (8\text{V})/40 = 200\text{mV}$ 。由于共模增益为 G_c , 故得到几乎恒定不变的误差。如果我们希望这个误差是所允许的恒定误差的 10% 即 5V 的 0.2% 的 10%, 则允许的最大共模增益为

$$G_c = \frac{(0.002 \times 5\text{V})/10}{200\text{mV}} = 0.005$$

由于所要求的差模增益为 128.2, 故需要

$$\text{CMRR} > \frac{128.2}{0.005} = 25640 = 88\text{dB}$$

此外, 由于电桥输出电阻和 R_c 形成的失衡衰减器, 故 v_c 将在放大器的输入端产生差动电压。如果我们希望这一影响也能像 G_c 那样受到限制, 则应满足的条件为

$$(200\text{mV}) \left(\frac{116.4\Omega}{R_c + 116.4\Omega} - \frac{97.5\Omega}{R_c + 97.5\Omega} \right) \times 128.2 < \frac{0.002 \times (5\text{V})}{10}$$

于是便得到 $R_c > 485\text{k}\Omega$ 。

有限输入差模电阻使 v_o 衰减,

$$v_d = v_o \frac{R_d}{R_d + 116.4\Omega + 97.5\Omega} = v_o \frac{R_d}{R_d + 213.9\Omega}$$

因此产生相对误差

$$\epsilon = \frac{213.9\Omega}{R_d + 213.9\Omega}$$

如果我们希望这个误差小于所允许的相对误差(0.5%)的 1/10,则需要 $R_d > 428k\Omega$ 。注意, R_d 和 R_c 并不是差模或共模电压所呈现的电阻。

上面的例子表明,为了防止信号加载,必须提高差模阻抗;而为了防止共模信号产生差动输入电压,因而降低有效 CMRR,还必须提高共模阻抗(参见习题 3.13)。对于大的源阻抗不平衡,将增大共模到差模的变换。四分之一电桥和半桥中的传感器借助于不平衡输出电阻提供信号。全桥中的传感器则给出平衡信号。如果差动信号具有输出电阻 R_o 和 $R_o + \Delta R_o$,而放大器具有共模输入电阻 R_c ,则共模信号给出下列输出电压:

$$\begin{aligned} v_o |_{v_c} &= v_c \left(\frac{R_o + \Delta R_o}{R_c + R_o + \Delta R_o} - \frac{R_o}{R_c + R_o} \right) + v_c G_c \\ &\approx v_c G_d \left(\frac{\Delta R_o}{R_c} + \frac{1}{CMRR} \right) = \frac{v_c G_d}{CMRR_c} \end{aligned} \quad (3.76)$$

式中,当 $R_c \gg R_o$ 时,近似关系成立。 $CMRR_c$ 是有效 CMRR。

若图 3.32(a)所示运算放大器具有一阶频率响应,

$$A_d = A_{d0} \frac{f_s}{f_s + jf} = \frac{f_T}{f_s + jf} \quad (3.77)$$

则由式(3.68)得到差模增益为

$$G_d = \frac{k}{1 + (k+1) \frac{f_s + jf}{f_T}} \approx \frac{k}{1 + (k+1) \frac{jf}{f_T}} = \frac{k}{1 + \frac{jf}{f_G}} \quad (3.78)$$

当 $f_T \gg (k+1)f_s$ 时,上述近似式成立,并且有 $f_G = f_T / (k+1)$ 。对于动态被测对象,如果我们希望一个具有幅度误差比 ϵ 小的增益,则要求

$$\left| \frac{\frac{k}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_G}\right)^2}} - k}{k} \right| < \epsilon \quad (3.79)$$

上式将最高频率限制为

$$f_c \leq \frac{f_G \sqrt{2\epsilon - \epsilon^2}}{1 - \epsilon} \quad (3.80)$$

对于给定的运算放大器,所要求的差模增益 k 越大, f_G (因而 f_c) 越低。

3.5.2 利用两个运算放大器的仪表放大器

仪表放大器(IA)是一种能同时提供高输入阻抗和高 CMRR 的差动放大器。此外,它还具有以下特点:可以用单一电阻器调节的高稳定增益、失调电压和电流

数值低、漂移小以及输出阻抗低。

图 3.33 示出由两个运算放大器构成的仪表放大器。我们将这些运算放大器看成是理想运算放大器,因此可以重复相同的步骤得到式(3.62)~式(3.66)。获得无限大 CMRR 的必要条件同样是式(3.67)表示的条件。于是,输出电压为

$$v_o = v_d \left(1 + k + \frac{R_2 + R_4}{R_g} \right) + V_{ref} \quad (3.81)$$

因此,尽管也必须使四个电阻器匹配,但现在 R_g 允许在不影响四个关键电阻器匹配的情况下对增益进行调节。不过,这样就不可能得到单位增益。若 CMRR 为有限值,则通过向式(3.73)右端增加 V_{ref} ,便可以应用式(3.73)。这个电路的缺点是,当共模输入信号很大时,第一个运算放大器有可能饱和。在 $v_c \gg v_d$ 的通常情况下,避免出现饱和应满足的条件是 $v_c(1 + R_3/R_A) < V_{sat}$,其中, V_{sat} 是运算放大器的饱和电压。此外,由于存在 v_1 和 v_2 的非对称增益路径,故即使运算放大器和电阻器完全匹配,共模增益也决不会为零。然而,在 10Hz 以下,CMRR 仍可能很大。

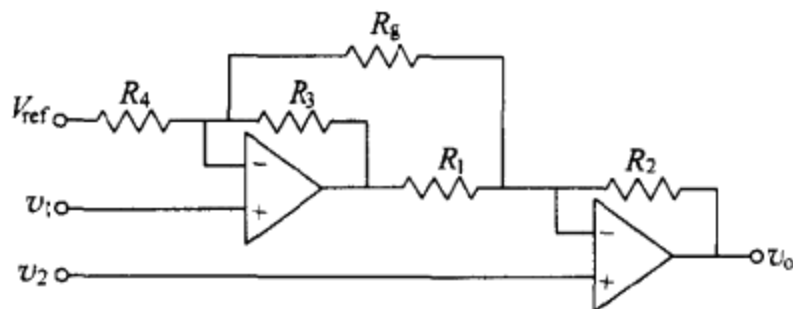


图 3.33 利用两个运算放大器的仪表放大器。

例 3.12 图 E3.12 所示压敏电阻式压力传感器由 4 个具有 4000Ω 的硅应变片电桥构成。当用 12V 供电时,传感器的灵敏度为 $1\text{mV}/\text{psi}^*$,最大失调电压为 1mV 。 $I_r = 100\mu\text{A}$ 高度稳定。若运算放大器用 0V 和 5V 供电,为了在 $0 \sim 100\text{psi}$ 压力范围给出 $0.5\text{V} \sim 4\text{V}$ 的输出电压,试计算有关电阻器的阻值。

最右端的运算放大器构成双运算放大器式仪表放大器。与图 3.33 相比,由式(3.68),最佳 CMRR 的匹配条件为

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_6}{R_5} = k$$

因此,输出为

$$v_o = (v_2 - v_1) \left(1 + \frac{R_6}{R_5} + \frac{R_3 + R_6}{R_7} \right) + V_r = (v_2 - v_1)G + V_r$$

为使在零压力($v_1 = v_2$)下有 0.5V 输出电压,要求 $V_r = 0.5\text{V}$ 。因此, $R = (0.5\text{V}) / (100\mu\text{A}) = 5\text{k}\Omega$ 。为使在 100psi 下有 4V 输出电压,要求

* psi 意为磅/平方英寸。——译者注

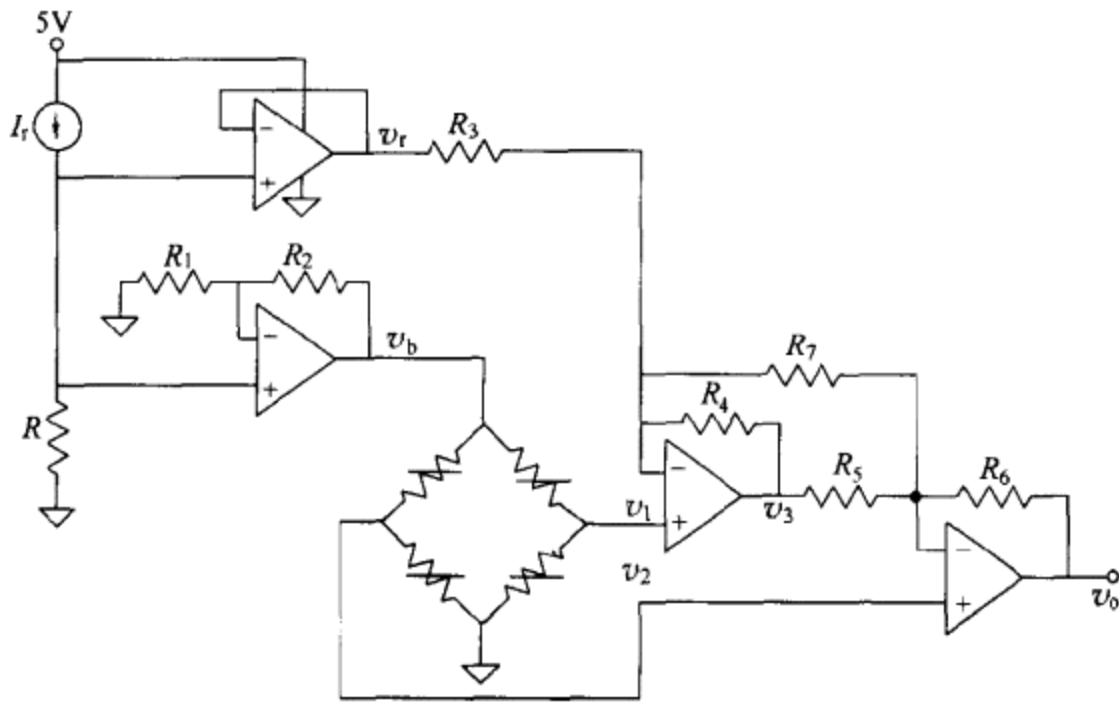


图 E3.12 供压敏电阻式压力传感器用的信号调节电路。

$$4V = (v_2 - v_1)G + 0.5V = (100\text{psi}) \times (1\text{mV/psi}) \times \frac{V_b}{12V} \times G + 0.5V$$

式中, V_b 是电桥供电电压

$$V_b = (0.5V) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

这两个方程给出

$$G \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{3.5 \times 12}{0.1 \times 0.5} = 840$$

我们可以分别选择 G 和向电桥供电的同相放大器的增益, 但 V_b 受运算放大器饱和电压和电桥最大供电电压的限制。如果我们选择 $V_b = 3.5V$, 则要求 $G = 120$ 和 $R_2/R_1 = 60$ 。如果选择 $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 10k\Omega$ 以简化设计, 则要求

$$1 + 1 + \frac{20k\Omega}{R_7} = 120$$

这就要求 $R_7 = 169.5\Omega$ 。我们可以选择 $R_7 = 169\Omega$ ($\pm 1\%$ 容差)。如果选择 $R_1 = 10k\Omega$, 则 R_2 可以是 $59k\Omega$ 和 $1k\Omega$ ($\pm 1\%$ 容差) 的串联组合。

3.5.3 利用三个运算放大器的仪表放大器

图 3.34 所示电路是仪表放大器的典型结构。它由全差动放大器和起差动到单端转换器作用的差动放大器组成。假定三个运算放大器均为理想放大器, 那么, 第一级的输出为

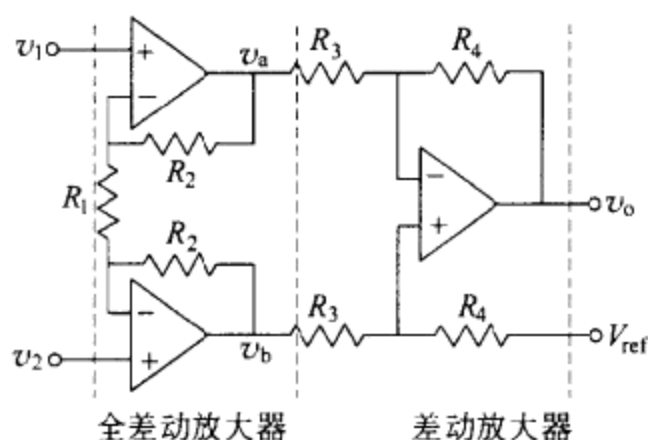


图 3.34 利用三个运算放大器的仪表放大器由两级电路构成:具有差动输入端和输出端的输入级以及包含差动到单端转换器的输出级。

$$v_a = v_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - v_2 \frac{R_2}{R_1} \quad (3.82)$$

$$v_b = v_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - v_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (3.83)$$

通过设定 $v_1 = v_2$, 便可求出共模增益为 1。因此, 出现饱和的风险要比两运算放大器式仪表放大器小。第二级给出

$$\begin{aligned} v_o - V_{ref} &= (v_b - v_a) \frac{R_4}{R_3} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} (v_2 - v_1) \\ &= (1 + G)k(v_2 - v_1) \end{aligned} \quad (3.84)$$

式中, $G = 2R_2/R_1$ 。由于 R_1 不必满足任何匹配条件, 故我们可以用 R_1 来控制差模增益而不影响 CMRR。

实践中, 我们既没有完美的电阻匹配, 也没有理想运算放大器。这并不会对无论在共模还是在差模下始终要达到很大数值的输入阻抗带来任何严重影响。然而, $CMRR_{IA}$ 取决于 (a) 第二级中的电阻匹配和 $CMRR_{oa}$ 以及 (b) 输入运算放大器 (但不是 R_2) 的匹配。结果为^[10]

$$\frac{1}{CMRR_{IA}} = \frac{1}{CMRR_i} + \frac{1}{G+1} \left(\frac{1}{CMRR_{oa}} + \frac{1}{CMRR_R} \right) \quad (3.85)$$

当输入运算放大器具有匹配的差模增益和共模增益 (A_d 和 A_c) 时, $CMRR_i$ 为无限大。电阻器的不平衡情况由式 (3.70) 定量表示。由此推出, 构成仪表放大器的经济实用方法是在输入级利用双运算放大器 (以增加使输入级匹配的机会) 和在第二级利用集成电路差动放大器。大的 G 会提高 $CMRR_{IA}$, 但会减小带宽。式 (3.73) 通过在右端增加 V_{ref} 给出实际输出。

例 3.13 如果我们要求差模增益为 1000 并利用容差为 5% 的电阻器, 试确定 G 和 k 之值如何影响三运算放大器式仪表放大器中可能达到的最大 CMRR。

由式 (3.85), $1000 = (1+G)k$ 。若将三个运算放大器看成是理想放大器, 则由

式(3.85)和(3.71)可以得出

$$\text{CMRR}_{\text{IA}} = \frac{(1+G)(k+1)}{4t_{\text{R}}}$$

因此, $\text{CMRR}_{\text{IA}} = 1000(k+1)/0.2k = 5000(k+1)/k$ 。当 $k=1$ 时, 可以达到 80dB。当 $k=10$ 时, 可以达到约 74dB。由于运算放大器只能在低频假定为理想放大器, 故这些 CMRR 值只在低频符合实际情况。

当图 3.34 所示电路由分立元件构成时, 我们应考虑到与 FET 输入运算放大器相比, 双极性输入运算放大器往往具有更好的线性以及更小的失调电压和漂移。然而, FET 输入运算放大器的偏流小、输入阻抗高, 这在考虑信号源的输出阻抗时将有助于获得大的 CMRR(参见例 3.11)。FET 输入端必须用串联限流电阻加以保护。

运算放大器的有限失调电压可以给出零误差。当 $v_1 = V_{\text{io1}}$ 和 $v_2 = V_{\text{io2}}$ 并考虑到运算放大器输出端的 V_{io3} 时, 重新写出式(3.84)得出

$$v_o(0) - V_{\text{ref}} = (V_{\text{io2}} - V_{\text{io1}})(1+G)k + V_{\text{io3}}(k+1) \quad (3.86)$$

这将对输入级运算放大器匹配提出更高的要求。由于存在式(3.86)所表示的依赖关系, 集成仪表放大器的额定失调电压包括两项: 一项与输入级有关, 而另一项则与输出级有关(7.15节)。

表 3.5 列出用于实现图 3.33、图 3.34 等电路的部分集成电路仪表放大器。其中, 有许多器件都能由 R_1 进行增益控制。增益越高, 带宽越窄。为了获得高增益而不减小带宽, 如图 3.34 中所示一类全差动放大器可能优于仪表放大器。全差动放大器能给出比在仪表放大器之后增加单端增益级更大的 CMRR。ADS 1250 (Burr-Brown 公司产品) 是一种带有可编程增益仪表放大器的 20 位 ADC。GS9001 (Goal Semiconductor 公司产品) 包括仪表放大器、可编程增益放大器和全部集成在一个芯片上的各种支持元件。

例 3.14 图 E3.14 所示传感器电桥包括 4 个 350Ω Advance(高比阻铜镍合金)应变片(应变系数为 2.0)。REF102 电压基准在其接线端之间建立恒定的 10.0V 电压。假定运算放大器(OA)为理想放大器。计算在允许功耗为 250mW 时通过每一级的最大电流。为了将电桥电流限制到 25mA, 计算 R 及其额定功率。若将应变片粘贴到 $E=210\text{GPa}$ 的钢梁上, 并使它们的变化方向相反, 计算当负荷为 $50\text{kg}/\text{cm}^2$ 时, 为获得 0.5V 输出的仪表放大器(IA)增益 G 。若仪表放大器在 25°C 时的失调电压为 $(250+900/G)\mu\text{V}$ 、失调漂移为 $(2+20/G)\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 、热阻 $\theta_{\mu} = 102^\circ\text{C}/\text{W}$ 及供电电流为 8.5mA(指每一供电接线端), 计算当 $G=1000$ 和环境温度为 30°C 时的误差(kg/cm^2)。

表 3.5 部分仪表放大器的基本参数*

放大器	$V_{io}/\mu\text{V}$	$\Delta V_{io}/\Delta T/μ\text{V}/^{\circ}\text{C}$	I_b/nA	$\Delta I_{io}/\Delta T/p\text{A}/^{\circ}\text{C}$	$e_G/\%$	$e_{nG}/\% \text{FSO}$	CMRR/dB	f_c^b/kHz	$t_{st}^c/\mu\text{s}$
AD621A	35	0.3	0.5	1.5	0.15 ^d	0.0002 ^d	130	200	20
AD623A	27	0.1	17	25	0.1	0.0005	110	10	20
AD624A	250 ^d	2.5 ^d	50 ^d	50	0.25 ^d	0.005 ^b	100	150	15
AD627A	50	0.1	3	20	0.15	0.0002	125	3	290
AMP02E	20	0.5	2	9	0.3 ^d	0.006	120	200	10
AMP04E	80	3 ^d	17	28	0.2	0.025	105	700 ^e	—
INA103KP	42	1.2	8000	4×10^4	0.07	0.006	129	800	3.5
INA110KP	110	2.2	0.02	— ^e	0.02	0.004	110	470	4
INA114AP	25.3	1.1	0.5	8	0.05	0.0005	110	10	120
INA116P	500	—	3×10^{-6}	—	0.35	0.001	94	70	145
INA125P	50	0.25	10	60	0.05	0.001	114	4.5	375
INA128P	11	0.2	2	30	0.05	0.001	125	200	9
INA131AP	25	0.25	0.5	8	0.05	—	110	70	100
INA141P	20	0.2	2	30	0.03	0.005	100	110 ^f	15 ^f
INA155E	200	0.2	2	30	0.03	0.005	125	200	9
LTC1101AM	50	0.4	0.8	0.5	0.008	0.0007	112	3.5	—
LTC1167AC	15	0.05	0.05	0.3	0.025	0.0002	125	120	14
MAX4194	50	0.5 ^h	6	15	0.05	0.001	115	1.5	5000 ⁱ

* 除非另有说明,表中所有数据都是针对 $G=100$,在 25°C 环境温度但在不同条件下测得的典型值。^b在 -3dB 时的转折频率。^c达到最终值的 0.01% 的建立时间。^d最大值。^e每升高 10°C ,偏流增大 1 倍。^f $G=50$ 。^g $G=1$ 。^h $G=10$ 。ⁱ达到 0.1% 的建立时间。

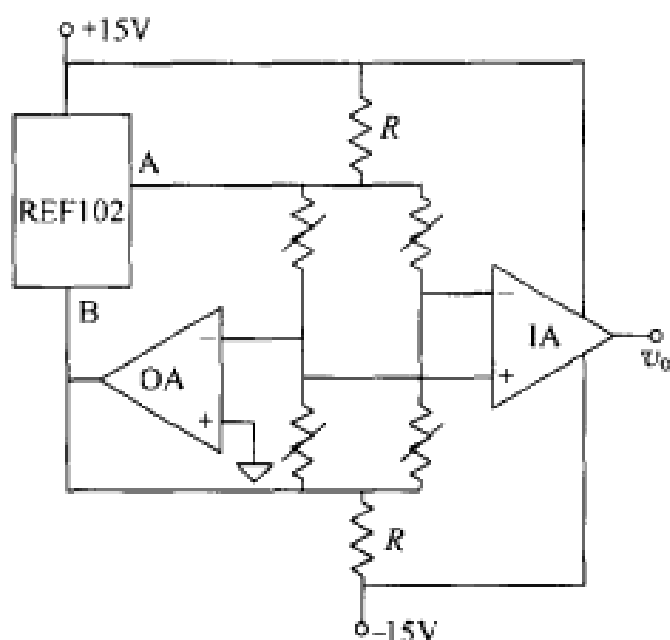


图 E3.14 采用仪表放大器的传感器电桥信号调节。

尽管为对称电源,由于运算放大器将输出端设置到 0V,故电路仍利用单一电压基准向电桥提供 10V 电压。为了将每个应变片的功耗限制到 250mW,要求

$$I^2 R < 250\text{mW}$$

$$I < \sqrt{\frac{250\text{mW}}{350\Omega}} = 26.7\text{mA}$$

由于 REF102 在其接线端之间维持 10V 电压,故向电桥提供的电流为

$$I_b = \frac{30\text{V} - 20\text{V}}{2R} = 25\text{mA}$$

因此,要求 $R=400\Omega$ 。每个电阻器耗散的功率为

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{(15\text{V} - 5\text{V})^2}{400\Omega} = 250\text{mW}$$

故要求使用 1/4W 的电阻器。

如果将应变片像图 3.25(a)中那样布置,则电桥输出为

$$v_s = (10\text{V}) \left(\frac{1+x}{2} - \frac{1-x}{2} \right) = 10x\text{V}$$

每个应变片电阻的比例变化为

$$x = k\varepsilon = k \frac{\sigma}{E} = 2 \times \frac{50 \times 9.8 \times 10^4}{210 \times 10^9} = 46.7 \times 10^{-6}$$

因此,对仪表放大器要求下列增益

$$G = \frac{0.5\text{V}}{467 \times 10^{-6}\text{V}} = 1071$$

仪表放大器的失调电压取决于温度,而温度又取决于自热。内部温度为

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \times P_{IA} = 30^\circ\text{C} + (102^\circ\text{C}/\text{W})(2 \times 15\text{V} \times 8.5\text{mA}) = 56^\circ\text{C}$$

实际失调电压为

$$v_{io}(56^{\circ}\text{C}) = \left(250 + \frac{900}{1000}\right)\mu\text{V} + \left(2 + \frac{20}{1000}\right)\frac{\mu\text{V}}{^{\circ}\text{C}} \times (56 - 25)^{\circ}\text{C} = 313\mu\text{V}$$

这将引起下列误差:

$$\sigma_e = \frac{313\mu\text{V}}{(467\mu\text{V})/(50\text{kg}/\text{cm}^2)} = 33.5\text{kg}/\text{cm}^2$$

3.6 干扰

3.6.1 干扰的类型和抑制

在 1.3.1 节中将干扰定义为由于所采用的测量原理而造成的那些能对测量系统产生影响的信号。这里,我们研究的是电子信号调节,因此,干扰是出现在被考察系统或电路输出端,且来源于系统或电路之外的任何电信号。干扰问题不仅是电子测量系统所独有,而且也存在于所有电子系统中。参考文献[1]对干扰问题进行了精辟的分析,参考文献[12]讨论了测量电路中的干扰。

抑制干扰所采用的技术取决于对无用信号的耦合方法。依据耦合方法借助的是公共阻抗、电场或磁场,我们将这些干扰分别称为电阻性干扰、电容性干扰和电感性干扰。

图 3.35 说明电阻性干扰。所要测量的信号 V_s 在远离放大器的参考地的某一点接地。这些参考点可以在各自的位置上与大地相连。因此,由于地被用作电子设备泄漏电流的返回路径,故在不同接地之间总存在电压差 v_i 。在工业环境下,预计这个电压差至少为 $1\text{V} \sim 2\text{V}$ 。对于抑制电路,接地路径可能为信号电流和供电电流共用,因而导致公共接地路径上产生压降。

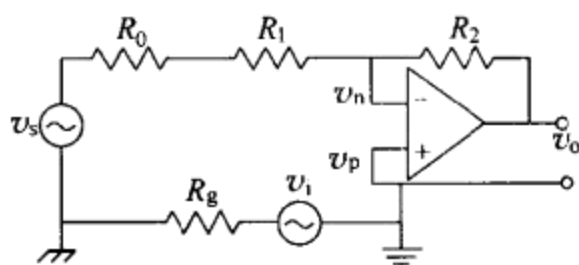


图 3.35 由两个相隔一定距离的参考(接地)点之间的杂散电流或由沿公共阻抗的返回电流产生的压降引起的电阻性干扰。

按图 3.36 所示连接的差动放大器在有效 CMRR 将对输出电平的干扰减小到低于所要求的值时,能够消除电阻性干扰。我们假定,由于 v_i 在运算放大器输入端引起的共模电压不会超过最大允许值。仪表放大器可以提供较大的 CMRR。

然而,也可能出现下列情况:或是所提供的 CMRR 不足够高,或是共模电压太高,或是除输入放大器外,还存在与同一参考相连的其他电路。所有这些情况都要求采用将在以下几节中介绍的其他解决办法。

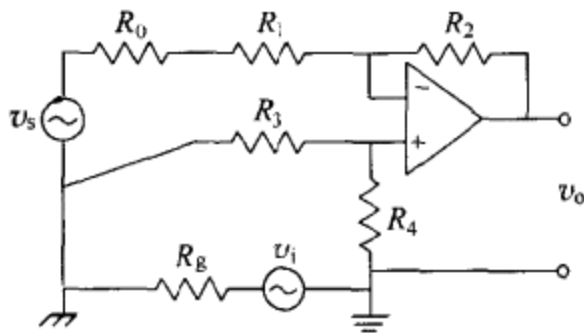


图 3.36 利用差分放大器来抑制电阻性干扰。

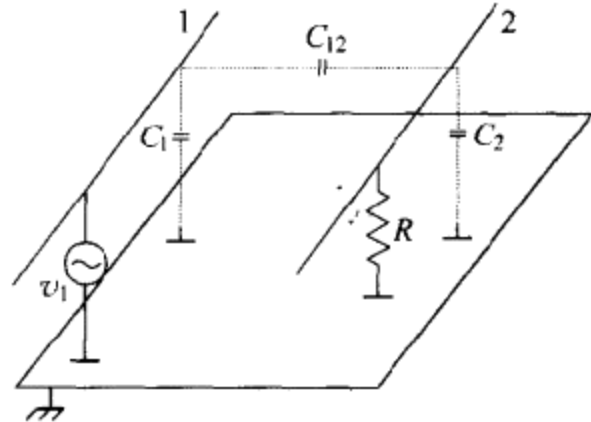


图 3.37 说明导体 1 和 2 之间的电容性耦合的模型。

图 3.37 示出电容性耦合干扰的一般问题^[11]。任何一对导体之间都存在有限电容。每当第一个导体相对于第三个导体(图 3.37 中的地面)处于某个电压时,第二个导体相对于第三个导体也会提高它的电压。受干扰的电路所呈现的在等效输入电阻 \$R\$ 两端的压降为

$$V_R = \frac{j\omega RC_{12}}{1 + j\omega R(C_{12} + C_2)} V_1 \quad (3.87)$$

在低阻抗电路中, $R \ll 1/[\omega(C_{12} + C_2)]$, 故有

$$V_R \approx j\omega RC_{12} V_1 \quad (3.88)$$

另一方面, 在高阻抗电路中, $R \gg 1/[\omega(C_{12} + C_2)]$, 故有

$$V_R \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} V_1 \quad (3.89)$$

也就是说,对于较小的 \$R\$ 值,干扰随频率的升高而增大;而对于较大的 \$R\$ 值,则干扰与频率无关且比 \$R\$ 值较小时更大。在两种情况下,干扰都随 \$C_{12}\$ 而增大, \$C_{12}\$ 则与导体长度成正比。在测量系统中,常见的干扰源是传感器电缆相耦合的 60(或 50) Hz 电源线,因此,这类情况能较好地用式(3.88)说明,特别是当受干扰的电路测量低输出阻抗源的电压或测量电流时更是这样。为了降低与电源线耦合的干扰,可以在电源稳压器的输出端与地之间连接一个同陶瓷电容器(10nF~100nF)相并联、且数值很大的(电解)电容器(1μF~10μF)。尽管电压稳压器的输出阻抗随频率而增大,这些电容器仍能使电路维持低阻抗。由于电解电容器的几何尺寸较大,故从大约 100kHz 或更高的频率开始,其阻抗将逐渐增加。陶瓷电容器在更高的频率范围都能起到电容器的作用,但所能提供的电容数值有限。

将导体 1 和导体 2 分开能减小 \$C_{12}\$,但不十分有效^[13]。对导体 1 或导体 2 进

行屏蔽则更有效。对导体或电路进行屏蔽就是用与恒定电压相连的导电材料将它们完全包围起来。图 3.38(a) 示出用接地屏蔽对导体 2 进行的屏蔽。实际上, 导体 2 并没有完全封闭。实际情况是至少有一个输入端和一个具有电的(欧姆的)连接的输出端。如果在所考察的频率上 $R \gg 1/(\omega C_2)$, 则等效电路是图 3.38(b) 所示电路。如果屏蔽到地连接的阻抗 Z_S 足够低, 便有

$$V_R \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2S} + C_2} V_1 \quad (3.90)$$

式中, C_{12} 远小于没有采用屏蔽时的 C_{12} , 因为它只涉及屏蔽以外的那些部分(可以认为是理想屏蔽)。于是, 最终干扰将大大减小。实践中, 导体被封闭在金属丝网中。金属丝网的有效屏蔽或覆盖系数则取决于金属丝网编织的密实程度。鉴于得出式(3.90)的简化假定并通过考察图 3.38(b), 我们得出 $Z_S \ll 1/(\omega C_{1S})$ 时屏蔽很有效的结论。

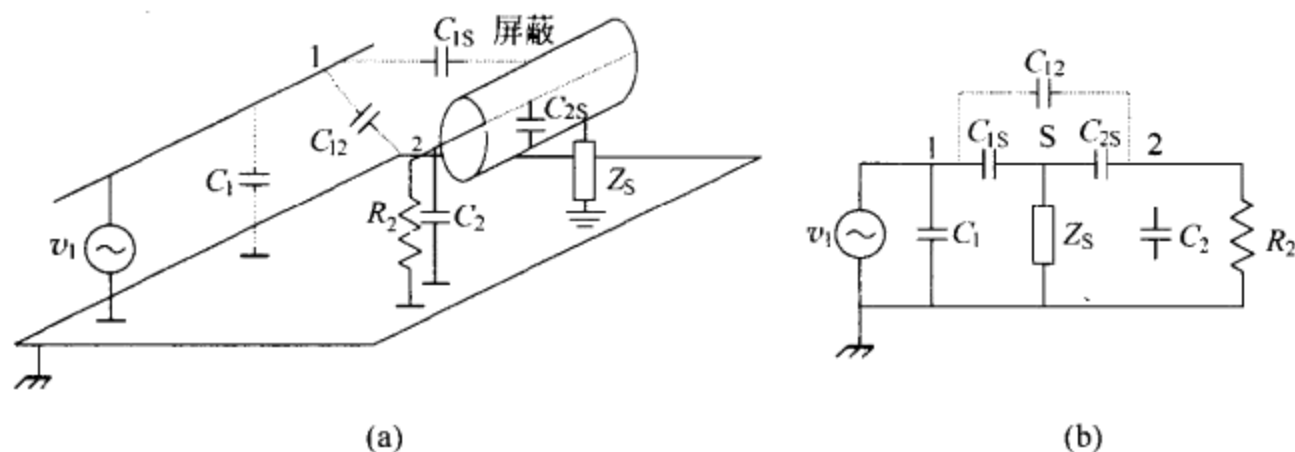


图 3.38 (a) 用与恒定电压(在这种情况下为地)相连的屏蔽对导体 2 进行电屏蔽和(b)当 $R \gg 1/(\omega C_2)$ 时分析屏蔽的等效电路。

如果 $R \leq 1/(\omega C_2)$ 但 Z_S 足够小, 便得

$$V_R \approx \frac{j\omega R C_{12}}{1 + j\omega R (C_{12} + C_{2S} + C_2)} V_1 \quad (3.91)$$

对于 $R \ll 1/[\omega(C_{12} + C_{2S} + C_2)]$, 有

$$V_R \approx j\omega R C_{12} V_1 \quad (3.92)$$

亦即干扰与 C_{12} 成正比, 这时 C_{12} 很小。

只有在与恒定电压相连时, 屏蔽才有效。否则, 即使 C_{12} 为零也会造成干扰。对于所分析的情况, 如果我们取 $Z_S = \infty$ 并假定 R 很大的情况, 便有

$$V_R \approx V_S \approx V_1 \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_S} \quad (3.93)$$

亦即, 如果 C_{1S} 很大, 则最终的干扰可能超过没有屏蔽时的干扰。因此, 必须将屏蔽与恒定电压相连。我们必须判定屏蔽的哪一端与哪个电压相连。下面几节将回答这些问题。

当由电路电流产生的磁场在所考察的信号电路中感应起电压时,便存在电感性耦合或磁干扰。电路电流与它在另一个电路中产生的磁通之间的关系用互感 M 给出

$$M = M_{12} = M_{21} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\Phi_{21}}{I_2} \quad (3.94)$$

在磁通 B 变化的情况下,在面积为 S 的环路内感应的电压 v_2 为

$$v_2 = - \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (3.95)$$

如果环路是静态环路且 B 以频率 ω 呈正弦变化,便有

$$V_2 = j\omega BS \cos\theta \quad (3.96)$$

式中, θ 是 B 与 S 之间的夹角。

因此,沿导体循环流动的电流 I_1 将以类似于电容性干扰情况的方式在如图 3.39 那样的电路中感应由式(3.96)给出的干扰电压 V_2 。不过,这时干扰始终与频率成正比(对于电容性耦合干扰,则只在低频存在比例关系),且干扰与接收电路呈现的阻抗无关(电容性干扰随电路阻抗的增加而增大)。

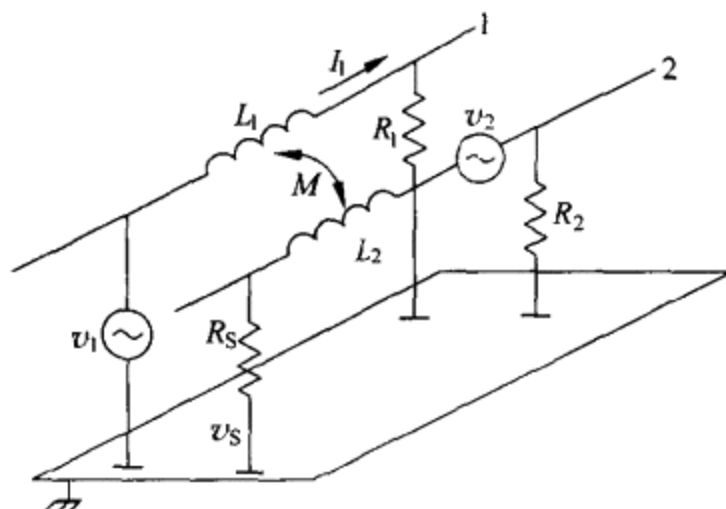


图 3.39 说明电路 1 和电路 2 之间电感性耦合的模型。

如果不可能减小 B ,则减小磁干扰的常用方法是减小面积 S 。为此,可以对引线进行绞合或将导体靠近返回路径,条件是返回路径不是金属线导体。有时,也可以将电路重新取向来减小 $\cos\theta$ 。应当指出,导体 2 周围的导电屏蔽不能解决问题。屏蔽将被提高到一个电压电平 $V_s = j\omega M_{1s} I_1$,或者若一端与地相连,便有 $V_s = 0$,但 V_2 不会降低。

3.6.2 信号电路接地

地是指在一个电路或系统中用作电压参考的点或等位面。当使一个电路或系统接地时,必须将在电路之间流过公共阻抗的电流产生的噪声电压减至最小。此

外,还须避免出现地回路,因为地回路容易受磁干扰和不同接地点之间的电压差的影响。图 3.40 示出三种不同的接地方法及对它们进行分析的等效电路。

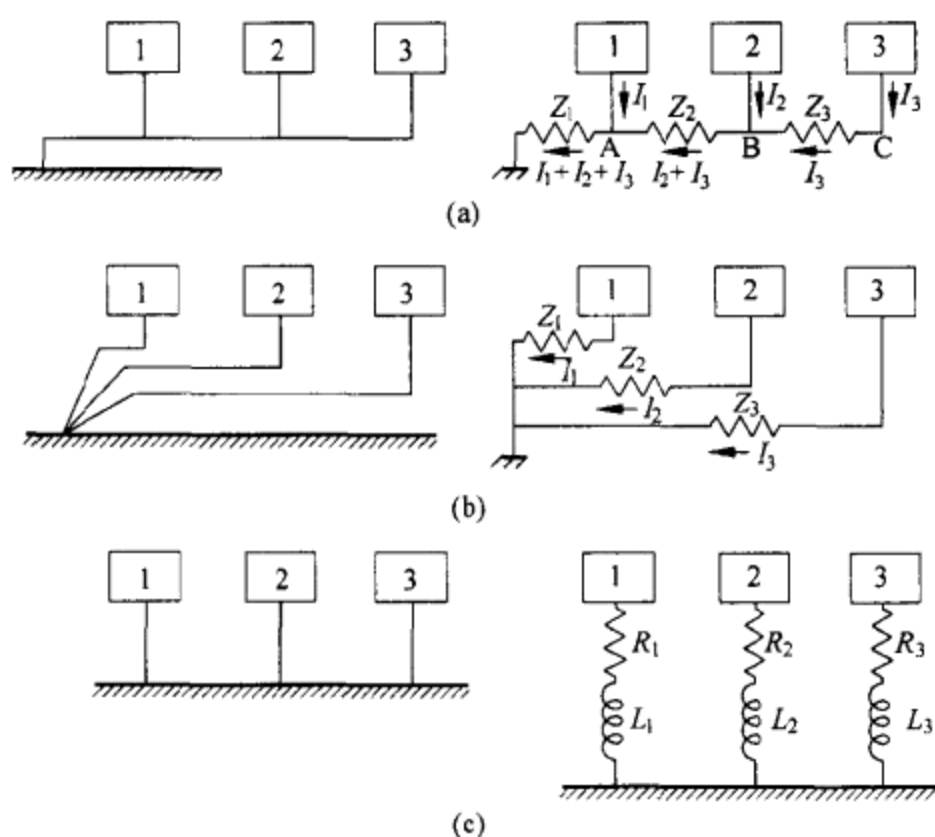


图 3.40 不同的接地方法及对它们进行分析的等效电路:(a)单点串联接地;
(b)单点并联接地;(c)多点并联接地。

在串联接地方法中,每个电路的供电电流都会导致对每个电路有不同电压参考的压降,即

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 \quad (3.97a)$$

$$V_B = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 \quad (3.97b)$$

$$V_C = (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 + I_3Z_3 \quad (3.97c)$$

由于每个电路的输出信号都是相对于不同参考点的电压,所以这个干扰源可能很显著。因此,只要电路的供电电流不同,就不应使用这种接地方法。在任何情况下,较敏感的电路都应靠近公共参考点放置。

单点并联接地[图 3.40(b)]需要更复杂的物理布局,但克服了串联接地存在的问题。因此,它是低频接地的优选方法。

对于高频电路($>10\text{MHz}$)而言,由于多点接地[图 3.40(c)]能获得较低的接地阻抗,故比单点接地更好。接地面阻抗可以通过将其表面电镀来进一步降低。

3.6.3 屏蔽接地

3.6.1 节中指出,只有当屏蔽与恒定电压相连时,导体的屏蔽才有效。对放大器进行屏蔽时,屏蔽必须与封闭电路的参考相连,而不管封闭电路是接地或是不接

地。图 3.41(a)示出正确的连接方法。

如果屏蔽未进行连接或连接到不同的电压上,便存在从放大器的输出端到输入端的寄生反馈,这种寄生反馈甚至可能引起振荡。图 3.41(b)示出屏蔽未连接的情况。图 3.41(c)示出对其进行分析的等效电路。由于存在通过 C_{1S} 的杂散反馈路径,故该电路可能产生振荡。

图 3.41(d)表明,当放大器未连接屏蔽时,将放大器的参考点接地并不能降低外部干扰 v_i 。图 3.41(e)所示等效电路表明,当 C_{2S} 很小时,从 v_i 到屏蔽的耦合最小。也就是说, C_{2S} 必须短路。

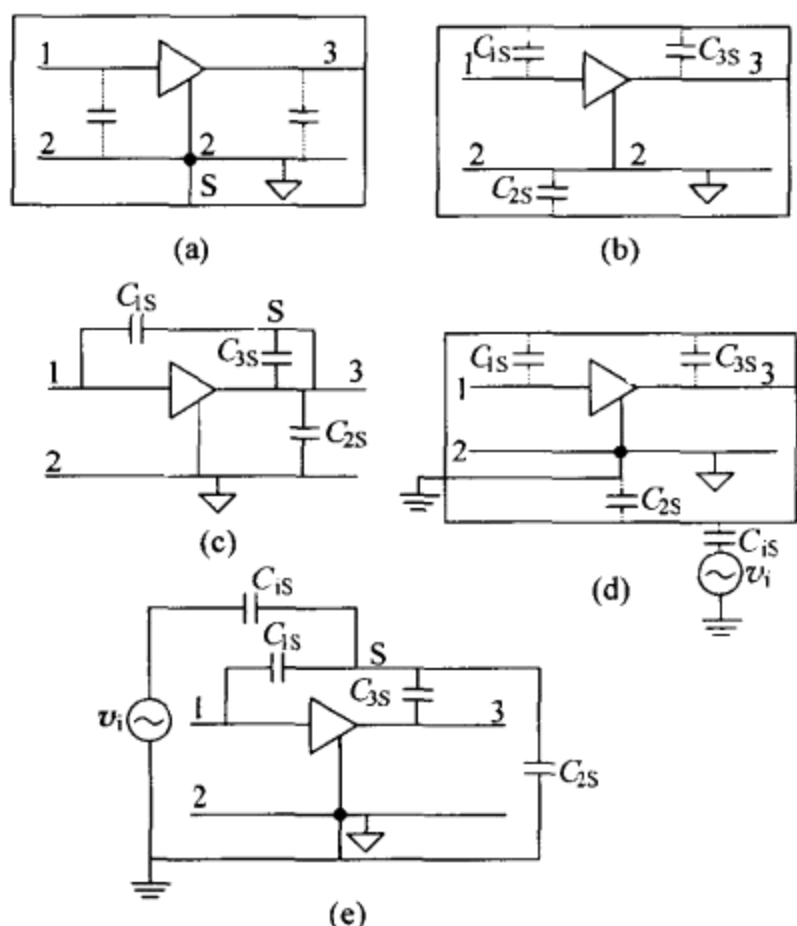


图 3.41 放大器的屏蔽:(a)正确的屏蔽;(b)不正确状态(屏蔽未连接);
 (c)用于分析情况(b)的电路;(d)接地并未解决问题;(e)用于
 分析情况(d)的电路。

当将放大器的屏蔽接地时,内部电路必须接到屏蔽的一个点上。例如,对用于减小电源线干扰的接地屏蔽,必须按图 3.42(a)所示进行连接。否则,屏蔽上的干扰电流便可能产生电阻性干扰[图 3.42(b)]。

为了避免与屏蔽耦合的电流与信号电流共用同一路径,必须细心选择单一连接点。例如,若信号已接地且屏蔽与放大器像图 3.43(a)那样连接,则干扰电压 v_i 将通过 C_{iS} 经 S—2—b 路径使电流耦合到地,亦即干扰电压 v_i 将与信号共用路径 2—b。因此,我们应选择如图 3.43(b)所示的接地方案,其中,放大器的参考点

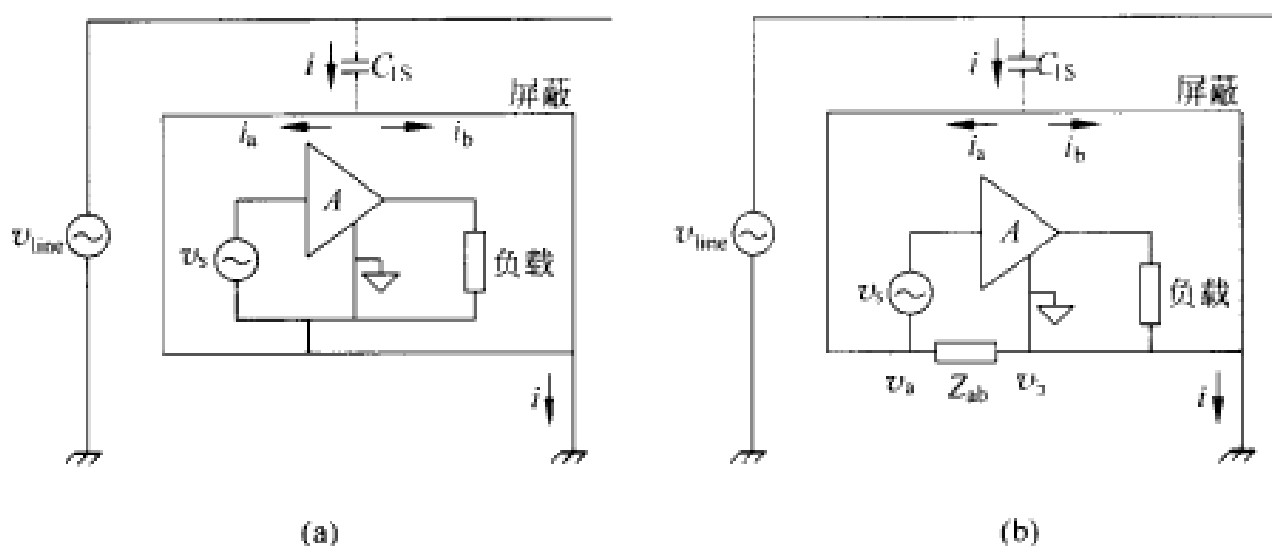


图 3.42 (a)屏蔽和电路必须连接在一个点上；(b)否则可能出现电阻性干扰 $v_b - v_a$ 。

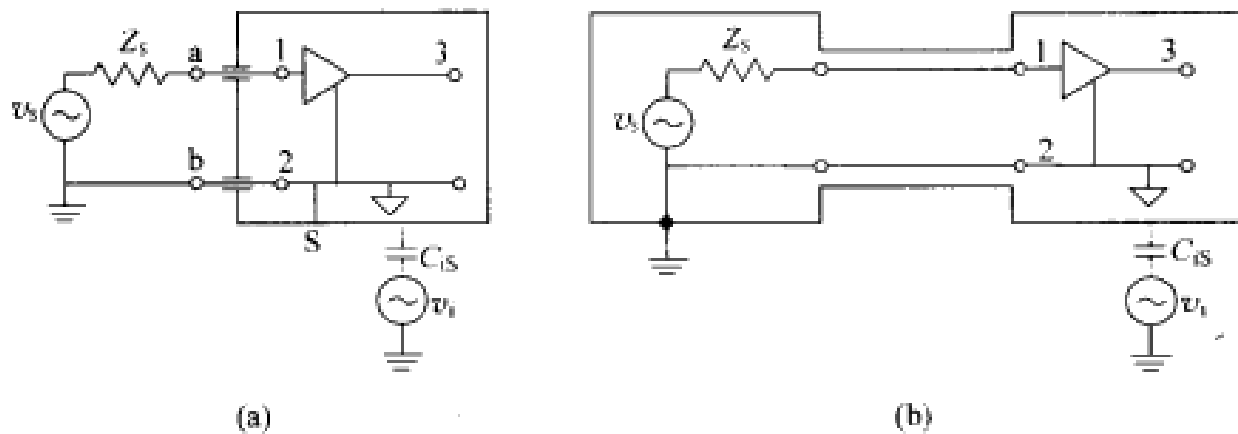


图 3.43 为屏蔽选择接地点。在情况(a)中,干扰感应的电流与信号共同使用路径 2—b; 在情况(b)中,外部干扰行进的路径与信号路径分隔开。

(“2”)未直接在放大器处与屏蔽相连,而是在信号源处与屏蔽相连。这样,外部参考便不会与信号共用任何一条路径。应当指出,图 3.43(b)所示解决方案需要一个具有“悬浮”输入端的放大器,亦即在放大器内部点 2 未接地。

在对具有单一接地连接的电缆屏蔽进行接地时,必须判定应连接哪一端:是信号端接地还是放大器端接地。如果信号未接地而放大器接地,则最好的办法是将屏蔽接到放大器的输入参考端[图 3.44(a)和图 3.44(d)]。如果屏蔽连接到信号一侧的参考端(图中用虚线画出的接线 A),则耦合到屏蔽上的所有干扰电流都将沿接到接线端 2 的信号引线流向地[图 3.44(b)]——假定放大器具有很高的输入阻抗。如果采用接线 B,根据图 3.44(c),则放大器输入端的干扰电压为

$$V_{12} = (V_{G1} + V_{G2}) \frac{Z_{12}}{Z_{12} + Z_{1S}} = (V_{G1} + V_{G2}) \frac{C_{1S}}{C_{12} + C_{1S}} \quad (3.98a)$$

如果屏蔽是在放大器一侧由接线 D 接地,则根据图 3.44(e),干扰电压为

$$V_{12} = V_{G1} \frac{Z_{12}}{Z_{12} + Z_{1S}} = V_{G1} \frac{C_{1S}}{C_{12} + C_{1S}} \quad (3.98b)$$

因此,若信号源未接地而是放大器接地,则屏蔽必须接到放大器的参考端,即使放大器未接地也是如此。

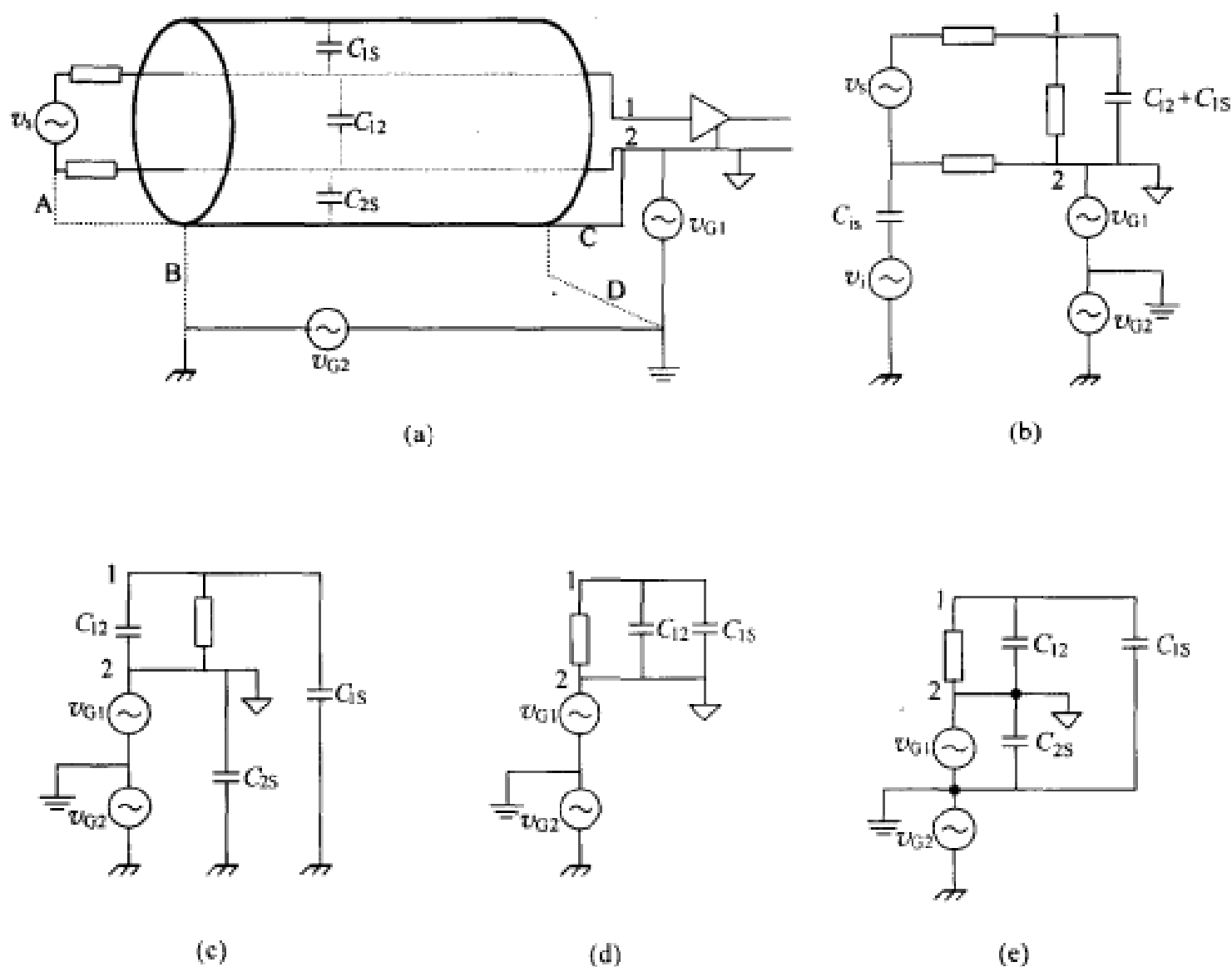


图 3.44 (a)当信号未接地而放大器接地时,屏蔽电缆的接地连接。
正确的连接用实线表示。图(b)~(e)是等效电路。

若信号接地而放大器输入端未接地,则最好是将屏蔽在信号源一端接地,如图 3.45(a)和 3.45(b)所示。如果屏蔽不是在信号端接地[接线 B,图 3.45(c)],便有由式(3.98b)给出的相同干扰。不应将屏蔽接到放大器输入端的参考端[接线 C,图 3.45(d)],因为这将使与屏蔽耦合的所有电流均沿其中一根信号引线流向地。如果采用接线 D,根据图 3.45(e),输入干扰电压将是式(3.98a)给出的干扰电压。

应当指出,图 3.45 中接线 A 的情况与图 3.43 中的情况相似,但前者包含非理想的接地连接和信号参考点与地之间的干扰电压,它是通过低阻抗接入的。

如果信号源和放大器两者都接地,也许折衷解决方案是将屏蔽在两端接地,但

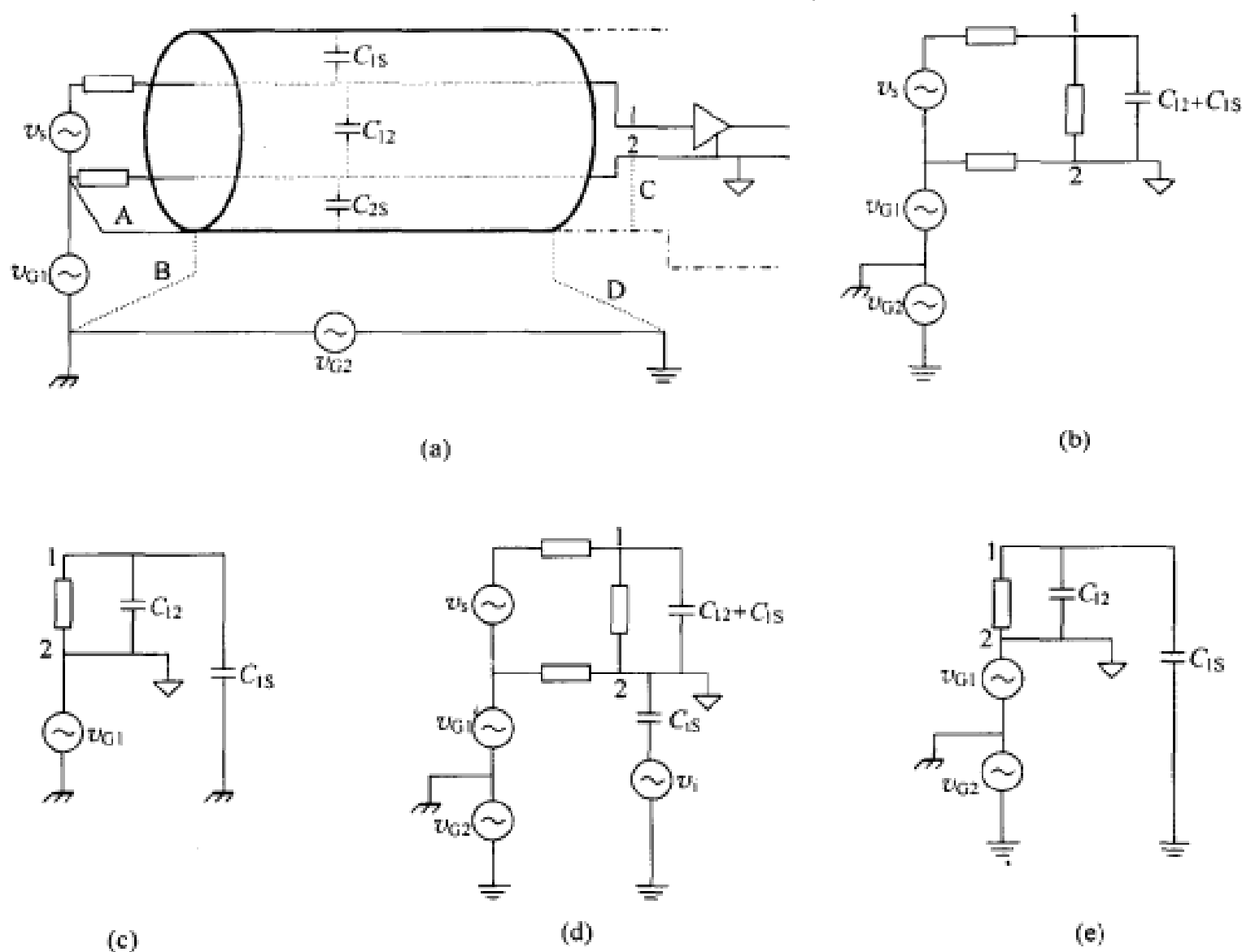


图 3.45 (a)当信号接地而放大器不接地时,屏蔽电缆的接地连接。
正确的连接用实线表示。图(b)~(e)是等效电路。

依据接地点之间的电压差和与重新形成的地回路的磁耦合,最终得到的干扰可能会增大。如果情况的确如此,则必须利用差动放大器或隔离放大器将这个回路断开。

3.6.4 隔离放大器

隔离放大器是一种能在其输入端与输出端之间提供电阻隔离的放大器。这种隔离必须具有低泄漏和高介电击穿电压,亦即必须具有大电阻和小电容。电阻和电容的典型值分别为 $1\text{T}\Omega$ 和 10pF 。

隔离放大器之所以受到重视,是因为仪表放大器只能承受有限的共模电压(通常约 10V)。在一些众所周知的场合,如在高压设备的测量过程中,都会遇到高的共模电压。在一些意想不到的情况下,如由大于 20V 供电的传感器电桥或当包含压差达几十伏的两个接地点时,也会遇到这类问题。在医疗电子设备中,现行的安

全标准禁止作万一与带电导体接触便有可能导致危险电流通过人体的任何电气连接。

在隔离放大器中,不存在从输入参考端(公共输入端、接地输入端)到输出参考端(公共输出端、接地输出端)的连续性电阻。公共输入端也与电源参考端(电源公共端、电源地)无关。在某些情况下,电源也与公共输出端无关。图 3.46 给出这方面使用的某些符号。

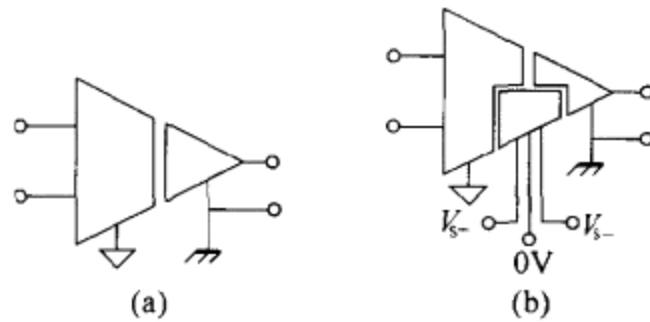


图 3.46 用于隔离放大器的不同符号表明,不存在从输入端到输出端的连续性电阻。

信号和电源通过具有低绕组间电容的变压器从隔离放大器的一部分磁耦合到另一部分。信号也可能用光电耦合器或串联电容器进行耦合。已调载波经过这类隔离壁垒加以使用,以改善线性。抑制出现在输入公共端和其他公共端之间的电压的能力用隔离模抑制比(IMRR)来定量表示。与定义 CMRR 的方法相似,IMRR 定义为隔离壁垒两端的电压乘上增益除以所形成的输出电压。IMRR 通常用分贝(dB)表示,它从 1Hz 处的高达 160dB 开始,以 20dB/倍频程的速率减小。

应当指出,隔离放大器并不是运算放大器、差动放大器或仪表放大器。事实上,一些类型的集成电路隔离放大器,其输入级采用的是可按需要加以连接的未加限制的运算放大器;另一些类型隔离放大器的输入级则使用了仪表放大器。集成电路隔离放大器通常不是精密器件。尽管如此,当提供一个能向高质量的前置放大器供电和能对传感器电桥或分压器进行激励的隔离的供电电压时,它们便适于精密传感器信号调节使用(参见习题 3.22)。AD102/4, AD202/4, AD210, AD215(Analog Devices 公司产品)和 ISO 系列(Burr-Brown 公司产品)均是隔离放大器。

表 3.6 表明,隔离放大器适合于任何信号类型使用,只要它们具有足够高的隔离阻抗。差动放大器适合于单端信号和差动信号,但必须能承受共模电压,并将其抑制到与所需分辨率相适应的电平。单端放大器只适合于悬浮信号,它们也可能适合于单端接地信号,条件是没有反馈电线感应干扰。

表 3.6 信号源与调节器之间的搭配一览表

调节器 输入 信号源				
	不适合,除非 接地很靠近	若 CMRR 很大, 便适合	适合	适合
	适合	适合	适合	适合
	不适合,除非 接地很靠近	若 CMRR 很大, 便适合	适合于大的 Z_i	适合
	不适合	适合	适合于大的 Z_i	适合
	适合	适合	适合	适合
	不适合	若 CMRR 很大, 便适合	适合于大的 Z_i	适合

注: 假定接地信号源和放大器的接地点不相同,但相互连接。假定隔离阻抗对于(悬浮)信号源很大,但对调节器则为有限值(Z_i)。

习 题

3.1 图 P3.1 所示电路是利用 Pt100 作为传感器(在 0°C 时电阻为 100Ω , $\alpha = 0.004(\Omega/\Omega)/\text{K}$)的温度计的一部分。参考电流($200\mu\text{A}$)高度稳定,运算放大器和 FET 对参考电流进行放大而没有任何显著误差。ADC(模数转换器)是具有差动输入端和 800mV 输入范围的 24 位 Σ - Δ 型 ADC。若温度范围为 $-50^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ 。试计算获得所需 800mV 范围的 R_1/R_2 ,并确定理论

温度分辨率。

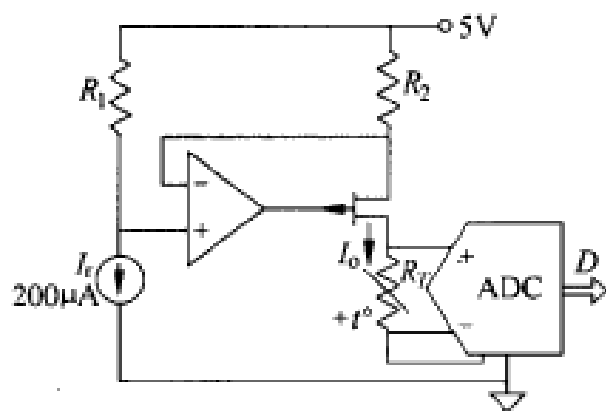


图 P3.1 基于用恒定电流激励的电阻式温度检测器和无需信号放大的高分辨率 ADC 的温度计。

3.2 图 P3.2 示出一个用于远距离 Pt100 传感器(在 0°C 时电阻为 100Ω , $\alpha = 0.003912(\Omega/\Omega)/\text{K}$)的信号调节器,它采用恒定电流供电,用来测量 $15^{\circ}\text{C} \sim 250^{\circ}\text{C}$ 的温度范围。试计算向传感器提供 1mA 时的 R 。如果引线具有有限且相同的电阻,试确定为获得满标度输出(FSO) = 5V (与引线电阻无关), R_1, R_2 和 R_3 应满足的条件。

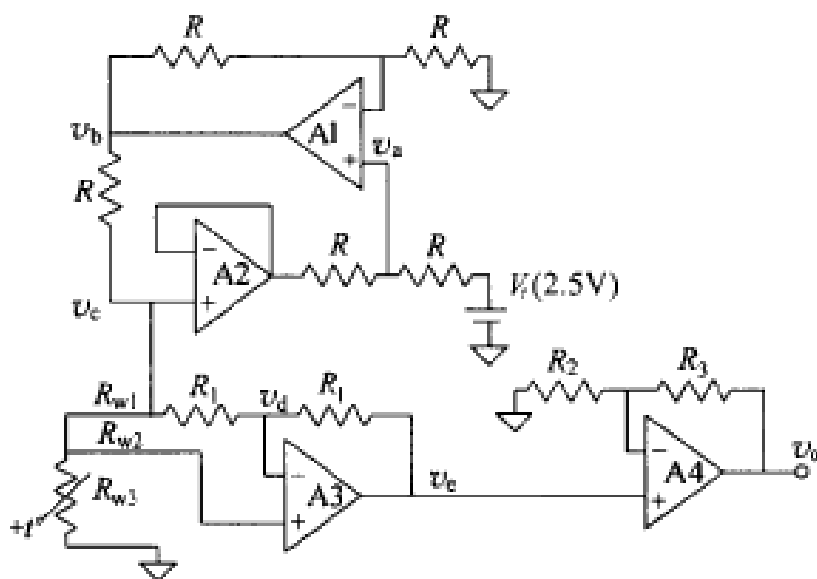


图 P3.2 基于用恒定电流激励的 3 引线 Pt100 传感器的温度计电路。

3.3 图 P3.3 中的正温度系数热敏电阻在 0°C 时的电阻为 813.5Ω , 在 25°C 时为 1000Ω , 而在 50°C 时为 1211Ω 。利用 R 对热敏电阻的响应进行线性化,第一运算放大器的周边电路由 3.3V 单电源提供恒定电流。若待测量的温度范围为 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$, 为了获得近似的线性响应,试计算 R 的数值,并确定用来将传感器电流限制到 $400\mu\text{A}$ 的 R_b 。如果所要求的输出在 0°C 时为 0.1V , 在 50°C 时为 3.1V , 计算 R_1, R_2 和 R_3 的大小。如果该电路所在处的环境温度

可能上升到 40°C 而且运算放大器采用 D 型封装, 试确定由运算放大器失调电压引起的误差($^{\circ}\text{C}$)。

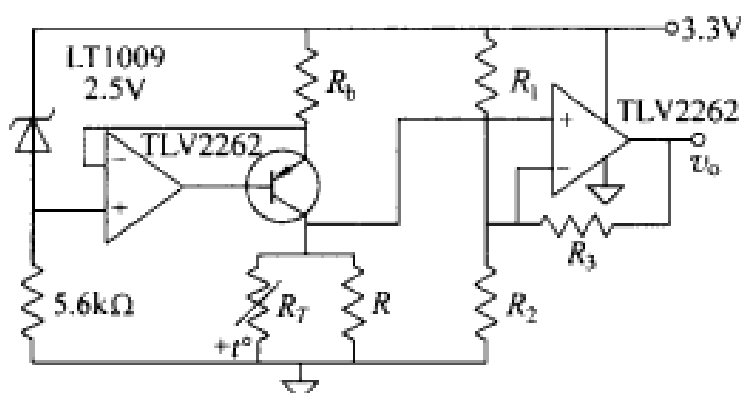


图 P3.3 基于由恒定电流供电的线性化正温度系数热敏电阻的温度计电路。

- 3.4 图 P3.4 所示数据采集系统集成电路具有差动输入, 同时还具有差动参考电压, 从而允许直接实施两次读数电阻测量法。传感器是在 0°C 时具有 100Ω 和 $\alpha = 0.00385 (\Omega/\Omega)/\text{K}$ 以及 $\delta = 7\text{mW}/\text{K}$ 的薄膜型 Pt1000 传感器。若 ADC 具有 12 位分辨率、待测的温度范围为 $0^{\circ}\text{C} \sim 600^{\circ}\text{C}$, 试确定 R_r 、标度终端数字输出和最大自热误差。

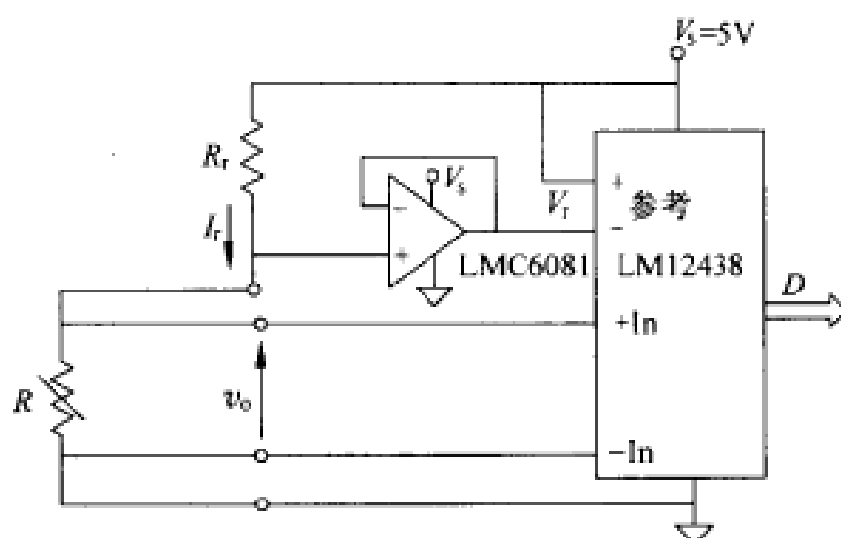


图 P3.4 由具有差动输入和(外部)参考电压的集成电路数据采集系统实施的两次读数电阻测量法。

- 3.5 图 P3.5 所示负温度系数热敏电阻在 25°C 时具有 10000Ω 、在 0°C 时具有 29490Ω , 而在 50°C 时具有 3893Ω 。试设计一个满足在 0°C 时输出为 0V 、在 50°C 时为 0.5V , 以及当 $V_c = -15\text{V}$ 和 $V_r = 5\text{V}$ 时, 负温度系数热敏电阻中的电流小于 0.5mA 的电路。

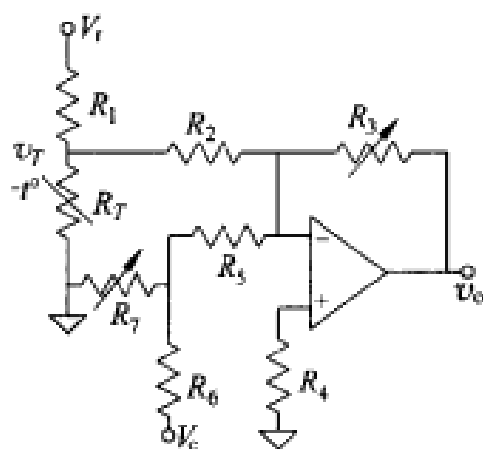


图 P3.5 基于负温度系数热敏电阻及输出经过相加和放大的两级分压器的温度计电路。

- 3.6 希望用图 P3.6 所示电路以 0.25°C 的分辨率测量 $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ 的温度。铂传感器在 25°C 时具有 1000Ω 和 $\alpha = 0.00375(\Omega/\Omega)/\text{K}$, 接在放大器之后的 ADC 具有 $0 \sim 2\text{V}$ 输入范围。试确定为了将传感器电流限制到 $500\mu\text{A}$ 以及达到所需输出电压的 R_1, R_2, R_p 和 V_{ref} 。

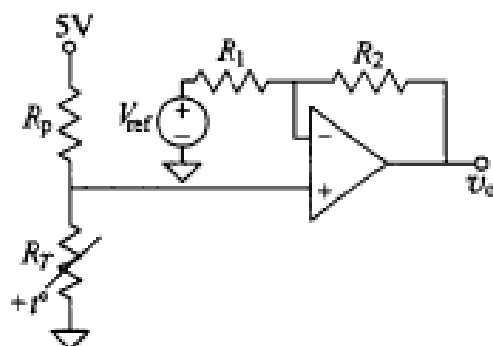


图 P3.6 利用接在分压器内的电阻式温度检测器进行温度测量。

- 3.7 电位器的输出信号连接到输入电阻为 $10\text{k}\Omega$ 的记录仪上。由加载效应引起的非线性误差必须小于 $1\% \text{FSO}$ 。可以利用一系列电阻范围从 100Ω 到 10000Ω 、按 100Ω 增加的 5W 电位器。试问哪种电位器能给出最高灵敏度而不超过上述任何限制？如果电位器采用单圈电位器 (360°)，其灵敏度是多少？
- 3.8 减小由于电位器仪表加载效应引起的非线性误差的一种方法是将电阻器同电源和电位器串联。试确定非线性误差为最大的滑臂位置并给出作为电阻比的函数的误差表示式。
- 3.9 试证明具有图 3.8 所示双电源的电位器电路与图 3.7(a) 所示电路相比有较小的绝对误差。
- 3.10 范围从 $x=0$ 到 $x=10$ 的某个已知量 x 借助线性电阻式传感器来测量。对于 $x=0$, 传感器的电阻为 1000Ω , 而对于 $x=10$, 电阻为 1100Ω 。为了获得

与 x 相对应的输出信号,将传感器放置到直流电压供电的电阻电桥中,直流电压之值受额定为 25mW 的传感器最大功耗的限制。

- a. 假定 $x=0$ 时,电桥平衡,对给定供电电压选择电桥电阻,使电桥达到最高灵敏度。如将电桥输出看成是与 x 线性相关,且电桥的灵敏度 $x=0$ 时的灵敏度,试计算所产生的最大相对误差。
 - b. 假定采用 $x=0$ 时的平衡条件且相对误差必须维持在 1% 以下,试问电桥电阻应具有什么数值?
 - c. 假定 x 是力、电桥由最大可接受的电压供电以及电桥输出呈线性。试问情况 b 的灵敏度将是多少?
 - d. 假定电桥输出呈线性。试问若 4 个电桥电阻相同,灵敏度将是多少? 说明为什么它与情况 b 的灵敏度不一样?
- 3.11 假定在习题 3.10 中,3 个固定电阻的数值均为 1000Ω 、灵敏度为 25mV/N 、输出电压用仪表放大器测量(这里, $0\text{V}\sim 5\text{V}$ 输出对应于范围 $x=0$ 到 $x=10$)。
- a. 试计算理想放大器的增益 G 。
 - b. 假定某一放大器具有 $\text{CMRR}=70\text{dB}+20\lg(G+1)/2$ 以及相同的差模电阻和共模电阻。再假定其他误差源(失调、漂移、噪声)可忽略不计。于是,对于按照上面的测试点计算的 G 值在 $x=10$ 时该值不会给出 5V ,而将存在误差电压。若电桥电源和放大器具有公共参考端,试计算 $x=10$ 时作为输入差模电阻函数的相对误差。若该电阻为无限大,相对误差是否为零? 为什么?
- 3.12 已知负荷传感器具有粘贴在钢梁($E=210\text{GPa}$)上的 4 个 250Ω 应变片,并按图 3.25(a) 所示方式连接到全桥中。应变系数为 2.0,电阻容差为 0.3% 。如果电桥用 10V 供电,试确定当外加负荷为 $100\text{kg}/\text{cm}^2$ 时的输出电压。若在静态状态下未实现电桥平衡,试问由于电阻器容差引起的最大误差(kg/cm^2)是多少?
- 3.13 对一个连接到最大变化为 1% 的 350Ω 应变片构成的全桥上的差动放大器,如果共模输入电阻为 $110\text{k}\Omega$ 及 $\text{CMRR}=86$,试计算有效 CMRR 。若电桥由 12V 供电而放大器的 $G=10$,试计算在零示状态以及应变片发生最大变化时的输出电压。
- 3.14 已知铂电阻式温度检测器传感器在 25°C 时具有 1000Ω 的电阻、 $\alpha=0.004$ (Ω/Ω)/K 以及 $\delta=5\text{mW/K}$ 。利用该铂制传感器来设计一个能获得最高灵敏度但相对误差不超过输出电压的 1% 且温度范围为 $0^\circ\text{C}\sim 100^\circ\text{C}$ 的温度计。利用电桥电路并假定电桥输出用理想电压表进行测量。

3.15 对于利用 TSP102 传感器(线性化正温度系数热敏电阻)的温度计提出了图 P3.15 所示电路,传感器在 25°C 时的电阻为 1000Ω , 近似温度系数为 $0.007/^\circ\text{C}$ 。试确定用来测量 $-10^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$ 温度范围所需的 R 和 R_2 值。

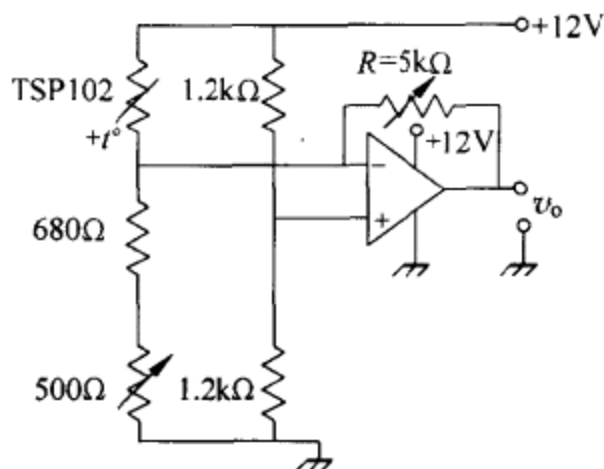


图 P3.15 用于温度测量的具有电压输出的准电桥电路。

3.16 利用图 P3.16 所示电路来测量 $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ 范围的温度,对应的输出电压为 $0\text{V} \sim 10\text{V}$ 。传感器采用 $\alpha = 0.0075/\text{K}$ 的线性化正温度系数热敏电阻,在 25°C 时的电阻为 2000Ω 、最大允许电流为 1mA 。假定运算放大器是理想放大器。试确定用来获得所需输出信号的电路元件。确定产生最大非线性误差的温度并计算该误差。

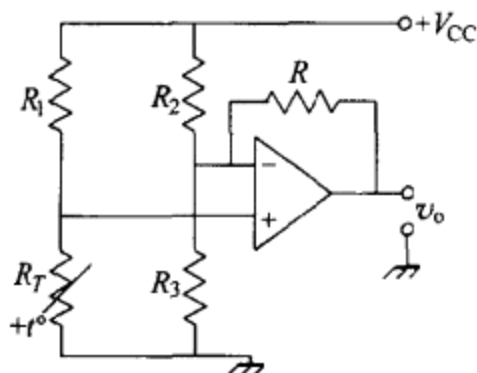


图 P3.16 用于温度测量的具有电压输出的准电桥电路。

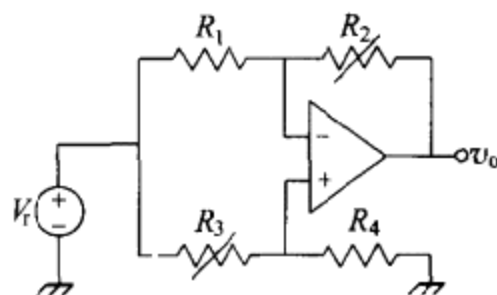


图 P3.17 利用运算放大器实现惠斯登电桥的线性化。

3.17 图 P3.17 所示的准电桥电路利用了线性化电阻相同的两个传感器。假定运算放大器是理想放大器,试证明输出电压与被测的量成正比。

3.18 图 P3.18 所示的准电桥电路包含一个粘贴到钢梁($E = 210\text{GPa}$)上的 350Ω 应变片,应变系数为 2.0,能耗散达 20mW 的功率。如果要求在零示状态下有零输出,试计算不超过自热极限的最大 V_r 。若选择 $V_r = 2.5\text{V}$ 并假定运算放大器是理想放大器,试确定外加负荷为 $100\text{kg}/\text{cm}^2$ 时获得 10mV 输出

所需要的增益。若每个运算放大器的最大失调电压为 $100\mu\text{V}$ ，试计算在最坏情况下的最大误差 (kg/cm^2)。

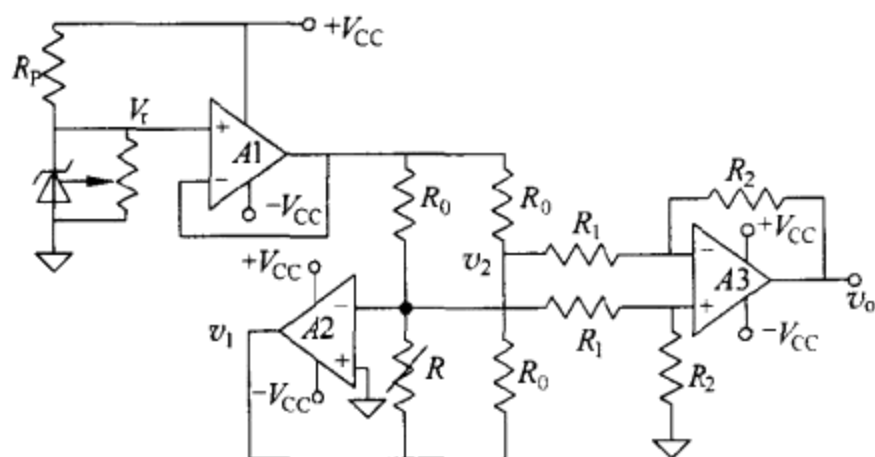


图 P3.18 利用运算放大器和差动放大器实现惠斯登电桥的线性化。

- 3.19 图 P3.19 所示的准电桥电路包含一个粘贴到铝梁 ($E=70\text{GPa}$) 上的 350Ω 等弹性应变片 (应变系数 3.5)，所允许的最大电流为 15mA 。运算放大器具有小的失调电压和漂移，其最大输出电流为 10mA 。若 $V_r=1.5\text{V}$ ，试计算当负荷为 $-100\text{kg}/\text{cm}^2$ (压缩) 时获得 1V 输出所需要的增益 G 。如果选择 $G=1000$ ，试计算当环境温度为 30°C 时由失调电压引起的误差。

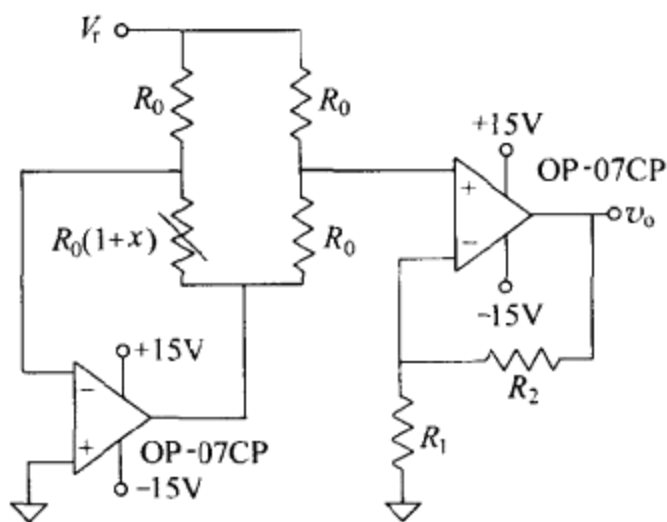


图 P3.19 利用运算放大器和单端输出实现惠斯登电桥的线性化。

- 3.20 图 P3.20 所示压力传感器具有 $0.04(\text{mV}/\text{V})/\text{Pa}$ 的灵敏度。 R_8 用于零平衡，在此被忽略。试确定当输入压力范围为 $0\text{kPa}\sim 100\text{kPa}$ 时获得 $0.5\text{V}\sim 4.5\text{V}$ 输出所需要的放大器增益，并确定使输出与共模电压无关应满足的条件。设计电阻 $R_1\sim R_7$ 。

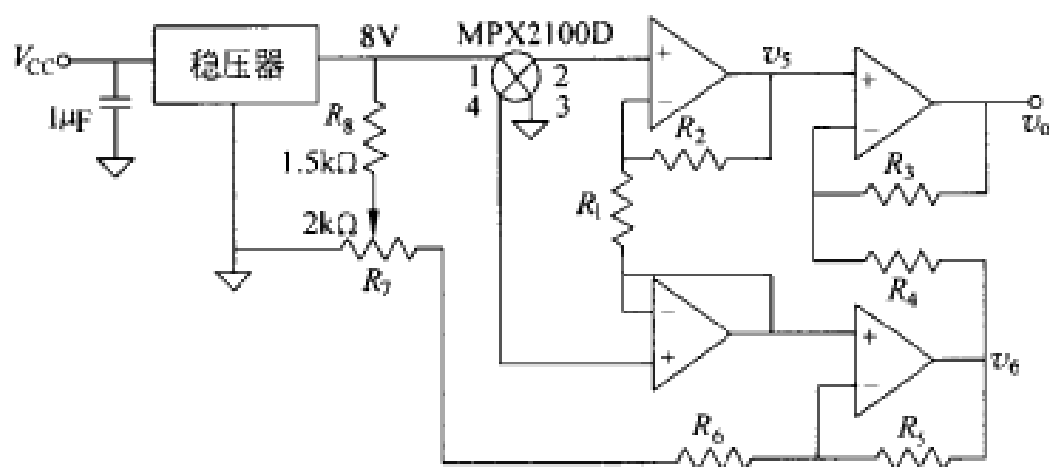


图 P3.20 用于压敏电阻式压力传感器的信号调节器。

3.21 图 P3.21 所示 5 端电桥包含粘贴到膜片上、能耗散 250mW 功率的 4 个 350Ω 应变片,其连接方式能提高压力灵敏度。应变片的最大相对变化为 0.02。试计算所需要的 V_i 和电阻器,使 0~0.02 的相对变化给出 0V~10V 输出。确定非线性误差(电压)和 $x=0.02$ 时由电阻器容差($R\sim R_5$)引起的误差。使用 1% 的电阻器。

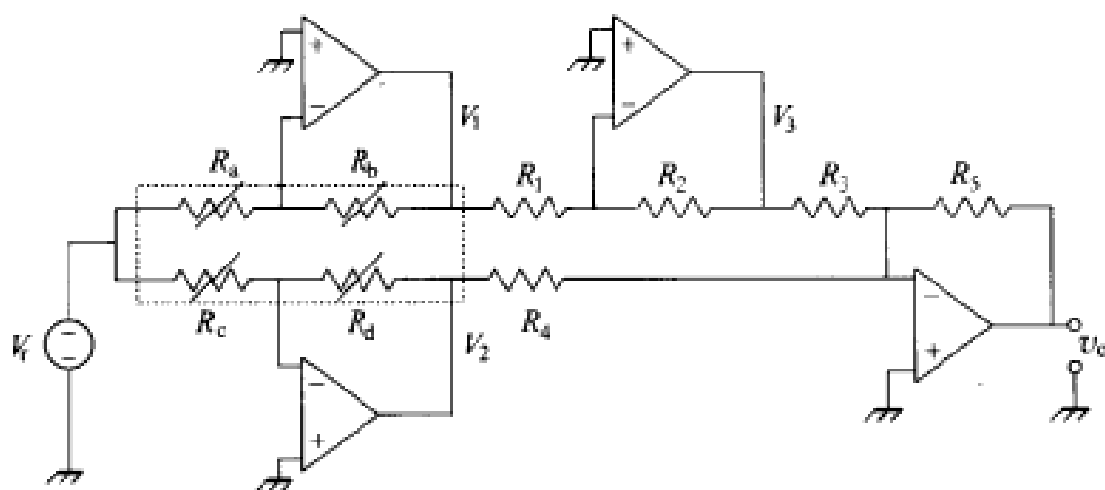


图 P3.21 用于压敏电阻式压力传感器的信号调节器。

3.22 对直流电动机中的供电电流进行测量要涉及到高电压。图 P3.22 示出的是以串联方式测量电动机绕组的压降时如何应用隔离放大器来防止出现任何损害或意外事故。为了取得高精度,在 ISO 102($G=1$)之前接上精密运算放大器(OPA27)并采用 5% 纹波的 $\pm 15V$ 隔离电源(未示出)供电。若 R 两端的最大压降为 50mV 且要求 $-10V$ 输出,试确定 R_1, R_2 和由失调电压、偏流、PSRR 以及运算放大器和 ISO 102 的增益误差所引起的绝对误差(运算放大器和 ISO 102 的技术指标可在 Burr-Brown 公司的网址 www.burr-brown.com 上查询)。

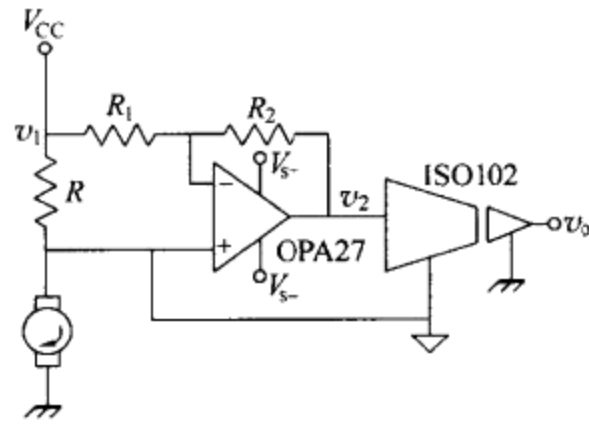


图 P3.22 利用串联电阻和放在精密运算放大器之后的隔离放大器测量直流电动机的供电电流。

参 考 文 献

- 1 R. Pallàs-Areny and J. G. Webster. *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999
- 2 K. F. Anderson. The new current loop: an instrumentation and measurement circuit topology. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **46**, 1997. 1061~1067
- 3 C. D. Todd (Bourns Inc.). *The Potentiometer Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1975
- 4 Anonymous. Differential and multiplying digital-to-analog converter applications. Application Note AN-19. Norwood, MA: Analog Devices. Available at www.analog.com
- 5 Anonymous. Wheatstone bridge nonlinearity. Measurements Group Technical Note 507. Raleigh, NC: Vishay, 1999. Available at www.measurementsgroup.com
- 6 C. D. Johnson and C. Chen. Bridge-to-computer data acquisition system with feedback nulling. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **39**, 1990. 531~534
- 7 M. C. Headley. Effects of lead wires in 2- and 3-wire quarter-bridge circuits. *Measurements & Control*, Issue 190, September 1998. 148~154
- 8 J. Fraden. *Handbook of Modern Sensors, Physics, Design, and Applications*, 2nd ed. Woodbury, NY: American Institute of Physics, 1997
- 9 F. M. L. Van der Goes and G. C. M. Meijer. A universal transducer interface for capacitive and resistive sensor elements. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, **14**, 1997. 249~260
- 10 R. Pallàs-Areny and J. G. Webster. Common mode rejection ratio for differential amplifier stages. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **40**, 1991. 669~676
- 11 H. W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1988
- 12 R. Morrison. *Instrumentation Fundamentals and Applications*. New York: John Wiley & Sons, 1984
- 13 C. S. Walker. *Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis*. New York: Artech House, 1990

第 4 章

变电抗式传感器和磁电式传感器

元件或电路中的电抗变化提供了不同于电阻式传感器的另一种测量方法。许多变电抗测量方法都不要求与待测系统有任何实际接触,或者即便有接触也只产生最小的机械负荷效应。特别是,它们对第 2 章中所述铁磁材料的直线位移或旋转位移测量以及湿度的测量方法提供了另一种解决方案。

这类传感器中所采用的某些测量方法的固有非线性可以利用差动传感器加以消除。不过,在另一方面,这些方法却限制了被测对象的最高频率,因为它至少应比激励频率低 10 倍,激励信号是交流电压或交流电流。

虽然某些磁电式传感器实际上是有源传感器,但由于它们的输出信号与某些变电抗式传感器输出信号之间的相似性,故本章中也将对它们进行讨论。

4.1 电容式传感器

4.1.1 可变电容器

电容器由两个用介质(固体、液体或气体)或真空隔开的电导体构成。电荷 Q 与电导体之间电压差 V 的关系可以用它们的电容 $C=Q/V$ 来描述。这个电容取决于导体的几何布置和导体之间的介质材料,即 $C=C(\epsilon, G)$ 。

例如,对一个由 n 个面积为 A 的相同平行平板、每对平板的间距为 d 和平板间放入相对介电常数为 ϵ_r 的材料所形成的电容器,其电容为

$$C \approx \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} (n-1) \quad (4.1)$$

式中, $\epsilon_0=8.85\text{pF/m}$ 是真空介电常数。因此,使 ϵ_r , A 或 d 产生变化的任何被测对象都会导致电容 C 改变,并且原则上可以将这类器件用作传感器。巴克斯特(Baxter)^[1]给出了几种适用于传感器设计的电极布置的电容表示式。温特(E. C. Wente)于 1917 年提出的电容传声器也许是最早的电容式传感器。

空气的相对介电常数 ϵ_r 近似为 1, 而对于水则相对介电常数从 0°C 时的 88 变化到 100°C 时的 55.33。因此, 将水代替空气作为电介质会造成显著变化。例如, 这种变化可用于水槽中对水的液位测量或利用能无滞后地吸收和渗出水分的电介质进行湿度测量。例如, HC1000 型湿度传感器 (E+E Elektronik 公司产品) 的电容量为

$$C = C_{76} [1 + \alpha_{76} (\text{RH} - 76)] \quad (4.2)$$

式中, $C_{76} = 500\text{pF} \pm 50\text{pF}$ 和 $\alpha_{76} = (2900 \pm 150) \times 10^{-6} / (\% \text{RH})$ 。线性误差小于 $2\% \text{RH}$ 。

在高于居里温度 (T_c) 时, 铁电材料的介电常数按下式与温度的倒数成正比:

$$\epsilon = \frac{k}{T - T_c} \quad (4.3)$$

式中, k 是常数。因此, 我们可以通过测量包含这类材料的传感器的电容变化来测量温度变化。

利用可变电容器作为传感器有若干局限性。首先, 在电容表示式中通常都忽略了边缘效应, 而这并不总是可行的。对于平板电容器, 若平板间的距离远小于它们的线性尺寸, 则边缘效应可忽略不计。否则, 式 (4.1) 便不再成立。修正因子取决于电极的几何形状^[2,3]。

图 4.1 示出如何在不改变几何关系的情况下减小边缘效应。该方法利用与某个恒定电压相连的保护环, 使电力线仍然被限制在由检测电极所决定的体积内。由有限间隙宽度 w 引起的电容修正取决于 w/d (d 是电极距离) 和电极厚度^[4]。为达到相对误差小于 a 所需的保护环宽度 $x = (d \ln a) / \pi$ ^[5]。

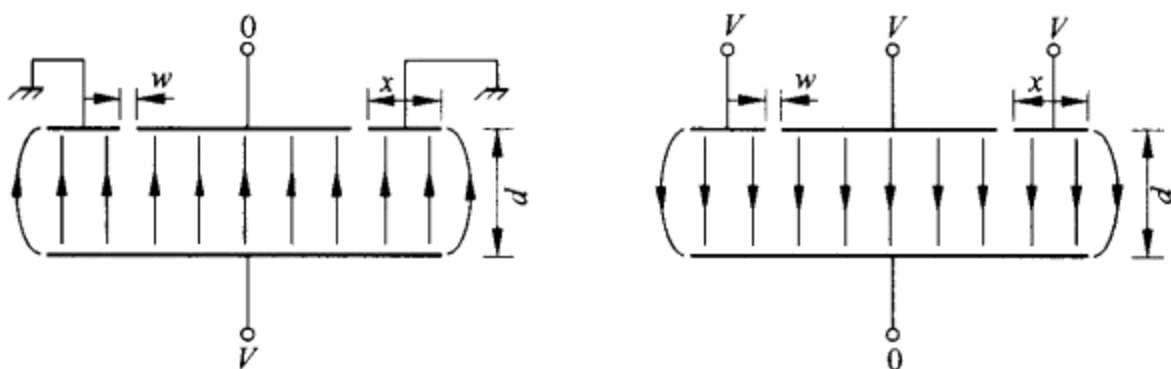


图 4.1 为了减小边缘效应, 电容式传感器中的外保护环维持与两个电极板之一有相同电压。

极板间的绝缘必须足够而且稳定。例如, 由于电介质中绝缘电阻的改变, 变化的湿度可能引入与 C 并联的泄漏电阻。于是, 电容器中将产生并非起因于电容变化的阻抗变化。因此, 那些只对阻抗模量敏感而对其相位不敏感的测量方法可能引起重大误差。一些极性电介质, 如水、丙酮和某些醇类溶剂具有相当高的电导率。等效电阻的功耗可能导致热干扰。无极性电介质, 如油类溶剂则具有极低的

电导率。

由于两个导电表面中只有一个能接地,故存在容性干扰的危险(如图 3.37 所示)。对传感器极板和连接引线进行屏蔽能减小容性干扰(5.2 节)。

连接引线是另一个可能的误差源。通过连接引线的屏蔽来防止容性干扰的做法会给传感器增添并联电容。结果将使灵敏度受到损失,因为被测的量将只改变这时只为总电容一部分的传感器电容。若电缆的几何尺寸有显著变化或者电缆中的电介质具有压电特性,则电缆引线与被测电介质之间的相对移动便可能成为误差源(6.2.1 节)。

电容式传感器呈线性还是非线性取决于所改变的参数以及所测量的是容性阻抗还是容性导纳。例如,在平行板电容器中,当我们测量导纳(与 C 成正比)时,若 ϵ_r 或 A 改变,则输出电压为线性,但若被测对象改变的是极板之间的间隔,则输出电压为非线性,输出电压属于 $C = \epsilon A/z$ 或 $C = \epsilon A/(d+z)$ 这种类型。在第二种情况下,有

$$C = \epsilon \frac{A}{d(1+x)} \tag{4.4}$$

式中, $x = z/d$ 。对上式取导数求灵敏度,得

$$\frac{dC}{dz} = \frac{-\epsilon A}{d^2(1+x)^2} = \frac{-\epsilon C_0}{d(1+x)^2} \approx -\frac{C_0}{d}(1 - 2x + 3x^2 - 4x^3 + \dots) \tag{4.5}$$

因此,这种传感器为非线性,因为灵敏度不是常数而取决于 z ,且当 d 和 z 很小时灵敏度提高。这意味着应采用 d 很小的电容器,但存在着由电介质击穿决定的最小间隔,对于空气,击穿场强为 30kV/cm 。

对于 $C = \epsilon A/z$ 类型的传感器,灵敏度为 $-\epsilon A/z^2$,同样也为非线性。像图 4.2 所示那样增加电介质对于电容器上下部分分别有 $C_r = \epsilon_r A/z$ 和 $C = \epsilon_r \epsilon_0 A/d$ 。总电容是两部分的串联组合:

$$C = \frac{C_0 C_r}{C_0 + C_r} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d + \epsilon_r z} \tag{4.6}$$

这时,灵敏度为

$$\begin{aligned} \frac{dC}{dz} &= -\frac{\epsilon_r \epsilon_0 A \epsilon_r}{(d + \epsilon_r z)^2} = -\frac{\epsilon_r^2 \epsilon_0 A}{d^2} \frac{1}{\left(1 + \frac{\epsilon_r z}{d}\right)^2} \\ &\approx -\frac{C_0}{d} \epsilon_r [1 - 2\epsilon_r x + 3(\epsilon_r x)^2 - \dots] \end{aligned} \tag{4.7}$$

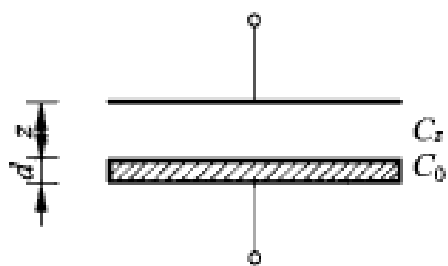


图 4.2 在平行板电容式传感器中放入附加的电介质能降低非线性。

这比 $-\epsilon A/z^2$ 有更好的线性。式(4.6)还揭示出覆盖极板的电介质的影响(例如,用于电绝缘)。

当极板之间的距离改变时,从传感器获得线性电压的另一个方法是测量电容器的阻抗而不是测量导纳(5.1节)。差动电容器亦能给出与被测对象呈线性相关的输出(4.1.2节)。

电容式传感器具有很高的输出阻抗。当电源频率升高时,输出阻抗肯定会降低。但是,在较高频率下,杂散电容也会引起阻抗降低。可能的解决办法是将信号调节电路放在传感器附近,并使用阻抗变换器。此外,我们还可以测量通过传感器的电流而不是传感器两端的压降,因而无需使用如5.1节介绍的具有高输入阻抗的放大器。

尽管存在上述局限性,电容式传感器仍拥有使它们对许多应用富有吸引力的若干优点。例如,作为机械位移传感器,它们的加载误差最小。与电位器不同,电容器没有直接机械接触、摩擦或滞后误差。而且,移动可动部分几乎不需要多大的力。鉴于电容 C 中储存的能量为 $E=(CV^2)/2$,因此,对于平行板电容器,使极板移动所需的力约为

$$F \approx \frac{E}{d} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d^2} V^2 \quad (4.8)$$

例如,若 $A=10\text{cm}^2$, $d=1\text{cm}$ 和 $V=10\text{V}$,便需要

$$F \approx \frac{8.85\text{pF/m}}{2} \times \frac{10\text{cm}^2}{1\text{cm}} (10\text{V})^2 = 4.45\text{nN}$$

这是一个可忽略的力。此外,极板可以做得很轻,因而减小了它们的惯性。

电容式传感器非常稳定且有良好的重复性,因为电容 C 与极板的电导率无关。因此,温度变化只能通过尺寸变化产生干扰,而老化或时间漂移的影响则非常小。如果介质材料是空气,则 ϵ_r 只按下式随温度稍有变化:

$$\epsilon_r(\text{空气}) = 1 + \frac{p}{T} \left[28 + \frac{\text{RH} \times p_w}{p} \left(\frac{135}{T} - 0.0039 \right) \right] \quad (4.9)$$

式中, T 是绝对温度, p 是压力,RH是相对湿度,而 p_w 是在温度 T 时水的分压强:

$$\lg p_w = 7.45 \frac{T-273}{T-38.3} + 2.78 \quad (4.10)$$

除空气以外的材料的介电常数随温度有较大变化,但它们的电阻率往往变化更大。因此,电阻式传感器对温度比电容式传感器更敏感。

电容测量具有的高分辨率也使电容式传感器具有高分辨率,特别是在位移测量更是如此,已达到了 10pm 的分辨率。半导体工业中常用的光刻技术为电容式传感器开辟了许多新的应用领域。

最后,尽管电容式传感器必须对外部电场进行屏蔽,但它们本身并不产生强磁场或强电场。与可能产生强杂散磁场的电感式传感器相比,这是一个优点。

图 4.3 示出基于改变面积[(a)~(e)]、电极间隔(f)或电介质[(g),(h)]的电容式位移传感器的部分传感器结构。由于加工制造和操作带来的一系列机械问题,故改变电介质的情况并不常见。基于改变电极间距离的结构常用于测量较大的位移或非常小的位移。基于改变面积的结构则更常用于测量 1cm~10cm 的中等大小位移。

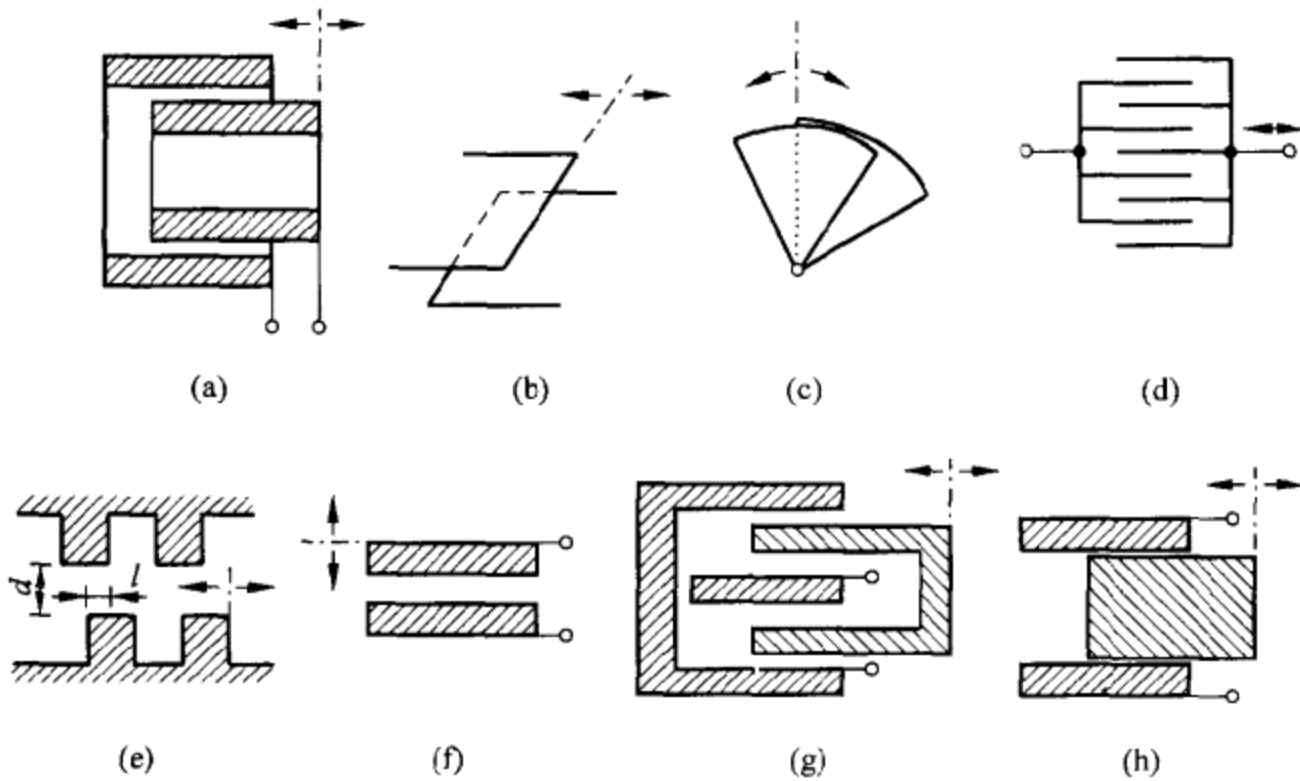


图 4.3 基于改变[(a)~(e)]面积、(f)极板间隔和[(g),(h)]电介质的电容式传感器的各种结构。

在许多这样的结构中,还有由多个极板构成的传感器。如果极板是平行板,则它们的电容由式(4.1)给出。应当指出,对于多极板传感器,若可变参数是 A ,则灵敏度将得到提高,因为

$$\frac{dC}{dA} = \frac{\epsilon}{d}(n-1) \quad (4.11)$$

但相对灵敏度仍然维持不变, $dC/C = dA/A$ 。因此,它们给出较大的电容但相同的百分变化。

C 的范围通常为 $1\text{pF} \sim 500\text{pF}$,电源频率一般选择高于 10kHz ,以减小传感器的输出阻抗。

由图 4.3 可以推出,电容式传感器最基本的应用方式是测量线位移和角位移。Measurements & Control 杂志每年的 2 月号都要列出电容式位移传感器和接近传感器的制造厂商。电容式接近传感器的测量范围比电感式传感器大 1 倍,它不仅能检测金属目标,而且还能检测电介质如纸、玻璃、木材和塑料,甚至可以透过墙壁或纸壳进行检测。由于人体在低频下起电导体的作用,故电容式传感器已用于

人的颤动测量和防盗报警。电容式传感器适于用硅制作和集成。它们可以检测用初级传感器转换成位移的任何量,例如压力(利用使电极位移或本身起电极作用的膜片,如压力传感器和电容传声器中那样)、力和力矩(利用弹性元件作为一个电极)和加速度(利用惯性质量)[图 1.10(b)]。它们的高分辨能力甚至允许进行应变测量,如图 4.4 所示。两条弯曲的金属带被粘贴到试件上。水平伸长使金属带板直而将电极分开。电容式应变片耐高温且具有比电阻式应变片更小的温度系数,但尺寸较大(1cm~2cm)。参考文献[6]介绍了几种电容式测微计。参考文献[7]中介绍了一种旋转电位器,其滑动接触是一个与电阻性元件呈容性耦合的电极。ST Microelectronics 公司生产的单片指纹图像传感器利用了电容传感技术。

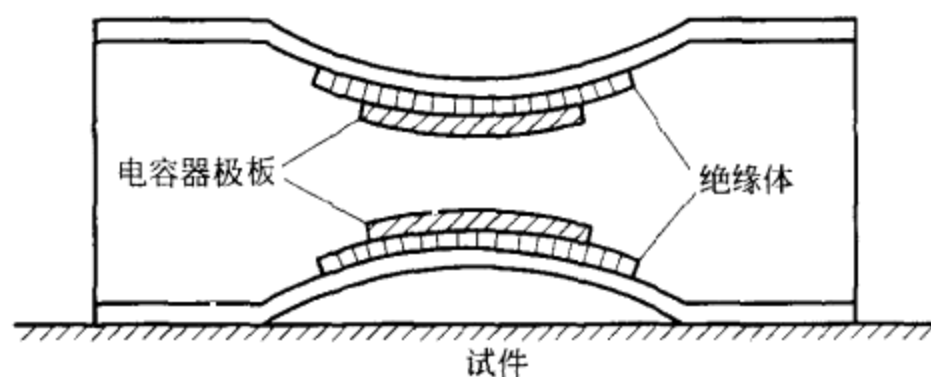


图 4.4 电容应变片由粘贴到试件上的两个拱形柔软金属带构成。试件内的水平应力改变金属带的弯曲程度,因而改变电容器极板之间的垂直间隙。

通过利用聚合物薄膜作为夹在两个电极之间的介质材料,介电常数的变化已用于湿度测量。即使在 40%RH 以下,它们仍能正常工作(因而优于电阻式湿度计)。在达到 70%RH 时更精确,但在高于 95%RH 时则不太精确且在冷凝情况下还会失效。它们适于下列一些应用,如办公用品、加湿器、干燥器、风扇控制器和制动器。表 4.1 汇列出两种商品湿度传感器的部分技术指标。

表 4.1 两种电容式湿度传感器的部分技术指标

参 数	HS1100(Humirel 公司产品)	H1(Philips 公司产品)
湿度范围(RH)	1%~99%	10%~90%
环境温度	-40℃~100℃	0℃~85℃
额定电容(25℃)	在 RH 为 55% 时为 180pF	在 43%RH 时为 122pF
平均灵敏度	0.34pF/%RH ^a	(0.4±0.05)pF/%RH ^b
温度系数	0.04pF/℃	0.01%RH/K
响应时间(33%RH~76%RH)	5s ^c	<5min ^d
湿度测量的滞后	±1.5%	3%
长期稳定度	0.5%RH/年	—
供电电压	5V,7V max	15V max
泄漏	1nA	在 100kHz 处 tanδ<0.035

^a 33%RH~75%RH。 ^b 33%RH~75%RH。 ^c 33%RH~75%RH。 ^d 43%RH~90%RH。

对介电常数稍微不同的非导电流体(例如水和油)的二元化合物进行化学分析也是依靠检测电容变化,如利用电容 X 射线层析技术完成流体成像^[8]。另一些基于电介质变化的电容式传感器有:(a)利用铁电材料的混合物以给出所需居里温度[例如, SrTiO₃ ($T_c = -240^\circ\text{C}$) 和 BaTiO₃ ($T_c = +120^\circ\text{C}$)]的温度传感器以及(b)用于介电常数随湿度只有微小变化的薄介质材料的厚度应变计。

用于导电和非导电液体(油、汽油)的某些液位应变计也是靠电容变化进行工作的。图 4.5(a)示出一种用于依据面积的变化导电液体(水、水银)的液位传感器。由两个同心圆柱形电极组成的系统的电容为

$$C = \frac{2\pi\epsilon h}{\ln \frac{d_2}{d_1}} \tag{4.12}$$

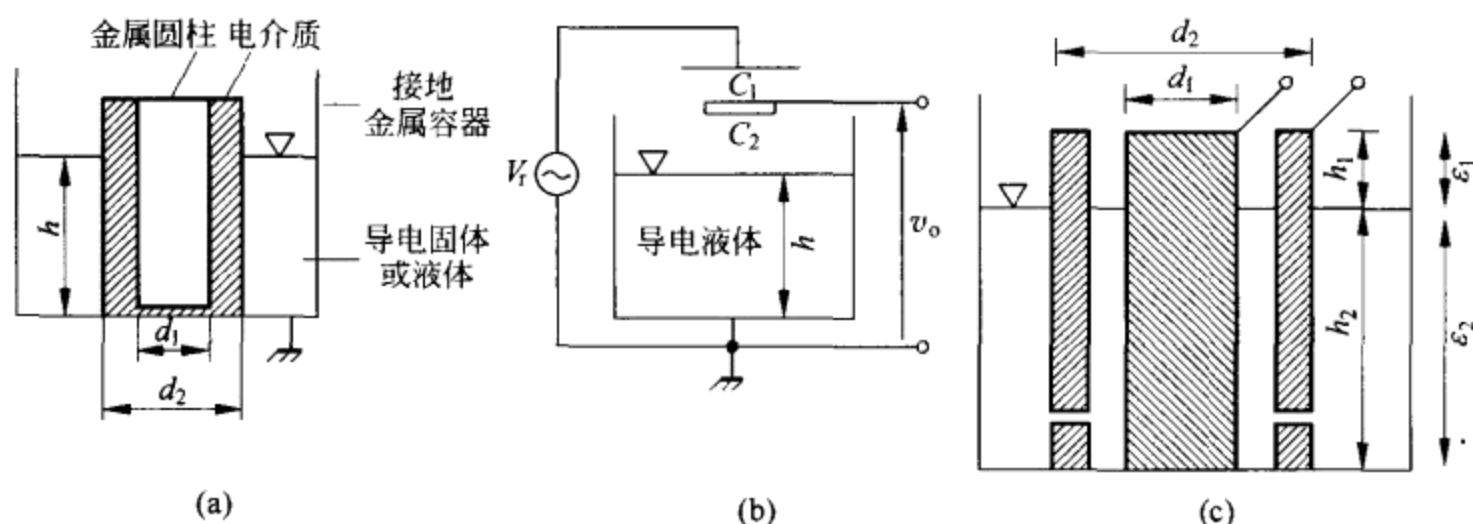


图 4.5 用于(a),(b)导电液体和(c)非导电液体的电容式液位传感器。

为了避免产生放电和杂散电容,需要将金属容器接地。图 4.5(b)中的液位传感器建立在距离变化的基础上,只有当液体的电导率很高时(水银、水等),它才起作用,所以,其表面起“电极板”的作用。所形成的电容分压器给出下列输出电压:

$$v_o = v_i \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{4.13}$$

式中, C_1 是常数, C_2 随液体高度 h 呈反比变化。因此,输出呈非线性,但它能借助反馈系统加以线性化。反馈系统将测量电极和参考电极移动,使它们与液体的距离维持恒定不变。于是,输出便是测量电极的位移。图 4.5(c)所示液位传感器建立在介质材料变化的基础上。若导电圆柱体是同轴圆柱体,则总电容将是

$$C \approx \frac{2\pi(\epsilon_1 h_1 + \epsilon_2 h_2)}{\ln \frac{d_2}{d_1}} \tag{4.14}$$

因此,没有杂散电容时, C 随 h 线性增大。

例 4.1 某电容式液位传感器由直径为 40mm 和 8mm 的两个同心圆柱体组成。储存罐也是圆柱形,直径为 50cm,高为 1.2m。被储存液体的 $\epsilon_r = 2.1$ 。计算传感器的最小电容和最大电容以及当用在储存罐内时传感器的灵敏度(pF/L)。

如果在图 4.5(c)中我们令 $h_2 = h$ 和 $h_1 = H - h$,则式(4.14)变为

$$C \approx \frac{2\pi}{\ln \frac{d_2}{d_1}} [\epsilon_0 (H - h) + \epsilon_0 \epsilon_r h] = \frac{2\pi}{\ln \frac{d_2}{d_1}} [\epsilon_0 H + \epsilon_0 (1 - \epsilon_r) h]$$

如果 $d_2 = 40\text{mm}$, $d_1 = 8\text{mm}$, $H = 1.2\text{m}$ 和 $\epsilon_r = 2.1$,则有

$$C_{\min} = \frac{2\pi\epsilon_0 H}{\ln 5} = \frac{2\pi \times (8.85\text{pF/m}) \times 1.2\text{m}}{\ln 5} = 41.46\text{pF}$$

$$C_{\max} = \frac{2\pi\epsilon_0 \epsilon_r H}{\ln 5} = 41.46\text{pF} \times 2.1 = 87.07\text{pF}$$

储存罐的体积为

$$V = \frac{\pi d^2}{4} H = \frac{\pi (0.5\text{m})^2}{4} 1.2\text{m} = 235.6\text{L}$$

因此,灵敏度为

$$S = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{V} = \frac{87.07\text{pF} - 41.46\text{pF}}{235.6\text{L}} = 0.19\text{pF/L}$$

注意,由于最小电容不为零,故灵敏度不能用最大电容除以体积进行计算。必须一开始就从最大电容中减去最小电容。

4.1.2 差动电容器

差动电容器由两个可变电容器组成,这两个可变电容器经受的变化虽相同,但方向相反。例如,图 4.6 中的布置给出

$$C_1 = \frac{\epsilon A}{d + z} \quad (4.15a)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon A}{d - z} \quad (4.15b)$$

各个电容器两端相应的压降为

$$V_1 = \frac{V_r}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \frac{1}{j\omega C_1} = V_r \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (4.16a)$$

$$V_2 = \frac{V_r}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} \frac{1}{j\omega C_2} = V_r \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (4.16b)$$

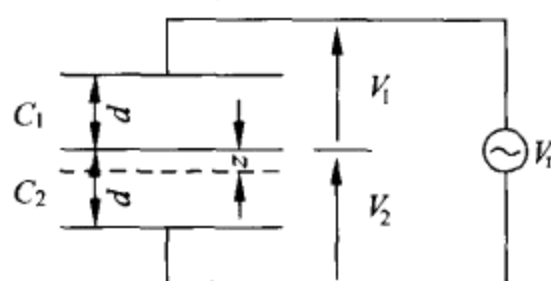


图 4.6 基于极板间距离变化的差动电容器。

用式(4.15a)和(4.15b)给出的电容值代替上式中的电容,得

$$V_1 = V_r \frac{1/(d-z)}{1/(d+z) + 1/(d-z)} = V_r \frac{d+z}{2d} \quad (4.17a)$$

$$V_2 = V_r \frac{1/(d+z)}{1/(d+z) + 1/(d-z)} = V_r \frac{d-z}{2d} \quad (4.17b)$$

将两个电压相减便得

$$V_1 - V_2 = V_r \left(\frac{d+z}{2d} - \frac{d-z}{2d} \right) = V_r \frac{z}{d} \quad (4.18)$$

因此,通过适当的输出信号调节,能给出比单个电容器有更高灵敏度的线性输出。

如果被测对象改变的是 C_1 和 C_2 的面积,如图 4.7(a)中所示那样,便有

$$C_1 = \epsilon \frac{w(z_0 - z)}{d} = \epsilon \frac{w}{d} z_0 \frac{z_0 - z}{z_0} = C_0 \frac{z_0 - z}{z_0} \quad (4.19a)$$

$$C_2 = \epsilon \frac{w(z_0 + z)}{d} = \epsilon \frac{w}{d} z_0 \frac{z_0 + z}{z_0} = C_0 \frac{z_0 + z}{z_0} \quad (4.19b)$$

这里,对电容之差进行测量也能给出与 z 成正比的结果。图 4.7(b)所示传感器有相同的表示式。

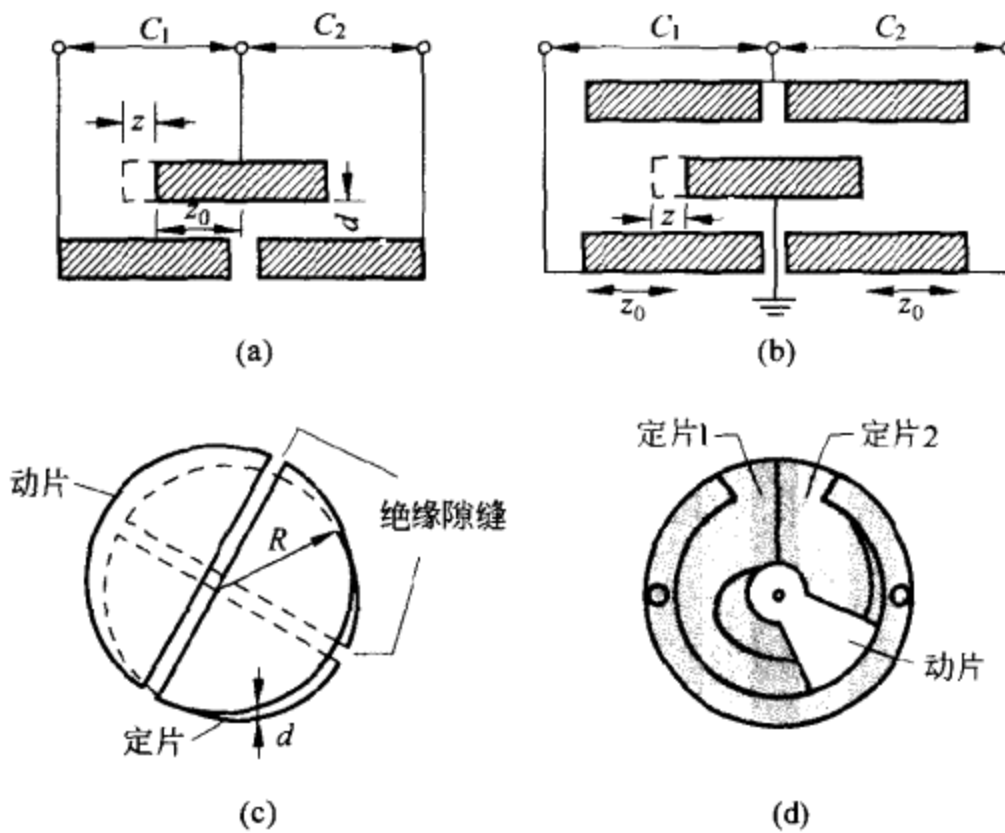


图 4.7 基于有效极板面积变化的差动电容器。

差动电容器可以用于 $0.1\mu\text{m} \sim 10\text{mm}$ 范围的位移测量,电容值从大约 1pF 变化到 100pF 。图 1.10(b)所示地震加速度计便是差动电容器。检测质量是中心电极,外电极被固定到外壳上。垂直于极板方向的加速度使中心电极移向更接近外电极,并将它与其他电极分开。

图 4.7(c) 示出一种线性旋转的差动电容式传感器(LRDC)^[9]。这种传感器包含两个尺寸相同的平行圆片。每个圆片沿直径方向被绝缘隙缝分开。所形成的两对半圆片组中的一对是动片,另一对则是定片。片与片之间的面积与相对于零位移位置(在定片和动片的绝缘隙缝相垂直时出现)测得的角位移成正比。如果忽略杂散电容,便有四个电容器,它们的值分别为

$$C_1 = C_3 = \frac{\epsilon_0 \pi R^2}{4d} \left(1 + \frac{2\theta}{\pi}\right) \quad (4.20a)$$

$$C_2 = C_4 = \frac{\epsilon_0 \pi R^2}{4d} \left(1 - \frac{2\theta}{\pi}\right) \quad (4.20b)$$

将这四个电容器安装在电桥中且 C_1 和 C_3 (以及 C_2 和 C_4) 处在相对的臂内,便给出与 θ 成正比的输出电压。

图 4.7(d) 所示角位移传感器有两个定片和一个动片。这就构成了两个电容器,它们的电容之和是常数,但电容值在动片转动时会增加和减少相同数量。

图 4.8 所示倾斜仪包含两对电极,当电介质因倾斜而在玻璃容器内移动时,两对电极的交叉电容便会改变。外表面是铝,用于将四个检测电极与外电场屏蔽。分辨率为 0.01° ,倾斜范围为 $\pm 20^\circ$ 。

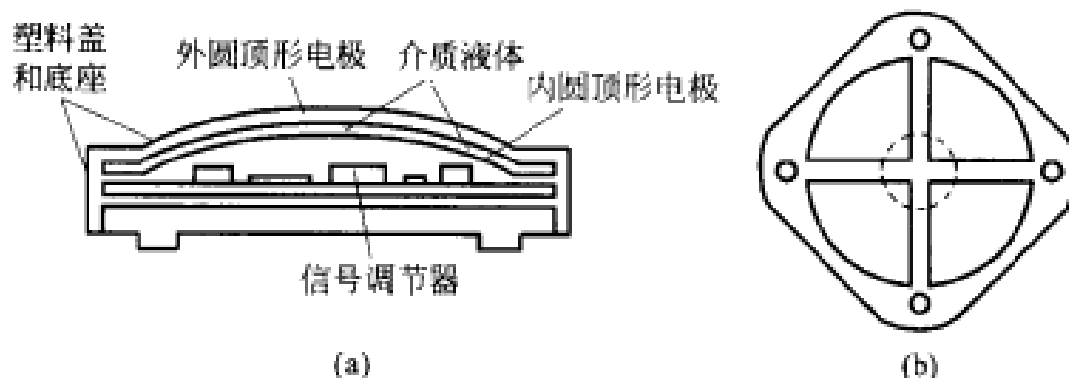


图 4.8 基于电介质位移引起的电容变化构成的电容式倾斜仪。虚线表示空气泡。当传感器呈水平时,空气泡处在中心位置。

差动电容式传感器除非线性之外,同样也存在着与可变电容器相同的局限性,因为即使变量是极片之间的距离,我们仍能得到成正比的输出。在此,一个特别重要的误差源是输出电缆的电容。由于输出电缆的电容与 C_1 和 C_2 相并联,因而造成非线性和灵敏度损失。

例 4.2 图 E4.2 所示电容式传感器用于测量偏离中心达 $\pm 50\text{mm}$ 的位移。有一个处于两个平直电极之间中心位置的滑动金属电极(A,虚线)。其中一个平直电极为矩形(C,为清楚起见而单独画出)。另一个电极包含两个梯形(B和B')。计算当 $L=110\text{mm}$, $w=8\text{mm}$, $h=10\text{mm}$, $d=0.5\text{mm}$ 和 $q=1\text{mm}$ 时,电极 A 和其他各个电极之间的近似电容并忽略边缘效应。

由于电极与电介质之间的距离未发生变化,故电容由有效电极面积决定。A 和 C 之间的面积未发生变化,因此

$$C_{AC} = \epsilon_0 \frac{wh}{d}$$

当 $z=0$ mm 时, B 与 B' 之间的面积相同。当 A 向左移时, A 与 B 之间的面积增大,而 A 与 B' 之间的面积则减小相同数量。如果将这两个面积分别分割成对应于 $z=0$ 的矩形加上梯形,便有

$$C_{AB} = \epsilon_0 \frac{w}{d} \left[\frac{h}{2} + \frac{z}{L} (h - 2q) \right]$$

$$C_{AB'} = \epsilon_0 \frac{w}{d} \left[\frac{h}{2} - \frac{z}{L} (h - 2q) \right]$$

注意: $C_{AB} + C_{AB'} = C_{AC}$ 。

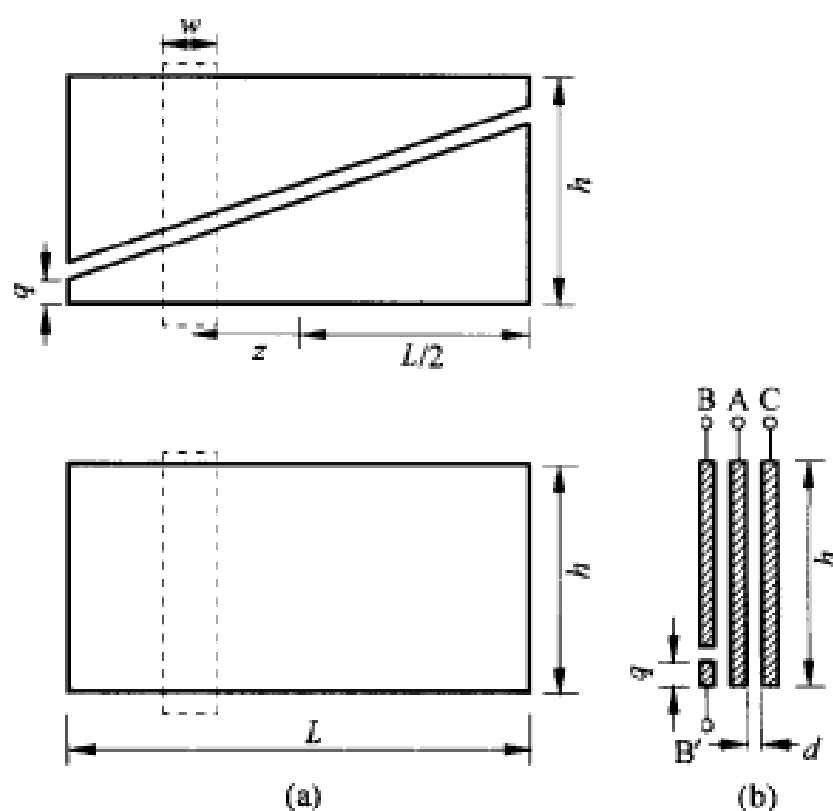


图 E4.2 (a) 基于由滑动电极(A)和两个电极形成的差动电容器构成的位移传感器, 其中的一个电极被分割成两个相同的梯形(B 和 B')。(b) 端视图。

4.2 电感式传感器

4.2.1 变磁阻式传感器

电路的磁阻指示由于电流引起的电路链合的磁通量。如果我们指的是流过电路自身的电流,则称它为自感 L , 否则便称为互感 M 。基于互感变化的传感器将在

4.2.3节和4.2.4节中介绍。

电感可以表示为

$$L = N \frac{\Phi}{i} \quad (4.21)$$

式中, N 是电路中的匝数, Φ 是磁通以及 i 是电路中的电流。磁通与磁动势 F_m 和磁阻 \mathcal{R} 用下式相联系:

$$\Phi = \frac{F_m}{\mathcal{R}} \quad (4.22)$$

因为 $F_m = Ni$, 最终有

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (4.23)$$

对于具有截面 A 和长度 l 远大于横向尺寸的线圈, \mathcal{R} 由下式表示:

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} + \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{A_0} \approx \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} \quad (4.24)$$

式中, μ_r 是线圈内磁心的磁导率, l_0 是通过空气(在线圈之外)的磁力线路径, 而 A_0 是该路径截面。当 A_0 很大时(这是常见情况), 上述近似公式成立。

如果磁路包含通过空气的路径和通过串联放置的铁磁材料的路径, 则磁阻的一般方程为

$$\mathcal{R} = \sum \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{A_0} + \sum \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{A} \quad (4.25)$$

例如, 对于图 4.9 所示磁路, 若衔铁和空气隙中的漏磁通均认为可以忽略不计, 则总磁阻为

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_1}{2} + \frac{\mathcal{R}_2}{2} + \frac{\mathcal{R}_3}{2} + \mathcal{R}_4 \quad (4.26)$$

因此, N, μ (在线圈内和线圈周围的材料的磁导率) 或几何尺寸 (l 或 A) 的任何变化原则上都能用于检测。尽管如此, 大多数电感式传感器还是利用磁阻的变化, 也就是利用位移改变磁阻, 通常是改变 l_0 或 μ 。使 l_0 改变的传感器称为可变隙缝传感器, 而使 μ 改变的传感器则称为动磁心式传感器。由于存在下一节将要讨论的涡流, 故 \mathcal{R} 也会改变。

可变电感应用于检测有若干限制因素。首先, 杂散磁场也会影响 L 值。因

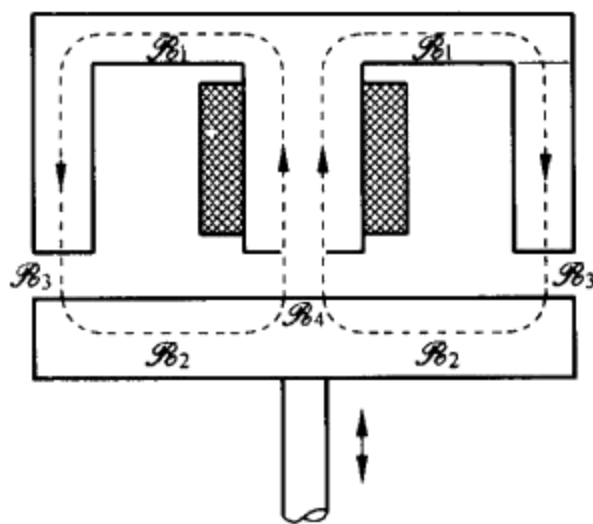


图 4.9 在空气和铁磁材料中均存在磁通路径的变磁阻式传感器。

此,可能需要在传感器周围放置磁屏蔽,以保证任何测得的变化均只起源于被测对象。

L 与 \mathcal{R} 之间的关系并非固定不变,而会在传感器末端附近改变,因为磁场在那里不再是均匀的。边缘磁场一般都大于电容器中的边缘电场。对于给定的传感器长度,这就限制测量范围,并干扰邻近的装置或电路。

根据式(4.23), L 与 \mathcal{R} 成反比。如果可变参数是 l ,那么传感器的阻抗将与 l 成反比。而当 μ 变化时,则阻抗变化将直接与 μ 的变化成正比。

同由交变电流源或电压源激励的其他传感器一样,当存在具有零输出的中心位置时,输出为双向输出。为了检测输出电压的相位,需要使用载频放大器。因此,只测量输出电压的幅度并不能满足要求(5.3.1节)。

所有基于材料磁特性的装置都只能在低于它们各自居里温度的温度下工作,这就限制了它们的温度范围。

电感式传感器的一个主要优点是,它们不受环境湿度或其他污染物的影响,而这两种情况可能对电容式传感器带来显著影响。它们的机械加载效应也很小,只是略高于可变电容器的机械加载效应。此外,它们还具有很高的灵敏度。

图 4.10 示出在测量传感器中采用的几种结构。在图 4.10(a),(b),(c)和(d)中,滑臂改变了在固定触点和滑动或旋转触点之间所确定的线圈匝数。在图 4.10(e),(f)和(g)中,由于磁心位移而使 L 改变。在图 4.10(h)和(i)中,由于隙缝变化而使 L 改变。差动传感器[图 4.10(c),(d),(f),(g)和(i)]对外磁场、温度变化以及电源电压和频率的漂移都不太敏感。

变磁阻式传感器的特性在很大程度上依赖于磁心类型。空心传感器(即没有磁心材料)的工作频率比利用铁心的传感器高,但电感变化较小。有铁心或其他铁磁材料铁心的传感器应当工作在大约 20kHz 以下,以避免过大的铁心损耗。此外, μ 将随电流强度而变,因而将电源电压限制到 15V 左右。铁磁性铁心能更好地确定磁路,因而抑制了干扰场,同时也降低了对外部场的敏感性。此外,电感的变化也比空心传感器的大。这类传感器的额定电感值范围从 1mH 到 100mH。线圈绕组的成本高而且体积庞大,因而不利于小型化。集成微线圈则消除了这些限制因素。

同电容式传感器的情况一样,图 4.10 表明变磁阻式传感器的常见应用包括位移和位置测量,特别在潮湿和肮脏工业环境中以及在振动条件下用于金属目标的接近检测器。表 4.2 给出一种市售差动电感式传感器的部分技术指标。安装在道路路面下方用来对经过的车辆计数的检测器采用的也是电感式传感器。

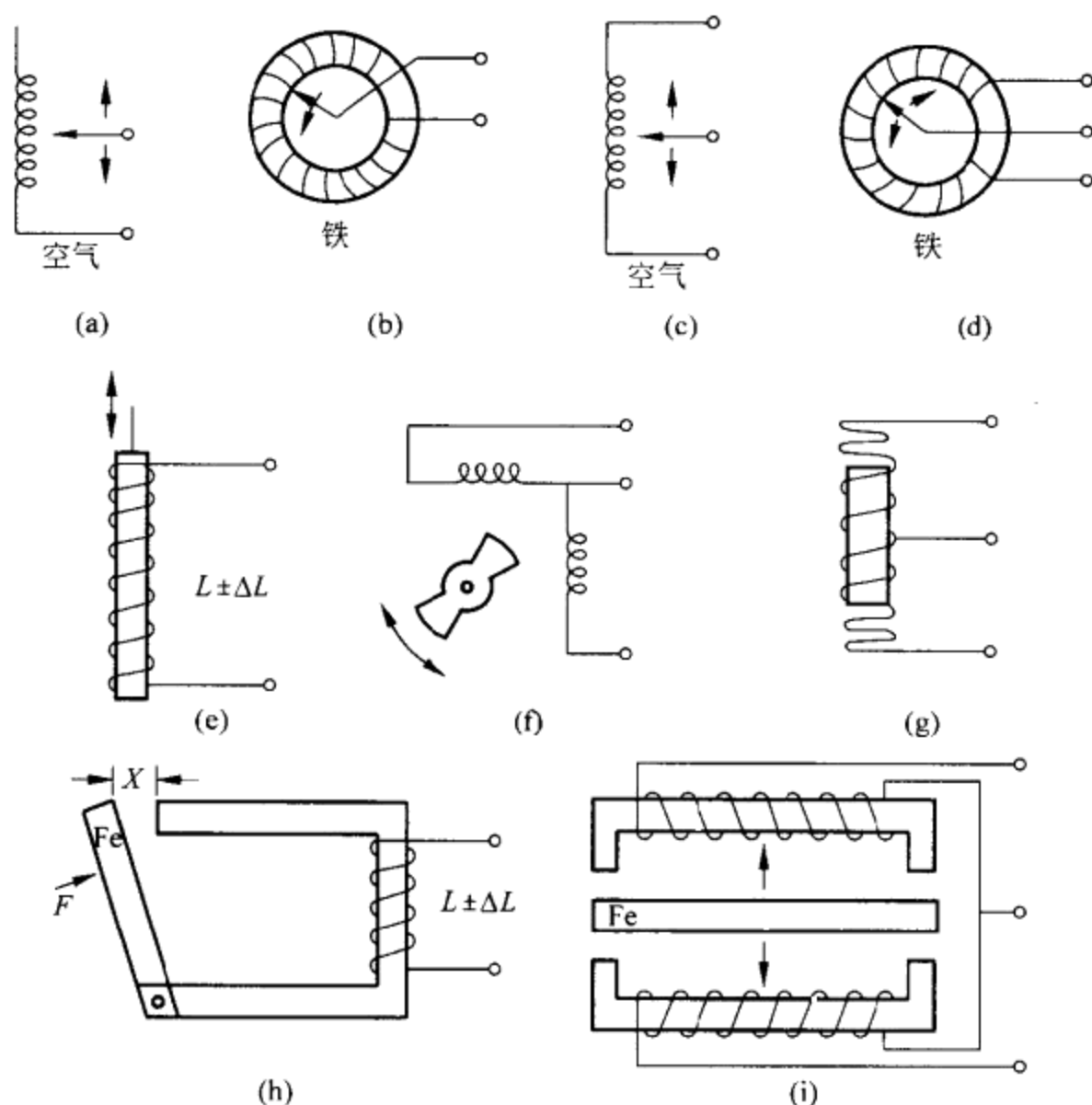


图 4.10 变磁阻式传感器的各种结构。(a)~(d)借助线圈匝数的变化;(e)~(g)借助磁心移动;(h)和(i)借助隙缝变化。(c),(d),(f),(g)和(i)所示传感器都是差动传感器。

表 4.2 WT5TK 型差动位移传感器的部分技术特性

参 数	数 值	单 位
额定位移量	± 5	mm
精密度等级	0.4(或 0.2)	
满标度额定输出电压(FSO)	$\pm 80 \pm 0.01$	mV/V
互换性误差	$< \pm 1$	%
线性误差(用 FSO 的百分数表示)	$< \pm 0.4$ (或 0.2)	%
每 10K 温度的额定输出电压的热漂移 (用 FSO 的百分数表示)	$< \pm 0.5$	%
额定温度范围	$-20 \sim +80$	$^{\circ}\text{C}$
电源电压	2.5 ± 0.125	V
电源频率	5	kHz
总电感	10	mH
总电阻	90	Ω

如果有适当初级传感器将其他量变换成位移,则变磁阻式传感器也能对这些量进行检测。图 4.11 所示压力传感器就是这种情况,其中,假定膜片是铁磁性膜片。如果膜片不是铁磁性膜片,则对膜片中心点的位移进行电感测量仍可用于检测压力。电感式传感器也能用于检测布尔顿管自由端的移动。铁磁性膜片允许测量高频率的压力,因为它们可以与流体直接接触放置。另一些膜片则不能接触某些流体,而需要不锈钢膜片和作为中间介质的油(或其他流体)来传送被检测的压力。这种追加的传递结构降低了频率响应。作为对具有应变片的膜片的改进,此处取消了使膜片与外部电子线路连接的引线,因而构成刚性传感器。

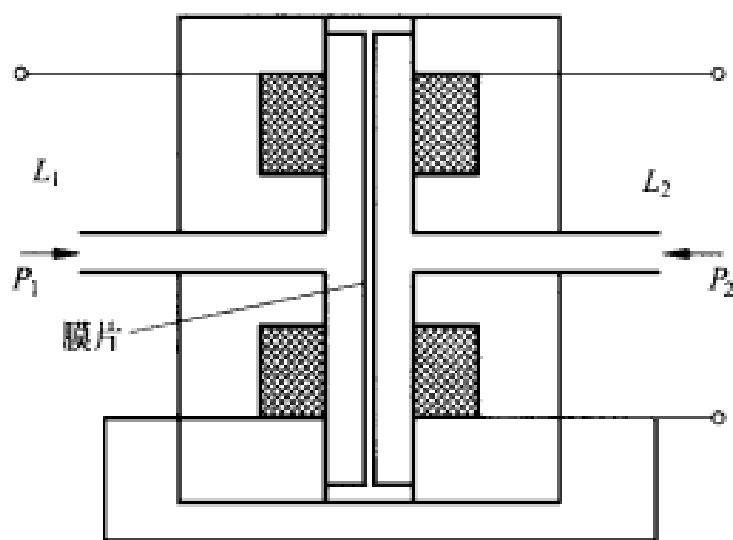


图 4.11 采用铁磁性膜片和两个固定线圈的变磁阻式压力传感器。

变磁阻式力传感器能检测弹性元件的偏转。例如,它们已用在飞机的起落架中,以监视重量和计算起飞前的重心。

利用变磁阻式传感器进行厚度测量是基于磁通变化取决于零件的厚度。磁阻变化取决于磁通路径的尺寸。我们可以使这些量与厚度相关。对于磁性零件,常用的结构如图 4.12 所示。铁心必须采用铁磁性铁心,其磁阻远低于待测零件的磁阻。铁心还需再分层,以减小涡流。非磁性零件可以放在厚铁磁基底上,如图 4.13 所示。例如,钢的测量范围为 $0.025\text{mm} \sim 2.5\text{mm}$ 。

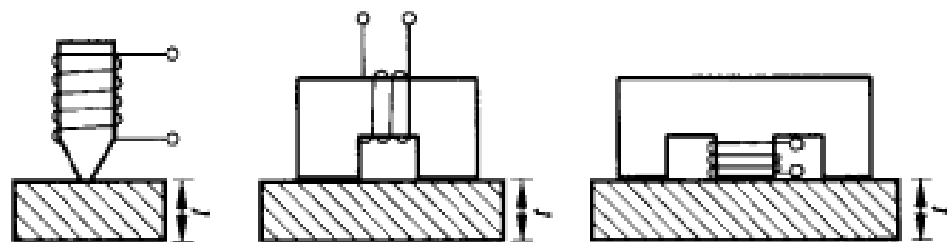


图 4.12 基于磁阻变化的铁磁性零件厚度测量的各种方法。

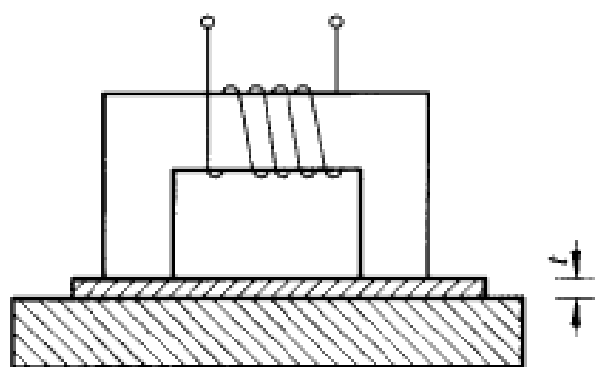


图 4.13 基于磁阻变化的非铁磁性零件的厚度测量。

4.2.2 涡流式传感器*

如果将非导磁性目标放在由交变电流供电的线圈的磁场内,则线圈的感抗将减小。这是因为变化的磁场会在目标表面感应涡流,形成二次磁场,而二次磁场将在线圈中产生相反的电压。目标越接近线圈,阻抗变化越大。铁磁性目标材料一开始使线圈电抗增大,因为磁场增加来源于材料的较高磁导率。然而,若涡流强到足以克服上述效应,则线圈的感抗将减小。

为了将这个原理用作测量方法,感应涡流的目标必须厚到足以同涡流的穿透深度(或趋肤深度) δ 相比拟。 δ 由下式表示

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (4.27)$$

式中, σ 是目标的电导率, μ 是目标的磁导率,而 f 是电源电压的频率。厚目标能避免由于非均匀性引起的变化。非导电目标可以通过将一条薄铝条($\rho=28\text{n}\Omega\cdot\text{m}$, $\mu_r=1$)固定到它的表面上,并以高频工作方式进行检测。例如,在1MHz处铝的 $\delta=84\mu\text{m}$ 。

线圈阻抗与到目标的距离之间的关系近似于指数函数^[10]。对于较近的目标,不仅阻抗变化较大,而且亦取决于目标的电导率和磁导率。因此,阻抗变化也对它们的变化(例如,由于温度变化引起)敏感,从而导致热干扰。目标相对于线圈直径的尺寸大小也影响输出,但表面粗糙度则无影响——除非表面过于凸凹不平。

涡流式传感器的工作无需任何磁性材料。因此,它们可以应用在超过居里温度的高温下。某些工业样品可以工作到600℃。它们不受非导磁介入材料如油、油脂、灰尘、水和蒸汽的影响,因为这类材料不会改变磁场。此外,某些涡流式传感器不需要任何机械环节,从而有比变磁阻式传感器更小的负荷效应,并且由于无磨损而有更高的可靠性。还可以将它们设计成能工作在腐蚀性环境或适于爆炸区工作的密封组件。

* 也称为电涡流式传感器。——译者注。

图 4.14 示出两种常用的结构,其中一种结构利用了与金属目标垂直的线圈。另一种结构采用了能滑动并罩住线圈的导电套管。还有采用两个主动线圈的差动涡流式传感器以及有一个主动线圈和一个用于对测量电桥进行补偿的被动线圈的涡流式传感器。某些检测器被安装在频率取决于目标的接近程度的谐波振荡器(涡流抑制振荡器 ECKO)中,且检测器常常包含驱动电磁开关或电子开关所需电子电路。紧固材料可以采用铝、不锈钢或陶瓷。电源频率很高(通常为 1MHz 或更高),所以,根据式(4.27),只需要薄金属目标。典型测量范围从 0.5mm 到 60mm,最高分辨率为 0.1 μ m。还有测量范围为 0.05mm 的精密产品和测量范围为 630mm 宽量程产品。表 4.3 汇列出两种不同产品的部分技术指标。Measurements & Control 杂志每年 12 月号都在磁感应式传感器的标题下列出接近传感器* 制造厂商。

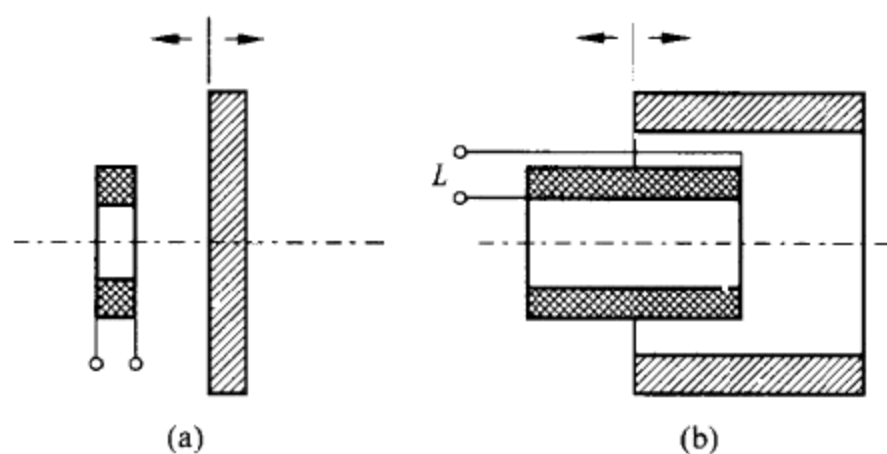


图 4.14 (a) 涡流式接近传感器。(b) 涡流式位移传感器。

表 4.3 带有附加电子线路的两个系列涡流式传感器的部分技术指标*

参 数	NCDT100	EDS 系列
测量范围	0.5/1/2/3/6/15mm	100/160/250/300/400/630mm
线性	±0.5%FSO	±0.2%FSO
分辨率	0.01%FSO	0.02%FSO
频率响应(-3dB)	10kHz	150kHz
温度范围	-50℃~+150℃	-40℃~+85℃
温度稳定性 (10℃~65℃)	0.036%FSO	—

* Micro-epsilon Messtechnik 公司产品。

涡流式传感器的部分用途类似于变磁阻式传感器,如接近和校直检测器,位置、位移和厚度测量,基于弹簧-质量系统(其中要测量质量位移)的加速度测量,

• 此处原文为开关,疑印刷错误。——译者注。

标定尺寸和零件分类。接近传感器主要用于机床、生产线、电梯定位、铁路调车场位置和关闭防护门指示器。它们还用于计数传送带上的金属零件、检测控制阀门位置、对含铁和不含铁的容器盖进行分类等。液压缸和汽缸中活塞和阀门的位移和定位需要利用铝管作为测量目标的长行程涡流式传感器。所用铝管与移动目标(例如活塞杆)相连,并在用金属密封的传感器线圈上方同心移动。

其他一些应用则是这种测量原理所特有的。图 4.15 示出一种液态金属位面测量系统。管壁由非磁性钢制造。每个线圈的电感取决于在液体中感应的涡流,它随着位面的变化而变动。

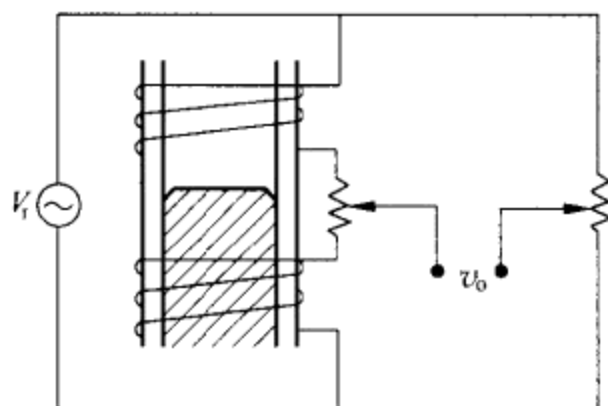


图 4.15 基于涡流的液态金属位面测量。

图 4.16 示出一种拖杯型转速计,它测量的是使磁铁自转的轴杆转速。磁铁在非铁磁性导电杯中感应涡流,非磁性导电杯本身将产生与磁铁磁场相互作用的磁场。导电杯受扭力弹簧牵引,在扭转 to 某一角度时,其转矩与拖曳转矩平衡,因而将速度变换成转矩。扭转角在刻度盘上给出。这类传感器具有二阶动态响应。

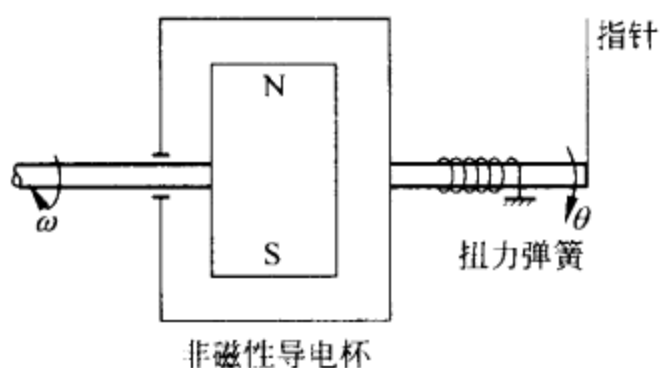


图 4.16 拖杯型涡流式转速计。

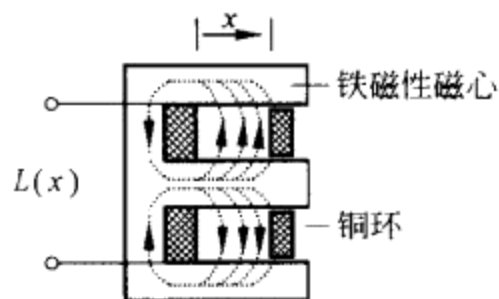


图 4.17 基于涡流的滑动环位移传感器。导电铜环决定了由在其中感应的电流引起的磁力线的路径。

图 4.17 示出一种基于相同原理的滑环式传感器。有一个沿轴滑动的铜环,使铜环的位置处在具有磁心(在这种情况下为 E 形磁心)的另一个线圈产生的磁场边缘。铜环内感应的涡流产生方向相反的磁场。因此,铜环便起磁绝缘体的作用,

它的位置决定了线圈电感。其应用之一是在实验室中测量汽车的直线位置和角度。参考文献[11]中介绍了一种基于磁悬浮平衡的用于微量称重的涡流式位移传感器。

4.2.3 线性可调差接变压器(LVDT)

图 4.18(a)所示线性可调差接变压器通常用缩写词 LVDT 表示,并于 1940 年由霍德利(G. B. Hoadley)获得专利^[12]。它所依据的原理是,当铁磁性磁心受到与用于检测的移动部分相连的非铁磁杆拖曳沿它的内部移动时,初级绕组与两个次级绕组中每一个之间的互感将发生变化。当初级绕组由交流电压供电时,在中心位置处,每个次级绕组中感应的电压相等。磁心移开中心位置时,两个次级电压之一增大,而另一个次级电压则减小相同数量。通常,两个次级绕组像图 4.18(a)所示那样反向串联,以给出如图 4.18(b)所示那样的线性输出。

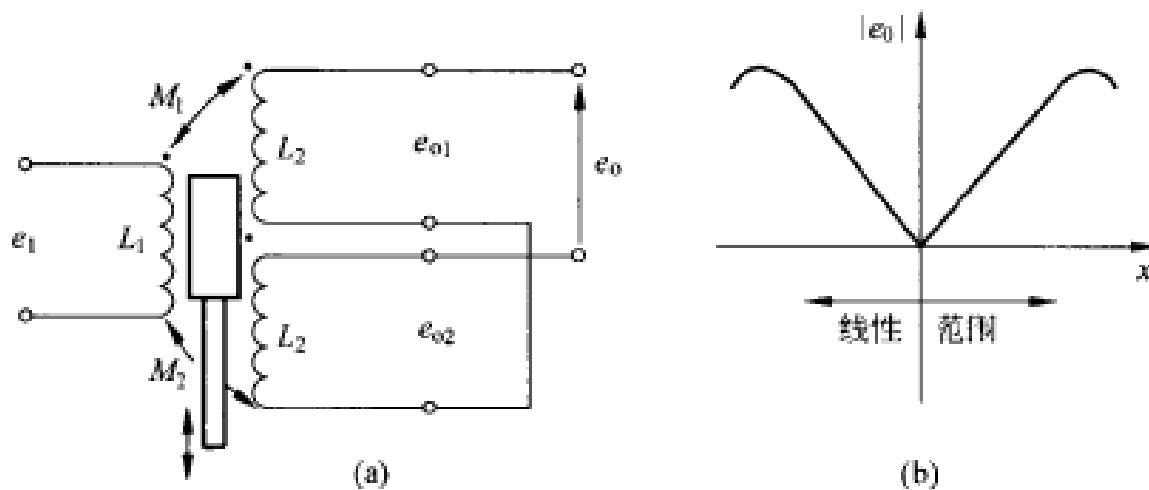


图 4.18 (a) LVDT 的电路图。通常,次级绕组呈反向串联,但某些 LVDT 具有四个独立的次级接线端。(b) 反向串联 LVDT 的输出电压。

图 4.19 示出等效电路。如果次级绕组的总电阻用 R_2 表示,

$$R_2 = R_{c2} + R'_{c2} + R_1 \tag{4.28}$$

则在初级绕组中,有

$$E_1 = I_1(R_1 + sL_1) + I_2(-sM_1 + sM_2) \tag{4.29}$$

而在次级绕组中,有

$$0 = I_1(-sM_1 + sM_2) + I_2(R_2 + sL_2 + sL'_2 - sM_3) \tag{4.30}$$

由式(4.29)和(4.30)得

$$I_2 = \frac{s(M_2 - M_1)E_1}{s^2[L_1(L_2 + L'_2 - 2M_3) - (M_2 - M_1)^2] + s[R_2L_1 + R_1(L_2 + L'_2 - 2M_3)] + R_1R_2} \tag{4.31}$$

于是,输出电压为

$$E_o = I_2R_i \tag{4.32}$$

在中心位置处, $M_2 = M_1$ 。根据式(4.31)和(4.32), 正如我们所预见的那样, $e_o = 0V$ 。对于其他磁心位置, L_1, L_2, L'_2, M_3 和 $M_2 - M_1$ 有下列近似变化: 随着磁心偏离 x_0 , L_1 和 M_3 缓慢变化; $M_2 - M_1$ 在 x_0 的两侧呈现快速线性变化 [$M_2 - M_1 = k_r(x - x_0)$], 而 $L_2 + L'_2$ 几乎恒定不变。

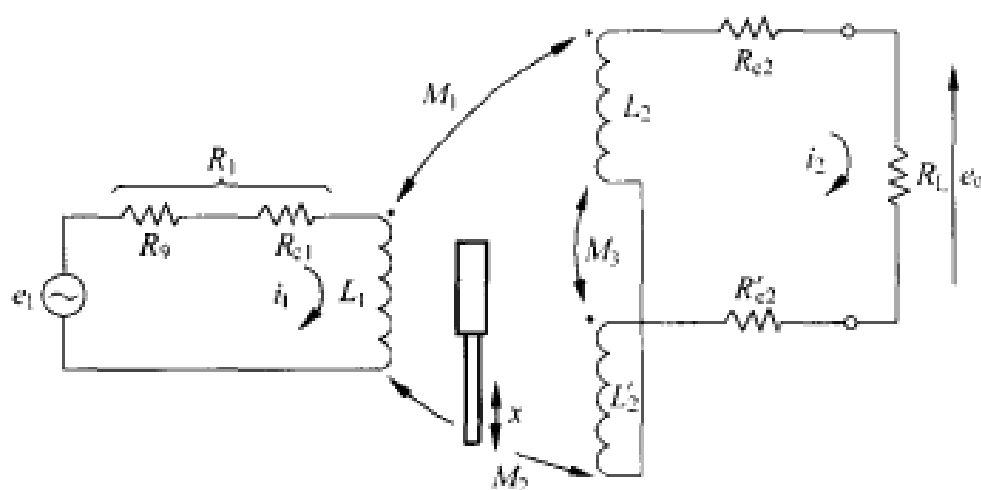


图 4.19 LVDT 的初级绕组由恒定电压供电时的等效电路。

输出电压与磁心位置的关系取决于负载电阻 R_L 。如果没有与次级绕组相连的负载, 则输出电压将减小到下列值:

$$E_o = \frac{s(M_1 - M_2)E_1}{sL_1 + R_1} = s(M_1 - M_2)I_1 \quad (4.33)$$

式中

$$I_1 \approx \frac{E_1}{sL_1 + R_1} \quad (4.34)$$

是初级电流, 不管磁心位置如何, I_1 都几乎恒定不变。所以, e_o 与 $M_2 - M_1$ 因而与磁心位置成正比, 且相对于初级电流有 90° 相位差。由式(4.33)还可推断出 E_o/E_1 相对于激励频率具有高通响应, 亦即灵敏度将随激励频率而提高。当激励频率为 R_1/L_1 时, 灵敏度为高 10 倍频率处得到的灵敏度的 70% ($-3dB$)。

若存在与次级绕组相连的负载, 但我们认为 $L_2 + L'_2 - 2M_3$ 仍几乎恒定不变而与磁心位置无关, 并将它表示为 $2L_2$ 。如果再假定 $2L_2L_1 \gg (M_2 - M_1)^2$, 则输出电压为

$$E_o = \frac{s(M_1 - M_2)E_1 R_L}{s^2 2L_1 L_2 + s(R_2 L_1 + 2R_1 L_2) + R_1 R_2} \quad (4.35)$$

因此, 灵敏度随负载电阻的增大而提高。当激励频率升高时, 一开始灵敏度也提高, 但随后从某个频率开始, 灵敏度便开始降低。图 4.20 示出某一特定 LVDT 的这个特性。

由式(4.35)还可推出, 初级电压与次级电压之间还存在取决于激励频率的相移。该相移在下列频率上为零

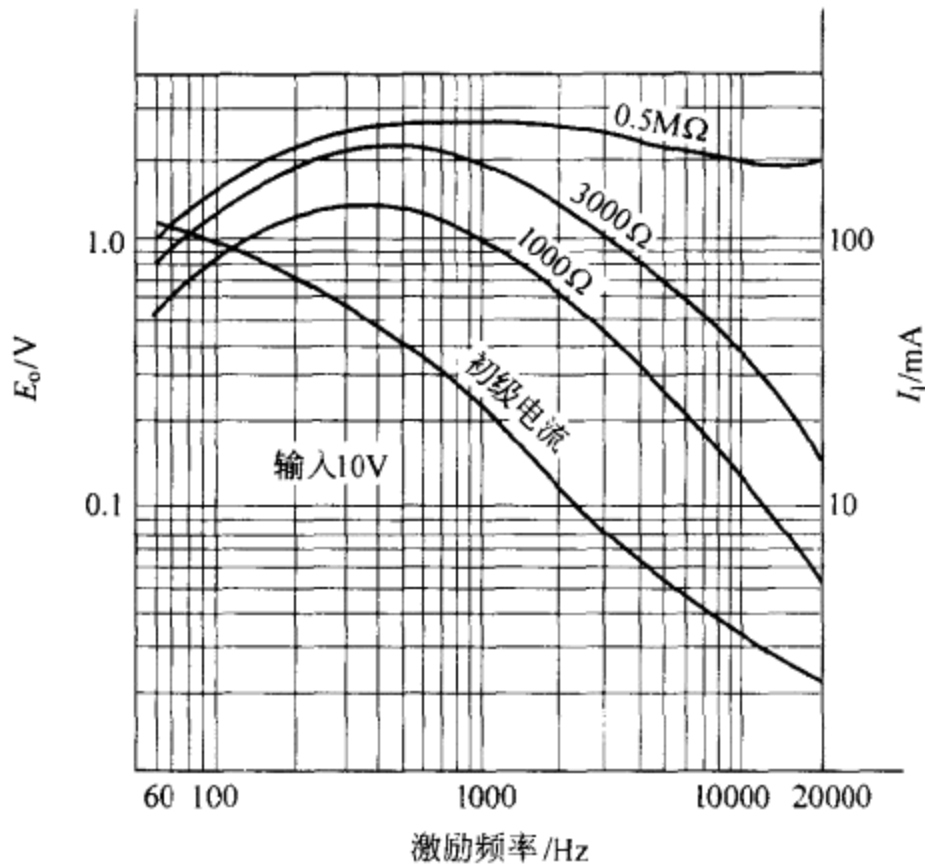


图 4.20 对于由 10V 初级电压激励的典型 LVDT, 满标度位移的输出电压随频率变化的关系曲线。不同曲线对应于不同的负载电阻。

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 R_2}{2L_1 L_2}} \quad (4.36)$$

这是灵敏度开始降低的同一频率。若初级绕组在频率 f_n 上激励, 则输出电压与激励频率无关, 且为

$$E_o = \frac{(M_1 - M_2) R_L}{R_2 L_1 + 2R_1 L_2} E_1 \quad (4.37)$$

因此, 在给定频率上, 输出电压与初级绕组和每个次级绕组之间的互耦合之差成正比。若互耦合之差与磁心位置成正比, 则输出电压也与磁心位置成正比。应当指出, 虽然 LVDT 由于位移而产生互阻抗变化, 但输出信号实际上是调幅电压, 而不是像前节所述差动传感器那样的阻抗变化。

例 4.3 226-0040 型 LVDT(RDP 公司产品) 具有直流电阻为 67Ω 的初级绕组和总电阻为 2800Ω 的两个反向串联次级绕组。在 1kHz 时, 初级绕组的阻抗为 290Ω , 串联次级绕组的阻抗为 4800Ω , 当负载电阻为 $500\text{k}\Omega$ 时, 灵敏度(对激励电压归一化)为 $270(\mu\text{V}/\text{V})/\mu\text{m}$ 。计算初级绕组和每个次级绕组各自的电感(假定激励振荡器的输出电阻可忽略不计)。计算负载电阻为 $500\text{k}\Omega$ 时使初级电压与次级电压之间相移为零的激励频率。计算 LVDT 用 60Hz 激励时的归一化灵敏度, 假设一开始的负载电阻是 $500\text{k}\Omega$, 随后的负载电阻是 $10\text{k}\Omega$ 。

电感可以根据阻抗数据进行计算, 假定线圈电阻从直流到 1kHz 不发生变化。

对于初级绕组,有

$$|Z_1| = \sqrt{R_1^2 + (2\pi fL_1)^2}$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{|Z_1|^2 - R_1^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{(290\Omega)^2 - (67\Omega)^2}}{2\pi(1000\text{Hz})} = 45\text{mH}$$

类似地,对于次级绕组,有

$$L_2 = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{|Z_2|^2 - (R_{c2} + R'_{c2})^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{(4800\Omega)^2 - (2800\Omega)^2}}{2\pi(1000\text{Hz})} = 310\text{mH}$$

由式(4.36),相移在下列激励频率处将为0:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{67\Omega \times (2800\Omega + 500\text{k}\Omega)}{2 \times 45\text{mH} \times 310\text{mH}}} = 5514\text{Hz}$$

当负载电阻为 $500\text{k}\Omega$ 时,我们可以假定次级绕组处于开路状态。如果考虑到 $M_1 - M_2 = k_x x$,那么可以应用式(4.33)求得

$$S = \frac{|E_0/E_1|}{x} = \frac{2\pi f k_x}{\sqrt{R_1^2 + (2\pi fL_1)^2}}$$

因为在 1kHz 时 $S = 270(\mu\text{V}/\text{V})/\mu\text{m}$,故推出

$$k_x = \frac{270 \times 10^{-6} \sqrt{R_1^2 + (2\pi fL_1)^2}}{10^{-5}\text{m}}$$

$$= \frac{270 \sqrt{(67\Omega)^2 + (2\pi \times 1\text{kHz} \times 45\text{mH})^2}}{1\text{m} \times 2\pi \times 1000\text{rad}}$$

$$= 12.5(\Omega/\text{m})/(\text{rad}/\text{s})$$

因此,在 60Hz 时的灵敏度将为

$$S = \frac{(2\pi \times 60\text{rad}) \times (12.5\Omega \cdot \text{s}/\text{m} \times \text{rad})}{\sqrt{(67\Omega)^2 + (2\pi \times 60\text{rad} \times 45\text{mH})^2}} = 68.2(\mu\text{V}/\text{V})/\mu\text{m}$$

如果负载电阻减小到 $10\text{k}\Omega$,则需要利用式(4.35)来计算灵敏度。我们得到

$$S = \frac{E_0}{x - x_0} = \frac{k_x 2\pi f R_L}{\sqrt{[R_1 R_2 - (2\pi f)^2 L_1 L_2]^{-2} + (2\pi f)^2 (R_2 L_1 + 2R_1 L_2)^2}}$$

$$= \frac{4.71 \times 10^7}{\sqrt{7.2 \times 10^{11} + 5.4 \times 10^{10}}} \frac{\mu\text{V}/\text{V}}{\mu\text{m}} = 53.5(\mu\text{V}/\text{V})/\mu\text{m}$$

减小负载电阻会降低灵敏度,这与图 4.20 中的结果相符。

应当指出,对于上述理想特性,存在着若干限制。首先,在实际 LVDT 的中心位置处,输出电压并不为零而是达到一个最小值。这是由于初级绕组与次级绕组之间存在与磁心位置无关的杂散电容,以及绕组和磁路中缺少对称性。这个误差一般小于 $1\%\text{FSO}$ 。

另一个限制是输出电压中存在谐波分量,特别是在零位置处更是如此。影响

最大的谐波是由磁性材料饱和引起的三次谐波。对输出电压进行低通滤波能减小这个干扰。

温度是另一个干扰源,因为温度会影响初级绕组的电阻。温度升高将使电阻增大,因而降低初级电流。如果激励是恒定的交流电压,则会降低输出电压,因此,最好是用恒定电流而不用恒定电压进行激励。如果激励频率足够高,则 L_1 的阻抗与 R_1 的阻抗相比占优势,温度的影响较小。输出电压的热漂移可以表示为

$$E_T = E_{25} [1 + \alpha(T - 25) + \beta(T - 25)^2] \quad (4.38)$$

式中, T 是温度($^{\circ}\text{C}$), α 和 β 是与频率相关的常数。

业已提出利用双次级线圈代替单对线圈的自补偿式 LVDT^[13]。一对线圈的电压像通常那样相减,而另一对线圈的电压(它们各自与第一对线圈的电压相等)则相加。因此,比值 $(e_1 - e_2)/(e_1 + e_2)$ 与磁心位移成正比。然而,不同的是,它对激励电流和激励频率的变化以及对环境温度和线圈温度的变化极不敏感。

LVDT 的广泛应用说明它具有许多优点。首先,理论上,它的分辨率为无限大,实践中则优于 0.1%。磁心与绕组之间的摩擦为零。对磁心施加的磁力与初级电流的平方成正比。磁力在中心位置处为零且随位移呈线性增大。这个力虽然要大于电容式传感器中的力,但输出电压也更大。由于不存在摩擦,故它们具有几乎为无限长的寿命和高可靠性。某些 LVDT 的 MTBF(平均故障间隔时间)超过 2×10^6 小时(228 年!)

LVDT 的另一个优点是,它们能提供初级绕组与次级绕组之间的电绝缘,从而允许使用不同的参考电压或接地点。这有助于消除地回路(3.6 节)。LVDT 还提供传感器(磁心)与电路之间的电绝缘,因为两者之间是磁耦合。这一点对于在爆炸性环境中的应用特别重要,因为在被测系统内部可以被传送的能量始终受到限制。

其他一些优点还有:由于对称性带来的高重复性(特别是零位置的重复性)、定向灵敏度、高线性度(达 0.05%)、高灵敏度(尽管与激励频率有关)和宽动态响应。

LVDT 通过沿磁心中心缠绕初级绕组,然后在中心两侧的对称位置上缠绕次级绕组进行制造。三个绕组均用防水涂层覆盖,因而能工作在高湿度环境中。为了解决受限制的线性范围只占总长度 30% 这一问题,能给出线性范围/长度比为 0.8 的几种特殊结构布局已在使用中^[12]。参考文献[14]中描述了一种用于直线直流电动机位置检测的 LVDT,该 LVDT 为平直结构而不是圆柱形结构,且采用无铁心线圈。

普通 LVDT 的铁心采用的是沿纵向分层的铁-镍合金,以降低涡流。拖曳磁心的拉杆必须采用非磁性材料。整个器件可以用磁屏蔽包围起来,使之对外场不敏感。

测量范围从 $\pm 100\mu\text{m}$ 到 $\pm 25\text{cm}$ 。典型电源电压(有效值)范围为 $1\text{V}\sim 24\text{V}$, 频率范围为 $50\text{Hz}\sim 20\text{kHz}$ 。对每伏激励电压的灵敏度范围从大约 $0.1\text{V}/\text{cm}$ 到 $40\text{mV}/\mu\text{m}$ 。很容易实现高达 $0.1\mu\text{m}$ 的分辨率。表4.4列出一种市售LVDT的部分技术指标。

表 4.4 210A-0050 型 LVDT 在其初级绕组由 $5\text{V}, 2000\text{Hz}$ 正弦电压激励时的一般特性

参 数	最小值	额定值	最大值	单位
线性范围	-1.3		+1.3	mm
线性			± 0.25	%FSO
最佳频率		2000		Hz
FSO(每个绕组)	225	250	275	mV
初级绕组阻抗	440	490	540	Ω
	+62	+67	+72	$^{\circ}$
次级绕组阻抗	159	177	195	Ω
	+57	+62	+67	$^{\circ}$
初级绕组电阻	113.8	133.9	154.0	Ω
次级绕组电阻	63.1	74.2	85.3	Ω
相移(初级绕组与次级绕组之间)	+4	+9	+14	$^{\circ}$
中心位置处的输出			0.5	%FSO
温度系数		$\alpha = -0.5 \times 10^{-4}$		$^{\circ}\text{C}^{-1}$
		$\beta = -2 \times 10^{-7}$		$^{\circ}\text{C}^{-2}$

某些 LVDT 与电子线路能用直流电压供电。所用电路包括振荡器、放大器和解调器(5.3节),并给出直流输出电压。这类 LVDT 称之为 DCLVDT。

还有一些用于角位移的产品(RVDT)。它们的线性范围约 $\pm 20^{\circ}$,灵敏度约为 $10\text{mV}/^{\circ}$,但它们的性能一般不及线位移产品。

LVDT 的等效电路是一个交变电流发生器,其频率是激励初级绕组的频率,而幅度则受磁心位移调制。输出阻抗恒定不变,一般小于 $5\text{k}\Omega$ 。

根据式(4.33),在无负载条件下,初级绕组上的激励电压与次级绕组输出电压之间的相移为

$$\phi = 90^{\circ} - \arctan \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (4.39)$$

当次级绕组加载时,由式(4.35)有

$$\phi = 90^{\circ} - \arctan \frac{\omega(R_2 L_1 + 2R_1 L_2)}{R_1 R_2 - 2L_1 L_2 \omega^2} \quad (4.40)$$

当不能工作在零相移频率(f_n)上时,可以增加图 4.21 所示电路之一来调节相移。

LVDT 常用于测量位移和位置。它们经常在飞机和潜艇中用作反馈定位系

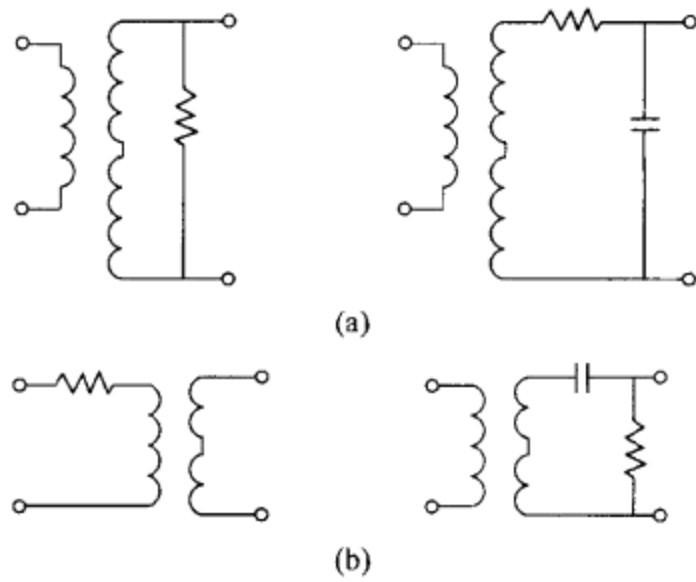


图 4.21 当 LVDT 采用非正常频率激励时,用于(a)相位滞后或 (b)相位超前的两类不同电路。

统中的零位指示器。利用在传感器框架与牵引杆远端之间安装的弹簧, LVDT 可以在机床中作为输入系统, 仿效我们想要复制的外形或轮廓。

我们可以利用 LVDT 测量能转换成磁心移动的另一一些物理量。图 4.22(a) 示出如何利用一个质量弹簧系统将 LVDT 用于加速度和倾斜测量。图 4.22(b) 示出利用布尔顿管的压力测量。还可以利用膜片、波纹管或膜盒^[12]。Measurements & Control 杂志每年 6 月号都要刊登 LVDT 的制造厂商, 每年 9 月号都要刊登磁阻式压力传感器和 LVDT 压力传感器的制造厂商。

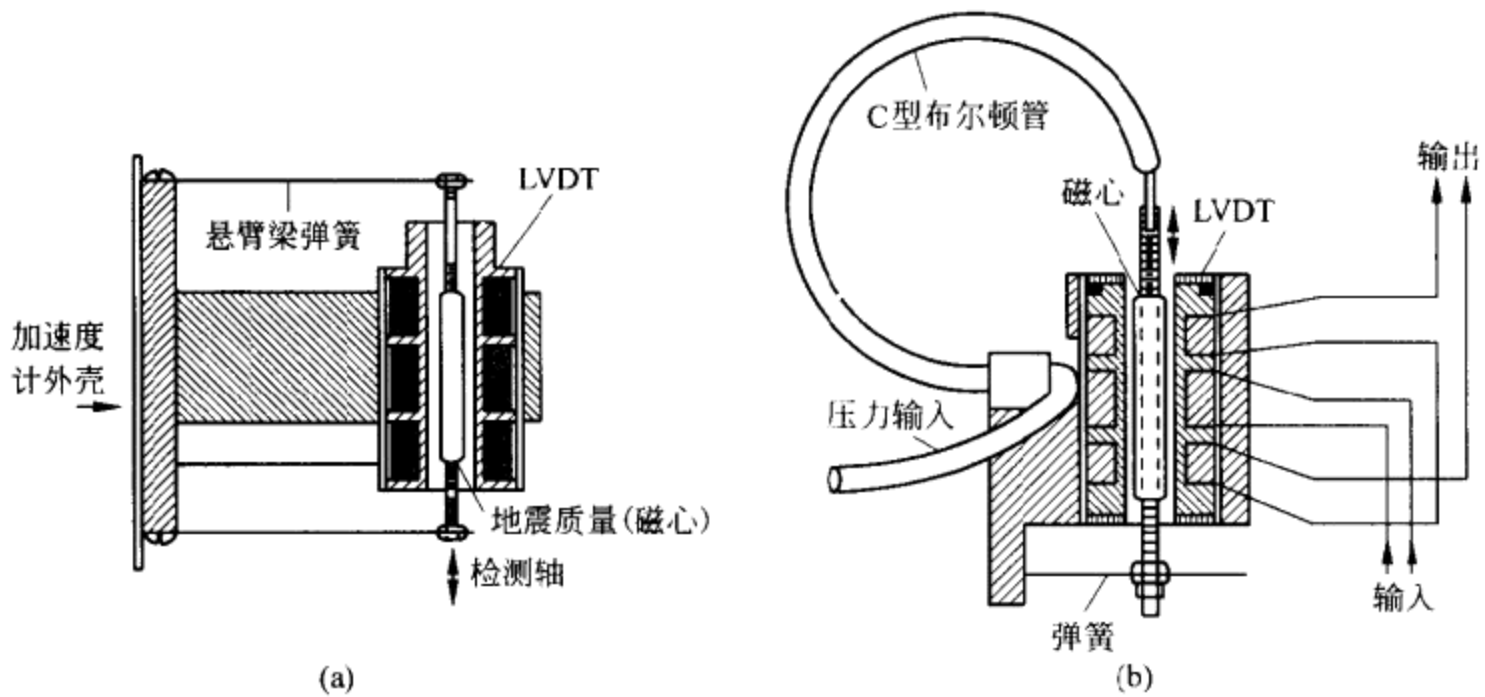


图 4.22 LVDT 应用于(a)加速度测量和(b)压力测量。

带有密封绕组的 LVDT 可用于一些采用浮子的测量仪器。浮子拖曳圆杆或者浮子本身就是磁心, 它的移动以两个次级绕组之间的电压差的形式被检测。转

子流速计(1.7.3节)和液位检测(1.7.4节)均适于这项应用。负荷传感器和产生很小位移的转矩计也能借助 LVDT 的原理进行工作^[12]。

4.2.4 可调变压器：自动同步器、分解器和感应同步器

可以将变压器的一个或几个绕组设计成能相对于其他绕组滑动或旋转,因而改变初级绕组与次级绕组之间的耦合。于是,如果初级绕组由交流电压激励,则绕组之间的互感以及绕组内感应的电压也要改变。图 4.23 示出在只有一个初级绕组和一个次级绕组时的情况。两个绕组之间的互感为

$$M_{12} = N_2 \frac{\Phi_2}{i_1} \quad (4.41)$$

式中, N_2 是次级绕组的圈数, i_1 是初级绕组电流。次级绕组交链的磁通 Φ_2 为

$$\Phi_2 = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} = BS \cos \alpha = \mu HS \cos \alpha = \mu \frac{N_1 i_1}{l} S \cos \alpha \quad (4.42)$$

式中, S 是次级绕组的截面积, N_1 是初级绕组的圈数, l 是初级绕组的长度, μ 是磁心的磁导率,而 α 是初级绕组与次级绕组之间的几何夹角。因此

$$M_{12} = N_2 N_1 \frac{\mu}{l} S \cos \alpha = M \cos \alpha \quad (4.43)$$

当次级绕组开路 and 初级绕组由角频率为 ω 的正弦电压激励,形成电流 $i_1 = I_p \cos \omega t$ 时,在次级绕组中有

$$e_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (4.44)$$

$$E_2 = j\omega I_1 M_{12} = j\omega I_p M (\cos \alpha) (\cos \omega t) = k (\cos \alpha) (\cos \omega t) \quad (4.45)$$

因此,输出电压具有与激励电压相同的频率,但输出电压的幅度则取决于绕组之间的夹角(尽管不成比例)。

这个测量原理适合于那些旨在确定角位置或角位移的应用场合。对于另一些旋转式传感器,特别是电位器(2.1节)和数字编码器(8.1节),相对的优缺点必须与可调变压器传感器比较才能确定。

可调变压器传感器具有小的惯性矩,所以它们对转动轴杆带来的机械负荷比需要大的圆盘来获得高分辨率的数字编码器的小。由于它的结构牢固,因而比数字编码器和某些电位器更能承受温度、湿度、冲击和振动的影响。因此,它们适合于宇航和军事应用。可调变压器利用磁耦合取代与旋转零件相接触的滑环

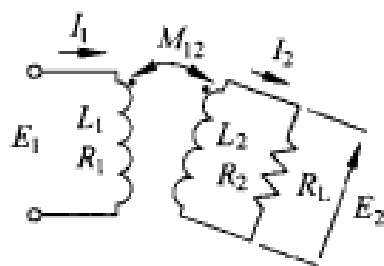


图 4.23 在可调变压器传感器中,改变的是初级绕组与次级绕组之间的相对位置。

• 也称为自整角机。——译者注。

和电刷,具有更高的可靠性,这一特点在极端环境条件下尤其突出。

下面我们将介绍,可调变压器能利用适当的电缆将模拟信息馈送到 2km 以外的模数转换器上。然而,数字编码器若直接传输它们的输出信号,便会遇到严重的干扰问题,尤其是在强大的环境磁场(如在雷达定位中)周围,干扰更加显著。另一个优点是输入(激励)电压与输出电压之间的固有电绝缘,这有助于防止传递干扰。表 4.5 中对不同角位置测量系统所能达到的最高精确度进行了比较。

表 4.5 由不同角位置传感器可达到的最高精确度

传感器类型	精确度
旋转式感应同步器 TM	1"~4"
高分辨率自动同步器/分解器	5"
绝对光电编码器	20"
增量式光电编码器	30"
标准自动同步器/分解器	5'~0.5'
电位器(带 14 位 ADC)	7'
接触式编码器	26'

由于可调变压器具有许多优点,所以有几种实用结构已获得广泛应用,甚至达到了某些注册商标名称成为来自不同制造厂商的类似器件的典型标志的程度。

最简单的结构之一是图 4.24 中所示感应式电位器。它是由具有相应铁磁性铁心的两个同轴平面绕组构成。可动转子可以在固定的定子内旋转。当其中一个绕组由正弦电压激励时,假定不接负载阻抗,则在另一个绕组中感应的电压由式(4.45)给出。

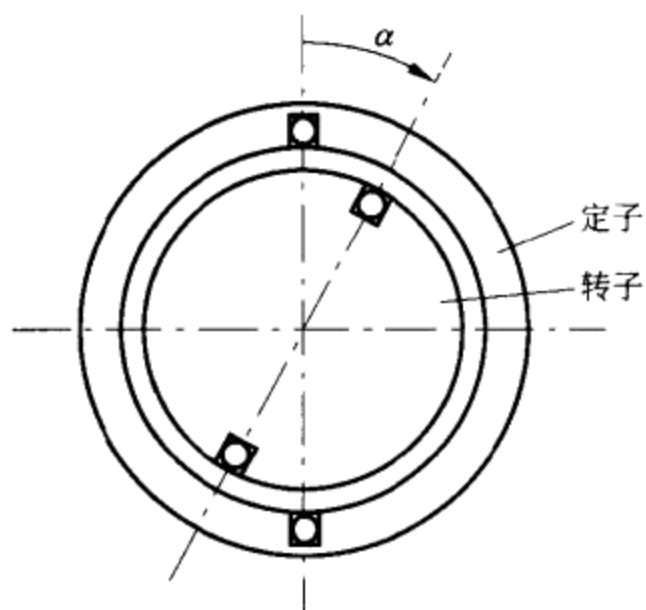


图 4.24 感应式电位器具有带铁磁性铁心和平面绕组的同心定子和转子。

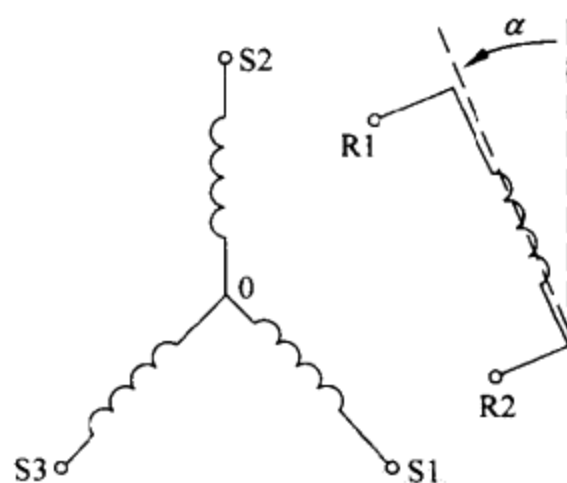


图 4.25 标有典型符号的自动同步器电路。

4.2.4.1 三相同步变压器(自动同步器)

三相同步变压器或自动同步器是一种可调变压器。它由带有呈 120° 星形连接的三个绕组的圆柱铁磁材料定子构成。此外,还有一个由带有一个或三个绕组的 H 形铁磁材料做成的转子,转子靠用来测量旋转的轴杆带动。与转子的电接触可以用滑动环和电刷完成。通常,将 50, 60, 400 或 2600Hz 的电压加到转子和用作次级绕组的定子上。采用图 4.25 中的符号时,在每个定子绕组中感应的电压为

$$e_{S_{10}} = k_1 \cos(\omega t + \phi_1) \cos(\alpha + 120^\circ) \quad (4.46)$$

$$e_{S_{20}} = k_2 \cos(\omega t + \phi_2) \cos \alpha \quad (4.47)$$

$$e_{S_{30}} = k_3 \cos(\omega t + \phi_3) \cos(\alpha - 120^\circ) \quad (4.48)$$

如果我们假定变压器耦合对所有绕组都相同($k_1 = k_2 = k_3$)、相移全都一样($\phi_1 = \phi_2 = \phi_3$)、定子开路以及转子由电压发生器激励,则每对定子接线端之间的电压为

$$\begin{aligned} e_{S_{13}} &= e_{S_{30}} - e_{S_{10}} = K \cos \omega t [\cos(\alpha - 120^\circ) - \cos(\alpha + 120^\circ)] \\ &= \sqrt{3} K \cos \omega t \sin \alpha \end{aligned} \quad (4.49)$$

$$\begin{aligned} e_{S_{32}} &= e_{S_{20}} - e_{S_{30}} = K \cos \omega t [\cos \alpha - \cos(\alpha - 120^\circ)] \\ &= \sqrt{3} K \cos \omega t \sin(\alpha + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.50)$$

$$\begin{aligned} e_{S_{21}} &= e_{S_{10}} - e_{S_{20}} = K \cos \omega t [\cos(\alpha + 120^\circ) - \cos \alpha] \\ &= \sqrt{3} K \cos \omega t \sin(\alpha + 240^\circ) \end{aligned} \quad (4.51)$$

于是,我们便得到一个并非暂时性的三相几何系统。亦即三个电压同相,只它们的包络改变,其幅度与 $\sin(\pm 120^\circ)$ 成正比。方程组(4.49),(4.50)和(4.51)代表自动同步器格式中的角度 α 。

感应电压的频率与向转子提供的激励电压的频率相同。转子的接线端 2 通常是参考接线端,故有 $e_{R_{21}} = e_{R_1} - e_{R_2}$ 。激励电压的标准值为 11.8V, 26V 和 115V。表 4.6 中列出两种市售自动同步器的部分特性。

表 4.6 不同尺寸的两种市售自动同步器的部分特性

参 数	26V08CX4c ^a 控制发送器	CGH11B2 ^b 转矩发送器
频率	400Hz	400Hz
输入电压(转子)	26V	26V
最大输入电流	153mA	170mA
额定输入功率	0.7W	0.58W
输出开路时的输入阻抗	$192\Omega, 79^\circ$	$(20 + j150)\Omega$
输入开路时的输出阻抗	$39.3\Omega, 70.5^\circ$	$(4.3 + j24.6)\Omega$
直流电阻, 转子	—	10.5 Ω
直流电阻, 定子	—	3.6 Ω
输出电压	11.8V	11.8V

续表

参 数	26V08CX4c ^a 控制发送器	CGH11B2 ^b 转矩发送器
变压比	0.454 ± 0.009	—
灵敏度	$206 \text{mV}/^\circ$	$206 \text{mV}/^\circ$
相移(超前)	8.5°	4°
在零位置时的最大输出	30mV	30mV
最大误差	$7'$	$12'$
在 25°C 时的摩擦	$30 \mu\text{N} \cdot \text{m}$	$40 \mu\text{N} \cdot \text{m}$
转子惯性矩	$82 \mu\text{g} \cdot \text{m}^2$	$330 \mu\text{g} \cdot \text{m}^2$
质量(最大值)	48g	48g

^a Singer Kearfott 公司产品。

^b Clifton Precision 公司产品。

在应用方面,存在两类自动同步器,即转矩式自动同步器和控制式自动同步器。虽然它们的名称可能恰好反映出各自的特点,但转矩式自动同步器在其输出端提供的转矩却非常小。它们也称为自动同步机并按图 4.26 所示相连接。其中一个单元包含转矩发送器(TX),而另一个单元包含转矩接收器(TR)。它们用来将角信息从一个轴杆发送到另一个轴杆,并提供无需反馈系统便能对第二个轴杆(通常是模拟指示器的轴杆)定位的足够高的功率。

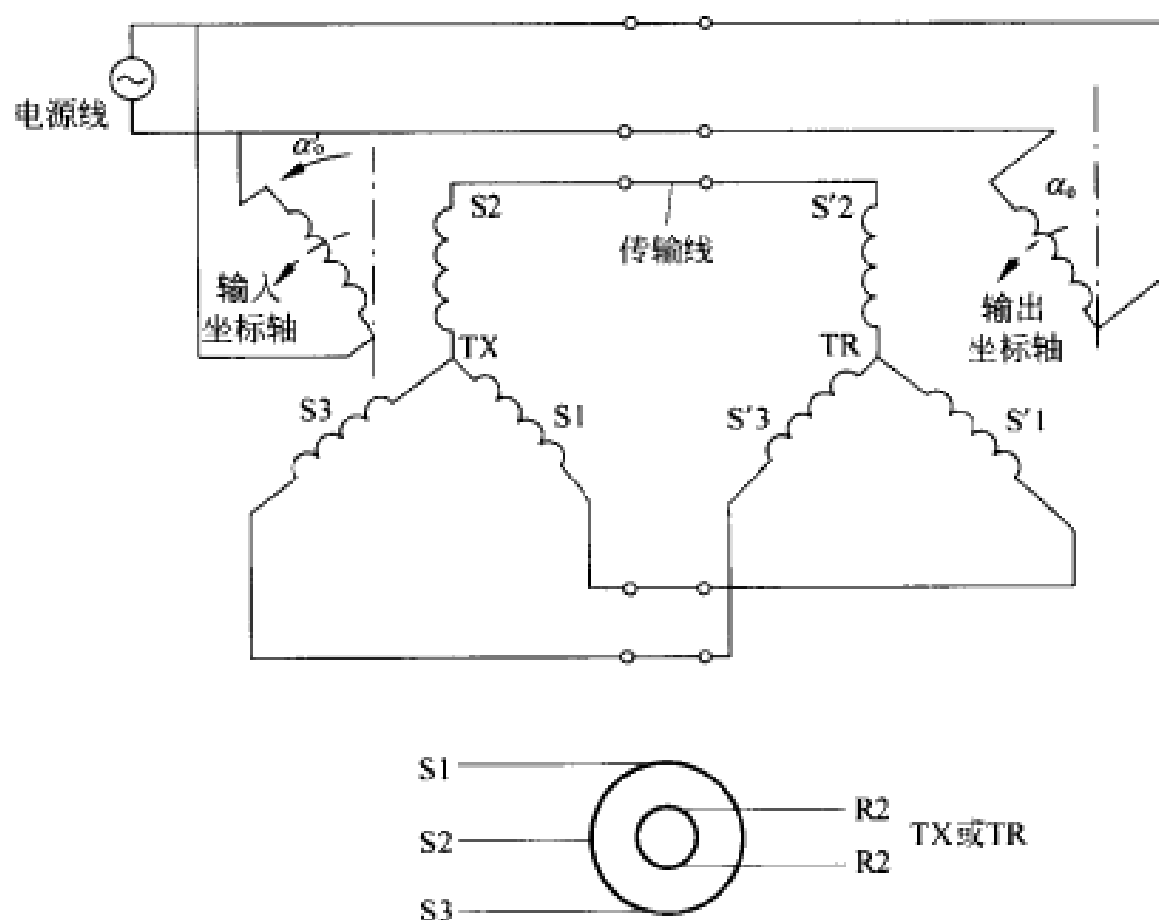


图 4.26 用于传输角信息的转矩发送器(TX)和转矩接收器(TR)以及表示这些装置的符号。

自动同步器的工作过程如下：两个转子由相同激励供电。然后，在 TX 的定子中感应出电压，该电压产生沿连接线流动的电流。TR 的定子中的电流由 TX 的定子和它自己的转子的位置引起。结果，转矩对这个转子起作用；由于转子能自由旋转，与有固定位置的 TX 的转子相反，所以它能旋转一直到 TR 的定子中的电流为零，然后达到一个稳定的平衡位置。尽管如此，当从一个位置改变到另一个位置时，为使振荡最小，应增加一个机械阻尼系统。

图 4.27 示出差动转矩发送器(TDX)及其符号。这种装置有一个电输入(通常来自转矩发送器)，此外还有一个机械输入。通常，它向下一个转矩接收器提供自动同步格式的电输出信号。由于 TDX 没有输入参考电压(电源线)，故输出功率来自输入。它是由转子上的三个绕组和定子上的三个绕组构成，所以参考角(手动可调)与以电同步格式表示的输入角相加或相减。

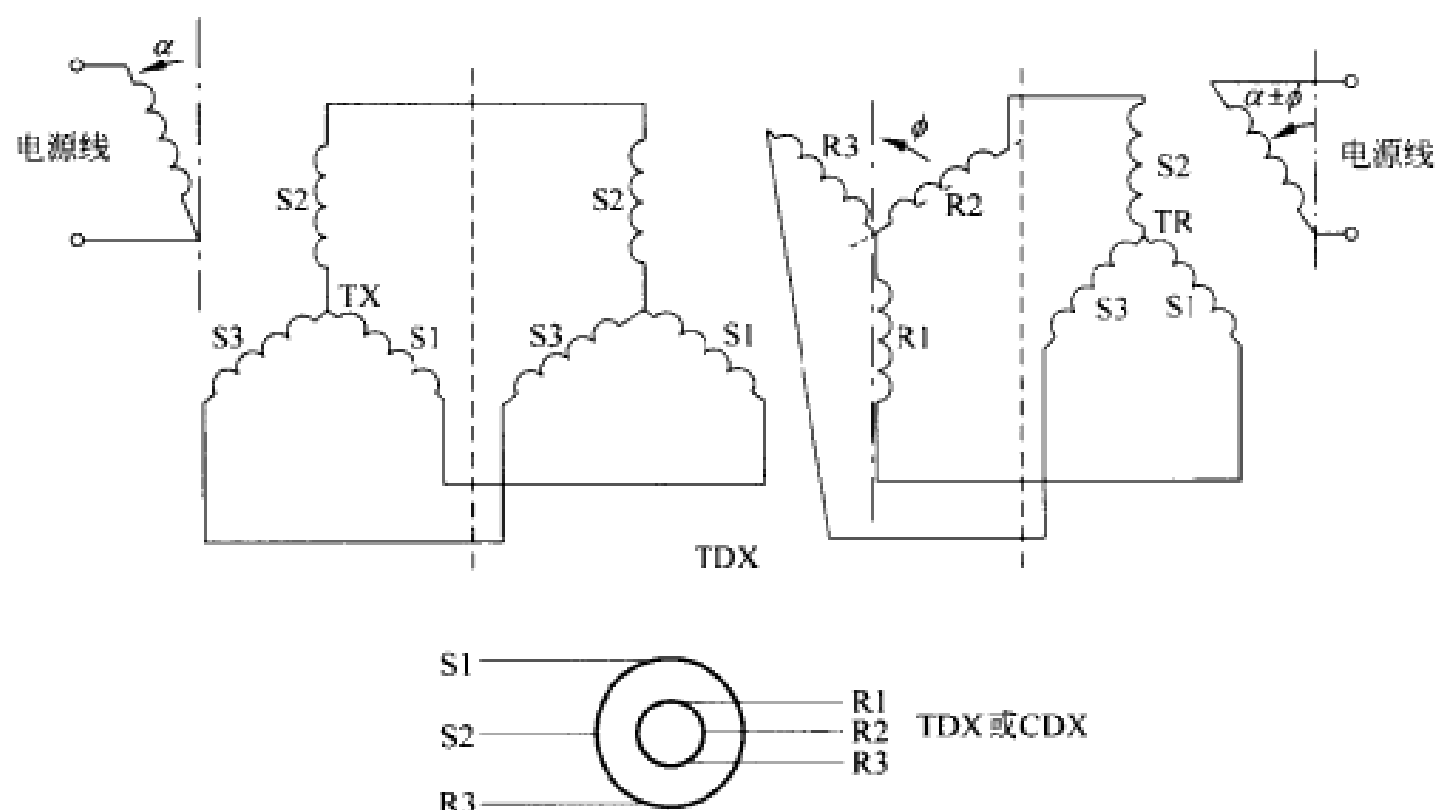


图 4.27 差动转矩发送器(TDX)连接,以使用同步器格式实现输入角 α 与另一个手动输入角 ϕ 的代数相加(通过旋转轴杆)。

控制式自动同步器(或同步器)比转矩式自动同步器更小,且可能既起控制发送器(CX)又起控制变压器(CT)的作用。图 4.28 示出它们的连接方式。它们只是角位置传感器,因此无需向被移动的机械负荷提供动力。反馈系统协助定位,因此必要时能提供大的输出转矩。

控制发送器是 TX 的高阻抗形式。控制变压器是 TR 的高阻抗形式,通常带有由细导线制成的定子,并有较多的圈数,目的是不向与之相连的 CX 的定子增加负荷。它的转子是圆柱形转子,其绕组相对于 TX 绕组呈 90° 。图 4.28 示出它的连接方式。当控制变压器的转子与控制发送器的转子处于相同方向时,便得到零

电压。当转子偏离上述位置时,电压便增大。因此,可以将这种装置用作零值指示器。电压按照相对角的正弦改变,但对小于 20° 的角度,可以认为输出与角度成正比。与 TDX 相类似,也有差动控制变压器(CDX)。两者均采用相同符号。

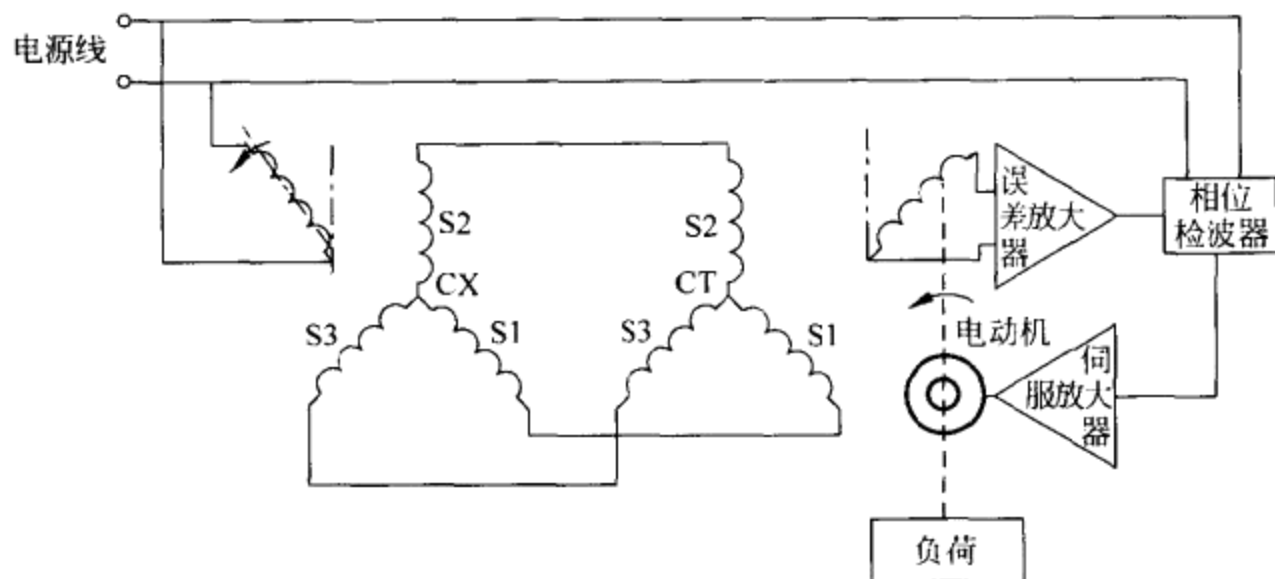


图 4.28 控制发送器和控制变压器相连,借助反馈系统将机械负荷旋转到给定的角度。

在雷达、飞机的仪表盘、惯性导航参考系统、机器人、太阳能电池组合板、机床、自动绘图仪等中,自动同步器被用于角度定位的反馈系统。

4.2.4.2 分解器

分解器是另一种类型的可调变压器,它与自动同步器相似,但在定子和转子中有呈 90° 的绕组。角度表示的格式不同,用两个电压代替三个电压。依据预定的应用,装置被连接成不同的形式,并采用不同的名称。由于呈 90° 的绕组比呈 120° 的绕组更容易制造,所以分解器比自动同步器更便宜。无电刷分解器利用分解器将信号从定子耦合到转子上,比带有电刷或滑环的普通分解器更结实、可靠。

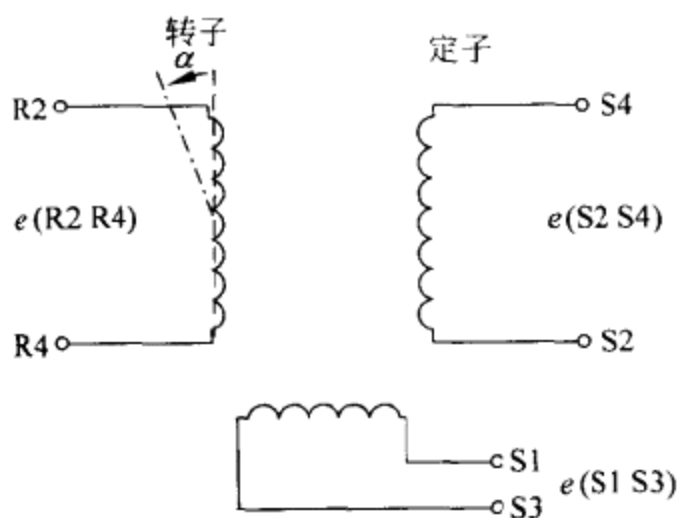


图 4.29 正弦和余弦发生器(矢量分解器)。转子起初级绕组的作用。定子中的两个绕组起次级绕组的作用。

在矢量分解器(图 4.29)中,转子上有一个起初级绕组作用的绕组,定子上有两个起次级绕组作用的绕组。感应电压为

$$e_{S13} = K \cos \omega t \sin \alpha \quad (4.52)$$

$$e_{S42} = K \cos \omega t \cos \alpha \quad (4.53)$$

在电分解器中,也有在转子上呈 90° 的两个绕组和在定子周围呈 90° 的两个绕组。我们只能利用转子或定子的一个初级绕组。通常,定子上的绕组被短路,两个转子绕组以分解器格式得到角度。利用图 4.30 中的表示符号,输出电压为

$$e_{R24} = K(e_{S13} \cos \alpha + e_{S24} \sin \alpha) \quad (4.54)$$

$$e_{R13} = K(e_{S24} \cos \alpha - e_{S13} \sin \alpha) \quad (4.55)$$

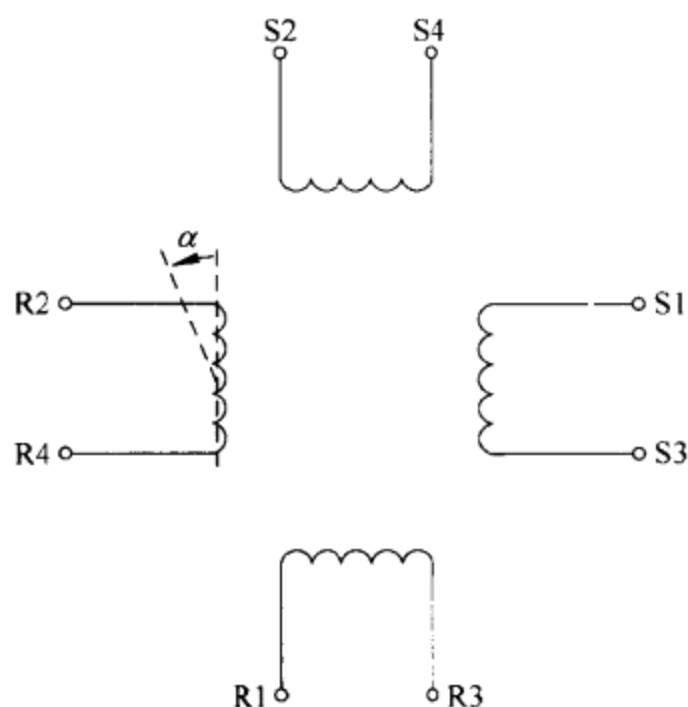


图 4.30 电分解器。在转子周围和定子周围各有两个绕组,但在某些应用中,它们中的一个绕组处于空闲状态(短路或开路,视应用而定)。

分解器除直接用于角度测量之外,还用于进行计算,特别是一些涉及轴旋转和坐标变换的计算。例如,为了从极坐标变换到直角坐标,即从 (M, α) 坐标变换到 (x, y) 坐标,只需将定子绕组短路(图 4.30 中将 S2 与 S4 相连)。转子绕组电压将为

$$e_{R13} = -E_1 \sin \alpha \quad (4.56)$$

$$e_{R24} = E_1 \cos \alpha \quad (4.57)$$

如果我们令 $E_1 = E_M \cos \omega t$, 其中 E_M 与模量 M 成正比,则转子中的最大电压幅度将给出 x 和 y 的值。短路绕组中的净电动势为零,因为

$$e_{S24} = e_{R13} \cos \alpha + e_{R24} \sin \alpha = -E_1 \sin \alpha \cos \alpha + E_1 \cos \alpha \sin \alpha = 0$$

因此,理论上无需将绕组短路。然而,实际上,为了避免由变压器效应在绕组中感应出任何残余电压,故仍将绕组短路。

为了从直角坐标变换到极坐标,即从 (x, y) 坐标变换到 (M, α) 坐标,需要使用如图 4.31 所示反馈系统。输入电压加到定子上且可以表示为

$$e_{S13} = E \cos \alpha \quad (4.58)$$

$$e_{S24} = E \sin \alpha \quad (4.59)$$

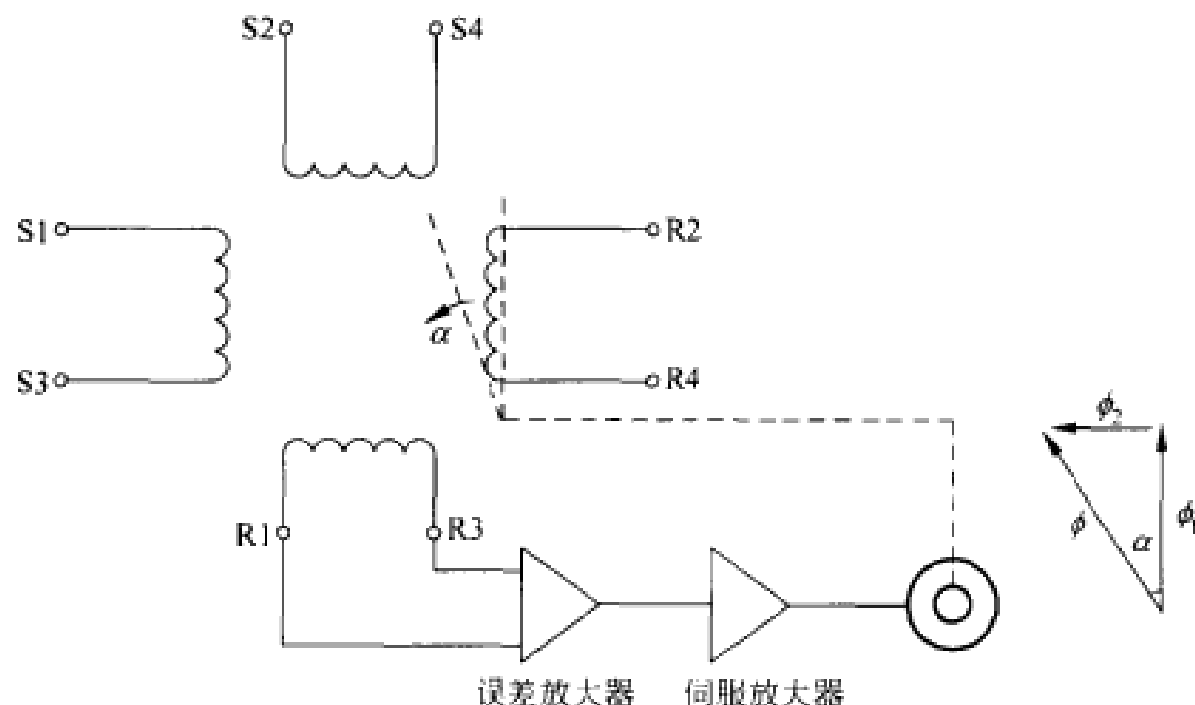


图 4.31 借助分解器和反馈,从直角坐标 (x, y) 变换到极坐标 (M, α) 。输入电压加到定子绕组上。输出角必须用辅助传感器检测。

在绕组 R1~R3 中,将感应出电压,直到 R1~R3 的位置与定子中电压引起的净磁通量 Φ 相垂直为止。这样,其他转子绕组与所有磁通量 Φ 交链,因此,其输出达到最大值 E :

$$e_{R24} = e_{S13} \cos \alpha + e_{S24} \sin \alpha = E \quad (4.60)$$

为了得到以电的形式表示的角度 α ,需要对轴旋转进行检测。

另一项应用是直角坐标轴的旋转。利用图 4.32 中的表示符号,在将坐标轴旋转角度 α 之后,给定点的新坐标为

$$x' = x \cos \alpha - y \sin \alpha \quad (4.61)$$

$$y' = x \sin \alpha + y \cos \alpha \quad (4.62)$$

将与 x 和 y 成正比的电压加到各个定子绕组上并用机械的方法使转子旋转角度 α ,便得到与一个转子绕组中的 x' 成正比的电压和与另一个转子绕组中的 y' 成正比的电压。

一个类似的应用是在正弦电压中引入时间相移。将电压 $e_{S13} = E \sin \omega t$ 加到其中一个定子绕组上,并将电压 $e_{S24} = E \cos \omega t$ 加到另一个定子绕组上。当转子旋转角度 α 时,转子绕组中感应的电压为

$$e_{R24} = E(\sin \omega t \cos \alpha + \cos \omega t \sin \alpha) = E \sin(\omega t + \alpha) \quad (4.63)$$

$$e_{R13} = E(\cos \omega t \cos \alpha - \sin \omega t \sin \alpha) = E \cos(\omega t - \alpha) \quad (4.64)$$

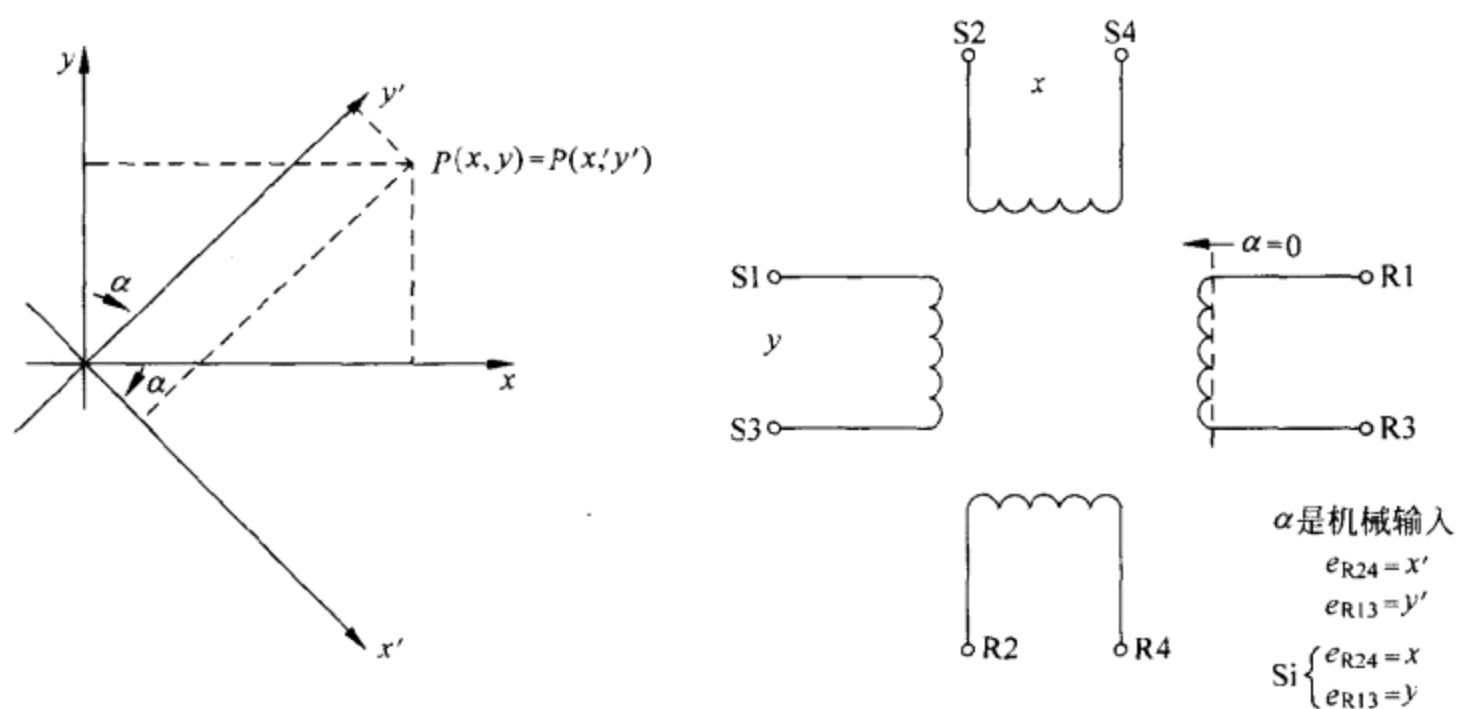


图 4.32 分解器可以将直角坐标轴系统旋转一个由旋转转子引入的角度 α 。

对于角度测量,采用了数据传输分解器。图 4.33 示出用来传输角度 α 的电路结构。系统的工作与自动同步器相似,还加入了差动发送器。表 4.7 列出两种市售分解器的部分特性。

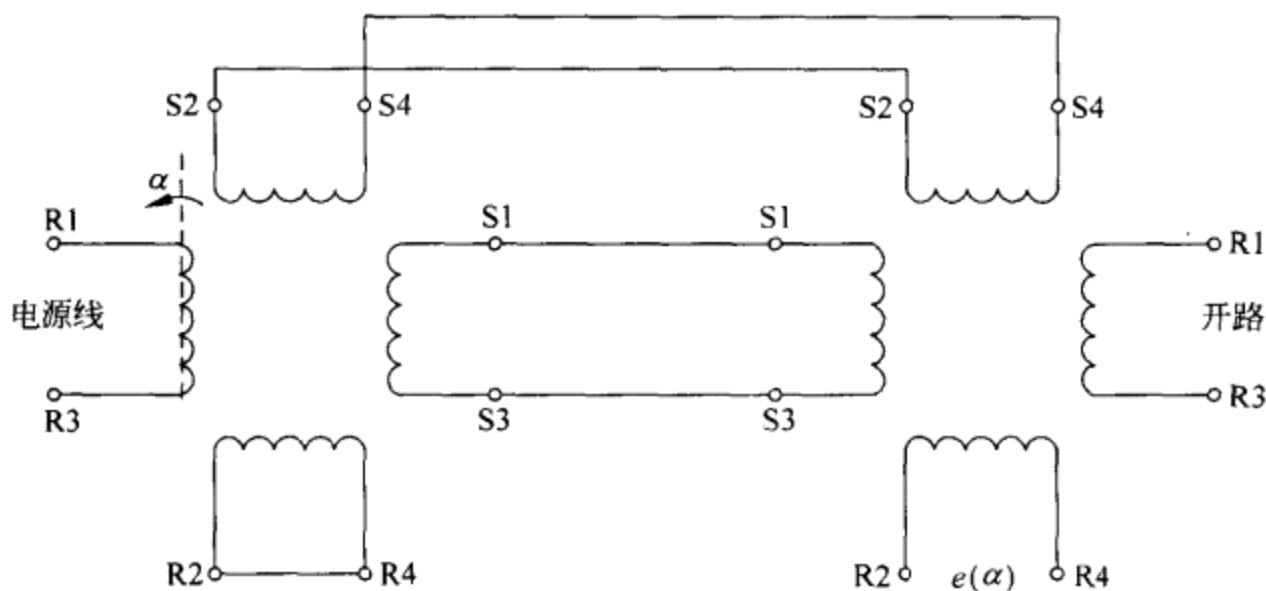


图 4.33 将两个分解器的定子相连,可以将角度从一个分解器传给另一个分解器。

表 4.7 两个具有不同尺寸的市售分解器的部分特性

参 数	11R2N4r 100 ^a 数据传输分解器	HZC-8-A-1/A008 ^b 计算型分解器
频率	10kHz	400Hz
输入电压(转子)	40V	15V
最大输入电流	14mA	22mA

续表

参 数	11R2N4r 100 ^a 数据传输分解器	HZC-8-A-1/A008 ^b 计算型分解器
额定输入功率	0.173W	0.11W
输出开路时的输入阻抗	3900Ω, 65°	(230+j640)Ω
输入开路时的输出阻抗	892Ω, 65°	(176+j806)Ω
直流电阻(转子)	—	220Ω
直流电阻(定子)	—	158Ω
输出电压	18.5V	15.0V
变压比	0.462±0.014	—
灵敏度	323mV/°	—
相移(超前)	0.4°	18.8°
零位置处的最大输出	78mV	1mV/V
最大误差	5'	0.01%
25℃时的摩擦力	40μN·m	—
转子惯性矩	200μg·m ²	—
质量(最大)	133g	—

^a Singer Kearfott 公司产品。

^b Clifton Precision 公司产品。

4.2.4.3 感应同步器

InductosynTM是与前述可调变压器不相同的一类可调变压器的商标(Farrand Industries 公司产品)。这类可调变压器不仅能以旋转形式而且也能以直线形式来实现。它由带有沿平直带重复的平行发夹形线匝[图 4.34(a)]或在圆盘的平直表面上的径向发夹形线匝的精密印制电路图案组成。类似图案以很小的空气隙附加在刻度盘的滑动规尺上[为清楚起见,已在图 4.34(a)示出]。一个单元中的交流电流将在另一个单元感应起电压。由于绕组导线的附加影响,故感应电压取决于两个单元的相对位置。当两个绕组对准时[图 4.34(b)],电压最大;而当一个单元的绕组导线处于另一个绕组导线之间的中间位置时,电压经过零[图 4.34(c)];当两个绕组处于它们的下一个对准位置时,电压最小[图 4.34(d)]。中间位置按下式给出正弦电压:

$$V_o = kV_e \cos 2\pi \frac{x}{P} \quad (4.65)$$

式中, P 是节距,即发夹形图案一个周期的长度。

通常,有一个距离第一个绕组 $P/4$ 的附加读出绕组。在第二个绕组中感应的电压为

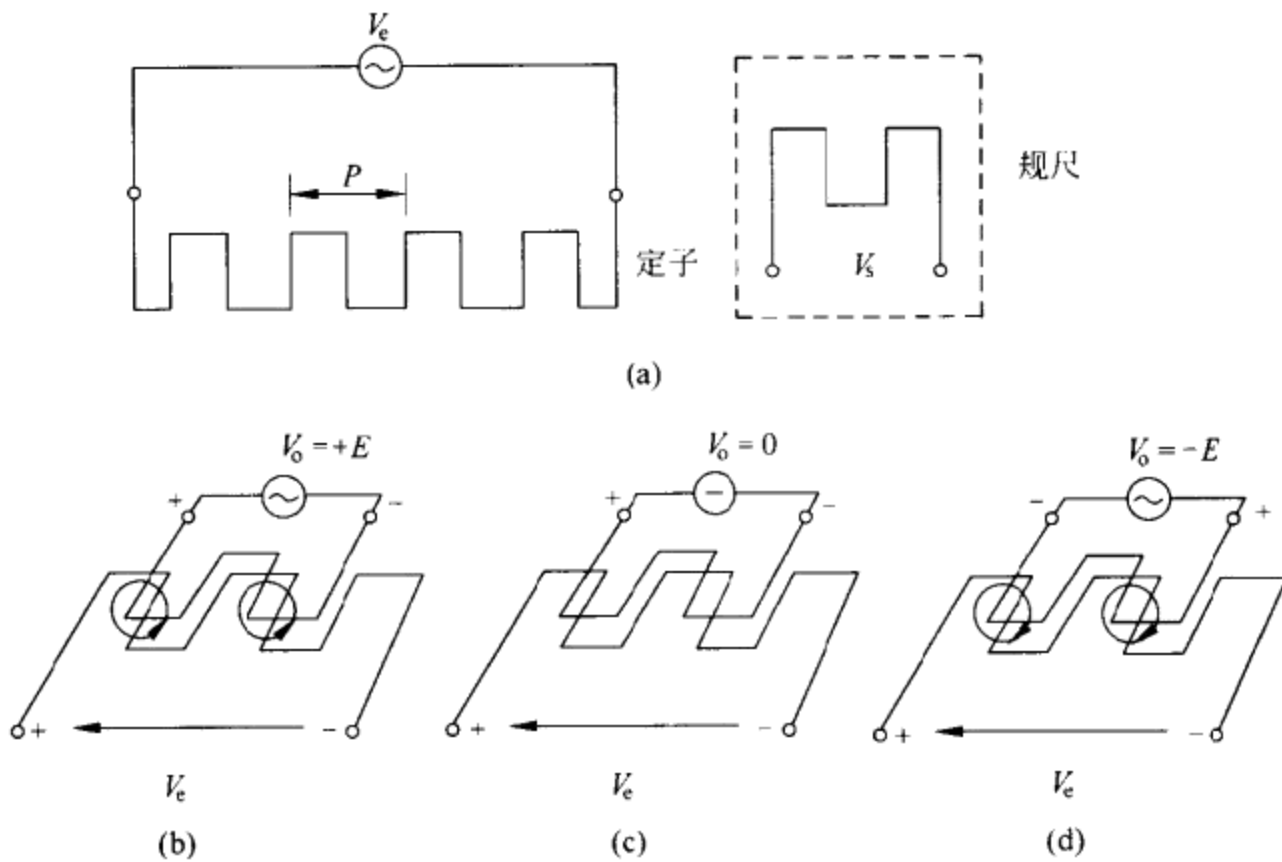


图 4.34 Inductosyn™ (Farrand Industries 公司产品) 的工作原理。(a) 规尺在刻度盘上滑动, 但为清楚起见, 将它移在一旁示出。(b) 由于来自每根导线的磁通量的叠加, 故输出电压将从对准导线时的最大值, (c) 经过规尺位移 $P/4$ 时的零, (d) 达到导线重新对准时的最小值。

$$V_{o2} = kV_e \sin 2\pi \frac{x}{P} \quad (4.66)$$

为了使固定绕组与滑动绕组之间的耦合为感性耦合而不是容性耦合, 在它们之间设置了静电屏蔽。每个读出绕组包含几个“周期”, 所以, 输出信号是几个“固定周期”的平均值, 因而要对它们尺寸范围内的任何随机误差取平均。如果刻度盘和滑块的基底材料具有相同温度系数, 那么热干扰将最小。

对于普通线性感应同步器, $P=2\text{mm}$, 总长度范围从 250mm 到 36m, 刻度盘和滑块之间的隙缝为 0.178mm。圆形感应同步器可以提供 18~1024 个周期。常见的非线性误差对线性感应同步器为 $2.5\mu\text{m}$, 对圆形感应同步器为 $\pm 1'' \sim \pm 4''$ 。

输出电压小于 100mV, 输出频率为载波(激励)频率, 频率范围可以从 200Hz 到 200kHz。如果两个滑块均由有 90° 相差的电压供电, 则感应同步器也能像零值指示器那样工作。

感应同步器可用于下列场合的精密控制: 计算机磁盘存储器(重复性为 $\pm 0.5\mu\text{m}$)、数控机床、激光火控指挥仪、雷达、扫描仪、天线、射电望远镜、飞机机翼梁的铆接和钻孔控制以及航天飞机的远距离操纵器。

4.2.5 磁弹性传感器和磁致伸缩传感器

磁弹性传感器和磁致伸缩传感器是不同于前述传感器的两种电感式传感器，因为它们不是基于导电材料或磁性材料的几何形状或位置变化，而是基于被测对象对磁导率的影响。

磁弹性传感器依靠维拉里(E. Villari)效应(1865年由维拉里发现)，即当铁磁材料受机械应力作用时，其磁化曲线将发生可逆变化^[16]，如图4.35所示。某些合金在受到牵引或压缩(当然不能同时受到这两类应力作用)时，机械应力 σ 与磁化曲线之间将呈现线性关系，亦即 $\sigma=k/\mu_r$ ，其中， k 取决于材料。这种依赖关系来源于能防止磁畴增大及其沿外加磁场取向的内部机械应力。

维拉里效应通过三种不同的布局已应用于测量若干物理量。图4.36所示布局具有预定的磁通分布，磁导率会因一个方向上的机械应力而发生变化。图4.37所示布局在受到应力时具有的磁通分布将在同一个平面的两个方向上发生变化。这是由于各向同性磁性材料在外加力方向和在横方向经历不同的变化，因而变成磁各向异性材料。一个线圈建立交流磁通，而呈 90° 放置的另一个线圈则用来检测出现的任何非对称性并产生输出电压。另外，我们还可以利用铁磁材料圆环作为线圈磁心并测量线圈的电感变化。第三种布局适用于轴杆转矩检测，它依赖于轴杆表面或表面层的磁导率变化。当转矩作用于轴杆时，每个轴杆单元都受到拉伸应力以及相等且相垂直的压缩应力，应力的大小取决于相应单元到轴杆中心的距离。在不同方向所形成的磁导率差别可以用不同方法检测。这种非接触法比利用粘贴到轴杆和滑环上的应变片更可靠、成本也较低，因为许多轴杆本身就是铁磁材料。

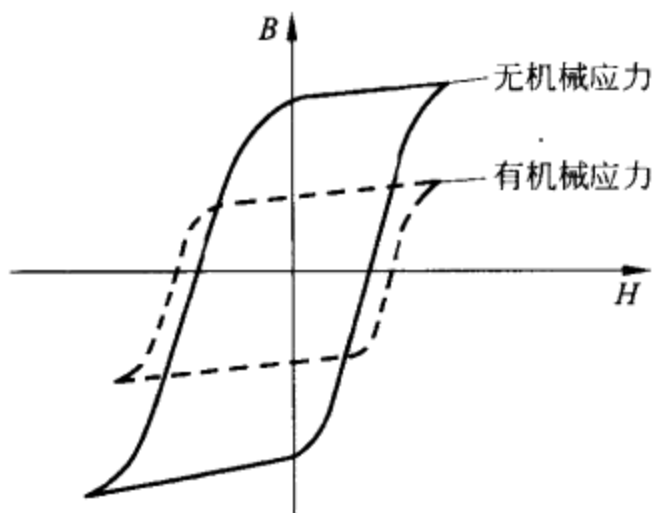


图 4.35 维拉里效应：磁化曲线将依据作用到材料上的机械负荷产生变化。

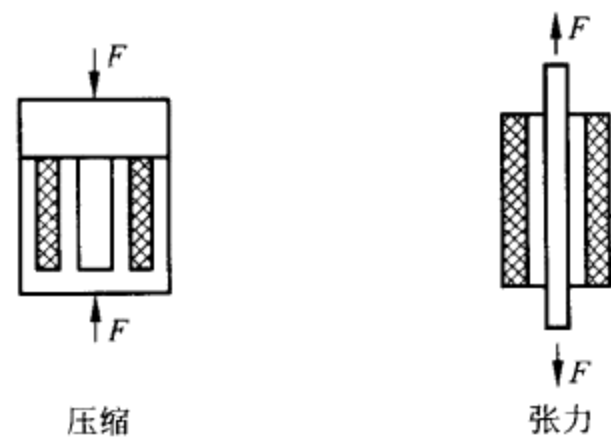


图 4.36 基于恒定磁通分布的磁弹性传感器。机械负荷改变磁导率。

适用于磁弹性传感器的材料要求具有良好的机械特性和磁特性。具有软磁特性(小的磁滞回线，它是在加交流电流时为我们所关心的特性)的结晶材料在机械

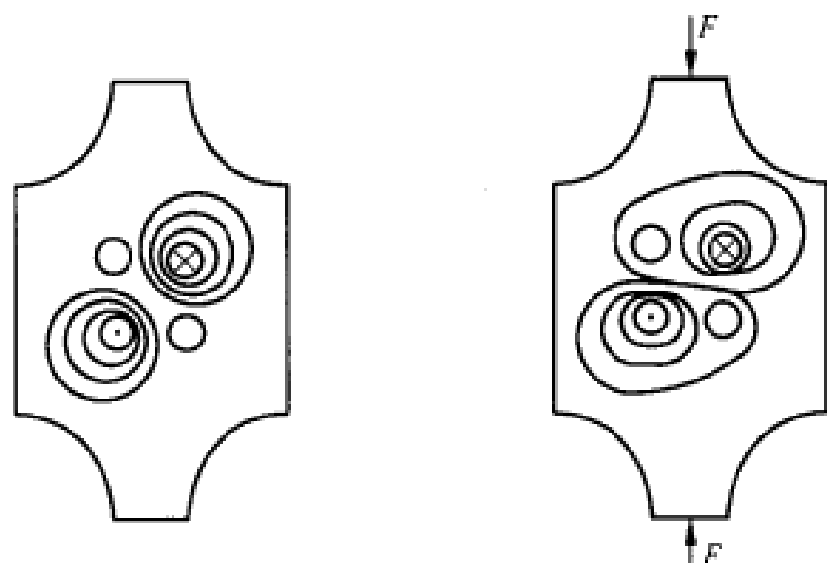


图 4.37 基于当加上机械负荷时,磁通分布变化的磁弹性传感器。
机械负荷使材料呈磁各向异性。

性能方面也比较柔软。例如,这将有助于防止在同一传感器中出现高磁导率 and 大的杨氏模量。大多数磁弹性传感器都使用由铁、镍、铬、钴、硅、硼等的合金组成的非晶态金属(金属玻璃)。

磁弹性传感器的常见应用是在汽车工业和机械制造业中测量力、转矩和压力。图 4.36 所示的结构已在某些市售负荷传感器中得到应用。图 4.37 所示的结构已用于负荷传感器以及压力传感器和转矩传感器(英文名称分别为 *pressductor* 和 *torductor*)^[16]。

磁致伸缩是铁磁材料受到磁场作用时尺寸的变化。1842年,焦耳(James P. Joule)发现这一效应,因此取名为焦耳效应。1858年,威德曼(Gustave Wiedemann)进一步观察到浸没在纵向磁场中的铁磁棒当携带电流时将产生扭转(图 4.38)。这种扭转来源于组合的纵向磁场和圆形磁场,圆形磁场则由电流产生。由于趋肤效应,圆柱形导体中的电流在中心处最小,而在表面达到最大。因此,磁场也是非均匀磁场,它与外场相互作用将产生局部畸变。

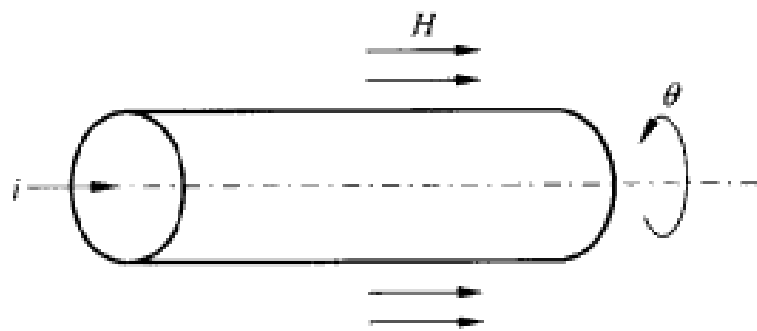


图 4.38 威德曼效应是指当电流 i 流过浸没在纵向磁场 H 中的圆棒时,圆棒要受到扭力作用。

威德曼效应是图 4.39 所示磁致伸缩式位置传感器的基础。^[17] 有一个超声波

导作用的磁致伸缩管,用来检测放置在其周围并安装到被检测移动构件上的永磁体位置。加到波导管内导体上的询问脉冲建立圆形磁场。这个磁场与永磁体的磁场相组合;威德曼效应使波导管扭转,产生以声速沿管子两个方向行进的扭转应变脉冲,即机械波。这种扭转在薄磁弹性条带中被变换成横向应力,这个应力在检测线圈中产生电压,或者扭转由波导管周围的线圈或压电条带(6.2节)检测。系统测量询问脉冲与接收信号之间的时间间隔,由此可以计算出到磁体的距离和速度。橡胶阻尼器防止来自波导管末端的反射。

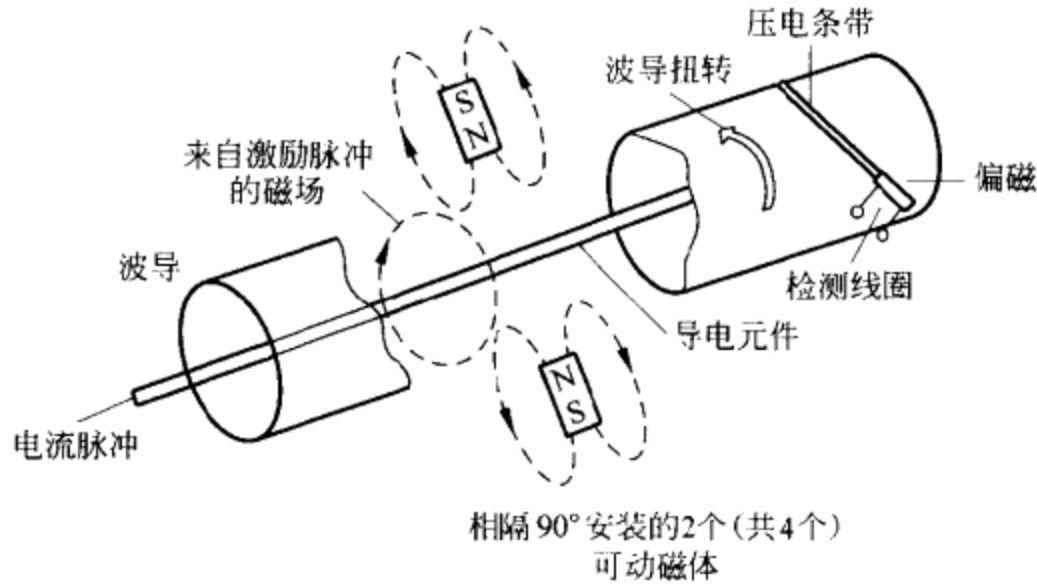


图 4.39 磁致伸缩式位置传感器的工作原理是,通过测量导体激励和用磁弹性传感器进行的扭转脉冲检测之间的时间间隔来检测可动磁体的位置。

这类传感器受波导材料的居里温度限制,并且还受波导材料中声速温度系数的影响。居里温度高的合金一般都有大的温度系数。对于给定的位置分辨率,时间间隔测量的分辨率将对频率响应带来限制。为了获得高的时间分辨率而不将时钟频率升高到更大的值,可以增加若干个读数并除以计读次数,但在计数期内位置必须维持不变。

图 4.39 中的永磁体不与波导管接触,因此没有机械磨损。这种传感器十分牢固,MTBF 为 4×10^6 小时。而且,电源中断也不会使传感器复位。已有若干位移达 7620mm、非线性为 $\pm 0.05\text{mm}$ 和滞后为 0.02mm 的磁致伸缩传感器产品。对于较长的行程,频率响应的带宽较窄,例如,对 305mm 的行程,频率响应带宽为 200Hz;对 2.5m 的行程,频率响应带宽为 50Hz。还有一些具有能承受高压的密封外壳的产品。Measurements & Control 杂志每年 9 月号上都要刊登磁致伸缩式位置传感器的制造厂商。

磁致伸缩式位置传感器已用在一些涉及高重复使用率的工业应用场合,如注入成型机和液压缸中。它们还适用于长行程场合,如材料处理、研磨机、锯木厂和机床中。液位可以通过将位置磁体嵌入浮子内部进行检测。利用浮力不同的两个

浮子,能测量非互溶液体(如水和油)在储罐内各自的位面。可以根据应用来选择传感器外罩。

4.2.6 威甘德(Wiegand)传感器和脉冲-合金线传感器

威甘德传感器和脉冲-合金线传感器的基本原理在于:对铁磁性线的磁心加强磁场时,磁心磁化方向将产生反向切换。无论磁场变化的速率 dH/dt 有多大,在线周围放置 1000 匝线圈都能产生 $3V, 20\mu s$ 的电压脉冲^[18,19],而无源磁脉冲传感器中感应的电压则以 dH/dt 速率下降至零。

威甘德传感器采用了威甘德(J. R. Wiegand)在 1981 年获专利的制造工艺。其工作原理为西克斯图斯(K. J. Sixtus)和汤克斯(L. Tonks)于 1931 年发现的下列效应:经磁化且处于拉伸状态下的硬镍-铁线将形成沿线轴具有饱和磁化的单磁畴。将磁化场方向颠倒时,直到超过临界值 H_c 之后才会产生影响。威甘德在将直径为 0.25mm 或 0.30mm 的维卡(Vicalloy)钒钴铁磁性合金($Co_{52}Fe_{38}V_{10}$)线进行绞合的同时,分几步将其拉伸。然后,对维卡合金线进行老炼硬化,以维持在冷加工处理期间形成的张力。这一步骤能达到以下目的:(a)使内芯呈软磁性(矫顽力从 $10A/cm$ 到 $20A/cm$),因为颗粒在应力下重新取向;(b)使外壳层呈硬磁性(矫顽力从 $20A/cm$ 到 $30A/cm$),而且,外壳层受到塑性形变,因而使内芯维持在张应力状态。因此,如果将维卡合金线浸没在周期纵向磁场中,则内芯和外壳层在不同的场强下会颠倒它们的磁化方向,所形成的磁滞回线不连续性称为巴克豪森(Barkhausen)跳变。磁通的变化将在四周或紧邻线圈中感应起电压。

图 4.40 描述了对 $-20A/cm \sim 100A/cm$ 非对称场的切换过程,在起始点处,维卡合金线的壳层和内芯处于饱和状态且磁化方向相反(图 4.40 中的点 1)。来自壳层的磁力线使内芯维持(软)磁化,而外部磁场可忽略不计。当与壳层磁化平行的外部纵向磁场的强度达到 H_c 时,由于内芯磁畴重新取向,内芯将切换它的磁化方向。这时,磁力线在维卡合金线的周围延伸,可以在周围线圈中感应起电压。如果外部纵向磁场足够强,则壳层和内芯将在相同方向被磁化(图 4.40 中的点 2)。为了实现下一次磁切换,要求加入一个相对小的磁场,使维卡合金线返回到它的起始状态。新加入的磁场应能颠倒内芯的磁化极性,但不能颠倒壳层的磁化极性。这种磁切换将产生具有相反极性的低电压脉冲(图 4.40 中的点 3)。强大的对称外部磁场将产生对称磁滞回线和两个高电压脉冲以及两个低电压脉冲。对称磁场的输出电压要小于非对称磁场的输出电压。

温度升高时,灵敏度将降低。一种特定的威甘德传感器在 $-44^{\circ}C \sim +55^{\circ}C$ 范围内具有恒定不变的灵敏度,但脉冲幅度将在 $200^{\circ}C$ 处降低 18%。外部磁铁的居里温度也会限制工作温度。磁铁和极靴的设计必须消除可能引起错误切换的杂散磁场。

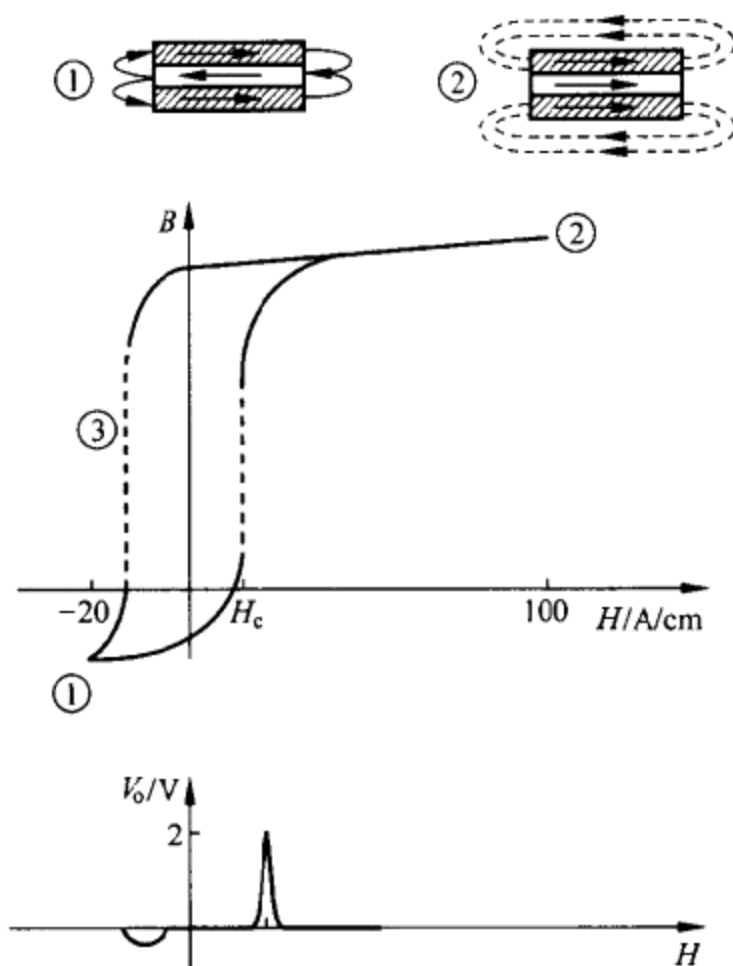


图 4.40 威甘德合金线的非对称磁化切换以及在周围线圈中感应的电压脉冲。

威甘德传感器无需任何外部电源便能给出电压脉冲。因此，它们是有源传感器，只需 2 根连接线。此外，它们也是非接触式传感器，其灵敏度在直流到 20kHz 范围内对可变磁场是恒定不变的。威甘德合金线的工作温度为 $-200^{\circ}\text{C} \sim +260^{\circ}\text{C}$ （有各种不同的型号）。

威甘德合金线的长为 7.5mm~32mm。合金线越长，输出越大。输出电压还随检拾器的线圈匝数而增加，但线圈的电阻也增大。该电压可以直接使 CMOS 或 TTL 门电路切换。切换磁场约为 20A/m。

脉冲合金线传感器采用与威甘德传感器相同的工作原理，只是采用了除扭转以外的其他方法制造。某些脉冲合金线传感器利用由两种不同合金做成的复合线。通过仔细选择合金，有可能达到(a)类似于威甘德合金线的特性或(b)不同的切换磁场强度。

威甘德传感器和脉冲合金线传感器均已用于对磁场和那些可以进行变换的被测对象，如位置和运动的非接触测量。许多应用都借助于 2 根活动威甘德合金线和一个固定检拾器，后者包括线圈和永磁体。它们在汽车中用于曲轴位置检测、速度检测、位置指示以及用在防抱死系统(ABS)中。它们在无反弹的计算机键盘中还作为旋转或线性计数脉冲源使用，以及用作流量测量，后者利用涡轮作为初级传感器，它具有附着到涡轮翼片上的威甘德合金线和管道之外的固定读数头。在转

速计中,它们能检测低的旋转速度。在某些识别卡中,每一位便是嵌入的威甘德合金线。某些防盗保安系统也采用威甘德传感器。

4.2.7 饱和磁心(磁通闸门)传感器

基本的磁通闸门传感器由铁磁性铁心和耦合线圈组成。外部磁场 H_e 在平均面积为 A 的磁心中产生的磁通密度为 $B_e = \mu_0 H_e$, 磁通为 BA 。对于低强度场, B 和 B_e 成正比, $B = \mu_s B_e$, 其中, μ_s 是视在磁导率或有效磁导率。 B 的变化将在 N 匝耦合线圈中感应出下列电压:

$$v_o = NA \frac{dB}{dt} \quad (4.67)$$

由式(1.65),得到

$$B = \mu_0(H + M) = \mu_0 \mu_r H = \mu_s B_e \quad (4.68)$$

由上式得出

$$M = H(\mu_r - 1) \quad (4.69)$$

内磁场可以表示为

$$H = H_e - D \times M \quad (4.70)$$

式中, D 是退磁因数^[20,21]。对上式中的 μ_s 求解得

$$\mu_s = \frac{\mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)} \quad (4.71)$$

若 μ_r 随时间而变,通过对式(4.67)取导数,最后得

$$v_o = NAB_e \frac{1 - D}{[1 + D(\mu_r - 1)]^2} \frac{d\mu_r}{dt} \quad (4.72)$$

改变 μ_r 的方法之一是,利用交流激励使磁心周期性饱和。在图 1.29 中,当材料接近饱和时,磁滞回线因而 μ_r 的斜率减小。由于高 μ_r 材料能使磁力线集中,而低 μ_r 材料则没有这一功能,所以交流激励可以使磁通集中器或磁通闸门接通和切断。如果图 4.41 中的激励电流是频率为 f 的正弦电流,由于每半周期磁心将饱和,故耦合电压包含 f 的偶次谐波。按照式(4.72),谐波的幅度与沿检测轴的(低频)磁通密度 B_e 成正比。随后的电子线路采集二次谐波并对其幅度解调,因而取名为二次谐波传感器。1928年,阿申布雷纳(H. Aschenbrenner)和古鲍(G. Goubau)使用了一种环形磁心磁通闸门磁强计,但第一个专利应用却是由托马斯(H. P. Thomas)于1931年完成,并在1935年获得了专利。



图 4.41 磁通闸门传感器至少包括一个激励线圈、一个耦合线圈和一个软铁磁性铁心。

磁通闸门磁场计不能测量频率接近激励电流频率的交流磁场,激励电流频率受磁心磁特性的限制。外部磁场的上限频率约为 10kHz。磁心和激励线圈的几何尺寸决定了功耗,这个功耗大于探测线圈式磁强计的功耗。

与另一些灵敏磁强计,如质子进动磁强计和光抽运磁强计不同,磁通闸门磁强计能直接测量磁场的各个分量。它们也比霍耳式磁强计更灵敏、更稳定,且具有宽测量范围(100pT~1mT)和低噪声电平(10pT 的分辨率)。它们能测量叠加在低到 60 μ T 左右的背景磁场上的达 \pm 500nT 的磁场。由于磁通闸门场强计没有可动元件,所以十分牢固和可靠。

具有正方形磁滞回线的材料能给出最高灵敏度。然而,低功耗要求低的矫顽力和饱和磁场。普通传感器采用铁氧体陶瓷和坡莫合金。在平行传感器(图 4.41)中,被测场和激励场具有相同方向。在正交传感器中,被测场和激励场相互垂直。二磁心式传感器有由相同信号激励的对称两半,但具有反向缠绕的激励线圈,因而可以实现大小相等、方向相反的磁化。这样一来,激励线圈与(单个)耦合线圈之间的互感便可以忽略不计,因而降低了激励绕组与检测绕组之间的变换效应。某些传感器采用了方波或三角波激励,另一些传感器测量的是脉冲高度而不是二次谐波幅度。

在 20 世纪 30 年代和 40 年代,磁通闸门传感器最初是为探测潜艇而研制的,因为它能检测地球磁场的微弱变化。它们广泛用于宇宙飞行器(如低轨道卫星和外层空间探测器)的磁强计中,其中的磁场低达 1nT,以及用于飞机和飞船的电子罗盘中。它们还用于地质勘探、虚拟现实系统的取向传感器中以及在保安系统中用来探测含铁的物体。

4.2.8 超导量子干涉器件(SQUID)

超导量子干涉器件(也称为约瑟夫逊干涉仪)是将两种现象,即磁通量化和约瑟夫逊隧穿现象相结合的磁通-电压转换器^[22,23]。所谓磁通量化是指超导环中的磁通 Φ 为磁通量子 $\Phi_0 = h/2e = 2.068 \text{fWb}$ 的整数倍。超导性意味着零电阻。它是 1911 年由翁内斯(H. K. Onnes)在处于 4.2K(液氮)温度的水银中发现的。约瑟夫逊隧穿现象(以 1962 年预示该现象的 B. D. Josephson 命名)是两个用薄(1nm~10nm)绝缘层(约瑟夫逊结)隔开的超导体之间在无任何压降的情况下由隧道效应引起的电子流。然而,在高于临界电流 I_c 时,约瑟夫逊结仍具有一定的电阻。超导电流和 I_c 的大小取决于结上的磁通,且随磁通呈周期变化。在 $n\Phi_0$ (n 是任何整数)处将呈现最大电流,而在 $(n + \frac{1}{2})\Phi_0$ 处则呈现最小电流,周期为 Φ_0 。大的磁通将减小 I_c 。SQUID 于 1964 年由杰克利维克(R. C. Jaklevick)、拉姆(J. Lambe)、西尔弗(A. H. Silver)和麦瑟罗(J. E. Mercerau)首次推出。

如果超导材料形成一个环,则超导环链合的可变磁场的任何磁力线都会感应起超导电流。如果超导环被约瑟夫逊结中断且偏流超过 I_c (通常为 $2I_c$),则由于约瑟夫逊效应,超导电流可以根据结两端的周期电压进行检测(图 4.42)。依据偏流的情况,有直流 SQUID(DC SQUID)和射频 SQUID(RF SQUID)。射频 SQUID 利用的是单一约瑟夫逊结且最先得得到开发。直流 SQUID 则利用了超导环上并联的两个匹配约瑟夫逊结。在两种情况下,与每个结并联的电阻都能消除其 $I-V$ 特性的滞后现象,并有与 SQUID 呈电感耦合的输入线圈(图 4.42)。这个输入线圈可以与磁场检测线圈相连,以便在更大的范围聚集,或者输入线圈可以与待测量的电压或电流相连。

大多数直流 SQUID 都工作在负反馈环内,反馈环将频率为 f_m ($100\text{kHz} \sim 500\text{kHz}$)的调制磁通加到 SQUID 上。若调制磁通为 $\Phi_0/2$,那么,当 SQUID 中的准静态磁通为 $n\Phi_0$ 时,输出电压则是输入信号的整流形式,即输出电压的频率为 $2f_m$,所以只对频率为 f_m 的信号进行检测的放大器将产生零输出。若准静态磁通为 $(n + \frac{1}{4})\Phi_0$,则输出电压的频率为 f_m ,输出达到最大。输出电压经如图 4.42 所示的冷却变压器或经 LC 电路耦合到后接相干解调器的交流放大器上(5.3 节)。

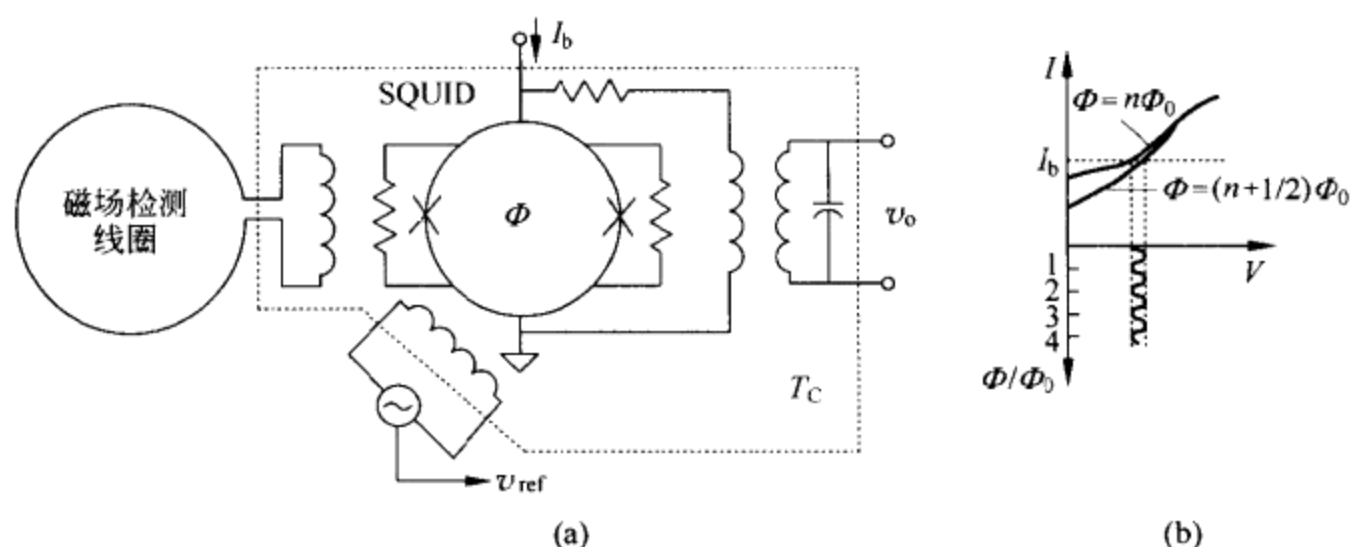


图 4.42 SQUID 是磁通-电压转换器,它包含了有一个或两个处于低温 T_c 的约瑟夫逊结(\times)的超导环。约瑟夫逊结构的 $I-V$ 特性取决于由超导环链合的磁通 Φ_0 。大面积线圈聚集待测量的磁通,输出信号以交流耦合至外部放大器。

SQUID 检测的并不是磁场的绝对值,而是磁场在某个任意强度下的变化。它们的工作需要低温,不过,在其他方面则极其灵敏且有极佳的线性、直流响应和达数兆赫的带宽。其低频响应受 $1/f$ 噪声限制(7.4 节)。带有负反馈的 SQUID 能实现达 180dB 的动态范围。对于 10mm^2 的典型面积,磁通周期 Φ_0 对应于 200pT 的磁通密度周期。

约瑟夫逊结由薄膜制成。超导环的直径为几毫米。低温 SQUID 的工作温度

为 4.2K,而高温 SQUID 的工作温度为 77K(液氮)。第一个直流 SQUID 采用的是铌薄膜,射频 SQUID 采用的则是整体机械加工的铌。然而,在 1986 年已证实,某些陶瓷氧化物在高于 130K 的温度也具有超导性。目前,它们已在 SQUID 中得到应用。

SQUID 可用来测量磁场(磁强计)、磁场梯度(梯度计)、磁化率(磁化率计)以及可以转换成磁通量的任何物理量,如电流、电压和位移^[24]。SQUID 因可用于海底通信,故已受到广泛关注。它们常用于古磁学(测量岩石样品的磁场取向)和大地电磁学(根据地壳的磁场和电场来测定地壳的电阻,用于油田勘探),以及用于分析高温超导体的属性。由于 SQUID 具有直流响应和较高灵敏度,所以它在非破坏性测试方面要优于涡流式传感器。

在医学研究中,SQUID 通过心磁波造影,可以检测由人体内部离子电流产生的微弱磁场、绘制大脑功能图、确定失调神经细胞活动部位,不仅能提供结构信息,亦能提供功能信息。它们还能跟踪人体中吞咽下的磁性材料和测量肝脏中铁的磁化率。

4.3 磁电式传感器

到目前为止,除威甘德传感器和超导量子干涉器件之外,本章中所讨论的传感器都可以用一个或两个可变电容器或者用一个或两个可变电感(或互感)进行描述。还有另一些传感器,它们所涉及的物理量可以引起磁场或电路发生变化,而不牵连到电感或电容的变化。本节将介绍几种较常用的这类传感器。

4.3.1 基于法拉第定律的传感器

1831 年,法拉第(Michael Faraday)报道,在任何电路或与磁通 Φ 交链的 N 匝组成的线圈中,每当 Φ 随时间变化时,将按下式感应出与 Φ 的变化速率成正比的电压或电动势 e :

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.73)$$

磁通 Φ 本身也可以是可变的(例如,它可以由交变电流产生)或可以使电路位置相对于恒定磁通变化。转速计属于第一类传感器,而直流转速计、线速度计、探测线圈式磁强计和电磁流量计则属于第二类传感器。

4.3.1.1 发电式转速计

发电式转速计(交流转速计)的工作原理与发电机相似。在相对于磁通密度为 B 的恒定磁场以角速度 n (rad/s)运动的 N 匝线圈的电路中,所感应的电压为

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -N \frac{d(BA \cos\theta)}{dt} = NBA \sin\theta \frac{d\theta}{dt} \quad (4.74)$$

由于 $\omega = 2\pi n = d\theta/dt$, 故有

$$e = NBA\omega \sin \int \omega dt \quad (4.75)$$

当 n 为常数时,

$$e = NBA2\pi n \sin 2\pi n t \quad (4.76)$$

因此, 输出电压的幅度和频率都是可变的。这种布置缺乏实用价值, 因为在低的旋转速度下, 电压幅度太小。

图 4.43 所示布置可以改变幅度, 但频率固定不变。它类似于二相感应电动机, 具有呈 90° 放置的两个绕组, 但工作情况则像单相电动机。一个绕组用于激励, 而另一个绕组则用于检测。转子具有鼠笼形状, 所有导线绕在短路圆筒周围。某些转速计的转子就是一个铝圆筒。将幅度恒定、频率为 $f(=\omega/2\pi)$ 的交流电压加到激励线圈上可以给出频率为 f 的电流, 产生磁通密度 B 。根据法拉第定律, B 在转子中感应出电压 e_r 。由于转子短路, 故电压 e_r 产生电流 i_r , 因而产生磁通密度 B_r 。由于绕组的相对位置, 检测绕组只与该磁通的一部分交链, 而丝毫不与激励磁通 B 交链。当转子以速度 n 旋转时, 输出绕组中的电压为

$$e = k \omega n \sin(\omega t + \phi) \quad (4.77)$$

亦即这时输出具有与激励电压相同的频率, 其幅度则与角速度成正比。我们假定, 测量仪器的输入阻抗很高, 否则, 在输出绕组内流过的电流将产生磁场, 从而导致非线性效应。

由于所关注的信息是电压幅度, 因此, 若角速度不是常数, 则角速度变化频率必须小于起载波作用的激励信号频率。为了避免在解调时需要使用很复杂的滤波器, 载波频率至少应比待测速度的频率高 10 倍。在许多情况下采用了电源频率 (50Hz, 60Hz 或 400Hz), 因为这一频率很容易获取。

交流转速计的典型灵敏度范围从 $3V/(1000r/min)$ 到 $10V/(1000r/min)$ 。由于绕组的电阻随温度而变, 故它们对温度敏感, 因而导致激励电流变化。为了降低这一干扰, 某些交流转速计包含了与初级绕组相串联的用于补偿的线性负温度系数热敏电阻, 因此, 总温度系数很小 (参见习题 2.6)。

直流转速计或测速发电机与交流转速计相似, 但输出电压像在直流电压发生

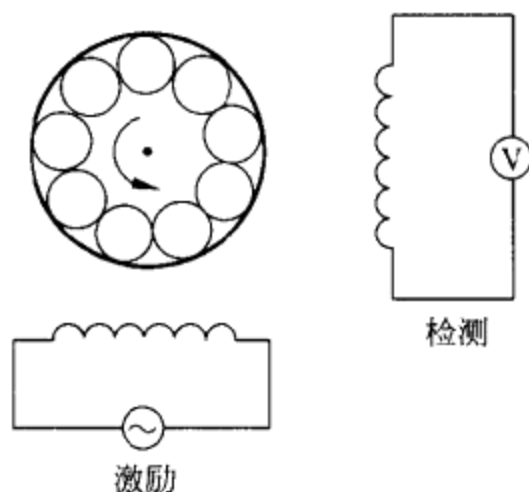


图 4.43 具有频率恒定、幅度与转速成正比的输出电压的交流转速计线路布置。

器那样需要整流。它们包含一个采用专用合金并通过烧结形成的、产生恒定磁通的永磁体和磁场内部以待测速度旋转的多圈线圈。线圈感受的可变磁通在线圈内感应起电压。输出连接的极性周期地切换,以获得极性取决于旋转方向,而幅度与旋转速度成正比的输出电压。

然而,实践中,输出电压并非一成不变,由于机械不对称性(偏心、非圆柱形转子等)、磁各向异性或各种电气问题(如滑环接触中的问题),都会引起输出电压中的纹波。最大输出电压和最小输出电压之差与平均输出电压之比称为电压起伏,它是评价这类传感器的品质因数之一。有时,电压起伏也可以用有效值表示。这种纹波实际上可以利用低通滤波器来消除,但在测量反馈系统中的低速度时,由于存在引起振荡的危险,滤波器引入的延迟有可能无法令人接受。因此,必须使用纹波小,但较昂贵的传感器。

温度会影响永磁体的磁化,因此可能是另一个误差源。为了补偿温度的影响,有关结构中所采用的几种材料的居里温度应处在能实现补偿的温度范围内。这样,当温度变化时,磁路的磁阻也改变,因而磁通的变化小于 $0.005\%/K$ 。

直流转速计的常见灵敏度范围从 $5V/(1000r/min)$ 到 $10V/(1000r/min)$,测量范围达到 $8000r/min$ 。表4.8列出两种市售转速计的一些特性。直流转速计主要用作速度测量,此外还应用于速度或位置反馈系统中,在后一种情况下被用来提供速度反馈。

表 4.8 两种转速计的特性

参 数	SA-470A-7 ^a	22C14-204.36 ^b
灵敏度	2.6V/(1000r/min)	5.5V/(1000r/min)
线性	9.36mV	±0.01%输出
纹波	3%输出(有效值)	10%输出(峰-峰值)
电阻	38Ω	450Ω
电感	24mH	—
温度系数(20℃~70℃)	0.01%输出/℃	-0.02%输出/℃
可逆性误差	0.25%输出	±0.01%输出
在1s内每个接线端与电枢轴之间的最大交流电压	1250V	—
最大速度	12000r/min	—
在3600r/min(速度下具有1mA电流的滑环寿命)	100000h	—
质量	85g	54g
惯性矩	850μg·m ²	150μg·m ²
摩擦转矩	1.8mN·m	0.05mN·m

^a Servo-Tek公司产品。^b Portescap公司产品。

4.3.1.2 线速度传感器

为了测量线速度,并不总是可能将其变换成角速度,然后再利用转速计。例如,在测量宇宙飞船中的振动时,就会遇到这种情况。线速度传感器能直接测量线速度。在工业中,它们称为线速度变送器(LVT)*。

一根长为 l 、以线速度 v 移动的导体限定了时变范围。若导体与磁通密度为 B 的磁场垂直并在与 l 和 B 垂直的方向上移动,则按式(4.73)算出在该导体上的感应电压为

$$e = Blv \quad (4.78)$$

上式表明,电压与速度之间存在正比关系。

这个测量原理已被用于两种不同的线速度传感器结构中。动圈式传感器与电动扬声器相似。待测速度使处在固定永磁体内的线圈移动(图 4.44)。为了增加导体的长度因而提高灵敏度,采用了非常细的导线。这就意味着提高输出电阻,进而要求传感器具有高输入阻抗。常见的灵敏度约为 $10\text{mV}/(\text{mm}/\text{s})$,带宽范围为 $10\text{Hz}\sim 1000\text{Hz}$ 。

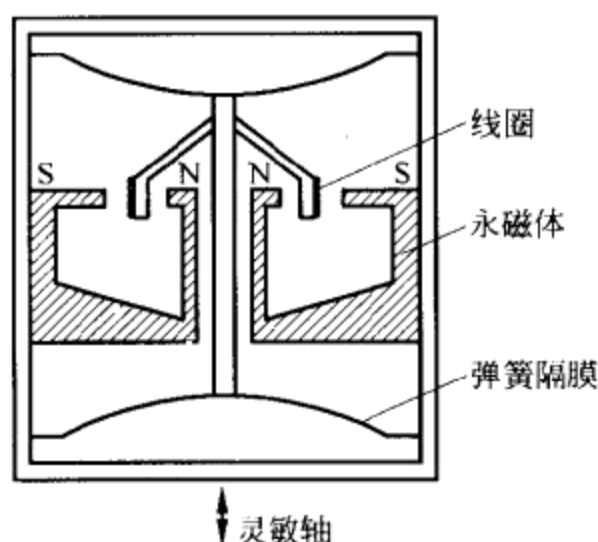


图 4.44 动圈式线速度传感器

活动磁心式传感器采用的结构与活动磁心差动电感式传感器相似[图 4.10(g)]。不过,这时磁心是永磁体而不是简单的铁磁性材料。图 4.45(a)示出其中的一类传感器^[12]。

成品传感器还包含不锈钢罩和磁屏蔽。注意,这类传感器有两个反向串联的同轴线圈。如果只使用一个线圈,则一旦整个磁心进入线圈,只要速度不变,感应电压便为零,因为相对的磁极将在绕组中感应出相互抵消的相反电压。利用两个绕组,可以通过反向串联使每个绕组中感应的电压相加。

与动圈式传感器相比,这种结构有更大的测量范围(达 25cm)。所允许的行程将影响输出阻抗。例如,(a)对于短行程,与 0.9H 电感串联时,阻抗可能为 $8\text{k}\Omega$; (b)对于长行程,与 2.8H 电感串联时,阻抗可能为 $17\text{k}\Omega$ 。图 4.45(b)示出在给定速度下,磁心位移与输出电压之间的关系。

将线速度变送器用于速度测量依赖的是作为初级传感器的质量-弹簧系统[图 1.10(a)]。我们利用图 4.45(a)中的线速度变送器来测量质量的速度 \dot{x} 。根据式(1.57),该系统具有高通响应。应当指出,利用这种方法,我们可以通过测量 \dot{x} 来

* LVT 为 linear velocity transducer 的缩写。——译者注。

测出 \dot{x}_i 。不过此时 \dot{x}_i 为绝对速度且可能涉及非常大的位移, 而 \dot{x}_r 则是相对速度, 所涉及的位移非常小。

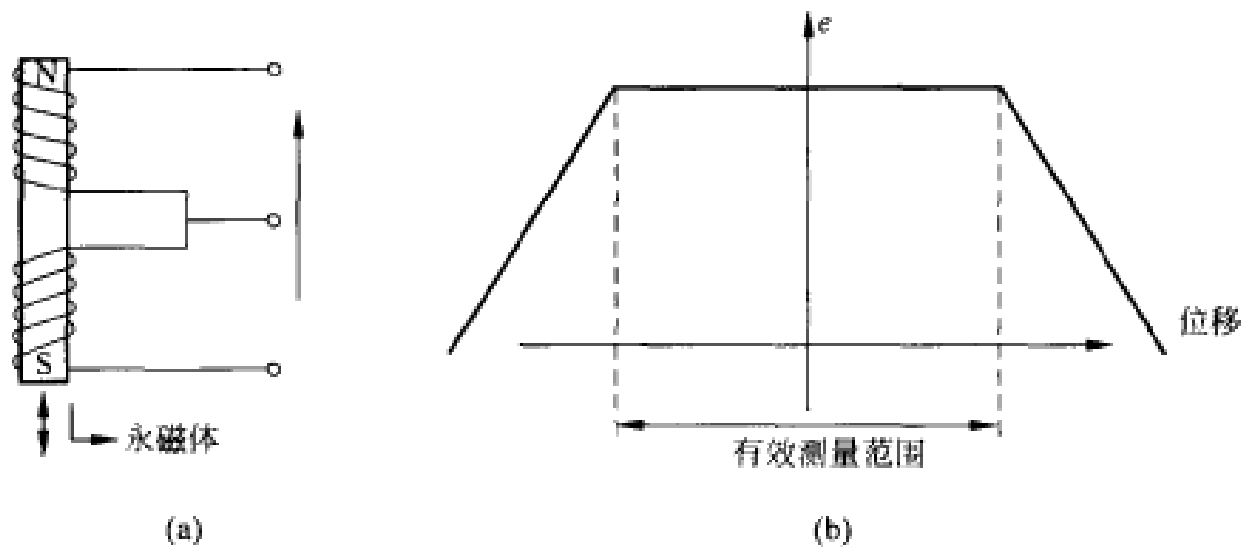


图 4.45 (a)可动磁心式线速度传感器。(b)当磁心以恒定速度移动时, 输出电压随磁心位移而变化。

4.3.1.3 探测线圈式磁强计

探测线圈或感应线圈式磁强计是基于法拉第定律的简单磁场传感器。它由围绕铁磁性磁心(圆棒)的线圈组成, 铁磁性磁心聚集磁力线以增加磁通密度, 如图 4.41 中所示。根据式(4.73), 输出电压取决于线圈数、磁心的相对导磁率、线圈面积和磁通变化速率。

探测线圈式磁强计没有直流响应, 但可以通过旋转传感器来检测直流磁场。某些探测线圈式磁强计采用空心结构(环形天线), 这类磁强计能提供比具有圆棒磁心的传感器更好的线性, 且能工作在更高的频率, 但灵敏度较低, 也很笨重(特别是对于低频), 从而限制了它们的空间分辨率。圆棒磁心由高磁导率的软磁材料, 如铁氧体、坡莫合金或非晶态玻璃合金制成。为防止电场影响输出电压, 将线圈用磁性导体进行屏蔽。

图 4.46 示出探测线圈式磁强计的等效电路^[25]。电感、电阻和绕组间电容随线圈圈数的增加而增大, 它们对频率响应造成了限制。静电屏蔽会增大 C 。对短路电流进行测量能消除电容的影响, 对于超过 R/L 的频率, 输出与磁场的频率无关。在远低于谐振的频率上, 开路电压等于感应电压, 因而与磁场的频率有关。因此, 电压检测适于低频和调谐频率磁场测量, 而电流检测适于从大约 10Hz 到 1MHz 的宽带测量。

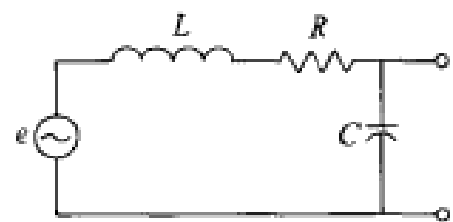


图 4.46 探测线圈式磁强计的等效电路。

探测线圈式磁强计广泛用于地球物理学中观察地球磁场的微脉动、油田勘探中的大地电磁测量以及电磁兼容性测试中对磁场的测量。

4.3.1.4 电磁流量计

电磁流量计借助于在由两个外部线圈建立的激励磁场内部流动的导电的、非磁性液体进行工作。因此,由式(4.73)得到的微小感应电压(1m/s时为1mV)可以利用相对于流动方向和磁场呈 90° 放置的两个电极进行检测,如图4.47所示。

只有当速度分布相对于流动轴线呈对称分布以及在包含电极的横截面中磁场是均匀一致时,输出电压才与液体流量成正比。输出电压与速度分布的依赖关系取决于电极尺寸。原则上,电极尺寸越大,系统的工作性能越佳。为了防止电极弄脏和受损坏,可以用绝缘材料将它们罩住,因而导致与液体的电容耦合和更大的输出阻抗。此外,它们也可以用超声波从外部进行清洗。为使测量真实可靠,管道必须完全填满。

管道必须采用非金属和非磁性材料,以保证激励磁场不发生畸变,管道必须有带耐磨损材料的内衬。内衬还须呈电绝缘,以免使电极检测出的感应信号短路。所用的一些衬里材料有聚四氟乙烯、聚氨酯、氯丁橡胶、橡胶和陶瓷。电极采用埋头安装方式,材料可以使用不锈钢、铂铱合金、钛或钽。

激励磁场的大小为若干特斯拉,可以采用直流或交流磁场。交流磁场能避免在电极中产生电化问题和在电引线的连接处出现热电干扰。但是,若激励磁场的供电电流为正弦电流(如来自60Hz电源),则变化的磁场自身会在包括由电极引线和液体形成的导电回路在内的任何导电回路中感应出寄生电压。这个问题的解决办法是向激励磁场提供方波或梯形波,然后,只在磁场为恒定的期间测量电极上的感应电压。某些电磁流量计在电源频率的若干分之一的频率处利用脉动磁场,并对脉冲之间的零输出进行校准。

这个测量原理只适用于流动的液体为导电的和非磁性的情况。 $100\mu\text{S}/\text{m}$ 的电导率已足够高,某些电磁流量计适用于 $\sigma=0.05\mu\text{S}/\text{m}$ 的酒精,对碳氢化合物或气体则不起作用。输出与液体、密度、粘滞度或温度无关。这一方法不受外界干扰,特别适于废水、腐蚀性液体或带有悬浮固体物质(如残渣)的液体。它还用于制药业和食品业以及开胸外科手术期间的血液流动测量和人工肾中。Measurements & Control杂志每年4月号都要刊登电磁流量计的制造厂商。

4.3.2 霍耳式传感器

当载流导体或半导体处于与电流相垂直的磁场中时,在其两端将产生电位差。

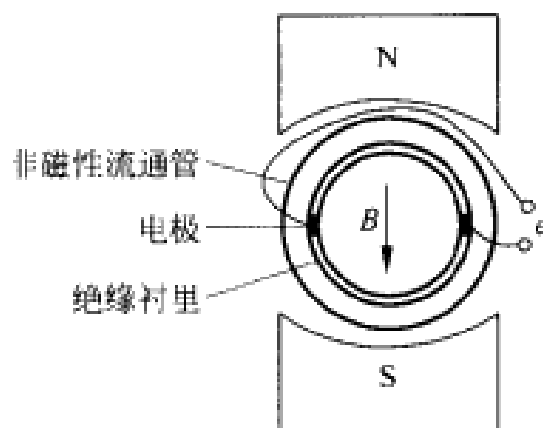


图4.47 在电磁流量计中,磁场是垂直方向,输出电场是水平方向,流动方向是从外进入页面。

这一现象称为霍耳效应。1879年,霍耳(Edwin H. Hall)在金中发现了这一效应。

图 4.48 针对半导体示出所产生的电压的方向,它取决于多数载流子的类型。洛伦茨力 F 作用在这些载流子上, $F = q\mathbf{v} \times \mathbf{B}$, 其中, $\mathbf{v} = \mu \mathbf{E}_L$, μ 是载流子迁移率, E_L 是纵向电场。载流子上的力导致表面上的电荷累积,从而形成横向电场,以致作用在载流子上的力与磁场施加的力相平衡。由于力的方向取决于多数载流子的电荷,故 p 型和 n 型材料霍耳电压的符号相反。

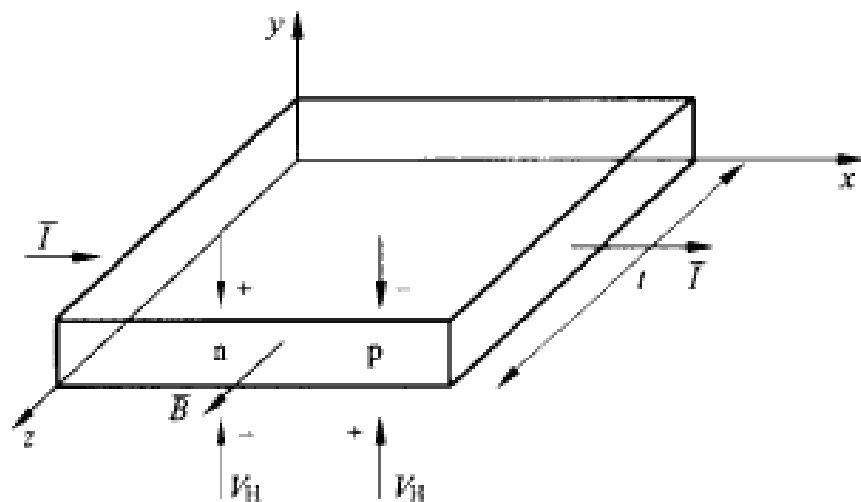


图 4.48 半导体中霍耳电压的方向取决于多数载流子的类型。

所产生的霍耳电压 V_H 取决于材料的厚度 t 、原电流 I 、外加磁场 B 和材料的电特性(电荷密度和载流子迁移率)。这些参数的依赖关系可以由霍耳系数 A_H 描述

$$A_H = \frac{V_H t}{IB} \quad (4.79)$$

上式表明,元件越薄,给定材料的电压越大,但元件的电阻也越大。

因此,只要物理量的大小能使磁通量 B 改变,上述原理用于测量物理量便十分简单。不过,式(4.79)描述的是理想情况。实践中,霍耳电压还取决于另一些因素,如机械压力 p 和温度 T 。对机械压力的依赖性(压敏电阻效应)主要是制造厂商在封装传感器时要考虑的一个因素,用户对此并不十分关心。

温度具有双重影响。一方面,它会影响元件的电阻,因此,若我们提供恒定电压,则“偏流” I 将随温度而变,这将改变输出电压 V_H 。所以,最好是提供恒定电流而不是恒定电压。另一方面,温度会影响多数载流子的迁移率,因而也影响灵敏度。如果这两个效应具有相反符号,便可能对它们进行补偿(参见习题 4.6)。尽管如此,为了减小自热,对供电电流加以限制还是很有必要的。

对精密应用的另一个限制因素是存在失调电压,这就是说,尽管电极的对中良好,即使在没有任何磁场的情况下也能出现电压输出。这种失调电压来源于结构的不精确性和材料的不均匀性。对于 12V 的供电电压,失调电压可能高达

100mV。某些传感器利用辅助控制电极来解决这个问题：当 $B=0\text{T}$ 时，辅助电极便注入零输出所需的电流。另一些传感器包含了具有相反偏流的两并联霍尔元件。还有一些传感器则采用斩波方法来降低失调电压(7.1.2节)。参考文献[26]讨论了霍尔式传感器设计中的一些问题和解决方法。

与其他磁场传感器相比，霍尔元件的优点是所产生的输出电压与被检测场的变化速率无关。相反，电感式传感器在磁通变化速率不大时将产生很小的输出。不过，霍尔式传感器的工作频率不能超过 1MHz。

与基于光发射体-探测器对形式的传感器相比，霍尔式传感器具有对某些环境条件(灰尘、湿度、振动)不敏感和特性不随时间变化的优点。在光电式传感器中，发射光随器件的老化而减弱。某些霍尔式传感器能承受达 200°C 和接近 0K 的温度。

由于霍尔式传感器是非接触式传感器，所以，当应用于移动检测时，它要比那些接触点会磨损且因跳火而变成干扰源的传感器更坚固。

霍尔式传感器采用的是半导体而不是金属，因为半导体的电导率比金属小，而载流子的漂移速度则比金属高，因而能产生较大的霍尔电压。此外，半导体的载流子迁移率还可以通过添加杂质进行控制，从而可能获得可重复的霍尔系数。由于霍尔效应只取决于载流子迁移率，所以没有由表面效应造成的扰动(像 PN 结和双极元件中那样)，因而它们很容易复现，且高度可靠。

霍尔元件所使用的材料包括 InSb(锑化铟)、InAs(砷化铟)、Ge(锗)、GaAs(砷化镓)和 Si(硅)。硅的优点是可以将信号调节电路安装在同一个芯片上，既能提供模拟输出，又能提供数字输出。然而，增加电子线路会限制温度范围。III-V 族半导体由于有较大的载流子迁移率而具有较高灵敏度。InSb 的灵敏度为 $1.6\text{V}/(\text{T} \cdot \text{mA})^{[27]}$ 。有一类霍尔式传感器集成电路能给出叠加在共模电压上的差动输出电压，而另一类霍尔式传感器集成电路则能给出叠加到静态输出电压(对应于 $B=0\text{T}$)上的单端输出。某些集成电路传感器含有稳压器，还有加装过压保护的集成电路传感器。数字式集成电路传感器包含施密特(Schmitt)触发器，且常常还包括集电极开路输出(图 4.49)。某些线性集成电路传感器还提供比例输出，

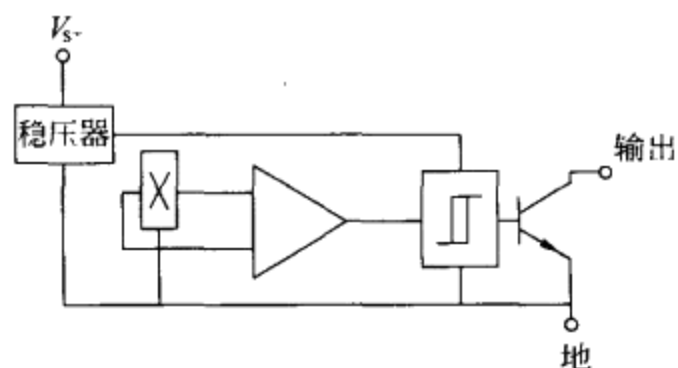


图 4.49 具有数字输出的霍尔式传感器的简化结构。

甚至提供可编程的灵敏度和其他参数。霍尔元件可以制成不同形状：长方形、蝶形(与中心区域内的磁通同心)以及能互换电极的对称截面。单片霍尔式传感器用于检测绝对磁场，而双片霍尔式传感器则用于检测经过每个极板的磁场之差。霍尔式传感器同样也有众多封装形式可供选择。

由式(4.79)可以推出，霍尔式传感器的一般应用是测量磁通密度(高斯计)。例如，应用在罗盘中，以及可以转换成电流与磁场的任何两个量的相乘，例如用于电功率测量(瓦特计)。它还能通过将霍尔元件放在开口环形磁心的隙缝内对电流强度进行测量，在此，磁心周围绕组上的电流将产生成比例的磁场。

然而，为了检测其他物理量，还需要另外的布置。其应用既可采用切换方式，也可采用直线方式，在汽车、飞机、家用电器、仪器设备和计算机键盘中已十分常见。例如，图 4.50 示出将霍尔式传感器用于移动测量和接近检测器的几种方法。在情况(a)的迎面移动工作方式中，移动导致永磁体与检测器之间距离的变化。如果霍尔式传感器切断电路起开关作用，便构成了接近检测器。情况(b)的侧移工作方式也用在接近

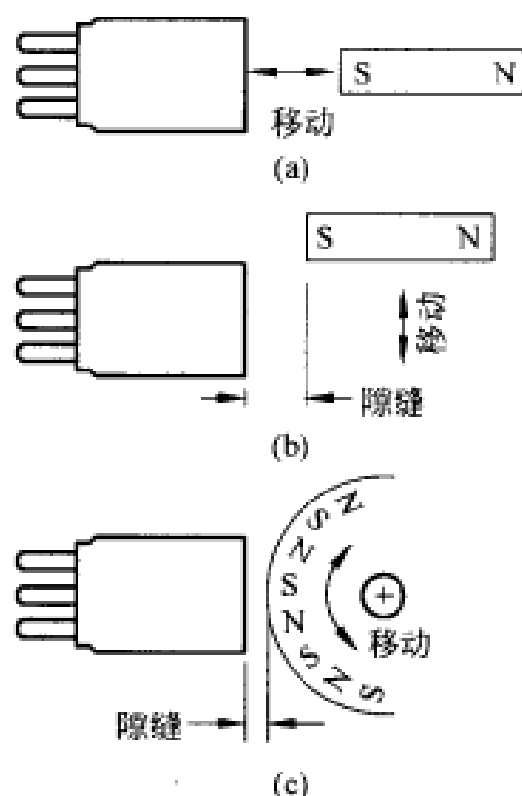


图 4.50 利用霍尔式传感器进行移动检测的各种形式。

检测器中。使用接近检测器的例子包括汽车座位上的安全带传感器、安全气囊弹射传感器、电动窗传感器、车门是否关紧传感器和冰箱门传感器。情况(c)的布置若采用切换传感器，则适于转速测量。在汽车点火系统中，铁磁性翼片能改变电路的磁阻，在此，永磁体和霍尔元件都固定不动。在用来测量角向位置的磁位计中，有一块永磁体围绕载流(电流从页面向外流动)固定霍尔元件的中心旋转，输出电压与垂直于电流的磁通密度因而与 $\sin\phi$ 成正比。在涉及永磁体的应用中，必须考虑如何防止吸引铁磁粉末。

由切换霍尔式传感器检测的磁通密度范围从 100mT 到 500mT。线性霍尔式传感器能给出 10V/T 左右的灵敏度。表 4.9 和表 4.10 列出两类霍尔式传感器的几种产品的相应特性。

表 4.9 几种数字霍尔式传感器的特性

参 数	A3421LKA ^a	HAL114SO-A ^b	HS-220-40 ^c
供电电压	4.5V~18V	4.5V~24V	4.5V~24V
供电电流	5.0mA~18mA	6mA~11mA	14mA ^e
工作点, B_{OP} ^d	16mT	2.13mT	15mT

续表

参 数	A3421LKA ^a	HAL114SO-A ^b	HS-220-40 ^c
释放点, B_{RP} ^d	-17.5mT	1.76mT	10mT
磁滞, B_{hys} ^d	33.5mT	0.37mT	2mT
输出吸收电流 ^e	30mA	20mA	—
工作温度	-40°C ~ +150°C	-40°C ~ +170°C	0°C ~ +70°C

^a Allegro Microsystems 公司产品。^b Micronas Intermetall 公司产品。^c Honeywell 公司产品。^d 在 25°C 时。^e 在 24V 时。

表 4.10 几种线性霍尔式传感器的特性

参 数	A3515LUA ^{a,b}	HAL400SO-A ^c	SS495B ^{b,d}
供电电压, V_s	4.5V ~ 5.5V	-12V ~ +12V	4.5V ~ 10.5V
供电电流	7.2mA ^e	14.5mA	7mA ^e
磁场范围	±80mT ^f	±75mT	±67mT
输出电压范围	0.2V ~ 4.7V	-0.3V ~ 12V	0.2V ~ V_s , -0.2V
灵敏度	50mV/mT	42.5mV/mT	31.25mV/mT
非线性误差	—	0.5%	输出范围的 1%
温度零点漂移	—	25μV/K(最大值)	±0.08%/°C
灵敏度漂移	2.5%(在 T_{max} 时) -1.3%(在 T_{min} 时)	—	+0.05%/°C
带宽	30kHz	10kHz	—
工作温度	-40°C ~ +150°C	-40°C ~ +150°C	-40°C ~ +150°C

^a Allegro Microsystems 公司产品。^b Micronas Intermetall 公司产品。^c Honeywell 公司产品。^d Ratiometric 公司产品。^e 在 5V, 25°C 时。^f 较强的磁场给出非线性输出, 但安全可靠。

习 题

- 4.1 为了测量起重机吊臂的倾斜, 在吊臂上安装了 LVDT, 并在 LVDT 的芯杆上连接 10kg 的重物。LVDT 被固定在吊臂上, 传感器的外框架与重物则用弹簧相连, 因此, 重物可以沿纵向滑动并拖拉 LVDT 芯杆, 如图 P4.1 所示。
- a. 假定重物 M 的摩擦系数为 μ , LVDT 的灵敏度为 100mV/(mm/V), 弹簧常数 $K=200\text{N/m}$ 。试导出当 LVDT 的初级绕组由 5V 有效值电压供电时, LVDT 的输出电压方程。对 μ 的值可以得出什么结论?

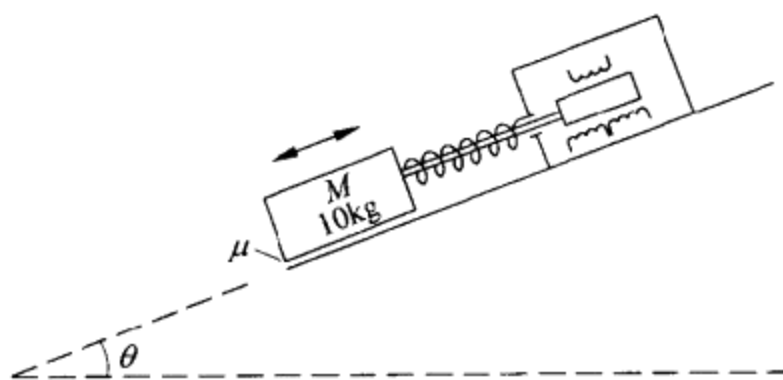


图 P4.1 LVDT 用于倾斜测量。

- b. 假定被测角 θ 的变化相当缓慢, 可以用 60Hz 的电源频率向初级绕组供电。规定 LVDT 在 2.5kHz 上的相移为零。当负载电阻为 100k Ω 时, 联系初级绕组和次级绕组的传递函数呈临界阻尼。试问当 LVDT 用 60Hz 激励时, 这个相移如何加以修正?
- 4.2 一个具有下列特性的 LVDT 用 400Hz 进行激励并在低达 20Hz 的频率上用来测量位移。如果两个反向串联的次级绕组的输出电压用输入阻抗为 100k Ω || 100pF 的装置进行测量, 试设计一个能在初级电压和输出电压之间给出零相移的校正网络。

型号	范围 /mm	电源频率 /Hz	灵敏度 /mV/(mm/V)	输入阻抗 / Ω	输出阻抗 / Ω	相移 /($^\circ$)
S40	2	60	72	72	1000	+75
		1000	274	325	4250	+6

- 4.3 某个能测量 $\pm 50\text{mm}$ 的 LVDT 在用 5V, 2kHz 激励时具有 250mV 有效值 FSO。在 2kHz 上, 初级绕组具有 350 Ω , +71 $^\circ$ 。计算当初级绕组用 12V(峰值), 20kHz 激励时的 FSO。假定模拟初级绕组阻抗的参数不随频率变化。
- 4.4 图 P4.4 所示电路用来通过分解器在恒定频率电压中引入相移。假定输出电压加到一个输入阻抗很高的装置上。为使输出幅度恒定不变即与转子位置无关, 试问 R 和 C 应满足什么条件? 此外, 相对输入-输出相移之间存在什么关系?
- 4.5 试推导用于交流转速计的式(4.77)(提示: 根据所得到的总转子电流求转子中单线环路内感应的电压和输出电压。然后, 考虑转子由 N 个环路组成并加上它们的贡献)。

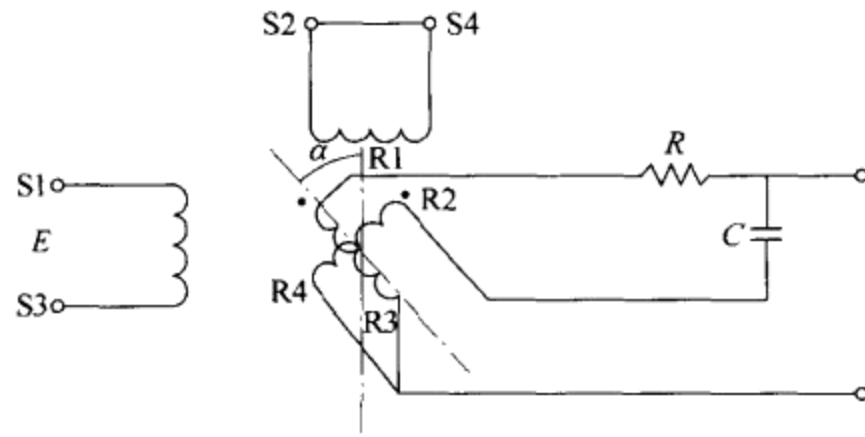


图 P4.4 基于分解器的移相器(针对恒定频率)。

- 4.6 某个霍尔传感器具有正的电阻温度系数 $\alpha = 0.6\%/^{\circ}\text{C}$ 和负的灵敏度温度系数 $\beta = -0.08\%/^{\circ}\text{C}$ 。图 P4.6 所示电路用来降低这些温度效应。如果运算放大器是理想放大器,为了补偿温度变化,试问电阻器必须满足什么条件?当传感器具有大约 700Ω 的内阻和要求 $5\text{V} \sim 10\text{V}$ 的供电电压时,试计算电路有关元件的数值。

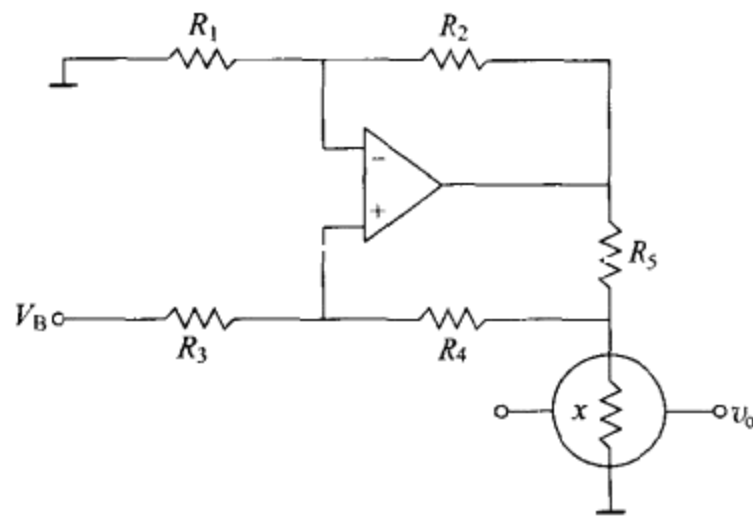


图 P4.6 霍尔式传感器中补偿温度干扰的电路。

参 考 文 献

- 1 L. K. Baxter. *Capacitive Sensors Design and Applications*. New York: IEEE Press, 1997
- 2 W. C Heerens. Application of capacitance techniques in sensor design. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **19**, 1986. 897~906
- 3 H. J. Wintle and S. Kurylowicz. Edge corrections for strip and disc capacitors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **34**, 1985. 41~47
- 4 D. G. W. Goad and H. J. Wintle. Capacitance corrections for guard gaps. *Meas. Sci.*

- Technol.*, 1, 1990. 965~969
- 5 F. N. Toth, D. Bertels and G. C. M. Meijer. A low-cost, stable reference capacitor for capacitive sensor systems. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **45**, 1996. 526~530
 - 6 R. V. Jones and J. C. S. Richards. The design and some applications of sensitive capacitance micrometers. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **6**, 1973. 589~600
 - 7 X. Li and G. C. M. Meijer. A novel smart resistive-capacitive position sensor. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **44**, 1995. 768~770
 - 8 R. A. Williams and M. S. Beck (eds.). *Process Tomography, Principles, Techniques, and Applications*. Boston MA: Butterworth-Heinemann, 1995
 - 9 R. D. Peters. Linear rotary differential capacitance transducer. *Rev. Sci. Instrum.*, **60**, 1989. 2789~2793
 - 10 S. D. Welsby and T. Hitz. True position measurement with eddy current technology. *Sensors*, **14**, November 1997. 30~40
 - 11 Chen Huai-ning. An investigation of microweighing with an eddy current transducer. *Rev. Sci. Instrum.*, **59**, 1988. 2297~2299
 - 12 E. E. Herceg. *Handbook of Measurement and Control*. Pennsauken, NJ: Schaevitz Engineering, 1976. Fourth printing, 1986
 - 13 S. C. Saxena and S. B. Lal Seksena. A self-compensated smart LVDT transducer. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **38**, 1989. 748~753
 - 14 Y. Kano, S. Hasebe, C. Huang, and T. Yamada. New type linear variable differential transformer position transducer. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **38**, 1989. 407~409
 - 15 G. S. Boyes (ed.). *Synchro and Resolver Conversion*. Surrey, UK: Memory Devices Ltd., 1980
 - 16 G. Hinz and H. Voigt. Magnetoelastic sensors. Chapter 4 in: R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
 - 17 D. Nyce. Magnetostriction-based linear-position sensors. *Sensors*, **11**, April 1994. 22~26
 - 18 G. Rauscher and C. Radloff. Wiegand and pulse-wire sensors. Chapter 8 in: R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, and J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
 - 19 D. Dlugos. Wiegand effect sensors theory and applications. *Sensors*, **15**, May 1998. 32~34
 - 20 P. Ripka. Review of fluxgate sensors. *Sensors and Actuators A*, **33**, 1992. 129~141
 - 21 W. Bornhöfft and G. Trenkler. Magnetic field sensors; flux gate sensors. Chapter 5 in: R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John

- Wiley & Sons), 1989
- 22 J. Clarke. Principles and applications of SQUIDS. *Proc. IEEE*, **77**, 1989. 1208~1223
 - 23 H. Koch. SQUID Sensors. Chapter 10 in: R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
 - 24 R. L. Fagaly. Superconducting sensors: instruments and applications. *Sensors*, **13**, October 1996. 18~27
 - 25 G. Dehmel. Magnetic field sensors; induction coil (search coil) sensors. Chapter 6 in: R. Boll and K. J. Overshott (eds.), *Magnetic Sensors*, Vol. 5 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1989
 - 26 R. S. Popovic. Hall-effect devices. *Sensors and Actuators A*, **17**, 1989. 39~53
 - 27 B. Drafts. Understanding Hall effect devices. *Sensors*, **14**, September 1997. 72~74, 77

第 5 章

变抗式传感器的信号调节

为了从电容或电感的变化中获得有用信号,我们至少需要供传感器使用的交流激励电压或电流,以及检测由被测对象引起的变化的具体方法。如果预定应用包括 ADC(模数转换器),则 ADC 的输入信号必须是直流且处在标准幅度范围。

本章将介绍几种用来连接变抗式传感器的电路,其内容与第 3 章相呼应,但这里强调了用交变电压工作所带来的一些新概念(如相干检波),而不再重复与直流测量中相类似的一些概念,如与干扰有关的概念。同时,也能应用于电阻式传感器的可变振荡器将在 8.3 节中加以分析。

来自想用作角度测量的可调变压器传感器的信号可以通过专用转换器进行数字化,这一内容在 ADC 书籍中一般不予介绍。为此,本章中将对这类转换器进行讨论。

5.1 问题和解决方案

测量信号的最终应用形式包括直接模拟表示、变换成数字信号、变换成可变频率信号、电压遥测和电流遥测。

变抗式传感器可以由以下几种情况构成:单一变化电容或电感($C_0 \pm \Delta C$ 或 $L_0 \pm \Delta L$)、变化电感加上参考电感($L_0 \pm \Delta L, L_0$) (例如,涡流式接近检测器中的情况)、差动电容或电感($C_0 + \Delta C, C_0 - \Delta C; L_0 + \Delta L, L_0 - \Delta L$) 或给出调幅信号的可调变压器(例如 LVDT、自动同步器和分解器)。

所有上述传感器的信号调节电路必须包含一个激励交变电流的电源。电容式传感器的电容通常小于 100pF。因此,电源频率必须处在 10kHz~100MHz 范围,以使电路阻抗有一个合理的值。为了避免因电源的高输出阻抗带来的容性干扰,我们常常用屏蔽电缆连接电容式传感器。但这会增加一个与传感器相并联的电容,从而降低灵敏度和线性。此外,电缆导体与绝缘介质之间的任何相对移动都可

能增大误差。常用的解决办法是使电子线路尽可能靠近传感器,因而可以采用短电缆甚至刚性电缆,以及采用有源屏蔽技术或阻抗变换器。参考文献[1]中对测量小电容的各种方法进行了比较评定。

当测量系统要求将所有信号转换成直流电压时,对于工作在交变频率上的传感器,可供选择的方案包括峰值检波、有效值(rms)测量和最常用的整流之后的平均值计算(5.2节)。

从变抗式传感器获得电信号的常用方法就是应用欧姆定律。阻抗的变化可以通过在被测阻抗上施加恒定交流电压时测量电流的变化的途径进行检测,也可以通过恒定交变电流激励时测量阻抗两端压降变化的途径进行检测。

对于任何一个阻抗,我们将品质因数 Q 定义为在给定频率上的电抗除以电阻。将欧姆定律直接应用于 Q 值不很高的传感器意味着要对输出信号的两个分量,即与电源同相的分量和与电源信号呈 90° 相移(正交)的分量进行测量。然而,只有同相信号才携带被测对象的信息。此外,实际阻抗变化往往很小,杂散电容往往会干扰待测的变化。因此,电抗测量技术必须考虑到这些问题。

图 5.1(a)所示电路将恒流源方法应用到基于平行板电容器极板间距离变化的电容式位移传感器上。当电容按式(4.4)变化时,得到

$$C_x = \epsilon \frac{A}{d(1+x)} = \frac{C_0}{1+x} \quad (5.1)$$

如果假定运算放大器是理想放大器且将 R 忽略不计,则输出电压为

$$v_o = -v_c \frac{Z_x}{Z} = -v_c \frac{C}{C_0}(1+x) \quad (5.2)$$

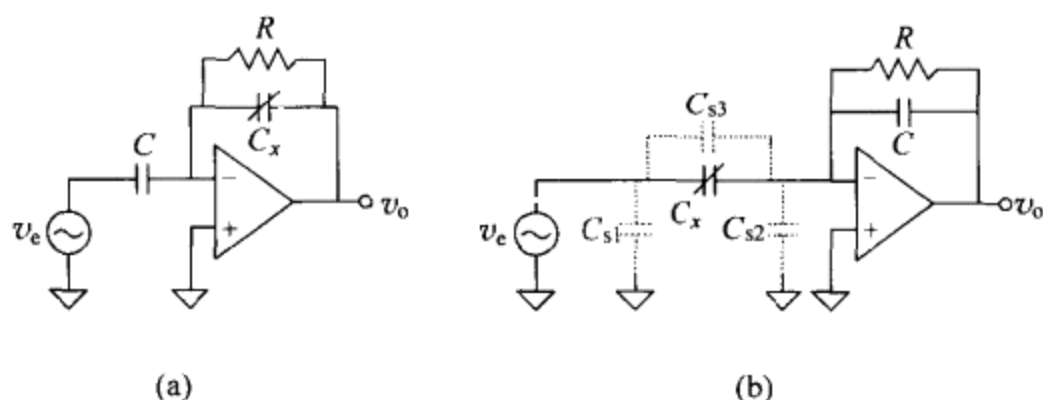


图 5.1 对单一电容式传感器进行信号调节获得线性输出。(a)用于具有线性导纳变化的传感器。(b)用于具有线性阻抗变化的传感器。电阻提供偏流路径。

因此,输出电压与被测距离成比例,尽管电容量与距离之间呈非线性关系。增加 R 是为了对运算放大器加偏置, R 应远大于在激励频率上的传感器阻抗。与 C_x 并联的任何杂散电容都会带来输出误差。因此,必须对与电容器极板相连的引线进行屏蔽,以便减小杂散电容。

图 5.1(b)所示称为电荷放大器(7.3 节)的电路将恒定电压加到传感器上,并通过将恒定电压变换成跨接在 C 两端的电压来测量所得到的电流。忽略 R (运算放大器偏置)和杂散电容 C_{s3} 时,输出电压为

$$v_o = -v_e \frac{C_x}{C} \quad (5.3)$$

因此,输出电压与传感器电容成比例。应当指出,杂散电容 C_{s1} 和 C_{s2} 并不影响输出。 C_{s1} 与电压源并联。由于有运算放大器,所以 C_{s2} 两端处于相同电位。尽管如此,大的 C_{s2} 可能引起振荡。对传感器引线进行屏蔽能降低 C_{s3} 。

例 5.1 图 E5.1 示出用于图 E4.2 所示差动电容式传感器的信号调节器。 C_1 和 C_2 是可变电容器, C_3 是固定电容器。激励电压为 10V(峰值),10kHz 方波。利用例 4.2 对传感器电容的结果,设计 C_4 和 R ,使输入位移为 +50mm ~ -50mm 时输出范围为 +1V ~ -1V。

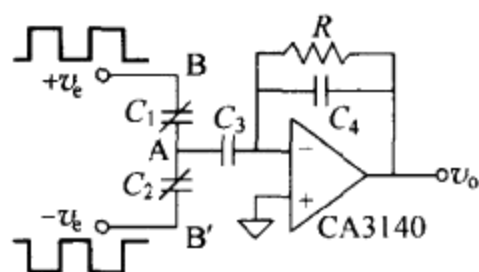


图 E5.1 用于图 E4.2 中的差动电容式传感器的信号调节器。

由于 R 仅仅是对运算放大器加偏置,故我们将不予考虑。输出电压为

$$v_o = -v_A \frac{C_3}{C_4}$$

式中, v_A 是可动(滑动)电极上的电压。在这个电极上,基尔霍夫(Kirchoff)电流定律给出

$$j\omega C_1 (V_e - V_A) = j\omega C_3 V_A + j\omega C_2 (V_e + V_A)$$

$$V_A = V_e \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + C_3}$$

由例 4.2 有

$$C_1 = C_{AB} = \epsilon_0 \frac{w}{d} \left[\frac{h}{2} + \frac{z}{L} (h - 2q) \right]$$

$$C_2 = C_{AB'} = \epsilon_0 \frac{w}{d} \left[\frac{h}{2} - \frac{z}{L} (h - 2q) \right]$$

$$C_3 = \epsilon_0 \frac{wh}{d}$$

将以上表示式代入 v_A 和 v_o 的表示式,得

$$v_o = -v_e \frac{C_1 - C_2}{2C_4} = -v_e \frac{\epsilon_0 w}{d} (h - 2q) \frac{x}{L} \frac{1}{C_4}$$

为了得到 $FSO = 1V$, 要求

$$(10V) \epsilon_0 \frac{w}{d} \frac{h - 2q}{L} x_{\max} \frac{1}{C_4} = 1V$$

对于 $w = 8\text{mm}$, $d = 0.5\text{mm}$, $h = 10\text{mm}$ 和 $q = 1\text{mm}$, 可以得到 $C_4 = 5\text{pF}$ 。

为了使 R 不影响输出波形, 我们可以将它的阻抗选择为激励频率处 C_4 阻抗的 10 倍, 因而包含大约 0.5% 的幅度误差和 6° 相移。因此, 要求 $R = 33\text{M}\Omega$ 。运算放大器应具有场效应晶体管 (FET) 输入级, 否则, 偏流将形成大的失调电压, 从而减小输出信号的动态范围。

分压器是连接变抗式传感器的另一个解决方案。但是, 包含具有线性阻抗变化 $Z_0(1+x)$ 和固定阻抗 $Z = Z_0$ 的传感器的分压器 [图 5.2(a)] 将给出下列输出电压:

$$v_o = v_e \frac{Z_0(1+x)}{Z_0 + Z_0(1+x)} = v_e \frac{1+x}{2+x} \quad (5.4)$$

v_o 相对于 x 呈非线性。与传感器并联的杂散电容将产生输出误差。然而, 对于差动传感器 [图 5.2(b)], 有

$$v_o = v_e \frac{Z_0(1+x)}{Z_0(1-x) + Z_0(1+x)} = v_e \frac{1+x}{2} \quad (5.5)$$

这时, 输出随 x 呈线性变化, 尽管存在着在 $x \ll 1$ 时具有相当大幅度的常数项, 亦即输出包含有激励电压 v_e 。如果 x 的频率分量远高于直流, 但远低于激励频率, 这个激励电压输出分量便可滤除掉。不过, 这种情况很少发生。应当指出, 分压器能消除两个传感器元件中引起相乘误差的干扰, 如因湿度引起的线圈电阻的温度系数或介电常数的变化。

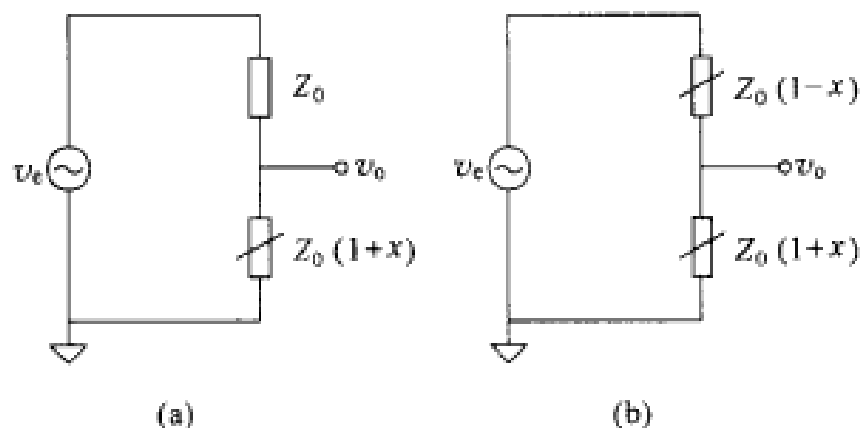


图 5.2 (a) 对于单个传感器, 分压器给出非线性输出, 但 (b) 对于差动传感器给出线性输出。

5.2 交流电桥

5.2.1 灵敏度和线性

消除分压器输出[式(5.4)和式(5.5)]中出现的常数项的传统解决方法是采用电桥电路。由于电桥包含了电抗,所以必须用交变电流或交变电压供电。当电桥只包含一个其阻抗随被测对象呈线性变化的传感器时, $Z_1 = Z_0(1+x)$ [图 5.3(a)]和 $Z_0 = Z_2 = Z_3 = Z_4$,输出电压为

$$v_o = v_e \frac{x}{2(2+x)} \quad (5.6)$$

上式表明,输出电压与 x 呈非线性关系。但对放置在相邻臂内的差动传感器,即图 5.3(a)中的 $Z_2 = Z_0(1-x)$,输出电压为

$$v_o = v_e \frac{x}{2} \quad (5.7)$$

因此, v_o 与 x 成正比。此外,与分压器(和直流电桥,3.3.4 节)一样,这个电路能消除对两个传感器元件同时出现的一些变化(如由温度引起的变化)。这就使交流电桥成为对差动传感器最富有吸引力的解决方案。

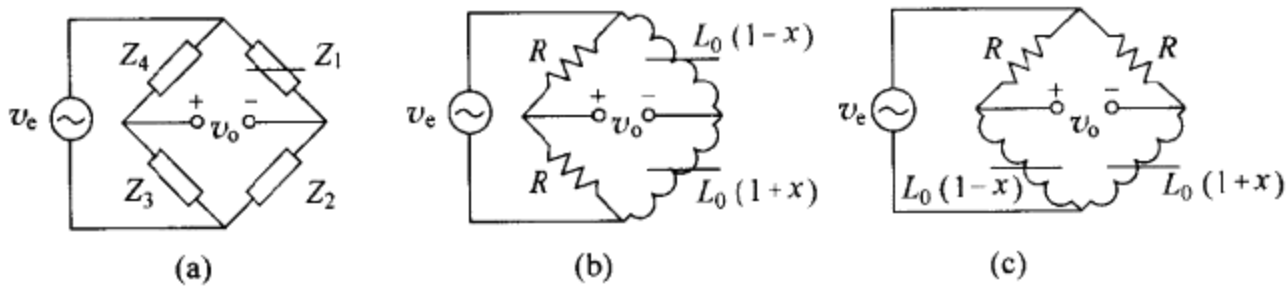


图 5.3 (a)采用一个电抗性传感器的普通交流电桥。(b)有电阻臂和差动电感式传感器的线性交流电桥。(c)有电阻臂和差动传感器的交流电桥,它以降低线性为代价使灵敏度提高 1 倍。

依据传感器的类型来选择未被传感器占据的余下两个桥臂的阻抗。对于差动电感式传感器来说,可以利用电阻器,因为它们具有中、低大小的阻抗。只要传感器线圈的电阻性损耗很小(高 Q),传感器电阻的变化便可忽略不计,图 5.3(b)的电路将给出线性输出。图 5.3(c)所示电路的灵敏度提高了 1 倍,但输出呈非线性。

由于单个差动电容式传感器具有大的阻抗,所以在余下的桥臂中使用电阻器会因为对地的寄生阻抗(这个阻抗可能与电阻器相接近或者更低)而产生显著误差。利用两个具有精确绕组比和中心抽头的强耦合电感臂的电桥,能减小杂

散电容引起的误差。这类电桥称之为布卢姆莱因(Blumlein)电桥或变压器电桥^[2]。

变压器电桥由带中心抽头的变压器[图 5.4(a)]或自耦变压器[图 5.4(b)]构成。这种变压器结构具有能形成电桥的两个固定臂的三个接线端。若装置 1 是振荡器(用于电桥激励),则可以将变压器和检测器(装置 2)接在(差动)传感器与变压器中心接线端之间。相反,若将激励振荡器作为装置 2,而将检测器作为装置 1,便得到通常称为变流器的电流比较器。

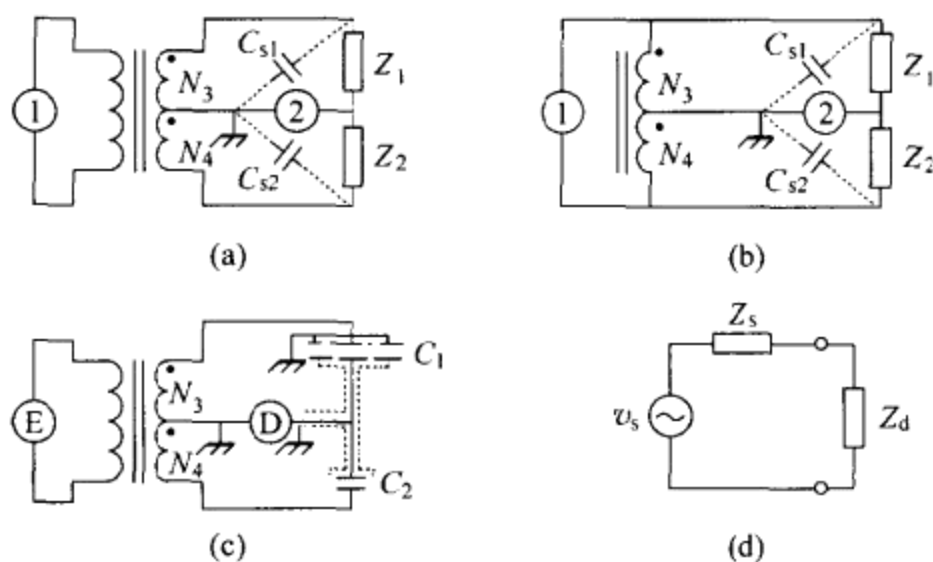


图 5.4 布卢姆莱因电桥:(a)利用变压器。(b)利用自耦变压器。振荡器和检测器可能是装置 1 或 2。(c)用于被保护的传感器的屏蔽连接。(d)与检测器相连的电桥的等效电路。

对于电容式传感器的调节。变压器的中心抽头一般都接地。这样一来,对地的杂散电容 C_{s1} 和 C_{s2} 对电桥平衡的影响便可忽略不计。这是因为在变压器中,线圈数 N_3 和 N_4 决定了 Z_1 和 Z_2 两端的电压比。等效电压发生器的输出阻抗与杂散电容的输出阻抗相比非常小。在平衡变流器中,磁心的磁通密度为零,因此,电容 C_{s1} 和 C_{s2} 两端没有压降,因而不产生影响。这种对杂散电容的不敏感性使我们在即便有非常大的杂散电容时,也能检测很小的电容量变化。参考文献[3]报道了当存在 1nF 杂散电容时,对一个 50pF 电容器变化 0.1fF 的检测。图 5.4(c)示出在变压器电桥中如何将传感器与两个保护环及屏蔽引线相连。保护环可以将边缘电容减至最小。屏蔽电缆的电容能减小检测器的等效输入阻抗,但不影响传感器电容 C_1 或参考电容器的电容 C_2 。

变压器电桥的另一个优点是电压比或电流比几乎不随时间和温度而变化,因为它只取决于 N_3/N_4 。此外,在变压器中安置中间抽头能使比值 N_3/N_4 在很宽的数值范围内极精确地变化。尽管如此,变压器特性在高于 100kHz 时会变坏。利用机械方式调节电容器或利用可切换的电容器阵列对电桥调零非常不方便。对

于涉及静态物理量的实验室测量,手动调零则是可以接受的。

三绕组变压器可以在振荡器与检测器之间提供隔离,这样就能将它们在不同的部位接地,而无需进行差动测量。

图 5.4(d) 示出变压器电桥的等效电路,其中, Z_d 是检测器的输入阻抗, v_s 和 Z_s 分别是戴维宁等效源电压和等效源阻抗。对于 $N_3 = N_4$ 的变压器,线圈阻抗是如此之小,以致有 $Z_s = Z_1 \parallel Z_2$ 和

$$v_s = v_e \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1} - \frac{v_e}{2} = \frac{v_e}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (5.8)$$

由于 Z_s 与传感器有关,故为了获得线性结果,仅有线性 v_s 是不够的,还必须考虑检测器的输入阻抗。

假定传感器的阻抗变化呈线性,例如,偏巧对基于极板间隔变化的差动电容式传感器,由式(4.4)有 $Z_1 = Z_0(1-x)$, $Z_2 = Z_0(1+x)$ 。因此, $Z_s = Z_0(1-x^2)/2$ 。若检测器的输入阻抗很高,则检出的电压为

$$v_d = v_s = v_e \frac{x}{2} \quad (5.9)$$

上式呈线性。然而,电桥输出与地之间的杂散电容将降低检测器的输入阻抗。

作为对比,对基于有效极板面积变化的差动电容式传感器,由式[4.19(a)]和[4.19(b)],有 $Z_1 = Z_0/(1-x)$, $Z_2 = Z_0/(1+x)$ 。由式(5.8),电桥的输出电压为 $v_s = -v_e x/2$ 和 $Z_s = Z_0/2$ 。因此,最好是利用低输入阻抗的检测器,因为这将给出

$$i_d = -\frac{v_e}{Z_0} x \quad (5.10)$$

上式随 x 呈线性变化。如果检测器具有低输入阻抗,则电桥输出端与地之间的杂散电容便不会影响系统。

变流器的对应公式要复杂得多,它揭示出电容式传感器可能引起谐振^[4]。这使变流器不太受重视,所以它们主要用于差动电感式传感器。差动电感式传感器的阻抗非常高,以致必须考虑杂散电容,而它们的影响则可借助变压比电桥来消除。

交流电桥也可用于电阻式传感器,以避免直流放大器中的漂移和低频噪声(7.1.1节)以及来自寄生热电偶的热电动势干扰(6.1节)。基于电解质的电阻式传感器必须用交流供电,因为直流供电会产生电解。附着到旋转部件上的传感器(例如轴杆上的应变片)可以通过经由旋转变压器的交流电压供电(图 5.5),因而避免会引起干扰并降低可靠性的滑环和电刷。

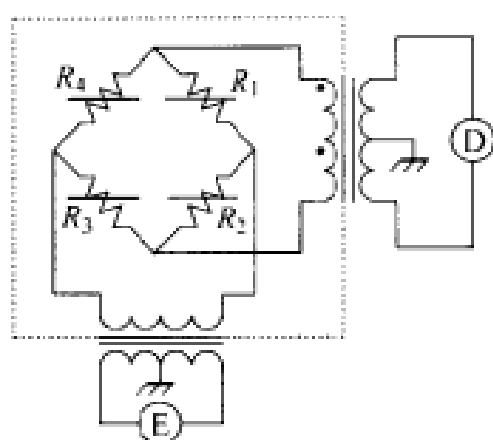


图 5.5 轴杆(虚线)内带有激励(E)和通过旋转变压器耦合的检测器(D)的电阻式传感器电桥。

5.2.2 电容性电桥的模拟线性化

至于电阻电桥,即使传感器呈线性,包含单一传感器的交流电桥也会给出非线性输出。准电桥保留了消除干扰和进行比值测量的优点,而且还可以提供线性输出。它们的构成比变压器电桥简单,已普遍应用于电容式传感器。

当传感器是单一电容器时,图 5.6(a)所示电路即便选择可能改变电容的参数亦能给出线性输出。输出电压为

$$v_o = v_e \frac{Z_3/Z_4 - Z_2/Z_1}{1 + Z_3/Z_4} \quad (5.11)$$

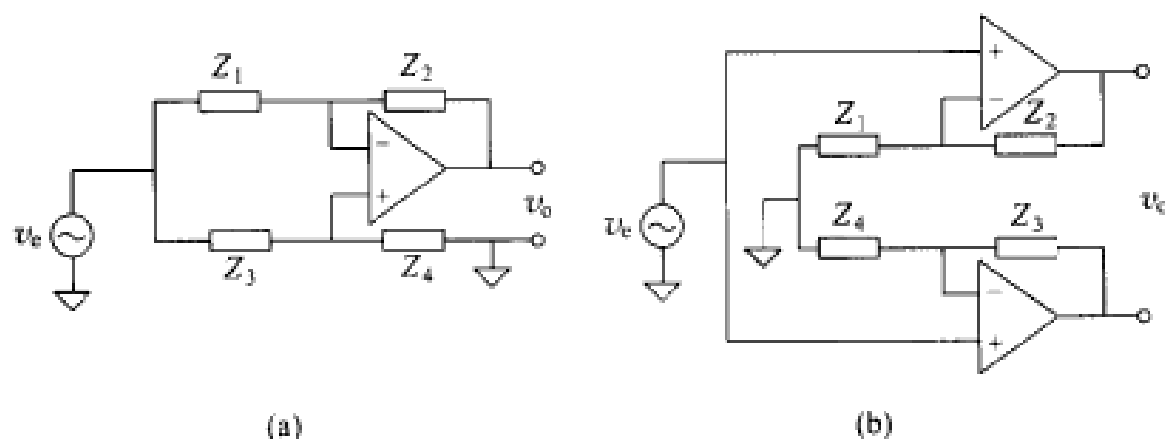


图 5.6 电容式准电桥。(a)用于单一电容式传感器。(b)用于差动电容式传感器。在第二种情况下,输出电压是差动电压。

当被测对象改变极板间隔时,传感器必须安放在 \$Z_2\$ 处。当介电常数或面积改变时,传感器必须安放在 \$Z_1\$ 处。在两种情况下,输出均呈线性,如式(5.7)和(5.9)所示。\$Z_3\$ 和 \$Z_4\$ 可以采用电阻器。由于 \$Z_1\$ 和 \$Z_2\$ 均为电容器(一个是固定电容器,另一个是可变电容器——传感器),故必须用一个电阻器与 \$Z_2\$ 并联,以对运算放大器提供偏流。这个电阻器应足够大,使之不致改变式(5.11)中的输出电压。

图 5.6(b) 示出能提供差动输出的另一个解决方案

$$v_o = v_e \left(\frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_3}{Z_4} \right) \quad (5.12)$$

Z_1 和 Z_4 形成差动电容器, 电容器的一个电极可以接地, 从而使屏蔽简化 (5.2.4 节)。如果被测对象使电介质或电极面积改变, 则输出电压 v_o 将随 x 呈线性变化。若被测对象使极板距离改变, 则 (单个) 传感器可以安放在 Z_2 或 Z_4 处。为运算放大器提供偏流所加的电阻器或用来稳定运算放大器所需要的电阻器在它们相匹配以前不会影响输出。

为了使分析推导出的式 (5.11) 和 (5.12) 反映实际情况, 图 5.6 所示运算放大器在工作频率上必须具有足够高的增益。习题 5.2~5.5 介绍了另一些准电桥。

5.2.3 交流放大器和电源去耦

目前所提供的运算放大器性能使我们很容易用单级放大器将 10MHz 信号放大 10 倍。这些特性对大多数交流放大器已足够满足要求。因此, 在大多数应用中使用廉价元件就可以了。

由于交流电桥比例臂的中心接线端一般都接地, 所以, 其中一个输出信号接线端也接地。因此, 与直流电桥的情况不同, 这里无需使用差动放大器。将反相放大器 [图 5.7(a)] 用作图 5.4(d) 所示电路的检测器具有下列优越性: 输出信号与同电桥输出端并联的任何寄生电容 Z_p 无关, 因为运算放大器的反相输入端处于虚假接地。

另一方面, 若假定运算放大器具有下列有限微分增益:

$$A_d = A_{d0} \frac{f_s}{f_s + jf} = \frac{f_T}{f_s + jf} \quad (5.13)$$

则对电路进行分析的方程为

$$\frac{V_o - V_n}{Z} = \frac{V_n - V_s}{Z_s} \quad (5.14)$$

$$V_o = A_d(0 - V_n) \quad (5.15)$$

于是得到

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{Z/Z_s}{1 + \frac{1}{A_d \beta}} \quad (5.16)$$

式中 $\beta = Z_s / (Z_s + Z)$ 。因此, 放大的电压与 v_s 和 Z_s 有关, 这可能导致对被测对象的非线性依赖关系, 即使源电压 v_s 随被测对象呈线性变化也是如此。

图 5.7(b) 所示同相放大器正好表现出相反特性, 亦即寄生阻抗会影响放大的信号, 因为同相输入端的电压为

$$V_p = V_s \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (5.17)$$

而运算放大器的输出为

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \frac{Z_2 + Z_1}{Z_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d \beta}} \quad (5.18)$$

然而,若 Z_p 足够高,则 v_o 与 Z_s 无关。因此,若 v_s 随 x 呈线性变化,则 v_o 也呈线性变化。

对基于电流反馈运算放大器(CFA)的同相放大器^[5,6],方程为

$$I_n = \frac{V_s - V_o}{R_2} + \frac{V_s}{R_1} \quad (5.19)$$

$$V_o = I_n Z_T \quad (5.20)$$

式中, Z_T 是开环互阻抗,我们利用 R_1 和 R_2 代替 Z_1 和 Z_2 ,因为 CFA 的反相输入端应表现为电阻性阻抗,以保证电路的稳定性。输出电压为

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{Z_T/R_2}} \quad (5.21)$$

因此,若 $Z_p \gg Z_s$,则 v_o 也与 Z_p 无关。

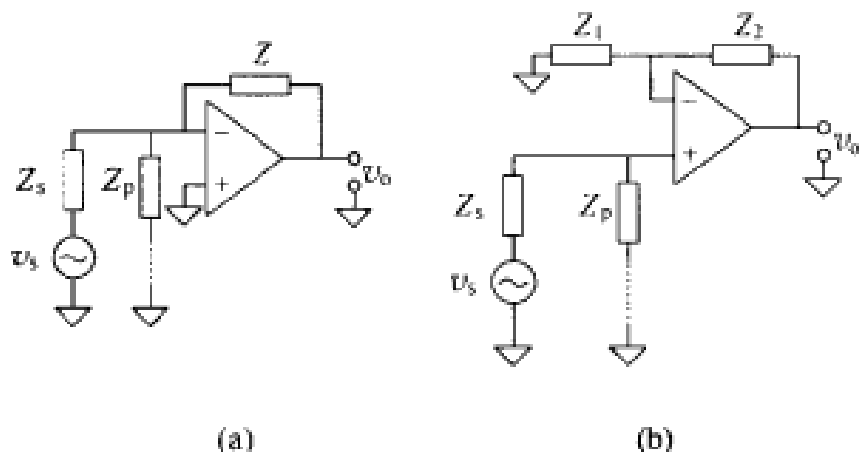


图 5.7 用于交流电桥和分压器的(a)反相放大器和(b)同相放大器。

对于反相放大器和同相放大器,我们可以对阻抗进行选择,以获得适合于被放大信号的有限通带并减小噪声带宽(7.4节)。例如,若 Z_1 是与电容器串联的电阻器,则在低频处,由于电容器阻抗的增加,增益将要降低。若 Z_2 是与电容器并联的电阻器,则在高频频处由于电容器阻抗的减小,增益将要降低。

若电路的等效输出信号是差动信号,则可以利用如图 3.34 所示的仪表放大器。该类放大器的增益常常用式(5.13)表示。

在交流频率上工作需要考虑限制运算放大器和仪表放大器性能的一些参数。首先,式(5.16)、(5.18)和(5.21)表明,采用运算放大器的电路的实际增益取决于开环增益或在激励频率上的互阻抗。由于来自变抗式传感器的信号为窄带信号,故降低的增益可通过对增益进行校正予以修正。注意,根据式(5.16)和(5.18),电

压反馈放大器对于大的闭环增益将给出较大增益误差。然而,式(5.21)表明,电流反馈放大器的增益取决于 R_2 ,而与闭环增益无关。仪表放大器的数据表规定的是它们的实际增益——带宽特性。

集成电路放大器的交流输入阻抗远低于直流值,这是由于输入电容所造成的。只考虑单个元件,输入电容就可能超过 3pF 。在 1MHz 上,这意味着阻抗约为 $50\text{k}\Omega$ 。插座、电路布局和连接电缆会进一步降低这个值。

另一些限制来源于无源元件,特别是电阻器中的寄生电容。例如,在图 5.7(b)中,若 $R_2 = 1\text{M}\Omega$,则仅仅一个与之并联的 $C = 1\text{pF}$ 便将 -3dB 带宽减小到 160kHz ,即使运算放大器具有较大的带宽也是这样。因此,我们必须避免使用大数值的电阻器并减小寄生电容。

图 5.7 中反相接线端与地之间的杂散电容 C_1 可能因负反馈环内的相移而引起振荡。为了补偿这个延迟, R_2 常常故意用电容器 C 并联,以使 $R_1 C_1 = R_2 C$ 。然而, C 将限制信号带宽。

由 C 引起的带宽限制可能比由运算放大器转换速率(SR)决定的带宽限制约束性更大。为了避免由转换速率引起的失真,对峰值幅度为 V_p 的正弦信号的最大频率不应超过下列值:

$$f_{\max} = \frac{\text{SR}}{2\pi V_p} \quad (5.22)$$

即使运算放大器具有大的转换速率,可用于对 C 充电的信号源电流也可能限制转换速率。

例 5.2 图 E5.2(a)示出用于图 4.7(c)中差动电容式传感器的三运放式仪表放大器。传感器极板的半径为 2.5cm ,间隔距离为 0.5mm 。若激励电压频率为 10kHz ,计算 R 。若运算放大器的转换速率 $\text{SR} = 13\text{V}/\mu\text{s}$,确定激励电压的最大峰值幅度。

图 E5.2(b)示出由 4 个电容器构成的电容电桥,图 E5.2(c)示出与放大器输入相连的传感器的等效电路。由传感器的几何尺寸,有

$$C_1 = C_3 = \frac{\epsilon_0}{d} \frac{\pi r^2}{4} \left(1 - \frac{2\theta}{\pi}\right)$$

$$C_2 = C_4 = \frac{\epsilon_0}{d} \frac{\pi r^2}{4} \left(1 + \frac{2\theta}{\pi}\right)$$

因此,在等效电路中,我们有 $C_1 + C_2 = C_3 + C_4 = 2C_0$ 。由传感器的尺寸得到

$$C_0 = (8.85\text{pF}/\text{m}) \frac{\pi \times (0.025\text{m})^2}{4 \times 0.0005\text{m}} = 8.7\text{pF}$$

这个电容和 R 形成高通滤波器。为了防止出现过大的衰减,我们选择高通滤波器的转折频率为激励频率的 $1/10$,要求

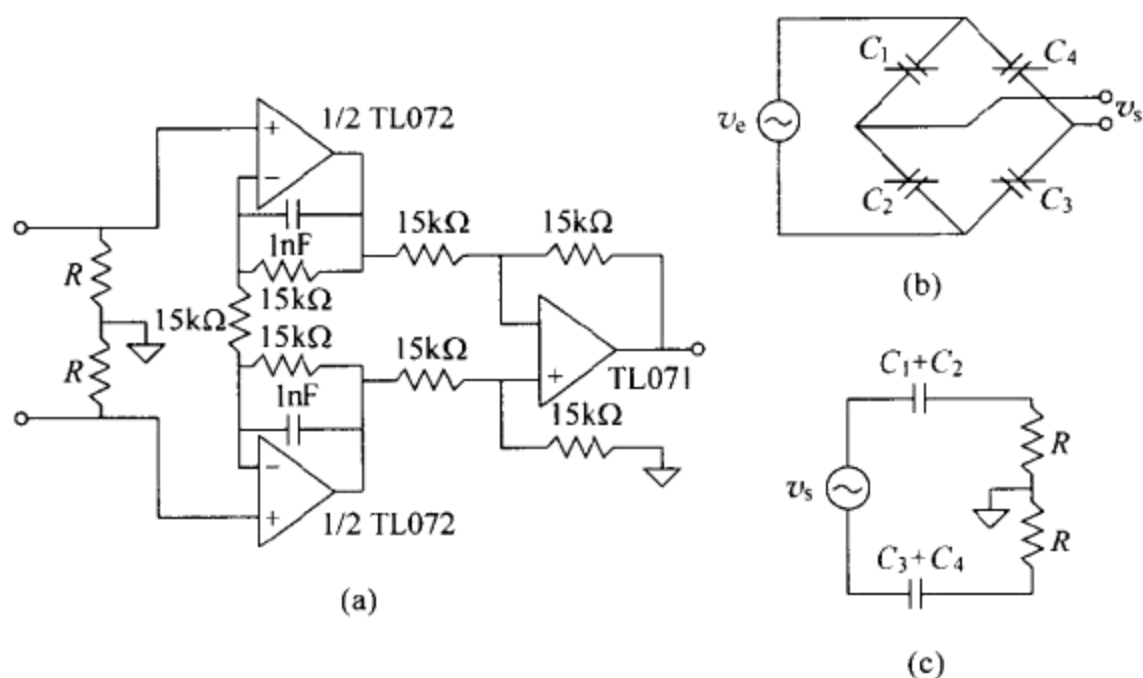


图 E5.2 用于图 4.7(c) 中电容式传感器的仪表放大器和等效电路。

$$R > \frac{1}{2\pi(10\text{kHz})(2 \times 8.7\text{pF})} = 9.16\text{M}\Omega$$

我们可以选择 $R=10\text{M}\Omega$ (碳膜电阻, 容差 10%)。这个值大到足以对 FET 输入的运算放大器加偏置。

转换速率极限与具有最大输出的运算放大器, 即图 E5.2(c) 中的输出运算放大器有关。电桥的开路电压为

$$v_s = v_e \left(\frac{C_4}{C_3 + C_4} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)$$

最大电桥输出与 $\theta=\pi/2$ 相对应且有 $v_s=v_e$ 。对于图中所示电阻器, 仪表放大器的增益为 3。因此, 最大输出为 $v_o=3v_e$; 若 $v_e=V_p \sin 2\pi ft$, 则应满足的条件为

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max} < 3V_p \times 2\pi f < 13\text{V}/\mu\text{s}$$

当 $f=10\text{kHz}$ 时, 由上式得到 $V_p < 138\text{V}$ 。运算放大器电源将把 V_p 限制到小于电源电压的数值。

图 5.8 示出一个适合于窄带信号的交流仪表放大器。输入级在下列频率处具有最大增益和零相移:

$$f_n = \sqrt{f_L f_T} \quad (5.23)$$

式中, f_T 是(匹配)运算放大器的增益-带宽乘积。假定它们的开环响应有一个主极点, 并且

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_1 + 2R_2)C} \quad (5.24)$$

如果 $f_L \ll f_T$, 则在 f_n 处的增益为

$$G = 1 + \frac{2R_2}{R_1} \quad (5.25)$$

尽管如此, 也无法精确得知 f_T , 这要求 C 对设定 f_n 是可调的。

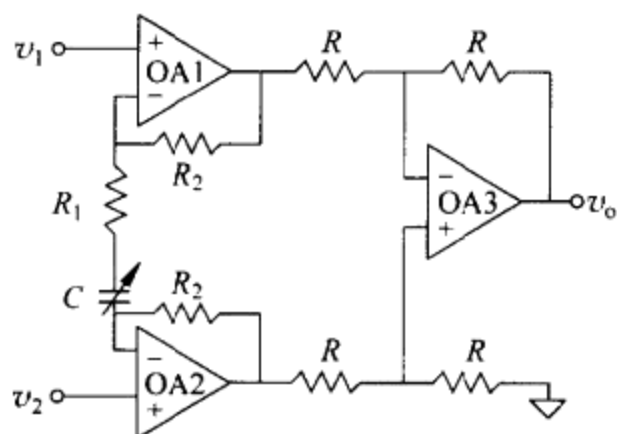


图 5.8 用于窄带信号的交流仪表放大器。C 允许对工作频率调谐。

例 5.3 在图 5.8 中, 将 OP27 用于输入级时, 确定为获得 $G=10$ 和在 10kHz 上有零相移的元件值。

对于 OP27, f_T 的最小值为 5MHz , 而最大值为 8MHz 。由式(5.23)有

$$f_L = \frac{f_n^2}{f_T} = \frac{(10\text{kHz})^2}{f_T}$$

因此, $12.5\text{Hz} \leq f_L \leq 20\text{Hz}$ 。为了获得 $G=10$, 由式(5.25), 我们推出 $2R_2 = 9R_1$ 。所以, 根据式(5.24)有

$$C = \frac{1}{2\pi(10R_1)f_L}$$

如果我们选择 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ (金属膜电阻, 容差 $\pm 1\%$), 则 $R_2 = 4.5\text{k}\Omega$, $0.8\mu\text{F} \leq C \leq 1.3\mu\text{F}$ 。我们可以选择 $R_2 = 4.53\text{k}\Omega$ (金属膜电阻, 容差 $\pm 1\%$)。C 应针对特定的运算放大器单元加以选择, 因为微调电容器的电容一般不超过 10pF 。

当工作在高频时, 对电源去耦并不困难, 如图 5.9 所示。附加的电容器对与电源线相耦合的可能瞬变信号提供到参考端的低阻抗路径。图 3.40(a) 中说明了所要解决的问题, 图中, 不同电路共享电源线和地的公共阻抗。由波动的供电电流在公共阻抗两端引起的压降在给定元件的电源接线端上造成电压起伏。运算放大器具有抑制这种起伏的有限能力, 可以用其电源抑制比 (PSRR) 表示。PSRR 是电源变化与会导致观察到的输出电压变化的等效输入电压变化之比。频率升高时, PSRR 减小。例如, 对于具有 200MHz 带宽的 OPA605 型运算放大器, 其 PSRR 在直流时为 100dB , 在 1kHz 处为 70dB , 而在 1MHz 处为 30dB 。某些运算放大器在高频处具有负 PSRR, 说明在那些频率上电源的起伏实际上被放大了。如果大

的瞬态电压加到 $\mu A741$ 型运算放大器的某一电源接线端上,甚至还可能产生振荡。

电源去耦目的是通过由电源线的阻抗和近便安装的电容器形成的分压器来降低运算放大器(或仪表放大器)供电线路上的瞬变电压幅度。通常,采用大约为 100nF 且电感小的陶瓷电容器,同时并联能在低于 20kHz 左右的频率上提供低阻抗的 $10\mu\text{F}$ 钽电容器。电容器的安装引线应尽可能短,且必须安装在放大器外壳附近。制造厂商可能推荐不同于图 5.9 中所示的去耦电路。

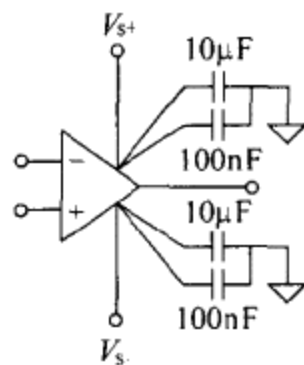


图 5.9 对运算放大器的电源去耦可以将电源瞬变值减至最小。

5.2.4 静电屏蔽和有源屏蔽

某些电容式传感器具有如此高的阻抗,以致我们不能忽略与其周围环境之间的寄生电容。当传感器相对于附近导体移动时,这些寄生阻抗便改变,从而引起干扰。

在 3.6.1 节中,电屏蔽定义为封闭所关注的元件或电路并连接到固定电位上的导电表面。对电容式传感器屏蔽的目的是,使在它的电环境出现任何变化时维持电容不变。

连接屏蔽有几种选择方案。图 5.10(a)中,总电容为 $C_t = C + C_1$ 。虽然对地的电容 C_G 将视导体的相对位置而变,但总电容仍然不变。如果接地端是测量电路的一部分,则 C_G 将引起误差。因此,只有在可以将 C 的一端与地相连时才能采用这类屏蔽。否则,最好是采用如图 5.10(b)所示的双层屏蔽。这时,即使邻近导体改变位置,附加的屏蔽也使 C_G 维持不变。

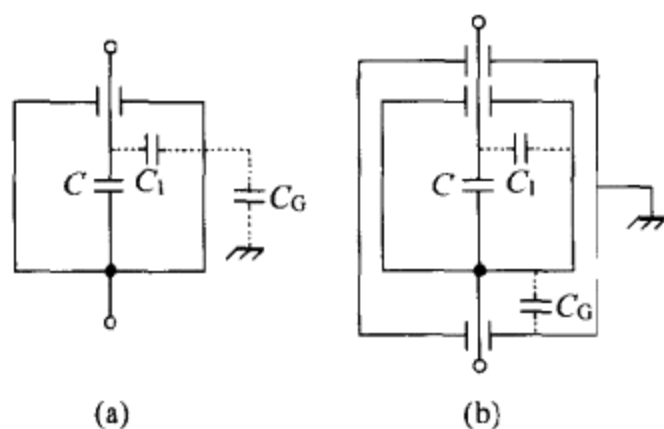


图 5.10 用于电容式传感器的(a)单层屏蔽和(b)双层屏蔽。

因此,屏蔽能使寄生电容维持不变,但不会降低电容。实际上,屏蔽将增加寄生电容,特别是像通常所做那样,在屏蔽延伸到将传感器与放大器相连的电缆(同

轴电缆)时,影响尤为显著。这种电容增加将降低灵敏度,因为被测对象显然只引起传感器电容改变。不对屏蔽接地,而将其连接到与其内部导体的电压相接近的某个电压上,便能降低寄生电容。这种方法称为有源屏蔽,它要求使用前级电子线路或在交流放大器中所包含的电子线路。运算放大器的特性要影响有源屏蔽的效率。

图 5.11 示出带有接地屏蔽和有源屏蔽的同轴电缆以及有源屏蔽的等效电路。当电缆屏蔽接地时[图 5.11(a)],电缆电容与信号源和放大器的输入电容呈并联。如果代之以将屏蔽连接到与内导体电压相接近的某个电压上[图 5.11(b)],便得到有源屏蔽。根据图 5.11(c)的等效电路,有

$$V_o = A_d(V_p - V_o) = A_d(I_2 Z_c - V_o) \tag{5.26}$$

$$V_s = I_1(Z + Z_s) - I_2 Z + V_o \tag{5.27}$$

$$0 = -I_1 Z + I_2(Z + 2Z_c) - I_3 Z_c \tag{5.28}$$

$$V_o = (I_3 - I_2)Z_c \tag{5.29}$$

式中, $Z = Z_d \parallel (1/j\omega C)$ 。由以上方程可以导出输入阻抗为

$$\frac{V_s}{I_1} = (A_d + 1)Z \parallel Z_c \tag{5.30}$$

亦即电缆的容抗(以及差动输入阻抗)要乘以 $A_d + 1$ 。因此,电缆的有效输入电容降低了一个略高于运算放大器开环增益的倍数。对于宽带运算放大器,这将从直流时大于 10^6 降低到 1MHz 时的 10 与 100 之间的某个值。在工作频率上 A_d 之值越大,寄生电容的减小就越显著。

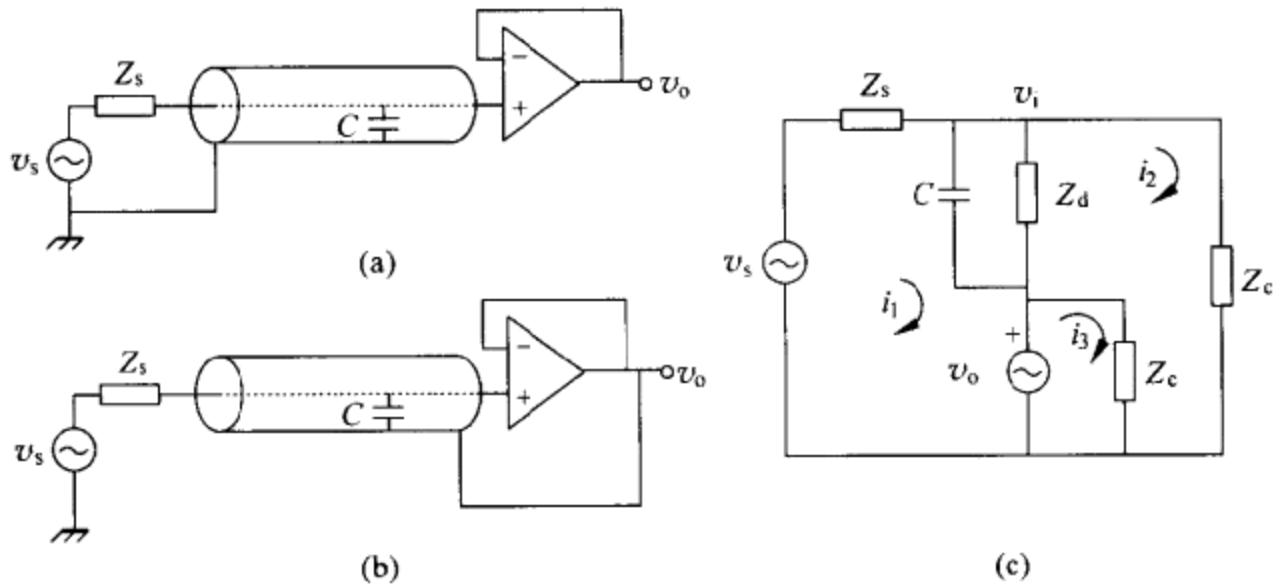


图 5.11 (a)普通电屏蔽或保护。(b)有源屏蔽。(c)分析有源屏蔽的等效电路。

然而,运算放大器的输出阻抗与从反相端到地的杂散电容一起可能降低净负反馈,而从输出到电缆屏蔽的正反馈则可能引起振荡。因此,对反馈到屏蔽的信号进行衰减可能更为方便。另一方面,沿屏蔽的干扰电流将在运算放大器输出阻抗

两端形成压降。用不同于信号放大器的运算放大器来激励屏蔽可以解决这一问题。图 5.12 示出两种方法的实施电路。通常, R_1 大约是 R_2 的 100 倍。

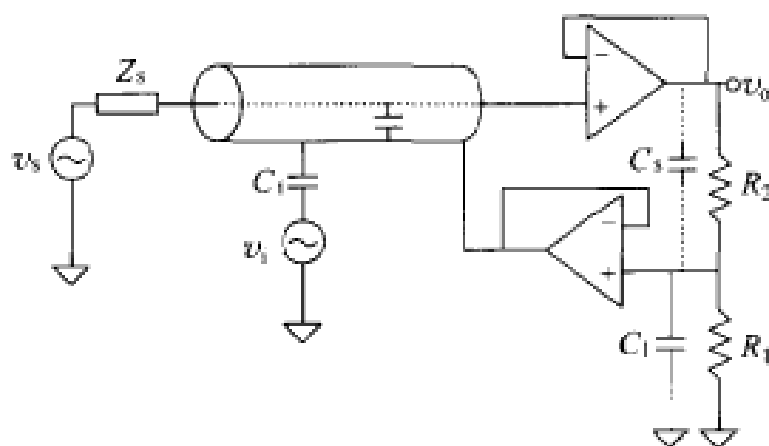


图 5.12 基于用来降低与屏蔽耦合的干扰的独立电压缓冲器和用于减小正反馈的分压器的激励屏蔽。

5.2.5 交直流信号变换器

在那些无需确定交流信号相位的应用场合,可以利用下列三种方法之一从交流电压得到直流电压:有效值(rms)-直流的变换、峰值检波和交流-平均绝对值(MAV)的变换(参考文献[5]中的 9.4 节和 9.6 节以及参考文献[6]中的第 5 章)。

正弦电压 $v_s = V_p \sin(\omega t + \phi)$ 的有效值(均方根值)为

$$V_s(\text{rms}) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} V_p^2 \sin^2(\omega t + \phi) dt} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (5.31)$$

峰值除以有效值称为波峰因数(CF)。正弦波具有 $CF = \sqrt{2}$ 。图 5.13(a)示出用来计算式(5.31)的电路方框图,该电路包括乘法器(平方电路)、低通滤波器(平均器)和平方根电路。图 5.13(b)示出如何通过利用乘法器/除法器集成电路和反馈的隐函数法计算来获得有效值。取平方运算限制了输入动态范围。这三种方法都具有各自对应的有效值-直流变换器集成电路。

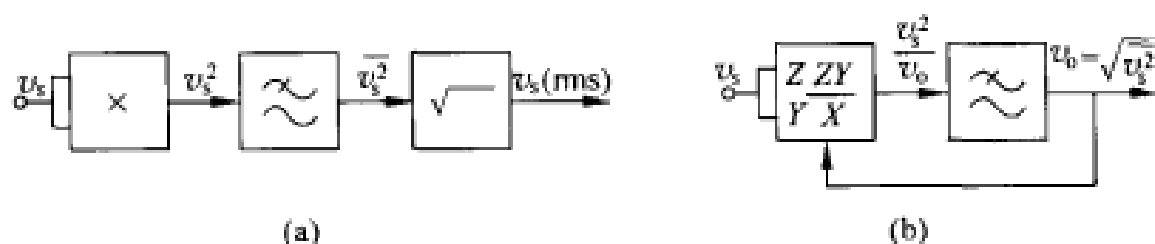


图 5.13 基于计算的有效值-直流变换器。(a)直接或显式计算。
(b)间接或隐函数法计算。

有效值还可以定义为在电阻器中耗散与原始信号相同热量的直流电压幅度。图 5.14 示出体现这个定义的热有效值-直流变换器。输入信号加到加热器上,而

输出则加到相类似但与输入热隔离的加热器上。反馈电路控制输出电压的增加，直到两个加热器达到相同温度为止。

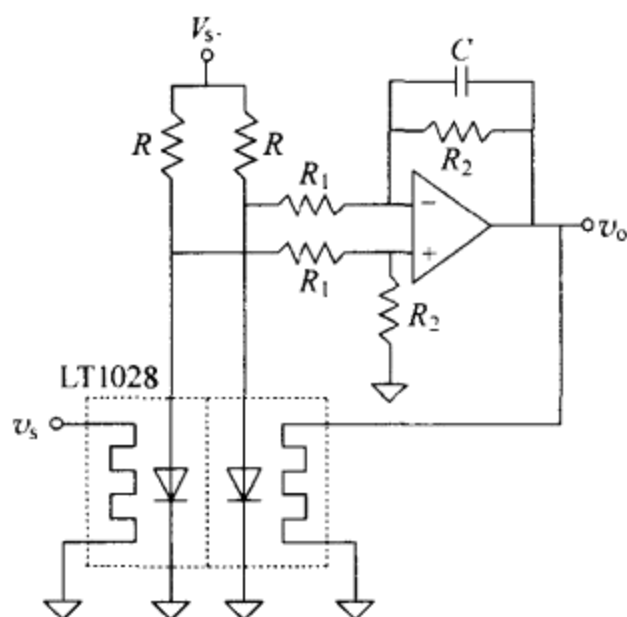


图 5.14 在热有效值-直流变换器中，输出电压增加直到两个加热器达到相同温度为止。

简单的峰值检波器的的工作依赖于比较器和一个起存储作用的电容器(图 5.15)。输入信号与储存的值相比较，而储存值在低于电流输入值时将被更新。比较器的增益越高，电容器充电的速度越快。C 缓慢地对 R 放电使输入信号能在峰值跟踪波动。所用运算放大器应具有较小的漂移电流和偏置电流。此外，也可以用开关来替代 R。

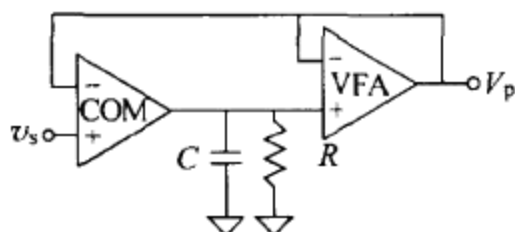


图 5.15 利用比较器和电容器的峰峰检波器。
总反馈可以降低运算放大器的误差。

交流-平均绝对值(MAV)变换器是依靠正弦波的有效值电压与其整流后的平均绝对值之间的特殊关系进行的。对于全波整流的正弦波，有

$$V_s(\text{MAV}) = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\pi/\omega} V_p \sin \omega t dt = \frac{2V_p}{\pi} \quad (5.32)$$

比值(有效值)/MAV 称为波形因数(FF)。因此，对于正弦波， $FF = \pi / (2\sqrt{2}) = 1.11$ ，亦即整流后平均值的 1.1 倍给出有效值。显然，FF 取决于波形。

交流-MAV 变换器由整流器和低通滤波器构成。图 5.16 所示电路将两种电

路功能合并在一起。负输入使 D1 导通、D2 截止,因而 $v_1 = 0V$ 。忽略 C_1 时,输出放大器给出

$$v_o = -\frac{R_5}{R_4} v_s \quad (5.33a)$$

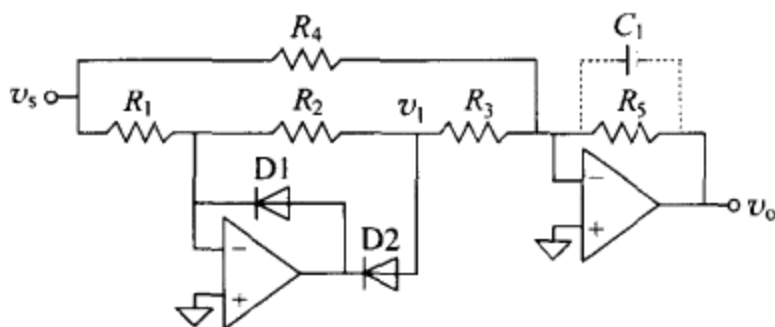


图 5.16 基于全波整流器和低通滤波器的交流-MAV 变换器。

正输入使 D1 截止、D2 导通,因而 $v_1 = -v_s R_2 / R_1$,输出放大器将这个电压与 v_s 相加,给出

$$v_o = -v_s \frac{R_5}{R_4} + v_s \frac{R_2}{R_1} \frac{R_5}{R_3} \quad (5.33b)$$

如果 $R_2 R_4 = 2 R_1 R_3$,则负输入的增益等于正输入的增益。 R_5 不会影响增益均衡,且可加以选择来提供所需的增益。此外, R_5 和 C_1 形成了获得直流输出的低通滤波器。 C_1 可以根据可接受的纹波进行计算。对于整流后的正弦曲线,傅里叶级数的系数为

$$a_0 = \frac{2}{\pi} \quad (5.34)$$

$$a_n = \frac{\cos(n\pi) + 1}{\pi(n^2 - 1)}$$

因此,没有奇次谐波,且偶次谐波的幅度比由 R_5 和 C_1 形成的一阶滤波器的斜率减小得更快。所以, C_1 可以按要求设计成用来衰减二次谐波。

例 5.4 图 E5.4 所示电路是用于电容式液位传感器的信号调节器。该传感器具有 $C_{\min} = 41.46\text{pF}$, $C_{\max} = 87.07\text{pF}$ 和灵敏度为 0.19pF/L (例 4.1)。试设计该电路中的各个元件,要求输出电压与频率无关,且对空罐为 $0V$,对满罐为 $1V$ 。

该电路是一个交流电桥电路,其输出电流经运算放大器被转换成电压。由于包含传感器的分压器的等效输出阻抗为容抗,故互阻抗也必须是容抗。因此,增加 R 仅起到对运算放大器加偏置的作用。输出经 C_4 和 R_4 高通滤波,然后经整流和低通滤波以得到 MAV。对于理想运算放大器,电路分析给出

$$(V_e - V_p)C_1 s = (V_p - V_s)C_s + V_p C_x s$$

$$V_p = V_e \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

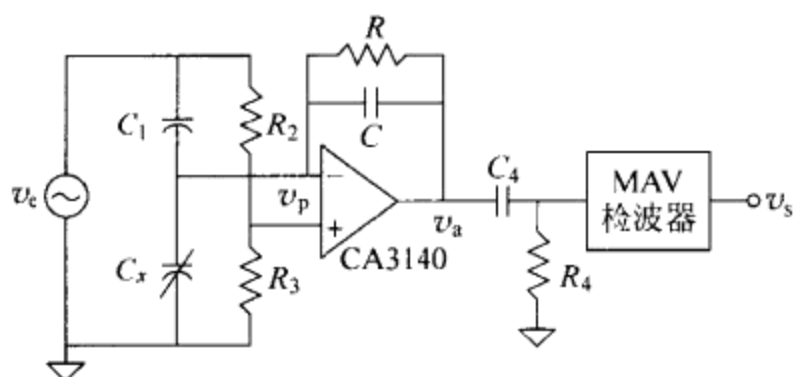


图 E5.4 用于电容式液位传感器的信号调节器。

由此得到

$$v_a = v_e \left[\frac{C_1}{C} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(\frac{C_1 + C_x}{C} + 1 \right) \right]$$

空罐的零输出提出下列条件:

$$\frac{C_1}{C} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(\frac{C_1 + C_{\min}}{C} + 1 \right)$$

$$R_2 C_1 = R_3 (C + C_{\min})$$

当这个条件被满足时,运算放大器的输出为

$$v_a = v_e \frac{R_2 C_1 - R_3 (C + C_x)}{(R_2 + R_3) C} = v_e \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{C_h}{C}$$

式中, $C_h = C_x - C_{\min}$ 。为了在满罐时得到 1V 输出,要求

$$k V_e \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{C_{\max}}{C} = 1 \text{ V}$$

式中, k 是 MAV 与峰值 V_e 之比。对正弦波,有

$$k = \frac{\text{MAV}}{V_e} = \frac{V_e(\text{rms})}{\text{FF}} \frac{1}{V_e(\text{rms}) \times \text{CF}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\pi}$$

因此

$$\frac{2}{\pi} V_e \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{87.07 \text{ pF}}{C} = 1 \text{ V}$$

如果选择 $R_2 = R_3$ 和 $V_e = 10 \text{ V}$, 则要求

$$C = \frac{870.7 \text{ pF}}{\pi} = 277 \text{ pF}$$

我们可以选择 $C = 270 \text{ pF}$ 。于是,由空罐零输出的条件得到

$$C_1 = C + C_{\min} = 277 \text{ pF} + 41.46 \text{ pF} = 318.5 \text{ pF}$$

C_1 可以采用 300 pF 电容器与一个 20 pF 微调电容器并联。

激励频率受运算放大器转换速率 (SR) 的限制。CA3140 型运算放大器的 $\text{SR} = 7 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。由于运算放大器的最大输出与满罐情况相对应,故应满足的条件为

$$\left. \frac{dv_a}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f_c V_c \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{C_{\max}}{C} < 7\text{V}/\mu\text{s}$$

利用满罐的输出条件,得到

$$2\pi f_c \frac{1\text{V}}{k} = 2\pi f_c \frac{\pi}{2}(1\text{V}) < 7\text{V}/\mu\text{s}$$

这便给出 $f_c < 709\text{kHz}$ 。然而,CA3140 型运算放大器具有 10MHz 的开环带宽。因此,为了在工作频率上获得大于 100 的环路增益,开环带宽不应超过 100kHz 。

为使 R 不影响输出, R 应大于 C 在 f_c 上的阻抗。由于 $R=10\text{M}\Omega$ 是碳膜电阻器的常见最大值,故应满足的条件为

$$f_c > \frac{1}{2\pi \times (270\text{pF}) \times (10\text{M}\Omega)} = 59\text{Hz}$$

这个条件并不会带来任何约束。因此,我们可以设定 $f_c=10\text{kHz}$ 。

高通滤波器不应衰减 f_c 。如果我们选择高通滤波器的转折频率为 1kHz 并用 $R_4=10\text{k}\Omega$ 来防止运算放大器输出端的过度加载,便要求

$$C_4 = \frac{1}{2\pi \times (1\text{kHz}) \times (10\text{k}\Omega)} = 16\text{nF}$$

5.3 载波放大器和相干检波

5.3.1 载波放大器的工作原理和结构

输出为调幅(AM)交流信号且对被测对象的正、负值起响应的所有传感器都需要载波放大器。例如,LVDT、安装在交流分压器或电桥中的变抗式传感器和电阻式传感器(特别是差动传感器)、磁通闸门传感器、SQUID 和电磁流量计就是这种情况。

载波放大器是用来完成交流放大、解调和低通滤波功能的电路,其中还包括必要的振荡器,如图 5.17 所示。载波放大器能以单片形式提供[NE5521 型(Signetics 公司产品)以及 AD598 和 AD698 型(Analog Devices 公司产品)],但也能由分立元件制作,使之适合于现有的应用。同步或相干放大器是其振荡器激励被测系统而不是传感器的载波放大器。例如,当入射辐射波被斩波以向传感器馈送其两个电平是未知电平和参考电平的方波时光传感器和基于其他辐射的传感器便是这种情况。利用计算机对信号进行进一步处理,通过与参考信号进行同步取样,便能实现数字同步放大。除放大外,无需进行任何模拟处理^[7]。

交流传感器中的幅度解调可以通过电源电压与待测变量相乘的乘积获得。例如,与差动传感器相结合的分压器输出为

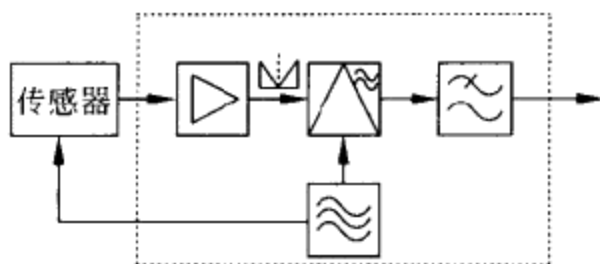


图 5.17 载波放大器包括激励传感器的振荡器、一个交流放大器，以及由乘法器和低通滤波器组成的相干解调器。

$$v_o = v_e \frac{1+x}{2} \quad (5.5)$$

若激励电压是峰值为 V_e 的正弦电压

$$v_e(t) = V_e \cos 2\pi f_e t \quad (5.35)$$

为使问题简化,假定被测对象经受正弦变化并引起也是具有峰值为 X 的正弦的阻抗相对变化

$$x(t) = X \cos(2\pi f_x t + \phi_x) \quad (5.36)$$

则由式(5.5)有

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_e \cos 2\pi f_e t \frac{1 + X \cos(2\pi f_x t + \phi_x)}{2} \\ &= \frac{V_e}{2} \cos 2\pi f_e t + \frac{V_e X}{4} \{ \cos[2\pi(f_e + f_x)t + \phi_x] + \cos[2\pi(f_e - f_x)t - \phi_x] \} \end{aligned} \quad (5.37)$$

这是一个双边带传输载波(DSBTC)调幅信号(图 5.18)。

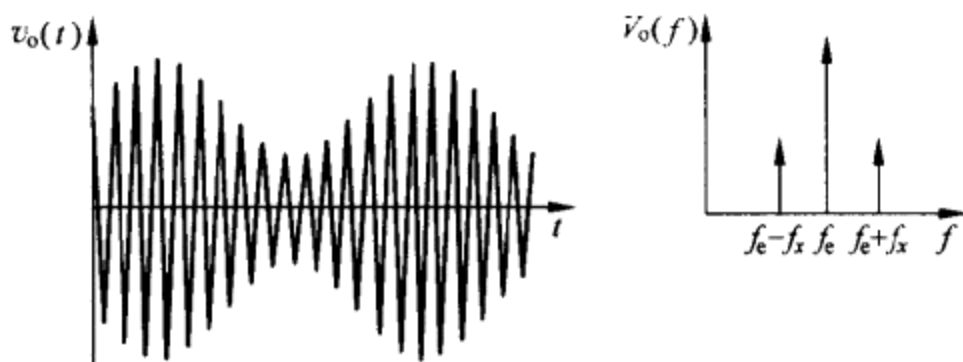


图 5.18 交流分压器给出其频谱包括激励分压器的信号的频谱和围绕激励频率向上移动的被测对象频谱的双边带传输载波(DSBTC)调幅信号。

类似地,结合差动传感器的交流电桥的输出为

$$v_o = v_e \frac{x}{2} \quad (5.7)$$

若激励电压为式(5.35)以及被测对象导致是正弦[式(5.36)]的阻抗相对变化,则由式(5.7)有

$$\begin{aligned}
 v_o(t) &= V_c \cos 2\pi f_c t \frac{X \cos(2\pi f_x t + \phi_x)}{2} \\
 &= \frac{V_c X}{4} \{ \cos[2\pi(f_c + f_x)t + \phi_x] + \cos[2\pi(f_c - f_x)t - \phi_x] \} \quad (5.38)
 \end{aligned}$$

这是双边带抑制载波(DSBSC)调幅信号(图 5.19)。

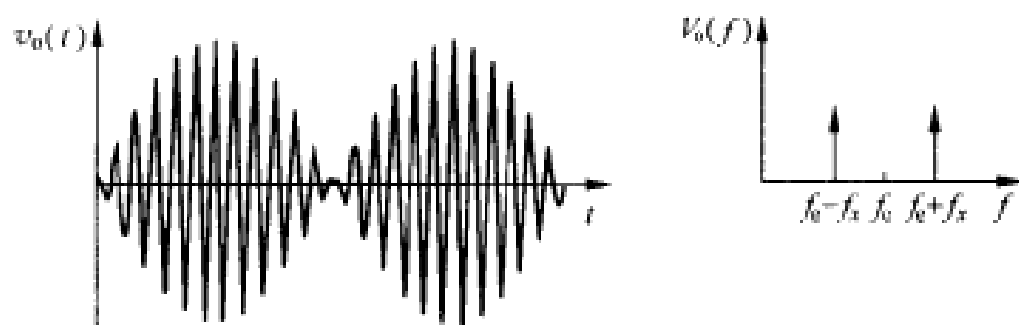


图 5.19 平衡交流电桥给出其频谱为围绕激励频率向上移动的被测对象频谱的双边带抑制载波(DSBSC)调幅信号。

输入交流放大器视传感器类型可以检测电压或电流,因此,依据式(5.9)或式(5.10),放大器的输出呈线性。通常, $f_c \gg f_x$ 并需要中心频率为 f_c 的窄带放大器。解调器必须恢复 X , f_x 和 ϕ_x 。为了恢复 $x(t)$ 的幅度和相位,解调必须采用同步解调。例如,利用简单的包络检波器(在低通滤波之后整流)不会得到有关 $x(t)$ 的符号的信息。在图 5.20 中,基于简单整流的情况(a)和(c)*将给出相同输出,尽管各自的输入 $v_o(x)$ 的符号相反;基于同步整流的情况(b)*和(d)则给出幅度相同但符号各异的输出,符号与各自的信号 $v_o(t)$ 相对应。

相敏(相干或同步)解调包含以下两个过程:将已调信号 $v_o(t)$ 与载波(激励)信号 $v_c(t)$ 同相的参考信号 $v_r(t)$ 相乘,然后再用低通滤波器对得到的信号滤波(图 5.21)。若参考信号为正弦信号

$$v_r(t) = V_r \cos 2\pi f_r t \quad (5.39)$$

并且输入信号来自交流电桥,则乘法器的输出为

$$\begin{aligned}
 v_p(t) &= v_r(t)v_o(t) = v_r(t)v_c(t) \frac{x(t)}{2} \\
 &= \frac{x(t)}{2} \frac{V_r V_c}{2} [\cos 2\pi(f_c - f_r)t + \cos 2\pi(f_c + f_r)t] \quad (5.40)
 \end{aligned}$$

除相位相同外,若激励信号和参考信号具有相同频率 $f_c = f_r$,便得到

$$v_p(t) = \frac{x(t)}{2} \frac{V_r V_c}{2} (1 + \cos 2\pi 2f_c t) \quad (5.41)$$

低通滤波器能抑制高频分频($2f_c$),所以解调输出为

* 原书错。——译者注。

$$v_d(t) = \text{lpf}\{v_p(t)\} = \frac{V_r V_e}{2} \frac{x(t)}{2} = \frac{V_r V_e}{4} X \cos(2\pi f_x t + \phi_x) \quad (5.42)$$

式中,lpf 表示低通滤波函数。因此,我们得到用 $V_e V_r/A$ 标定的 $x(t)$ 的幅度及其相位 ϕ_x 。 V_e 和 V_r 必须高度稳定,因为可能的起伏都将认为是由 x 产生的。Analog Devices 公司生产的 AD2S99 和 Thaler 公司生产的 SWR300 都是集成电路参考振荡器的例子。

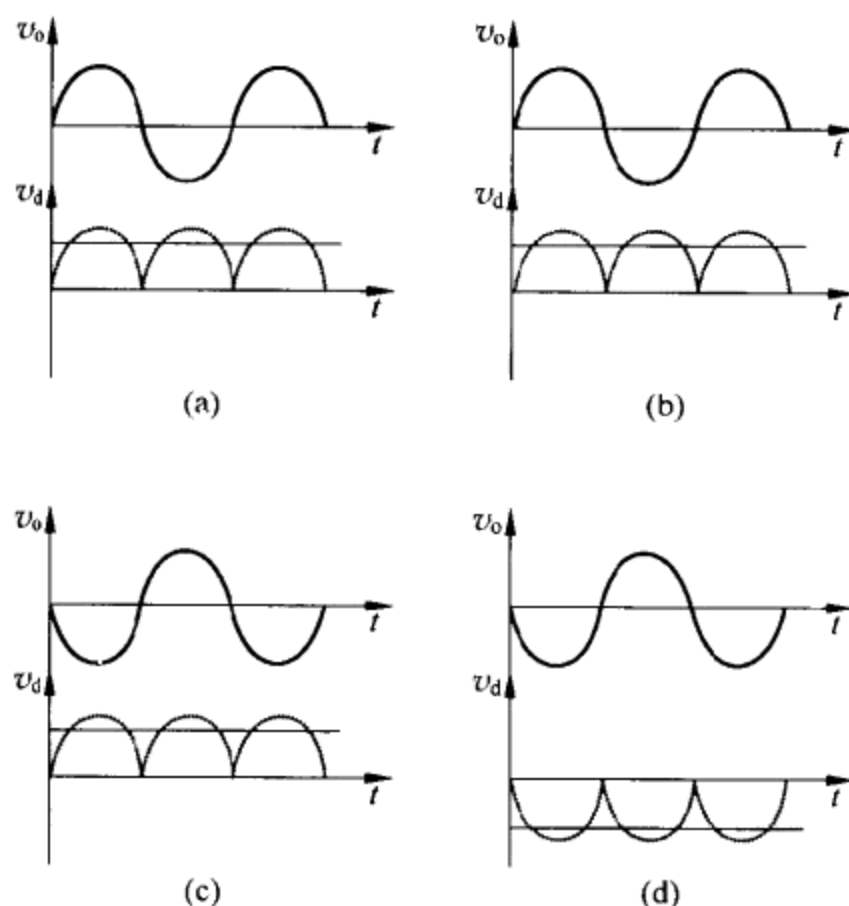


图 5.20 幅度解调中的相位恢复问题。在情况(a)和(c)中,信号 $v_o(t)$ 经简单整流和低通滤波解调,但丢失符号信息。在情况(b)和(d)中,符号信息通过相敏解调加以恢复。

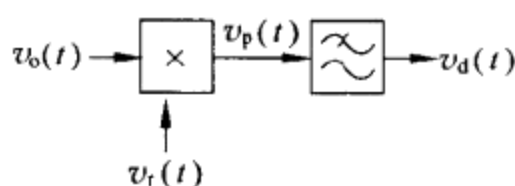


图 5.21 相敏(同步或相干)解调。已调信号 $v_o(t)$ 由与参考电压 $v_r(t)$ 同相的载波得到。

图 5.22 示出在交流电桥中[参见式(5.7)]幅度调制的频谱变化以及当被测对象引起具有频谱 $X(f)$ 和最大频率 f_m 的部分阻抗变化时的相干解调。 $H(f)$ 是必须通过直到 f_m 的输出低通滤波器(LPF)的传递函数。该系统用作中心在 f_c 的窄带滤波器。对于给定的 LPF 阶次, f_m 愈接近 f_c (和 f_r), 所要抑制的频带(在 $2f_c$

的两侧)衰减愈小。若 $f_c > 10f_m$, 则一阶 LPF 可能足以抑制任何载波引起的纹波。在乘法器之前的交流放大器的带宽至少必须为 $0.2f_c$ 。 f_c 的选择应使交流放大器的影响最小。电感式传感器的典型激励频率范围从 5kHz 到 10kHz, 调制信号的最大允许带宽通带从 0Hz 到 500Hz 或 1500Hz。电容式传感器的激励频率范围通常从 10kHz 到 500kHz, 用于最高载波频率的最高信号频率可达到 25kHz。

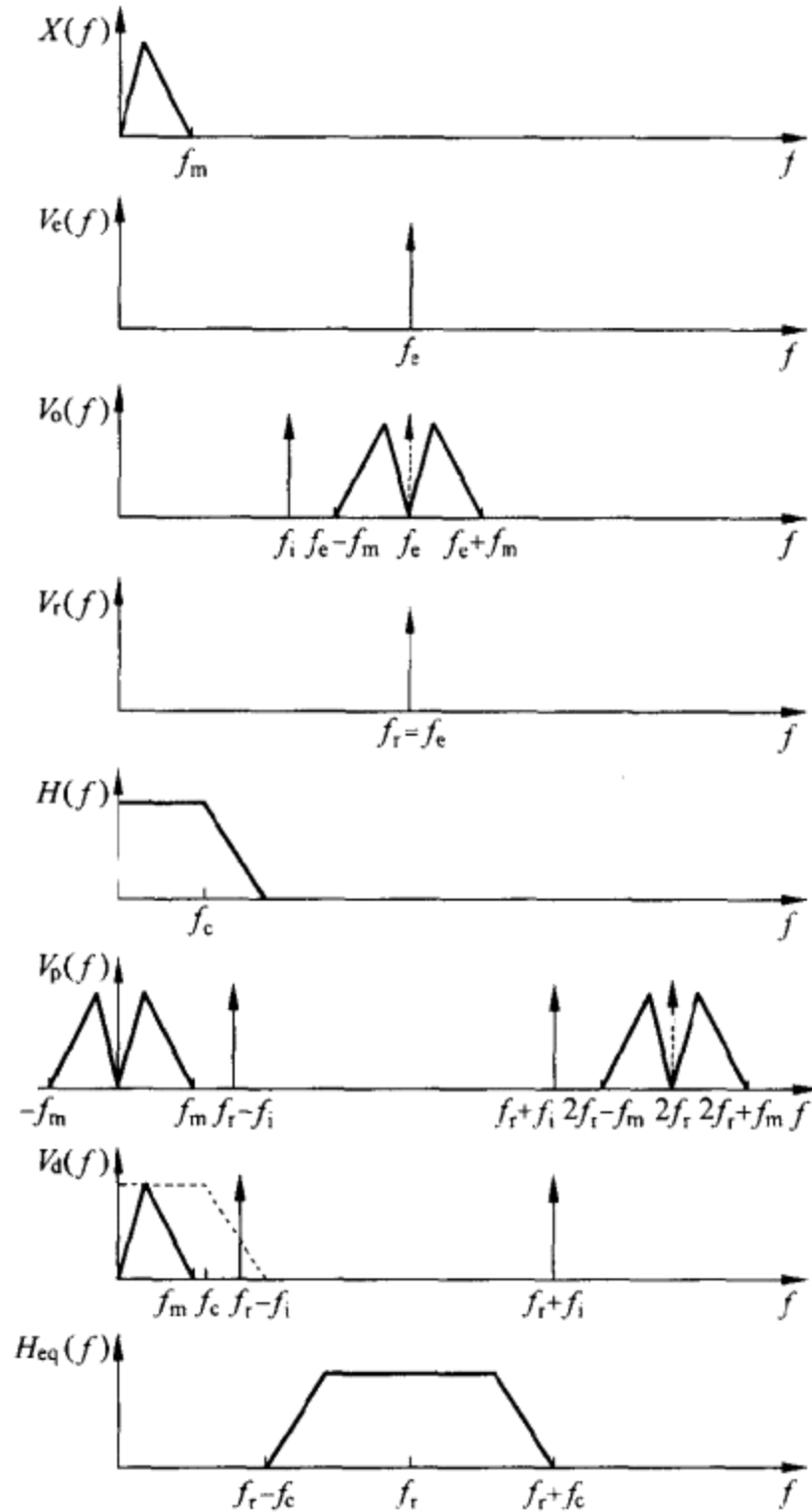


图 5.22 频谱变化通过测量信号 $x(t)$ 包含在激励信号 $v_e(t)$ 的幅度调制中以给出 $v_o(t)$, 进一步的解调包括与参考信号 $v_r(t)$ 相乘, 给出 $v_p(t)$, 随后用滤波器 $H(f)$ 进行低通滤波。该处理过程等效于中心在激励频率上的低通滤波器。对频率为 f_i 的干扰的抑制取决于 f_i 到激励频率的相对距离。 $v_d(f)$ 中的虚线是在解调器之前的通带放大器的理想频率响应。

图 5.22 还说明了同步解调的干扰抑制能力。附加到已调信号上的频率 f_i 和峰值幅度 V_i 的干扰在乘法器的输出端给出两个频率分量 $f_c - f_i$ 和 $f_c + f_i$ 。这两个频率分量由低通滤波器抑制；但是，取决于 $f_c - f_i$ 这个分量可能落在滤波器的通带内。转折频率为 f_c 的 n 阶巴特沃思(Butterworth)低通滤波器的幅度响应为

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}} \quad (5.43)$$

干扰引起的输出电压为

$$|v_d|_i = \frac{V_r V_i}{2 \sqrt{1 + \left(\frac{f_c - f_i}{f_c}\right)^{2n}}} \quad (5.44)$$

抑制附加到输入信号上的干扰的能力用串模(或正态模)抑制比(SMRR, NMRR)表示, SMRR 定义为对关注信号的响应与对干扰的响应两者之比。通常, SMRR 用分贝表示。如果我们将式(5.44)首先应用于频率为 f_c 的信号,然后再应用于频率为 f_i 的干扰,便得到

$$\text{SMRR} = 20 \lg \left| \frac{v_d(f_c)}{v_d(f_i)} \right| = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{f_c - f_i}{f_c} \right)^{2n} \right] \approx 20n \lg \frac{|f_c - f_i|}{f_c} \quad (5.45)$$

这里,近似式在 $f_i \ll f_c$ 时是能成立的。不能抑制接近 f_c 的干扰限制了将电力线频率及其谐波用于传感器激励。SMRR 随低通滤波器阶次的升高而增大,当用输入交流放大器抑制干扰时,SMRR 也会增大。因此,利用带通放大器或前置放大器和带通滤波器的组合是适当的。

例 5.5 试确定一个基于二阶巴特沃思低通滤波器的载波放大器的激励频率和转折频率,该载波放大器能对 16 位 ADC 以小于 1LSB 的幅度误差测量 5Hz 的信号,同时对附加在解调器输入端的 60Hz 干扰提供大于 120dB 的衰减。

所允许的幅度误差为 $1/2^{16}$ 。根据式(5.43),应满足的条件为

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{5\text{Hz}}{f_c}\right)^4}} > 1 - \frac{1}{2^{16}}$$

上式给出

$$f_c > \frac{5\text{Hz}}{\sqrt[4]{\left(\frac{2^{16}}{2^{16}-1}\right)^2 - 1}} = 67.27\text{Hz}$$

为了万无一失,我们选择 $f_c = 68\text{Hz}$ 。为了实现 $\text{SMRR}(60\text{Hz}) = 120\text{dB}$,由式(5.45),要求

$$120 = 20 \times 2 \times \lg \frac{f_c - 60\text{Hz}}{68\text{Hz}}$$

对 f_c 求解给出 $f_c = 68\text{kHz}$ 。这是相当高的频率。如果干扰叠加在输入信号上,则带通放大器会影响对输入信号的衰减,120dB 可以在放大器和解调器之间分配,因而导致较低的 f_c 。

双边带传输载波(DSBTC)调幅信号的同步解调,例如来自交流分压器的调幅信号的同步解调,除了像式(5.42)中所关注的信号 $x(t)$ 之外,还给出由激励信号(在 $f_c = f_r$ 时)引起的大的直流输出。若被测对象具有频率很低的分量,则很难用输出端的高通滤波器将其与直流电压分开。因此,将用于呈现缓慢变化的量的传感器安装在交流电桥中(在某个参考条件下平衡)要比安装在分压器中更加适当。

5.3.2 相敏检波器

载波放大器中的关键部分是解调器,由于它能检测极性变化,故称之为相敏解调器。式(5.42)表明,相敏(同步)解调可以由将已调信号乘以与载波同步的参考电压,然后用低通电路滤波来完成。如果参考电压是像式(5.39)那样的正弦电压,则这个方法叫做零差检测。然而,精密模拟乘法器的价格十分昂贵。

较简单的同步解调器利用具有幅度为 $+V_r$ 和 $-V_r$ 的对称方波作为参考。它的傅里叶级数为

$$v_r(t) = \frac{4V_r}{\pi} \sum_0^{\infty} (-1)^n \frac{\cos 2\pi(2n+1)f_r t}{2n+1} \quad (5.46)$$

而它的频谱则包含幅度逐渐减小的 f_r 的奇次谐波。乘积 $v_r(t) \times v_o(t)$ 意味着 $V_r(f)$ 和 $V_o(f)$ 的卷积^[8]。由图 5.22 可以推出,这个卷积将产生基带分量(来自 $v_o(t)$ 中的 f_c 和 $v_r(t)$ 中的 $f_r = f_c$)和 $3f_r - f_c = 2f_c$, $5f_c - f_c = 4f_c$ 等处的互调分量,互调分量被输出低通滤波器抑制。输出电压为

$$v_d(t) = \text{lpf}\{v_p(t)\} = \frac{4V_r}{\pi} \frac{V_c}{2} \frac{x(t)}{2} = \frac{V_r V_c}{\pi} X \cos(2\pi f_r t + \phi_r) \quad (5.47)$$

上式与式(5.42)的区别只是比例因子不同。因此, $x(t)$ 的相位在输出端也被保留。但这样一来将带来两个突出优点。首先,输出仍取决于参考信号 V_r 的幅度,但这时输出是方波,因而比正弦波更容易维持恒定不变。其次,乘积可以利用比模拟式乘法器更便利的简易极性检波器(增益为 $+1$ 或 -1)进行计算。这种相敏检波器称为开关增益检波器。缺点是 $v_o(t)$ 中具有 $(2n+1)f_c$ 频率分量的干扰或噪声将影响输出。因此,将带通滤波器放在解调器之前是适当的。

对诸如此类应用的关注促成对将放大器和供增益转换用的必要开关集成在一起的单片电路的开发。这类单片电路的实例有 OPA675/6(Burr-Brown 公司产品),AD630(Analog Devices 公司产品)和 HA2400/04/05(Harris 公司产品)。

图 5.23 示出用分立元件实现的开关增益放大器。当 S1 断开、S2 接通时,输

出为

$$v_d = -v_o + 2v_o \frac{R_{ON}}{R_{ON} + R_{OFF}} \approx -v_o \quad (5.48a)$$

当 S1 接通、S2 断开时,输出为

$$v_d = -v_o + 2v_o \frac{R_{OFF}}{R_{ON} + R_{OFF}} \approx v_o \quad (5.48b)$$

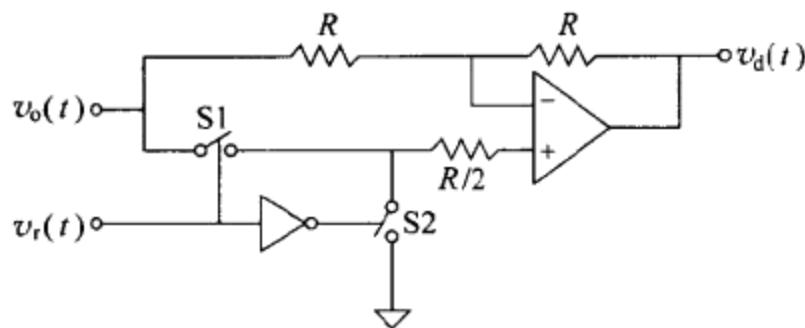


图 5.23 根据输入信号的载波频率,选择开关增益放大器的 +1 或 -1 增益来构成相敏解调器。

因此,若 S1 和 S2 的控制信号是从激励电压得到的,那么便成为同步解调器。用单位增益集成差分放大器(和 SPDT 模拟开关)集成电路构成的电路可以改善电阻器的匹配。

例 5.6 一个给定的位移差动电容式传感器的测量范围从 -1cm 到 +1cm。对于零位移和 0.1pF/mm 的灵敏度,每个电容器的电容均为 10pF。传感器与图 E5.6 中的电路相连,图中,开关由加到传感器上的激励电压控制。试确定为使差动放大器的输出电压 v_o 与位移呈线性变化且与电源频率无关,电路元件应满足的条件。若激励电压在 20kHz 时为 5V(峰值),为了在测量范围两端获得 $v_o = 3V$ (峰值),确定第一级电路元件的数值。为使 FSO=5V,确定高通滤波器(HPF)、开关放大器和低通滤波器(LPF)电路元件的数值。

每个传感器的电容器都与其互阻抗为一个 RC 网络的 I/V 变换器相连。由于到变换器的输入电流取决于传感器电容,故若电阻器的阻抗远大于反馈电容器的阻抗,则变换器输出将与信号频率无关。差动放大器的输出经高通滤波,然后由开关增益放大器和 LPF 解调。差动放大器的输出为

$$V_a = k(V_{o2} - V_{o1}) = kV_r \left(\frac{Z_b}{Z_2} - \frac{Z_a}{Z_1} \right) = kV_r \left(\frac{C_2}{C_b} - \frac{C_1}{C_a} \right)$$

式中, k 是差动放大器的增益。在最后一步,我们假定 R_a 和 R_b 的阻抗远大于并联电容器的阻抗。如果我们选择 $C_a = C_b$, 而传感器随 $C_1 = C_0(1-x)$ 和 $C_2 = C_0(1+x)$ 呈线性变化,便有

$$V_a = kV_r \frac{C_0}{C_a} 2x$$

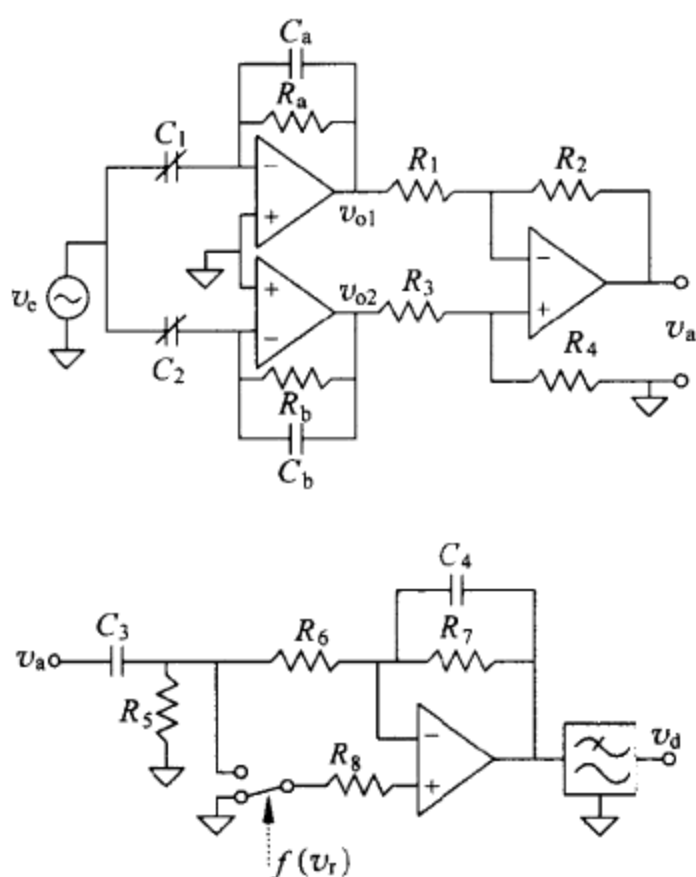


图 E5.6 差动电容式传感器的放大和开关增益相干解调。

1cm 的位移将使每个电容器产生 1pF 的变化,因此 $x=0.1$ 。为了用 5V 供电时获得 3V 输出,要求

$$3V = k(5V) \frac{10\text{pF}}{C_a} \times 2 \times 0.1$$

如果我们选择 $C_a = 10\text{pF}$,则要求 $k=3$ 。例如,我们可以选择 $R_1 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ 和 $R_2 = R_4 = 30.1\text{k}\Omega$,它们全都是容差为 0.1 的金属膜电阻器。 R_a 和 R_b 必须满足下列条件:

$$R_a \gg \frac{1}{2\pi(20\text{kHz})(10\text{pF})} = 800\text{k}\Omega$$

例如,我们可以选择 $R_a = R_b = 10\text{M}\Omega$ 。这两个电阻器不要求很精确。 V_d 是由同步整流得到的平均绝对值(MAV)。因此

$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{ap} \sin\theta d\theta = V_{ap} \frac{2}{\pi}$$

为了获得 5V 输出,要求增益为

$$G = \frac{5V}{3V \times \frac{2}{\pi}} = 2.6$$

如果我们选择高通滤波器的转折频率为 2kHz(比载波频率低 1 个数量级)和 $R_5 = 10\text{k}\Omega$ 来防止对差动放大器的过度加载,则要求 $C_4 = 8\text{nF}$ 。对于开关增益放大器,要求 $R_6 = R_7$ 。例如, $R_6 = R_7 = 10\text{k}\Omega$ 。 R_8 能使从反相输入端和同相输入端看上去

的电阻相匹配。当增益为-1时,从反相输入端看上去的电阻是 R_7 同 R_5 和 R_6 串联组合两者的并联组合。因此,要求 $R_8=6.7\text{k}\Omega$ 。 C_4 对带宽进行限制,但不影响载波信号。例如,为了在 20kHz 处得到 $100\text{k}\Omega$,应有 $C_4=80\text{pF}$ 。

相敏解调的另一个参考信号是一个频率为 $f_r=f_c/k$ (k 为任意整数)的周期性的单位幅度脉冲串。将某个信号与脉冲串相乘是以等于脉冲串周期的时间间隔对信号取样。图 5.24 示出如何用开关电容技术来实现这种方法^[9]。S1 和 S2 很快接通, C_s 充电到 v_1-v_2 。然后,S1 和 S2 断开,S3 和 S4 在时间 t_H 期间接通。因此,在稳态下, C_H 充电到 v_1-v_2 并在 t_H 期间保持这个电压。这种保持动作等效于一个低通滤波器。输入电压可能是差动电压或单端电压。对于差动情况,CMRR 极佳。 C_H 两端的电压可以用单端放大器测量,如图 3.31(d)所示。同步取样也可以在用 ADC 对信号进行数字化时应用。在任何情况下,由于脉冲串具有梳状频谱,故待解调信号必须进行带通滤波,以防止对除以载波频率为中心以外的一些频谱分量解调。

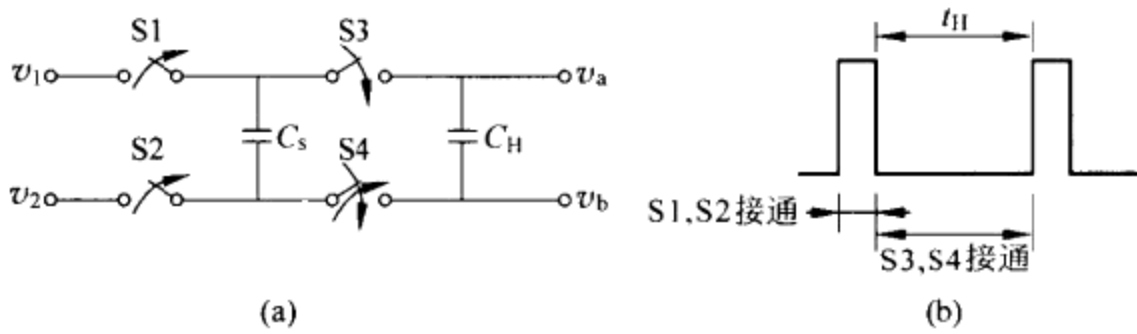


图 5.24 由与载波频率同步的信号锁定的悬浮电容器充作相干检波器。

对于要求检测同频率的两个信号之间的相移而不是检测幅度的一些应用,可以利用称之为相位比较器的一类零交叉检测器。图 5.25(a)示出两种可能电路。首先,将信号变成矩形,使之只有两个电压电平“1”和“0”。形成矩形可以用比较器完成(包括对噪声信号的滞后作用),但不能改变相位。在图 5.25(a)中,触发器产生其宽度等于在“设置”和“复位”输入的零交叉之间延迟的一串脉冲。在图 5.25(b)中,“异”门给出频率为输入信号频率 2 倍的矩形脉冲串,脉冲宽度等于零交叉之间的延迟。某些锁相环(PLL)包含这类相位检波器。

为了获得与相移成正比的直流输出,可以利用低通滤波器测量输出脉冲串的平均值。测量结果与图 5.25(a)中的 τ/T_0 成正比,与图 5.25(b)中的 $2\tau/T_0$ 成正比。由于接近 0° 的相移会产生显著误差,故常常追加上 180° 或另一个已知相移,以获得大的直流输出,然后再减去追加的值。图 5.25(b)所示电路的优点是具有频率为载波频率 2 倍的纹波,因而比较容易滤除。获得直流输出的另一个方法是,

在检波器输出处于高电平期间用恒定电流对电容器充电。

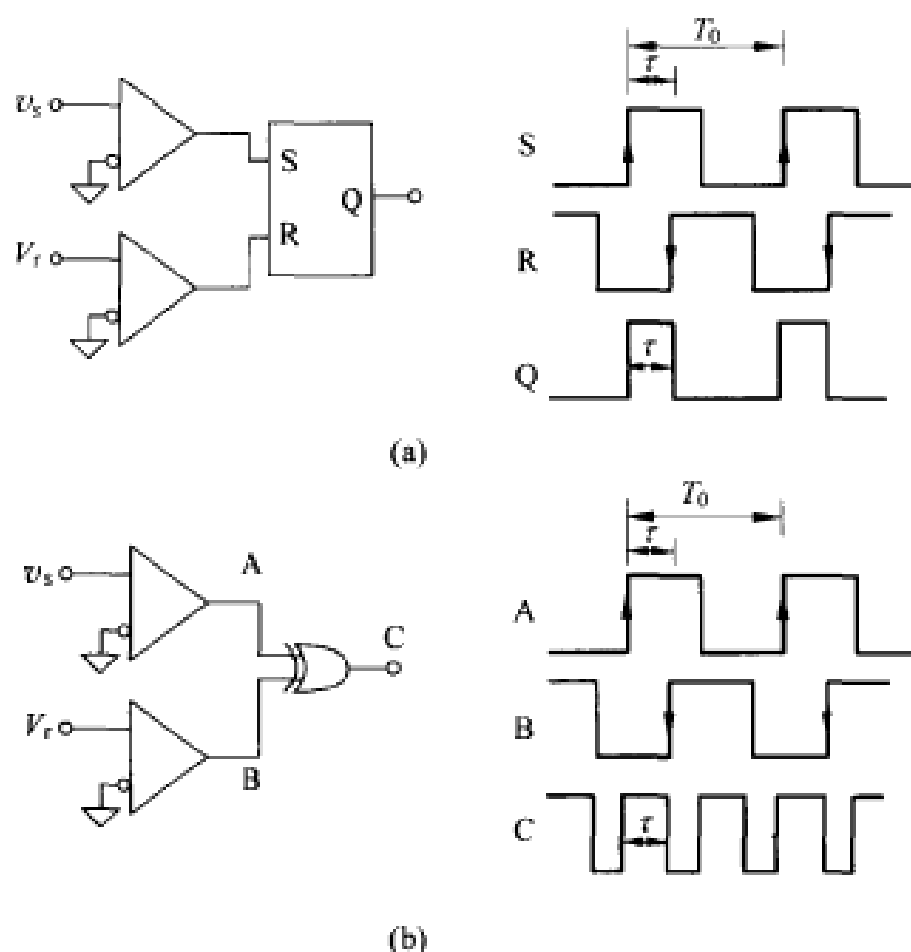


图 5.25 基于零交叉检测器的相位检波器。(a)利用触发器。(b)利用“异”门。

5.3.3 在线性可调差接变压器中的应用

线性可调差接变压器(LVDT)能给出幅度有时大到足以无需放大便能对其解调的调幅电压^[10]。检测磁心相对于中心位置位移的方向需要进行同步解调。

最简单的解决方案就是从每个次级绕组获得连续电压,然后进行整流和相减。输出电压的符号表明磁心位置。整流可以是半波整流[图 5.26(a)]或全波整流[图 5.26(b)]。与基于乘法的相位检波器相对比,它不需要来自初级绕组的参考电压。这是由于输出信号的特殊形式造成的,输出信号由三个或四个接线端给出,而交流电桥的输出则来自两个接线端。这里,附加的要求是,输出或显示装置必须是差动装置。其缺点是二极管必须以大于其阈值的电压工作。这在某些 LVDT 的量程末端并不总是可行的。如果我们必须实现看作理想二极管工作的电路,则将丧失这个方法的最主要的优越性,即简易性。

载波放大器能提供最佳解决方案,但相敏检波器给出的输出也与初级和次级绕组间的相移相关。因此,LVDT 或是必须在它的固有频率[式(4.36)]上供电,在此相移为零;或是在工作频率上的预期相移必须借助初级或次级绕组中的相位超前或相位滞后网络加以补偿(图 4.21);或是解调的参考信号必须产生相移。在

具有 3 个或 4 个输出端的 LVDT 中, 将两个输出相加 ($e_{o1} + e_{o2}$) 能给出解调参考信号。商值 $(e_{o1} - e_{o2}) / (e_{o1} + e_{o2})$ 给出所需的信息。AD598 [图 5.27(a)] 采用了这个方法。另一个可选择的参考信号是 $2e_{o1} - (e_{o1} - e_{o2})$ 。AD698 [图 5.27(b)] 利用同步解调从 $e_{o1} - e_{o2}$ 中恢复幅度和相位信息, 并将结果除以激励幅度来进行比值测量。处理器 A 和 B 各自包含一个绝对值功能和一个滤波器。AD698 也能应用于其他 DSBSC 调幅信号。

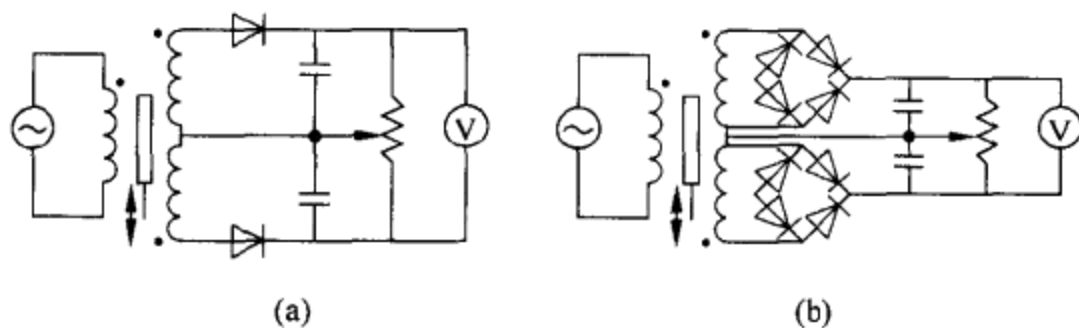


图 5.26 基于 (a) 半波整流器或 (b) 全波整流器供 LVDT 用的相敏解调器。

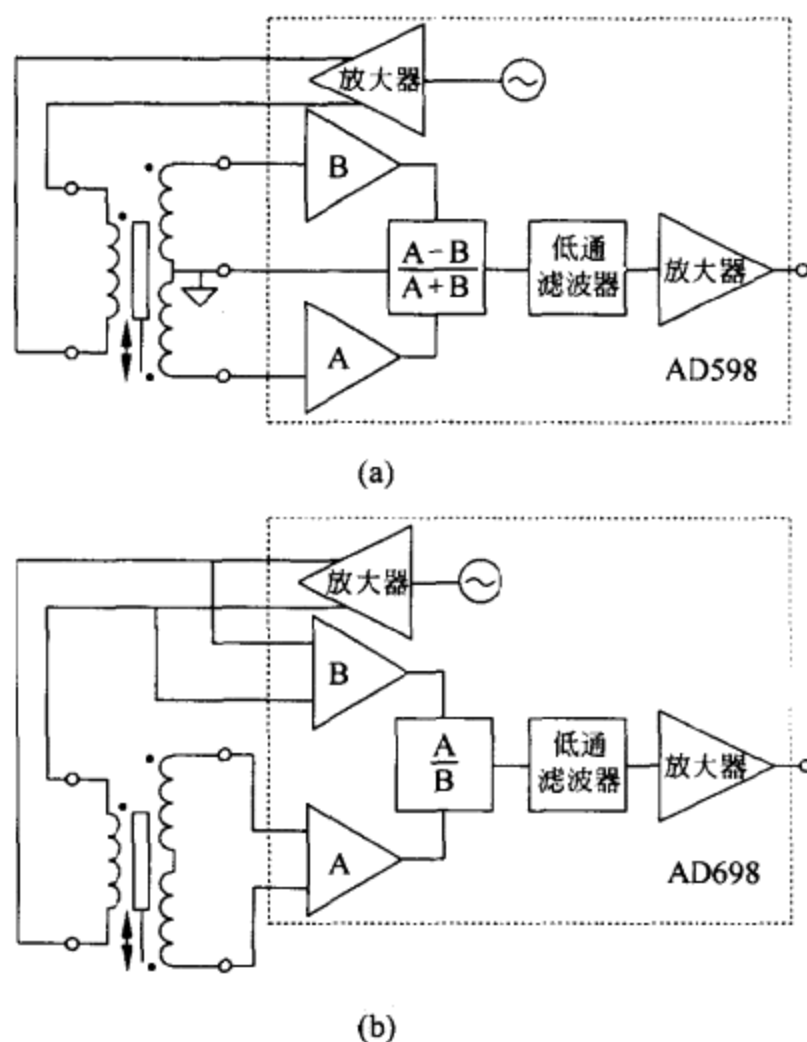


图 5.27 基于 (a) 整流和相减以及 (b) 相敏解调的 LVDT 信号调节。

5.4 供电容式传感器使用的特殊信号调节器

电容式传感器适于单片集成,但带电阻器和线圈的电桥电路则难于集成。这就促使人们开发出既适于单片集成同时也适于用分立元件制作的供电容式传感器使用的特殊信号调节器。某些调节器在可变振荡器中包含了电容式传感器(8.3节),另一些调节器则是由从电荷差获得输出电压的开关电容构成的积分器。

图5.28所示电路应用了电荷再分配法。它有自动调零相位和测量相位两种工作状态。在自动调零相位状态[图5.28(a)],参考直流电压源以 V_r 对传感器 C_x 充电,而参考电容器 C_r 和积分电容器 C_i 则对地放电。运算放大器的输出为零。在测量相位状态, C_x 接地, C_r 和 V_r 相连,而 C_i 使运算放大器的反馈环闭合,因而充当积分器。如果 $C_x=C_r$,则 C_x 中储存的电荷将在它们之间再分配,运算放大器的输出仍处于0V。但若 $C_x \neq C_r$,则存在经 C_i 的净电荷流,运算放大器的输出电压与 $C_x - C_r$ 成正比。输出级是在下一个自动调零相位期间维持上一个电压输出的取样-保持放大器。参考文献[11]介绍了减小这个电路电荷注入误差的一种方法。

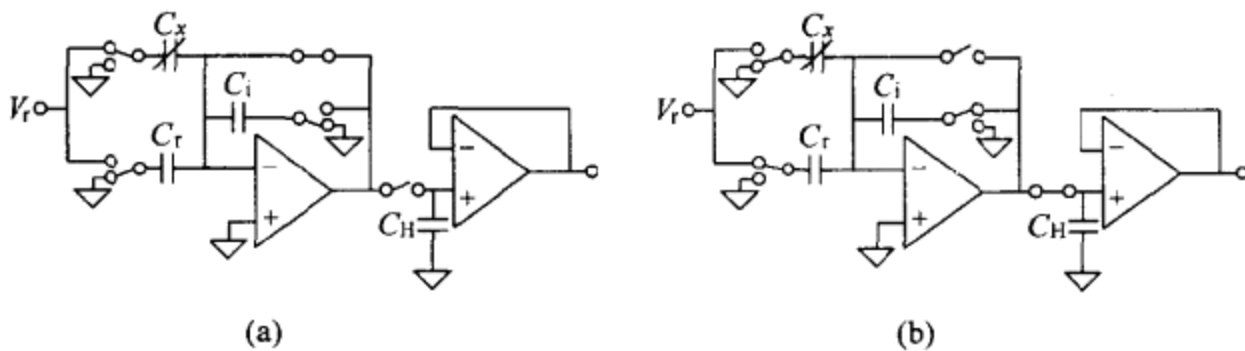


图5.28 电荷再分配法在自动调零相位下通过将未知电容充电到参考电压(a),然后在测量相位状态将参考电容器连接到同一参考电压上(b)对电容进行测量。不能从 C_x 转移到 C_r 的任何电荷对 C_i 充电。输出取样-保持放大器在 C_x 的充电相位期间维持输出电压不变。

图5.29示出采用开关电容的另一类积分器^[12]。这类积分器也有两个电容器和两个相位,但它们与反相时钟信号相连,而不是在直流电流下对电容器充电。复位开关 C_i 在相同频率上被记录。在充电相位期间, C_x 充电,输出调到零。在积分相位期间, $C_x - C_r$ 之间的电荷差给出下列输出电压:

$$v_o = V_p \frac{C_x - C_r}{C_i} \quad (5.49)$$

式中, V_p 是时钟信号的幅度。只要运算放大器具有高的直流增益,从传感器到地之间的杂散电容便不会产生干扰。

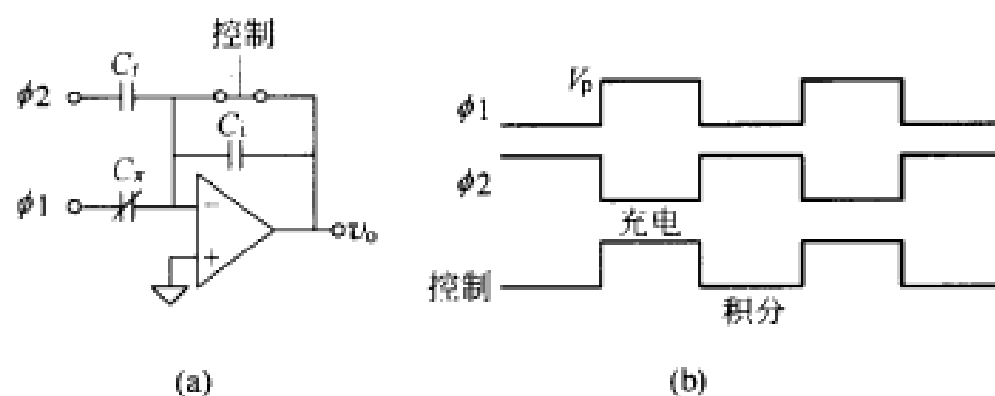


图 5.29 在对应的时钟周期内通过电荷积分和连接到相同电压电平上的开关电容对电容进行测量。

电荷转移法也依靠将电荷从未知电容器转移到已知的未充电电容器上。如果 $C_x \gg C_s$, 则图 5.30 中取样电容器两端的电压为

$$v_s = V_r \frac{C_x}{C_x + C_s} \approx V_r \frac{C_x}{C_s} \quad (5.50)$$

未知电容可以由下式确定：

$$C_x = C_s \frac{v_s}{V_r} \quad (5.51)$$

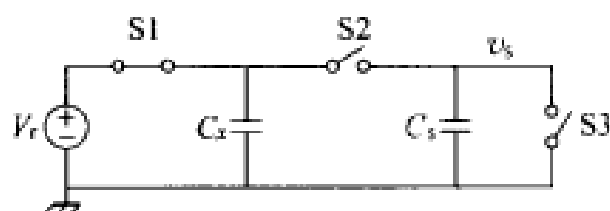


图 5.30 用于测量接地电容的电荷转移法。首先, S1 短暂闭合, C_x 充电到 V_r 。然后, S1 打开, S2 短暂闭合, 以将 C_s 充电到 v_s , v_s 的大小取决于 C_x/C_s 。

工作时, S1 在一瞬间闭合, 以将 C_x 充电到 V_r 。然后, S1 打开, S2 短暂闭合, 使电荷从 C_x 转移到放电的 C_s 。随后, S2 重新打开并测量 v_s 。短暂闭合 S3 将使 C_s 放电, 开始下一个测量周期。这个电路已用于自动阀门开关和湿度测量中的接近检测^[13]。

图 5.31 所示电路将电荷转移法应用于未接地的电容^[14]。首先, S1 和 S3 闭合, S2 和 S4 打开, 使 C_x 充电到参考电压 V_r 。充电电流由电流检测器 CD1 变换成电压。然后, S1 和 S3 打开, S2 和 S4 闭合, 使 C_x 放电到地电位。这个放电电流由电流检测器 CD2 变换成电压。 C_{in} (100nF) 保证每个运算放大器的反相输入端在快速充电-放电周期内维持在虚假接地上。因此, 杂散电容不会产生干扰, 因为 C_x 有两个与低阻抗源相连的电极。反馈电容器 C 对电流进行平均。差动输出电压与电流成正比, 因而与 C_x 成正比。运算放大器的失调电压和充电-注入瞬变相减, 因此只要它们相等, 两者就相互抵消。

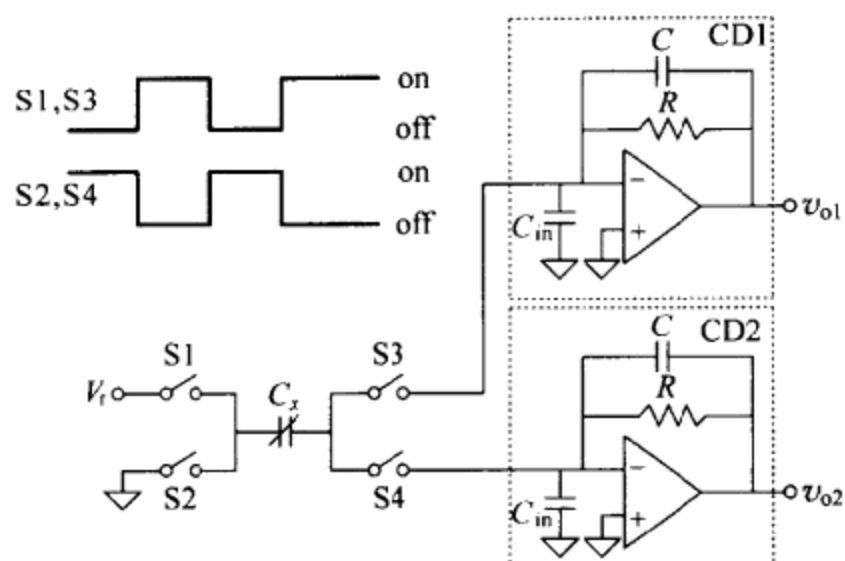


图 5.31 用于测量未接地电容的电荷转移法。

远在单片集成问世之前,利翁(K. S. Lion)于 1964 年获得专利的双 T 电路(图 5.32)便适用于具有 $1\text{pF}\sim 100\text{pF}$ 电容的传感器^[15]。在交流源电压的正半周期间, C_1 经 D1 充电到峰值,而 C_2 经 R_2 和电流检测器对地放电,因而必然具有缓慢响应。在负半周期间, C_1 经 R_1 和电流检测器对地放电,而 C_2 经 D2 充电到谷值。电路设计成具有 $R_1=R_2$ 。如果 $C_1=C_2$,则读数为零。但若 $C_1\neq C_2$,则流过电流检测器的净电流将与 C_1-C_2 成正比。当时间常数 R_1C_1 和 R_2C_2 与电源电压的周期有相同数量级时,灵敏度最高。与电桥电路不同,在此,电容器、激励源和电流检测器全都接地。

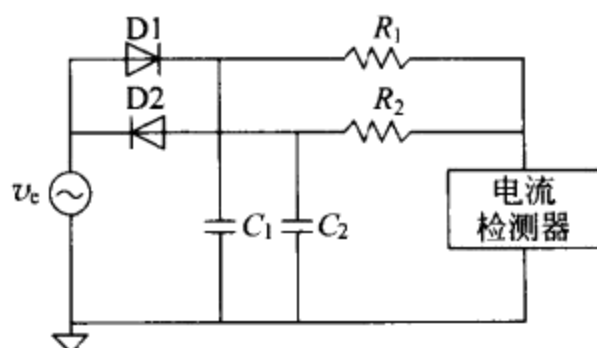


图 5.32 利用电压激励和电流检测(两者都接地)测量两个电容之间的差的双 T 电路。

电容传声器利用的是直流极化电压(高于 200V)而不是交流激励(图 5.33)。这种电容器具有平行极板和检测的声压改变极板间距。对相对于极板间距离很小的位移,若 $R_L C_x \gg 2\pi f$ (f 是位移频率),则输出电压与位移成正比,而与 f 无关(参考文献[16],第 3 章)。驻极体传声器应用了相同原理,但不需要直流电压源。而固定电容器电极具有驻极体——塑料(聚四氟乙烯,PTFE)或陶瓷材料(CaTiO_3),它在高温下加直流偏压时能俘获电荷并且在材料冷却时能将电荷保留 $2\sim 10$ 年

(参考文献[17],第14章)。商品化传声器则集成了一个FET晶体管,可以为电压检测提供高输入阻抗。

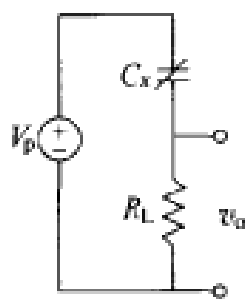


图 5.33 电容传声器利用了一个直流偏压并给出一个与电极位移成正比的输出电压。

5.5 分解器-数字变换器和数字-分解器变换器

分解器-数字变换器(RDC)和自动同步器-数字变换器(SDC)由输入模拟编码角给出数字信号。相反,数字-自动同步器变换器(DSC)和数字-分解器变换器(DRC)则由数字编编角得到模拟信号。所有这些变换器内部都是以分解器格式表示的角度进行工作。因此,在它们的输入端或输出端要有一些从一种格式变换到另一种格式的必要电路,通常是通过斯科特(Scott)变压器来完成这种变换。

5.5.1 自动同步器-分解器变换器

在自动同步器-分解器变换器的三个输出端,同步变压器或自动同步器(4.2.4节)给出的交流电压具有固定频率和取决于转子相对于定子旋转角度的幅度。三个输出电压具有下列形式

$$e_{S13} = K \cos \omega t V \sin \alpha \quad (5.52)$$

$$e_{S12} = K \cos \omega t V \sin(\alpha + 120^\circ) \quad (5.53)$$

$$e_{S21} = K \cos \omega t V \sin(\alpha + 240^\circ) \quad (5.54)$$

式中, $V \cos \omega t$ 是加到转子上的参考电压, K 是设计因子。这三个电压被认为是代表“自动同步器格式”中的角度 α 。

在自动同步器-分解器变换器的两个输出端,分解器的电压具有下列形式

$$e_{R13} = KV \sin \alpha \cos \omega t \quad (5.55)$$

$$e_{R24} = KV \cos \alpha \cos \omega t \quad (5.56)$$

这两个电压代表“分解器格式”中的角度。

图 5.34 示出将一种格式变换成另一种格式的斯科特变压器。除电压电平适合之外,该变压器还提供初级绕组与次级绕组之间的高度隔离。图 5.34 中的变压比为 1:1,但也可能采用其他比值。

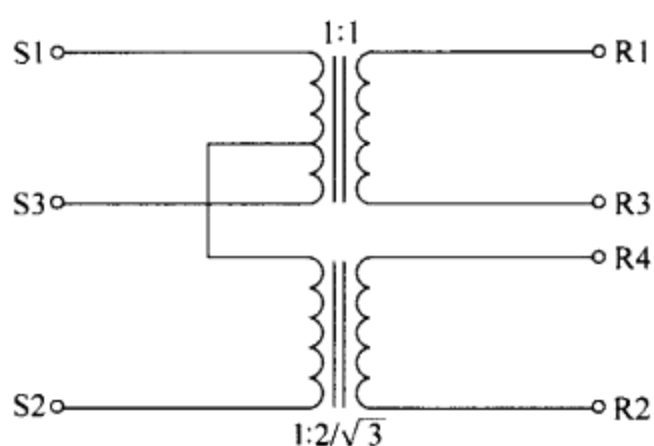


图 5.34 将角度从自动同步器(S)格式变换到分解器(R)格式或作相反变换的斯科特变压器。

为了理解斯科特变压器的电路,我们注意到

$$e_{S32} = KV \cos \omega t V \left(-\frac{1}{2} \sin \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha \right) \quad (5.57)$$

$$e_{S21} = KV \cos \omega t V \left(-\frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \alpha \right) \quad (5.58)$$

因此有

$$e_{R24} = \frac{e_{S32} - e_{S21}}{\sqrt{3}} = \frac{(e_{S32} + e_{S13}/2)2}{\sqrt{3}} \quad (5.59)$$

式(5.59)中表示出的求和在图 5.34 中由精密变压器来实现。

由于自感与匝数的平方成正比,所以,为了计算每对自动同步器接线端的输入阻抗,有

$$L_{S13} = kN^2 \quad (5.60)$$

$$L_{S12} = k \left(\frac{N}{2} \right)^2 + k \left(\frac{N\sqrt{3}}{2} \right)^2 = kN^2 \quad (5.61)$$

$$L_{S32} = k \left(\frac{N}{2} \right)^2 + k \left(\frac{N\sqrt{3}}{2} \right)^2 = kN^2 \quad (5.62)$$

式中, k 是取决于变压器磁心材料的系数。因此,若电阻与绕组电抗相比足够小,只要变压器是相同的,那么三个输入阻抗便相等。

斯科特变压器用于自动同步器-分解器变换时,由下一个装置看上去的输出阻抗必须相等,否则便会产生相位不一致的信号。图 5.35 示出这一结构以及初级绕组的阻抗为电阻性且完全对称时,描述其输出阻抗的等效电路。于是有

$$R_{S13} = R_p N^2 \quad (5.63)$$

$$R_{S1CT} = R_p \left(\frac{N}{2} \right)^2 \quad (5.64)$$

$$R_{S32} = R_p \left(\frac{N}{2}\right)^2 + R_p \left(\frac{N\sqrt{3}}{2}\right)^2 = R_p N^2 \quad (5.65)$$

由以上方程可以导出

$$R_1 = R_2 = \frac{R_p N^2}{2} \quad (5.66)$$

$$R = -\frac{R_p N^2}{4} \quad (5.67)$$

$$R_3 = R_p N^2 + \frac{R_p N^2}{4} - \frac{R_p N^2}{2} = \frac{3}{4} R_p N^2 \quad (5.68)$$

$$R_{S12} = R_1 + R + R_3 = R_p N^2 \quad (5.69)$$

因此, $R_{S13} = R_{S32} = R_{S12}$ 。亦即若初级绕组的电阻对称,则次级绕组的电阻也对称。

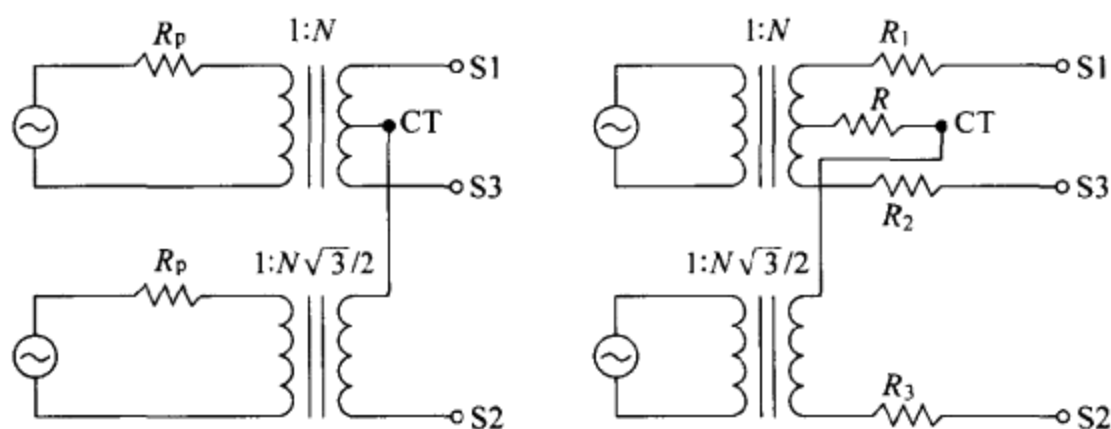


图 5.35 当斯科特变压器用于将分解器格式变换成自动同步器格式且输入阻抗相等时,计算斯科特变压器输出阻抗的等效电路。

“斯科特变压器”表示式有时也用来表示如图 5.36 中的电路,即将自动同步器格式的角度变换为分解器格式的角度。但很显然,这个电路既不能进行可逆变换,也不能提升到高电压电平,除非使用专门的高压运算放大器。

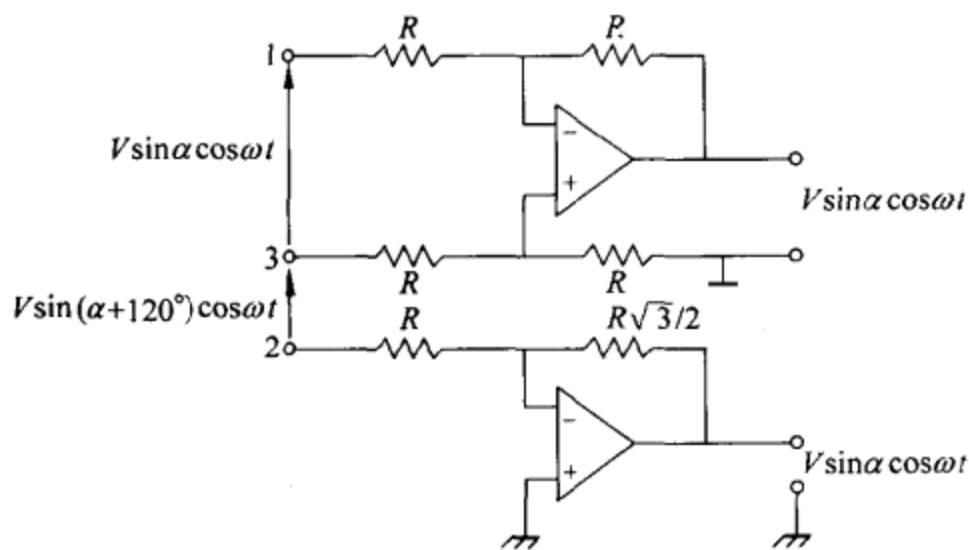


图 5.36 将自动同步器格式的角度变换成分解器格式的角度电路。

5.5.2 数字-分解器变换器^[18]

数字-分解器变换器(DRC)能根据以数字格式(通常是自然二进制代码)表示的输入角 α 给出两个固定频率的正弦电压,这两个电压的幅度分别与 $\sin\alpha$ 和 $\cos\alpha$ 成正比。由于所要表示的最大角度是 360° ,故自然二进制代码中每一位的权为

位数	1	2	3	4	5	6	...	n
度数/ $^\circ$	180	90	45	22.5	11.25	5.625	...	$360/2^n$

这类变换器中的大多数都依靠正弦和余弦乘法器。这些电路能够接受模拟参考信号和数字信号,并在其输出端以模拟形式给出第一信号与由第二个信号表示的角度的正弦或余弦之乘积。因此,它们是非线性相乘数模转换器(DAC)的一种特殊类型。

DRC将两个这类乘法器组合在一起,可以接受等效于 $0^\circ\sim 90^\circ$ 的角度的输入,必要时其前面接有可以颠倒参考信号符号的象限选择器。象限选择器由代表被变换角度的数字字的两个最高有效位(图5.37)按下列规则加以控制:

象限	位		$\sin\alpha$	$\cos\alpha$	闭合的开关 (图5.37)
	1	2			
1	0	0	-	+	A, C
2	0	1	+	-	A, D
3	1	0	-	-	B, D
4	1	1	+	+	B, C

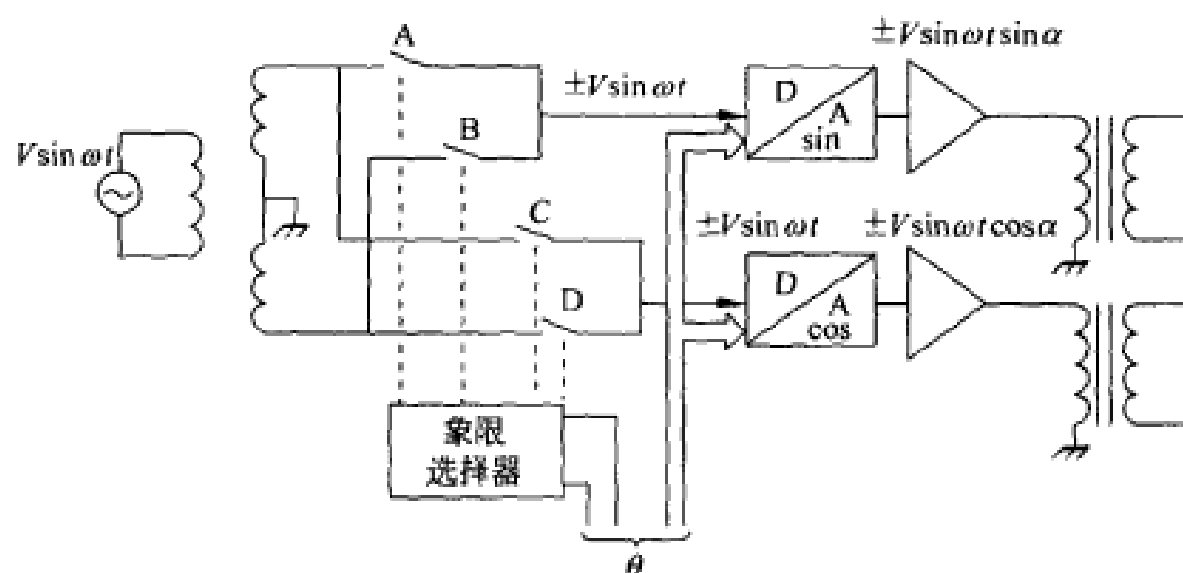


图 5.37 数字-分解器变换器的基本电路^[18]。

输出信号具有高电压和低阻抗,因此可以用长线进行传输。其功率范围为 $1\text{VA}\sim 2\text{VA}$,所以能直接启动分解器或自动同步器的绕组。该电路还包括输出变

压器,即使采用分解器格式也是如此,因为它们能避免因短路造成的任何电路损坏。

5.5.3 分解器-数字变换器^[18]

分解器-数字变换器(RDC)也建立在正弦和余弦乘法器的基础上,由模拟电压的 $\sin\alpha$ 和 $\cos\alpha$ 给出以数字格式表示的角度 α 。有两种不同的结构,即跟踪型变换器和取样型变换器。

跟踪型变换器由于成本较低、抗扰性较高而最常采用。图 5.38 示出有关电路。其工作过程如下:由可逆计数器从内部产生一个代表角度 θ 的数字信号,角度 θ 与被变换角度 α 进行比较,直到它们相等为止。用其输出控制向计数器馈电的振荡器的相位检波器进行比较。因此,振荡器的输出将增加或减小,直到 $\alpha=\theta$ 。同步相位检波器输入端的信号为

$$V\sin\omega t\cos\alpha\sin\theta - V\sin\omega t\sin\alpha\cos\theta = V\sin\omega t\sin(\alpha - \theta) \quad (5.70)$$

这个信号与参考信号($V\sin\omega t$)同相。相位检波器的输出与它的每个输入的幅度和它们的相应相位的余弦成正比。由于 $\cos 0^\circ = 1$,故这时相位检波器输出将与 $\sin(\alpha-\theta)$ 成正比。只要这一差值很小, $\sin(\alpha-\theta)$ 便可以用 $\alpha-\theta$ 近似表示。这是传送到积分器的信号。

压控振荡器(VCO)之前的积分器使系统成为 II 型系统(2 个积分器;VCO 和计数器形成另一个积分器)。II 型反馈系统既没有位置误差,也没有速度误差,而只有加速度误差(参考文献[19],7.3 节)。由于应用这些变换器的大多数控制系统都以恒定速度工作,故 II 型系统是最适合的系统。加速度误差是 $1/k_a$,其中, k_a 是数值介于 1000rad/s^2 与 600000rad/s^2 之间的加速度常数。例如,这意味着对于较小的值,对每个 1000rad/s^2 的输入加速度,输出角将滞后 1° 。误差信号的双重积分能提供对通常包含电压尖峰的电磁干扰的高抗扰性。

从这个基本电路结构演化出的几种集成电路产品可以达到的分辨率为 $10\sim 22$ 位,而误差小于 2 位。例如,AD2S90 具有 12 位和 $10.6' \pm 1\text{LSB}$ 的角精确度。某些产品只包含两个正弦乘法器和余弦乘法器,可以接受以数字形式表示的 $0^\circ\sim 360^\circ$ 角。另一些产品则给出以模拟形式表示的角度,因为它们包含了 DAC。还有的产品具有数字输出角度,可以给出模拟速度信号,因而无需转速计。信号放大之后,某些 RDC 可以用于感应式同步信号变换(4.2.4 节)。

取样型 RDC 通常采用逐次逼近算法。它们具有较快的变换速度(与跟踪型变换器的 1s 相比,仅为 $100\mu\text{s}\sim 200\mu\text{s}$),但较高的成本使它们实际上仅适用于通道数多于 6 个或 9 个(取决于与它们进行比较的跟踪单元)的多通道系统。

在取样型 RDC 中,有一个用于每个通道的取样单元。在参考信号达到其最大值的一瞬间,分解器格式两个输入中每一个的样品均被取样单元提取。取样值被储存在电容器中,经多路转换传送到为所有通道共享并且实施数字变换的某个单元。这个变换通过对两个正弦和余弦乘法器的输出之差进行分析来完成(如图 5.38 所示)。它们的输入是由逐次逼近式寄存器产生的角度,其工作原理类似于普通 ADC。在这类取样型 RDC 中,如果被控制的系统具有恒定速度,则变换器输出与系统的当前角位置之间便有恒定的延迟。

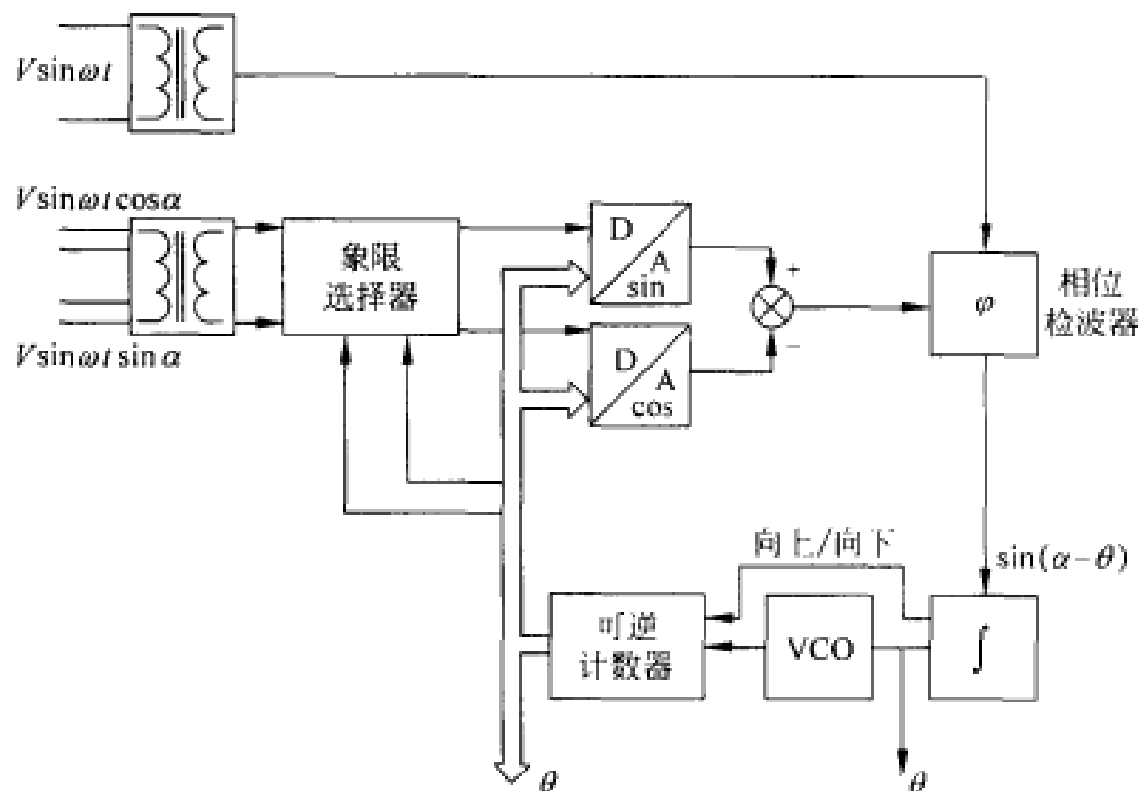


图 5.38 分解器-数字变换器的基本电路^[18]。

习 题

- 5.1 某一电容式压力传感器给出的 1kHz 输出信号必须放大 1000 倍才能得到可接受的信号电平。现有的运算放大器在工作温度上具有 3mV 的最大输入失调电压。为了防止减小动态输出范围,提出了图 P5.1 中所示放大器。试确定元件的数值。

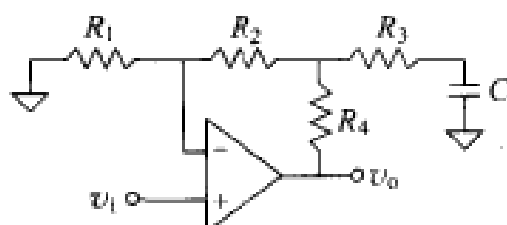


图 P5.1 高增益交流放大器。

5.2 可提供某种差动电容式传感器,该传感器基于极板距离的变化且其可动极板接地。为了得到与输入位移成正比的以地为参考的输出信号,提出了图 P5.2 所示电路。假定运算放大器为理想放大器。为使输出电压与位移成正比而与振荡器频率无关,试确定电路中的电阻器和电容器应满足的条件。

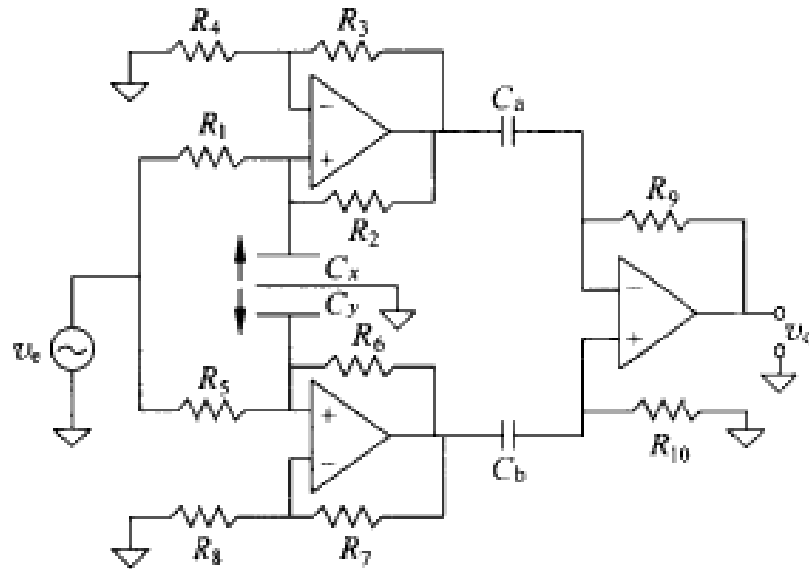


图 P5.2 由恒定交流电流激励的差动电容式传感器和差动微分器。

5.3 图 P5.3 示出用于可动电极接地的差动电容式位移传感器的信号调节器。为使输出电压与激励频率无关,试确定电路中无源元件应满足的关系。若所希望的峰值输出电压是 10V,试确定有限转换速率所允许的最高激励频率。若传感器具有间隔为 1cm 的 100cm^2 平行极板,输入位移范围从 -1mm 到 $+1\text{mm}$,激励源在 100kHz 时具有 10V(峰值)输出,试确定电阻器和电容器的数值。

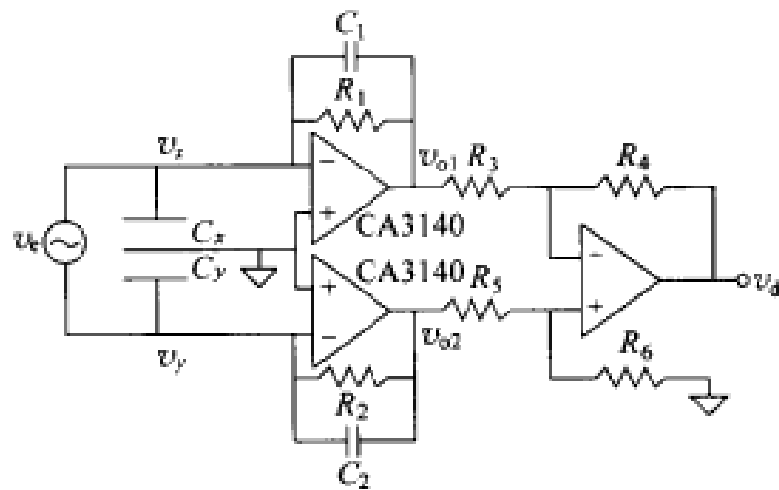


图 P5.3 供具有接地的中心电极的差动电容式传感器使用的信号调节器。

5.4 图 P5.4 示出一个准电桥,其中 $Z_1(R_1, C_1)$ 是其阻抗的实部和虚部两者均是

可变的传感器, $Z_3(R_3, C_3)$ 是用来在选定的传感器工作点处获得零输出的平衡阻抗。试确定当传感器的工作点为 (R_{10}, C_{10}) 时, R_3 和 C_3 的方程。将 v_1 和 v_2 作为 Z_1 的分量的函数加以确定。假定所有运算放大器均为理想放大器。

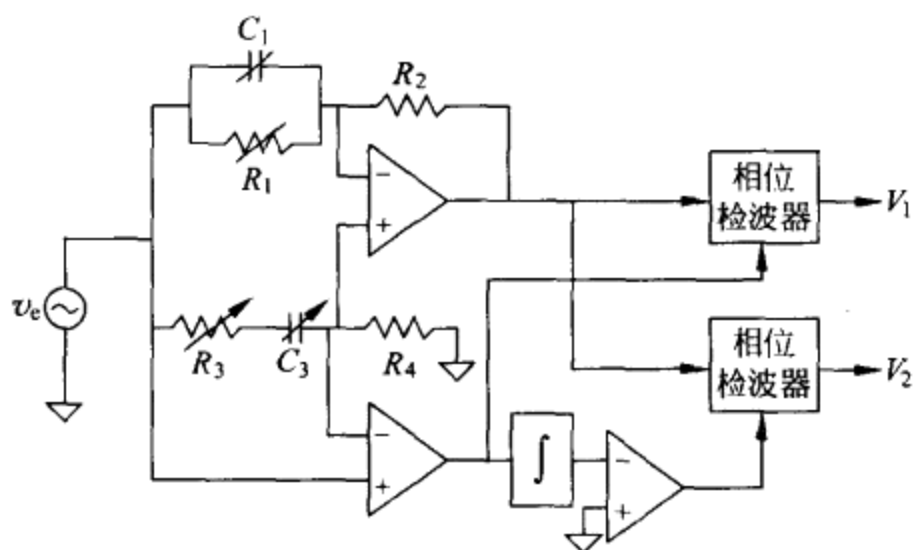


图 P5.4 准电桥和传感器的元件隔离, 传感器的有功部分和无功部分随被测对象而变。

5.5 图 P5.5 所示电路是一个用于精密温度计中的准电桥, 温度计采用 100Ω 的铂传感器并由 72Hz 电压供电。试说明每个运算放大器的作用, 并计算为使输出电压直接与温度成正比所需的电阻之间的关系。

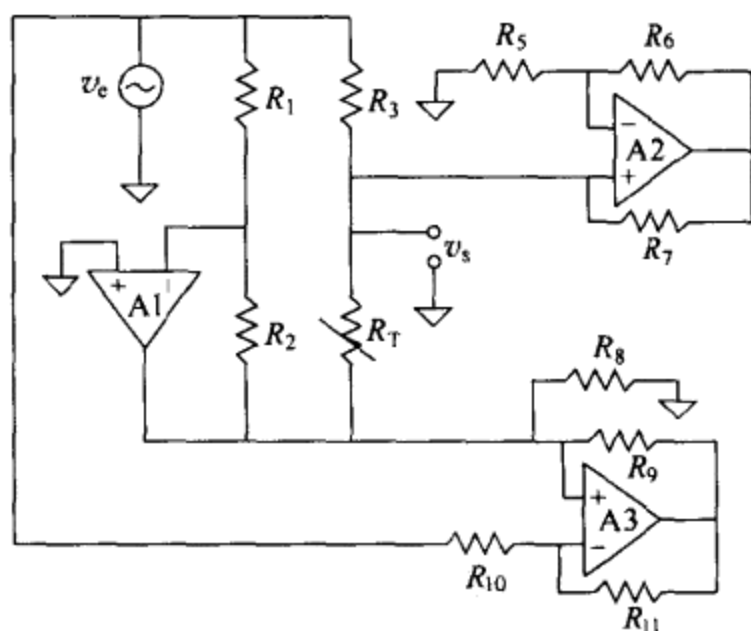


图 P5.5 供由恒定电流激励的电阻式传感器用的准电桥。

5.6 我们希望能以 0.01°C 的分辨率测量接近于 100°C 的温度。图 P5.6 中提出的电路利用了 在 0°C 时具有 100Ω 和 $\alpha=0.004/\text{K}$ 的 Pt100 传感器。若电

桥在 $T=100^{\circ}\text{C}$ 时平衡, 试确定在 $T=100.01^{\circ}\text{C}$ 时的输出电压与激励电压之比。若传感器具有 $\delta=100\text{mW/K}$ 且我们希望将自热误差维持在 0.001°C 以下, 加到电桥上的峰值电压极限是多少? 若输出滤波器无误差且我们希望在 $T=100.01^{\circ}\text{C}$ 时得到 10mV 输出, 试确定与电桥相连的放大器的增益。若输出温度的频谱被限定到 1Hz , 试确定 $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, C_1$ 和 C_2 之值。

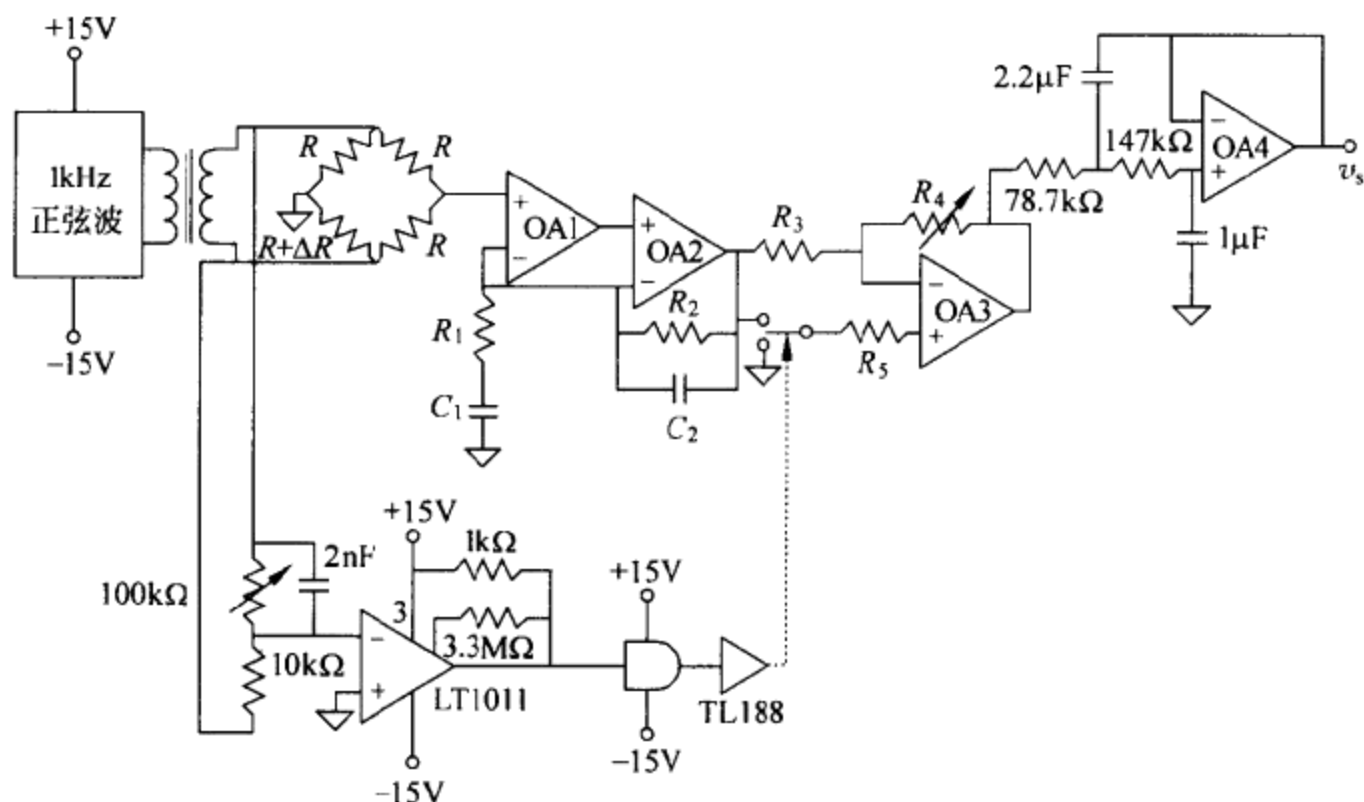


图 P5.6 供高分辨率温度测量用的载波放大器。

5.7 图 P5.7 中所示 LVDT 可以测量达 $\pm 50\text{mm}$ 的位移, 并在由 5V (有效值), 2kHz 激励时给出 $\text{FSO}=250\text{mV}$ (有效值)。在 2kHz 频率处, 初级绕组具有 3500Ω 和 $+71^{\circ}$ 的相移。在图 P5.7 中, 激励电压在 20kHz 处为 12V (峰值)。假定初级绕组的阻抗在 $2\text{kHz}\sim 20\text{kHz}$ 范围不会改变。为获得所要求的激

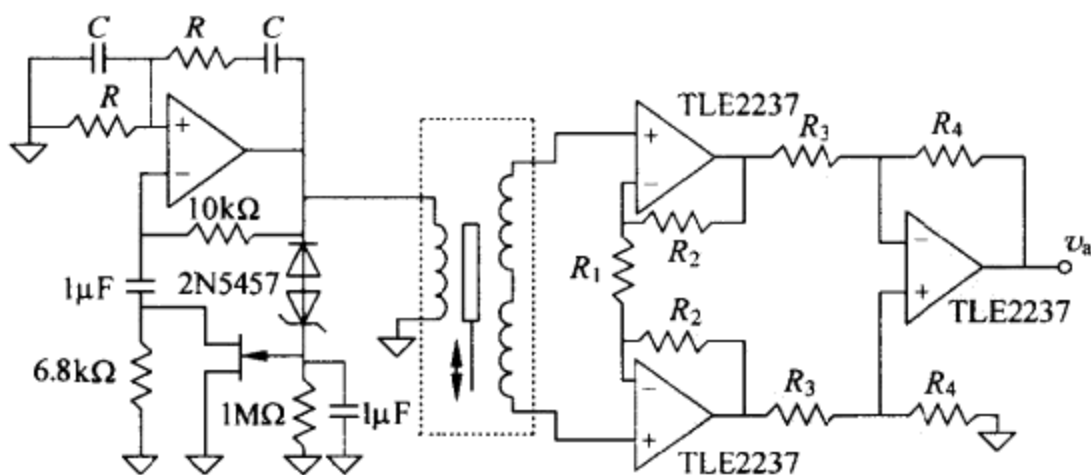


图 P5.7 LVDT 中的激励和检测。

励电压和激励频率以及 12V(峰值)FSO,试确定电阻器和电容器之值。为了避免失真,运算放大器所需的转换速率(假定相同)是多少?

参 考 文 献

- 1 S. M. Huang, A. L. Stott, R. G. Green, and M. S. Beck. Electronic transducers for industrial measurement of low value capacitances. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **21**, 1988. 242~250
- 2 A. L. Hugill. Displacement transducers based on reactive sensors in transformer ratio bridge circuits. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **15**, 1982. 597~606
- 3 R. V. Jones and J. C. S. Richards. The design and some applications of sensitive capacitance micrometers. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **6**, 1973. 589~600
- 4 H. K. P. Neubert. *Instrument Transducers*, 2nd ed. New York: Oxford University Press, 1975
- 5 S. Franco. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1998
- 6 R. Pallás-Areny and J. G. Webster. *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999
- 7 X. Wang. Sensitive digital lock-in amplifier using a personal computer. *Rev. Sci. Instrum.*, **61**, 1990. 1999~2001
- 8 A. V. Oppenheim, A. S. Willsky with S. H. Nawab. *Signals and Systems*, 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997
- 9 R. Pallás-Areny and O. Casas. A novel differential synchronous demodulator for ac signals. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **45**, 1996. 413~416
- 10 E. E. Herceg. *Handbook of Measurement and Control*. Pennsauken, NJ: Schaevitz Engineering, 1976. Fourth printing, 1986
- 11 S. T. Cho and K. D. Wise. A high-performance microflowmeter with built-in test. *Sensors and Actuators A*, **36**, 1993. 47~56
- 12 J. T. Kung, R. N. Mills, and H-S. Lee. Digital cancellation of noise and offset for capacitive sensors. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **42**, 1993. 939~942
- 13 H. Philipp. The charge transfer sensor. *Sensors*, **13**, November 1996. 36~42
- 14 S. M. Huang. Impedance sensors—dielectric systems. Chapter 4 in; R. A. Williams and M. S. Beck (eds.), *Process Tomography: Principles, Techniques and Applications*. Boston: Butterworth-Heinemann, 1995
- 15 N. M. Patiño and M. E. Valentinuzzi. Lion's twin-T circuit revisited. *IEEE Eng. Med. Biol. Magazine*, **11**, 3, 1992. 61~66

- 16 A. D. Khazan. *Transducers and Their Elements*. Englewood Cliffs, NJ: PTR Prentice-Hall, 1994
- 17 L. K. Baxter. *Capacitive Sensors Design and Applications*. New York: IEEE Press, 1997
- 18 G. S. Boyes (ed.). *Synchro and Resolver Conversion*. Surrey (U. K.): Memory Devices Ltd. , 1980
- 19 B. C. Kuo. *Automatic Control Systems*, 6th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991

第 6 章

有源传感器

有源传感器无需任何电源便能由被测对象产生电信号。它们为测量许多常用的物理量,特别是温度、力、压力和加速度提供了另一种可供选择的方法。此外,由于这类传感器建立在一些可逆效应的基础上,故它们可用作从电信号获得非电气输出的执行器。

本章还介绍光电式传感器和一些用于化学量(涉及化学成分)的传感器。本章中所介绍的某些效应可以在电路中意外发生,因而成为干扰源。例如,热电电压、电缆包含压电材料时电缆的振动以及在焊点或电接触处的动电电位便是这种情况。我们将对传感器中的现象进行说明,但同样的分析适用于将干扰减到最小。

6.1 热电式传感器:热电偶

6.1.1 可逆的热电效应

热电式传感器的基础是与不可逆的焦耳(Joule)效应相反的一种可逆效应,即珀尔帖(Peltier)效应和汤姆逊(Thomson)效应。

回顾历史,1822年,塞贝克(Thomas J. Seebeck)首先发现,在由两种不同的单一金属 A 和 B 构成的电路中,如果两个接合处处于不同温度,便会产生电流(图 6.1),亦即存在着从热能到电能的转换。如果电路被断开,则会出现只取决于金属和结温的热电动势(emf)。在某点或某个区域具有一个固定的接合处的一对不同金属构成一个热电偶。

电动势 E_{AB} 之间的关系和两个结之间的温差 T 决定了塞贝克系数 S_{AB} :

$$S_{AB} = \frac{dE_{AB}}{dT} = S_A - S_B \quad (6.1)$$

式中, S_A 和 S_B 分别是 A 和 B 的绝对热电功率。 S_{AB} 一般不是常数而与 T 有关,通常随 T 而增大。重要的是应认识到,电路中流动的电流虽然取决于导体的电阻,

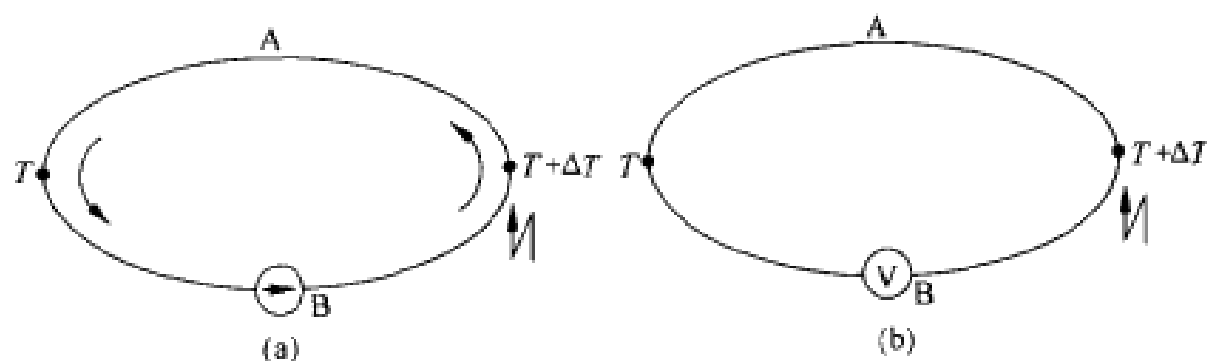


图 6.1 热电偶中的塞贝克效应。当存在两个处于不同温度的金属接合处时便会出现。(a)电流或。(b)电位差。

但电动势则与电阻率、导体的截面或温度分布或温度梯度无关。它只取决于两个结点之间的温差和金属种类(假定它们是单一金属)。这种电动势是由珀尔帖效应和汤姆逊效应所引起的。

珀尔帖效应(为纪念 1834 年发现该效应的珀尔帖而取名)是指当电流流过两种不同金属的结点时,结点将发热或变冷(图 6.2)。当电流方向颠倒时,热的流动方向也颠倒。也就是说,如果某一结点受热(放热),则当电流方向颠倒时,该结点变冷(吸热)。同样,若某一结点变冷,则当电流方向颠倒时,该结点又发热。这一效应是可逆效应,且与接触情况无关,亦即与导体的外形或尺寸无关。它只取决于结的构成和温度。此外,这种依赖关系呈线性,可以用珀尔帖系数 π_{AB} 来描述。 π_{AB} 有时称为珀尔帖电压,因为它的单位是伏。 π_{AB} 定义为对于从 B 流向 A 的每单位(正电荷),A 与 B 之间结上产生的热。亦即

$$dQ_p = \pm \pi_{AB} I dt \quad (6.2)$$

可以证明^[1],对处于绝对温度 T 的结点,有

$$\pi_{AB}(T) = T \times (S_B - S_A) = -\pi_{BA}(T) \quad (6.3)$$

结上每单位面积传递的热量与电流而不是电流的平方成正比这一事实使珀尔帖效应不同于焦耳效应。对于焦耳效应,发热取决于电流的平方,即使电流方向颠倒时也不会改变。

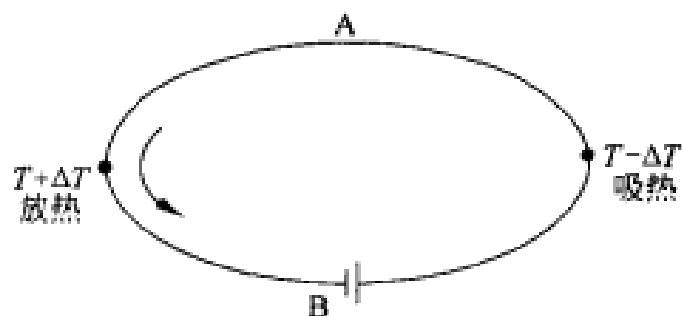


图 6.2 珀尔帖效应:当沿热电偶回路存在电流时,其中一个结变冷,而另一个结变热。

珀尔帖效应也与电流的起源无关,因此,甚至可以采用如图 6.1(a)所示的热电电流。在这种情况下,结可能达到与环境温度不同的温度。正如下面将要指出的那样,这可能形成误差源。

1847—1854年,威廉·汤姆逊(William Thomson)以及后来的开尔文(Lord Kelvin)发现的汤姆逊效应,就是指当沿具有非均匀温度的单一导体存在电流时,导体中的吸热或发热现象,如图 6.3 中所示。释放的热与电流而不是与电流的平方成正比,因此,对于反向电流要改变它的符号。当电荷从较冷的点流向较热的点时,将吸收热量,而当电荷从较热的点流向较冷的点时,则释放热量。换句话说,当电荷和热量在相反方向流动时将吸收热量,而当它们在同一方向流动时则释放热量。

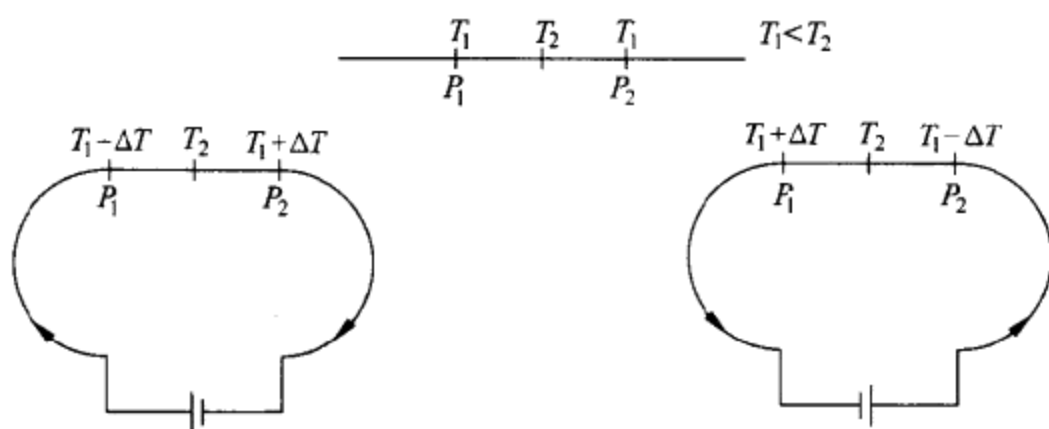


图 6.3 汤姆逊效应:当沿具有非均匀温度的导体存在电流时,热量被吸收或释放。

在电阻率为 γ 及纵向温度梯度为 dT/dx 的导体中,当沿导体存在电流密度 i 时,每单位体积的热通量为

$$q = i^2 r - i\sigma \frac{dT}{dx} \quad (6.4)$$

式中, σ 是汤姆逊系数。右端的第一项表示不可逆焦耳效应,第二项表示可逆汤姆逊效应。

回到图 6.1(a)中的电路,如果电流小到足以忽略焦耳效应,则可以只考虑可逆效应。于是,最终的热电功率 $(dE_{AB}/dT)\Delta T$ 必定等于被变换的净热能。在图 6.1(a)中,一个结处于温度 $T+\Delta T$,另一个结处于温度 T ,热结吸收的热量是 $\pi_{AB}(T+\Delta T)$,而冷结释放的热量是 $-\pi_{AB}(T)$ 。根据汤姆逊效应,沿 A 释放的热量为 $-\sigma_A \times \Delta T$,而沿 B 吸收的热量为 $\sigma_B \times \Delta T$ 。因此,功率平衡条件为

$$\frac{dE_{AB}}{dT} \Delta T = \pi_{AB}(T+\Delta T) - \pi_{AB}(T) + (\sigma_B - \sigma_A) \times \Delta T \quad (6.5)$$

将两端除以 ΔT 并在 ΔT 趋于零时取极限,得到

$$\frac{dE_{AB}}{dT} = \frac{d\pi_{AB}}{dT} + \sigma_B - \sigma_A \quad (6.6)$$

上式构成热电学的基本定理,并表明塞贝克效应是由珀尔帖效应和汤姆逊效应引起的。

方程(6.1)和(6.6)允许将热电偶用于温度测量。具有恒温结点(参考结点)的热电偶电路能给出随称之为测量结点的另一个结点的温度变化的电动势。有关数据表可以给出当参考结点维持在 0°C 时,用给定热电偶得到的电压随测量结点温度的变化。未接地热电偶的等效电路是一个在每个接线端(对应金属的接线端)有不同输出电阻的电压源。

热电偶应用于温度测量受到若干限制。首先,必须选择热电偶的类型,使之不会在使用过程中熔化。此外,还必须使它所处的环境不会对结金属起破坏作用。

其次,在热电偶回路中必须维持非常小的电流,否则,由于珀尔帖效应和汤姆逊效应是可逆效应,回路通过释放或吸收热量将引起导体温度,特别是结点的温度不同于环境温度。依据电流强度的不同,甚至焦耳效应也可能十分显著。所有这一切将导致测量结点的温度不同于所要测量的温度,而参考温度也不同于所假定的温度,因而造成严重误差。此外,导体必须是单一导体,所以须小心防止在安装或操作期间产生任何机械应力或热应力。例如,由于长时期暴露在大温度梯度下引起的老化所造成的机械应力或热应力。

另一个限制是,如果一个结点的温度是待测温度,则另一个结点必须维持在固定温度上。由于输出电压非常小(通常为 $6\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}\sim 75\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$),所以,参考结点温度的任何变化都会造成严重误差。此外,若参考温度与被测温度并不十分接近,那么,由于所关注的温度变化引起的变化非常小,输出信号将具有相当大的恒定值。

当希望获得高精度时,电动势与温度相互关系的非线性可能变得重要。适用于所有热电偶的近似公式为

$$E_{AB} \approx C_1(T_1 - T_2) + C_2(T_1^2 - T_2^2) \quad (6.7)$$

式中, T_1 和 T_2 是每个结点的对应绝对温度, C_1 和 C_2 是由材料A和B决定的常数。由式(6.7)有

$$E_{AB} \approx (T_1 - T_2)[C_1 + C_2(T_1 + T_2)] \quad (6.8)$$

上式表明,电动势不仅取决于温差,而且也取决于温差的绝对值。可利用的有效热电偶数量受到限制,因为 C_2 应当很小,因而减少了可能的选择范围。例如,对于铜-康铜热电偶, $C_2 \approx 0.036\mu\text{V}/\text{K}^2$ 。这种非线性可能要求用信号调节器进行修正。把所有因素都考虑进去以后,热电偶很少达到优于 0.5°C 的精度。同类型热电偶的容许偏差可以达到几度($^{\circ}\text{C}$)。

尽管存在上述限制,但热电偶仍然具有许多优点,已成为温度测量最常用的传感器。它们具有很宽的测量范围,如某类热电偶的测量范围从 -270°C 到 3000°C ,而且每种特定的热电偶还有宽的测量范围。它们还呈现令人满意的长期稳定性和高可靠性。此外,在低温下,它们有比电阻式温度检测器(RTD)更高的精度。其

小的尺寸能给出毫秒级的快速响应。它们也很牢固、简单且便于使用,可以提供适于多种应用的廉价热电偶。由于热电偶无须激励,所以没有电阻式温度检测器所遇到的自热问题,这对气体测量尤为重要。它们还允许采用长连接导线。

6.1.2 常用的热电偶

对于热电偶结点,同时提出以下要求:(1)低的电阻率温度系数;(2)在高温下抗氧化,以便承受工作环境的考验;(3)尽可能高的线性度。

已采用能满足所有上述要求的几种特殊合金: $\text{Ni}_{90}\text{Cr}_{10}$ (镍铬合金), $\text{Cu}_{57}\text{Ni}_{43}$ (康铜), $\text{Ni}_{94}\text{Al}_2\text{Mn}_3\text{Si}_1$ (镍铝锰锡合金)等。用通常由不锈钢制成的护套保证不受环境影响(图 6.4)。无论响应速度还是探头的坚固性都取决于护套厚度。硅和锗两者都呈现热电特性,但它们作为冷却元件(珀尔帖元件)比作为测量热电偶有着更广泛的应用。表 6.1 列出几种常用热电偶的特性及其 ANSI 表示符号。C 型和 N 型不是 ANSI 标准。还有一些用于表面温度测量的薄膜热电偶。

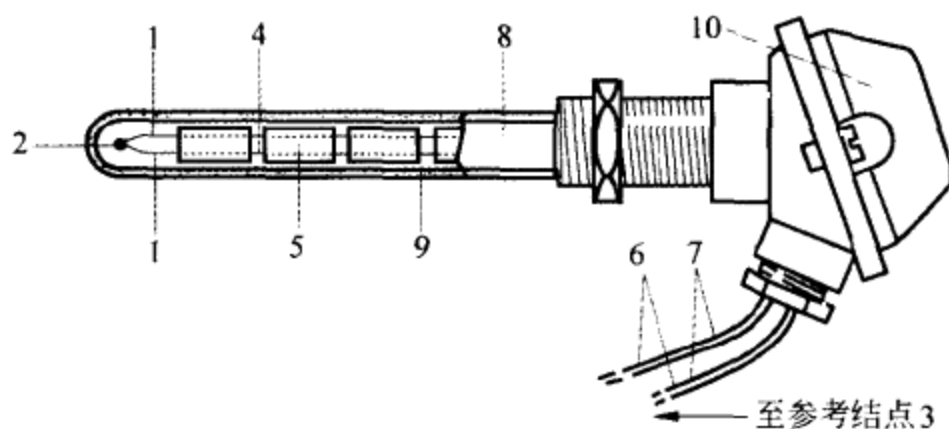


图 6.4 带护套的工业用热电偶。1. 导体(不同的); 2. 测量结点; 3. 参考结点; 4. 裸热电偶导线; 5. 绝缘的热电偶导线; 6. 用与热电偶导线相同的导线制成的延伸引线; 7. 补偿引线,与热电偶导线不同的导线,但有小的电动势; 8. 探头; 9. 保护(外罩); 10. 护套头。

表 6.1 几种常用热电偶的特性

ANSI 表示符号	构成成分	有效温度范围/ $^{\circ}\text{C}$	满量程输出/ mV	误差/ $^{\circ}\text{C}$
B	Pt(6%)/铑-Pt(30%)/铑	38~1800	13.6	—
C	W(5%)/铱-W(26%)/铱	0~2300	37.0	—
E	镍铬合金-康铜	0~982	75.0	± 1.0
J	铁-康铜	184~760	43.0	± 2.2
K	镍铬合金-镍铝锰锡合金	-184~1260	56.0	± 2.2

续表

ANSI 表示符号	构成成分	有效温度范围/°C	满量程 输出/mV	误差/ °C
N	镍铬硅合金(Ni-Cr-Si)- 镍硅镁合金(Ni-Si-Mg)	-270~1300	51.8	—
R	Pt(13%)/铑-Pt	0~1593	18.7	±1.5
S	Pt(10%)/铑-Pt	0~1538	16.0	±1.5
T	铜-康铜	-184~400	26.0	±1.0

J型热电偶是一种多用途热电偶且成本低廉。它们能耐氧化环境和还原环境,常用于露天锅炉。K型热电偶用于非还原环境,在测量范围内性能优于氧化环境中的E、J和T型热电偶。T型热电偶耐腐蚀,因而常用于高湿度环境。E型热电偶具有最高的灵敏度,且在0°C以下和氧化环境中耐腐蚀。N型热电偶能防止氧化,可以在高温下稳定工作。利用贵金属制成的热电偶(B,R和S型)对氧化和腐蚀有很强的抵抗力。

标准数据表给出参考结点处于0.00°C时对应于不同温度的输出电压,但这并不表明处于0.00°C的结点对任何热电偶总是给出0V输出。这种制表只是为了便于说明下列事实,即为了测量结点产生的电压,我们不可避免地要引入其他结点。因此,对于每个给定温度,谈及不同温度下结点之间的电压差比考虑单个结点的电压更方便。为了实现标准化,人们一致同意将0.00°C取作数据表的参考温度。表6.2示出这类数据表之一的一部分^[2]。中间电压或中间温度可以由线性内插求得。

表 6.2 J型热电偶从0°C到110°C的电压-温度数据表

温度/°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0.000	0.050	0.101	0.151	0.202	0.253	0.303	0.354	0.405	0.456	0.507
10	0.507	0.558	0.609	0.660	0.711	0.762	0.813	0.865	0.916	0.967	1.019
20	1.019	1.070	1.122	1.174	1.225	1.277	1.329	1.381	1.432	1.484	1.536
30	1.536	1.588	1.640	1.693	1.745	1.797	1.849	1.901	1.954	2.006	2.058
40	2.058	2.111	2.163	2.216	2.268	2.321	2.374	2.426	2.479	2.532	2.585
50	2.585	2.638	2.691	2.743	2.796	2.849	2.902	2.956	3.009	3.062	3.115
60	3.115	3.168	3.221	3.275	3.328	3.381	3.435	3.488	3.542	3.595	3.649
70	3.649	3.702	3.756	3.809	3.863	3.917	3.971	4.024	4.078	4.132	4.186
80	4.186	4.239	4.293	4.347	4.401	4.455	4.509	4.563	4.617	4.671	4.725
90	4.725	4.780	4.834	4.888	4.942	4.996	5.050	5.105	5.159	5.213	5.268
100	5.268	5.322	5.376	5.431	5.485	5.540	5.594	5.649	5.703	5.758	5.812

注:假定参考结点处于0°C,电压单位为mV。

例 6.1 J型热电偶回路的一个结点处于 0°C , 另一个结点处于 45°C 。开路电动势是多少?

表 6.2 中, 在与 40°C 相对应的行和与 5°C 相对应的一列的相交处, 可以读出 2.321mV 。

例 6.2 一个结点处于 0°C 的某一 J 型热电偶回路产生 5mV 输出电压。测量结点的温度是多少?

在 96°C 时有 5.050mV , 在 95°C 时有 4.996mV 。因此, 在这个范围的灵敏度为 $54\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, 结点处于 95.07°C 左右。

在理解这个最后结果时, 重要的是要考虑每个热电偶类型的精度。对于 J 型热电偶, 精度为 $\pm 2.2^{\circ}\text{C}$ 或 0.75% (每当给出最大误差时)。这意味着, 在最后一个例子的结果中, 不确定性是 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 。这不会降低用 1°C 增量和内插给出的数据表的有效性, 因为某些应用需要高分辨率, 但不一定要求高精度。

自校准热电偶已使精度获得改善^[3]。改进之处包括位于结点附近的封装金属。当被检测的温度超过封装金属的相变温度时, 热电偶的时间-温度记录便达到平顶。将平顶温度与封装金属的已知相变温度进行比较, 便可以实施单点校准。

具有计算能力的系统可以利用对数据表的数值作近似表示的多项式, 近似精度与多项式的阶次有关。它们都可以用下面的公式来表示:

$$T = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots \quad (6.9)$$

式中, x 是被测电压。表 6.3 给出不同的常用热电偶在规定范围内的多项式系数和近似程度^[2]。当测量范围很大时, 最好是不使用高阶多项式, 而将整个范围分成较小的温度范围, 然后再对每个温度范围利用较低阶次的多项式。

表 6.3 按照式(6.9), 由不同热电偶的输出电压给出近似温度的多项式系数

多项式系数	E 型 $-100^{\circ}\text{C} \sim 1000^{\circ}\text{C}$	J 型 $0^{\circ}\text{C} \sim 750^{\circ}\text{C}$	K 型 $0^{\circ}\text{C} \sim 1370^{\circ}\text{C}$	R 型 $0^{\circ}\text{C} \sim 1000^{\circ}\text{C}$	S 型 $0^{\circ}\text{C} \sim 1750^{\circ}\text{C}$	T 型 $-160^{\circ}\text{C} \sim 400^{\circ}\text{C}$
精度	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.1^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.7^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$	$\pm 1^{\circ}\text{C}$	$\pm 0.5^{\circ}\text{C}$
a_0	0.104967248	-0.048868252	0.226584602	0.253632917	0.927763167	0.100860910
a_1	17189.45282	19873.14503	24152.10900	179075.491	169526.5150	25727.94369
a_2	-282639.0850	-218614.5353	67233.4248	-48840341.37	-31568363.94	-767345.8295
a_3	12695339.5	11569199.78	2210340.682	1.90002E+10	8990730663	780225595.81
a_4	-448703084.6	-264917531.4	-860963914.9	-4.82704E+12	-1.63565E+12	-9247486589
a_5	1.1086E+10	2018441314	4.83506E+10	7.62091E+14	1.88027E+14	6.97888E+11
a_6	-1.76807E+11		-1.18452E+12	-7.20026E+16	-1.37241E+16	-2.6619E+13
a_7	1.71842E+12		1.38690E+13	3.71496E+18	6.17501E+17	3.94078E+14
a_8	-9.19278E+12		-6.33708E+13	-8.03104E+19	-1.56105E+19	
a_9	2.06132E+13				1.69535E+20	

图 6.5 示出可利用的各种不同结型式。外露结用于静态测量或要求快速响应时间的非腐蚀气流测量,但它们很容易损坏。封闭(未接地)结用于要求对热电偶进行电隔离的腐蚀性环境。结由外套罩住,并用良热导体如油、水银或金属粉与结外套隔离。当要求快速响应而无需厚外套时,可以利用无机绝缘物,如 MgO , Al_2O_3 或 BeO 粉。最终响应取决于隔离物的致密性,最大允许温度也不相同。

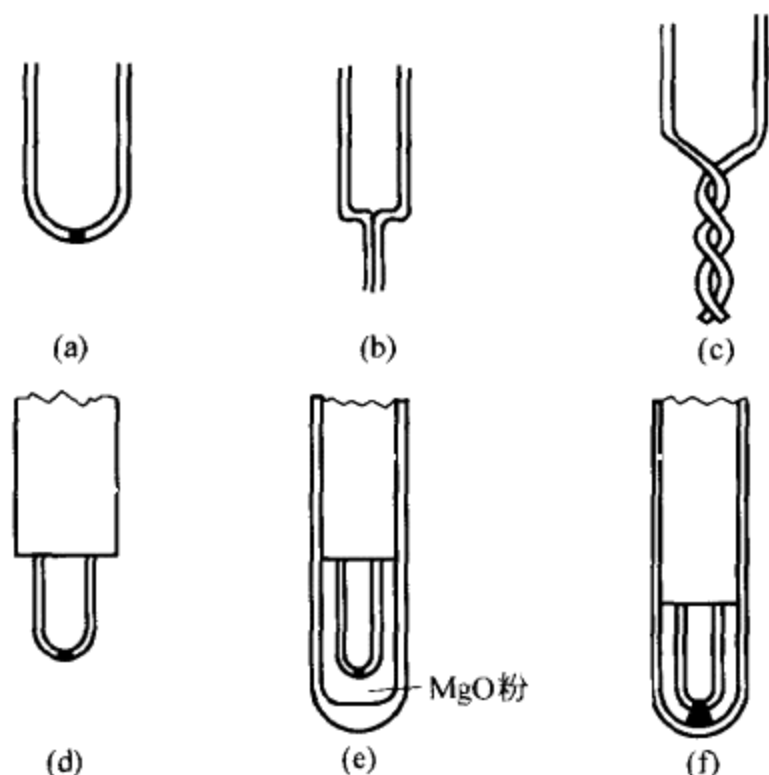


图 6.5 不同类型的热电偶结及其外套^[4]: (a)对焊接; (b)搭焊接; (c)绞合线; (d)外露的快速响应时间的热电偶; (e)封闭热电偶(电隔离和环境隔离); (f)焊到外罩(环境隔离)上的接地热电偶。

接地结适于测量静态温度或流动腐蚀性气体或液体的温度。它们还用于在高压下进行的测量。结被焊接到保护外套上,所以热响应比隔离时更快。然而,在遇到接地干扰较大的场合,则要求使用不接地的热电偶。

6.1.3 实用的热电偶定律

除上述优缺点之外,利用热电偶进行温度测量还有若干实验定律,它们能大大简化热电偶回路的分析。

6.1.3.1 均质回路定律

在由单一均质金属形成的回路中,只靠外加热即使不改变导体的截面也不可能维持热电电流。

图 6.6 说明这一定律的含义。在图 6.6(a)中,温度 T_3 和 T_4 不会改变由于 T_1 和 T_2 引起的电动势。特别是,若 $T_1 = T_2$ 而 A 或 B 被加热,那么,电路中将没

有电流。换句话说,沿导体的中间温度不会改变结点间由给定的温差产生的电动势[图 6.6(b)]。但这并不意味着导体存在温差,就必须采用与热电偶导线相同的长延伸导线。我们可以用由不呈现任何明显电动势的金属制成的且又比热电偶导线便宜的补偿导线代替长延伸导线。尽管如此,这种补偿导线要比铜导线贵 4~5 倍。热电偶导线的蒙皮采用标准颜色。

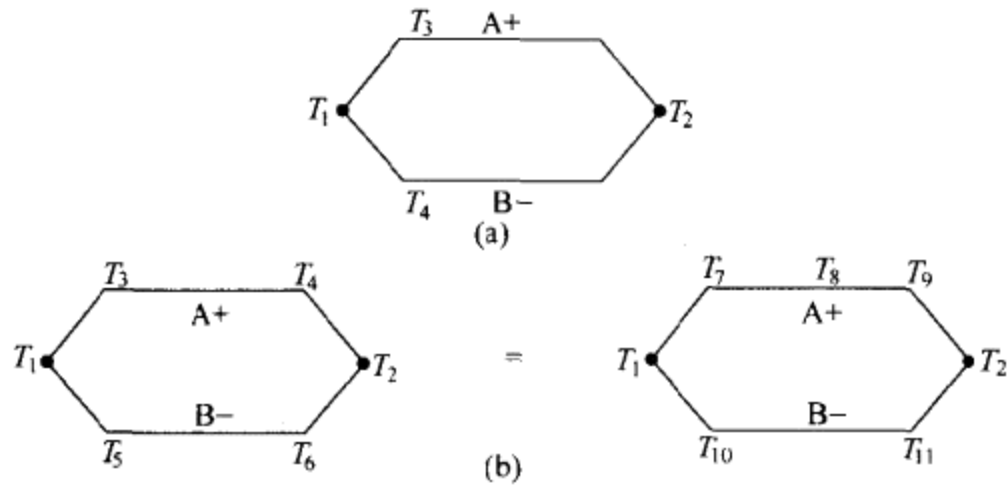


图 6.6 热电偶的均质回路定律。

6.1.3.2 中间金属定律

由几种不同金属组成的回路中,只要整个回路处于均匀温度,则回路中的所有电动势的代数和保持为零。这意味着可以将仪表接入回路而不会增加任何误差,条件是引入的新结点全都处于相同的温度,如图 6.7 所示。测量仪表可以接在导体中的某一点或接在结点处。表 6.4 列出不同金属和电路中常用的金属对的 S_{AB} 。合金 180 是标准元件引线合金,镍铬铁合金用于线绕电阻器和应变片。铜-铜对指有不同纯度等级的铜。铅锡(Pb/Sn)合金指普通焊料合金。镉锡(Cd/Sn)合金指低温焊料合金。可伐(Kovar)是某些集成电路引脚使用的合金。由于氧化铜-铜(CuO/Cu)能给出大的电动势,因此保持电接触处的清洁是适当的。

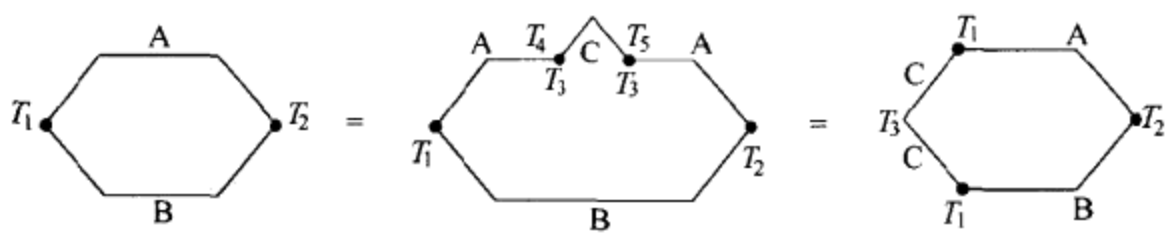


图 6.7 热电偶回路的中间金属定律。

由这个定律可以推断出,如果每两种材料与第三种材料之间的热关系为已知,便可以推出前两种材料之间的关系,如图 6.8 所示。因此,为了得知用给定金属对测量的与某个电动势对应的温度,无需对所有可能的金属对进行校准。更确切地说,知道它们相对于第三种材料的性能就足够了。参考金属是铂。

表 6.4 电路中常用的不同金属对和合金对的热电灵敏度

金属对(合金对)	$S_{AB}/\mu\text{V}/\text{K}$
合金 180-镍铬铁合金	42
Au-可伐	25
Cu-Ag	0.3
Cu-Au	0.3
Cu-Cd/Sn	0.3
Cu-Cn	<0.2
Cu-CuO	1000
Cu-可伐	40
Cu-Pb/Sn	1~3

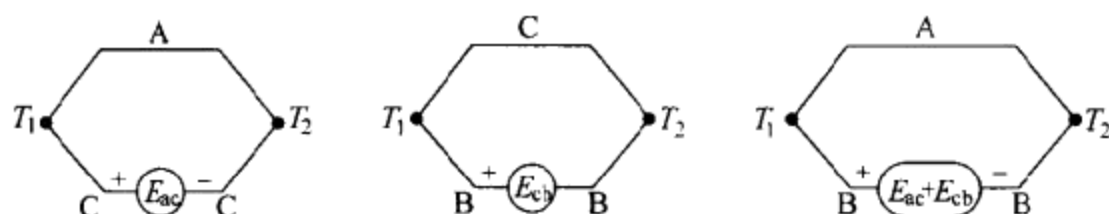


图 6.8 热电偶回路中,中间金属定律的推论。

6.1.3.3 相继或中间温度定律

如果两类均质金属在它们的结点处于 T_1 和 T_2 时给出电动势 E_1 ,而在它们的结点处于 T_2 和 T_3 时给出电动势 E_2 ,则当结点处于 T_1 和 T_3 时的电动势将是 $E_1 + E_2$ (图 6.9)。这意味着不需要处于 0°C 的参考结点。允许采用任何其他参考温度。



图 6.9 热电偶回路的中间温度定律。

前面的定律使我们能对如图 6.10 所示的回路进行分析。情况(a)示出若干个热电偶串联,因此构成一个热电堆。可以直截了当地证明,与利用单个热电偶的情况相比,热电堆将使灵敏度提高。情况(b)示出并联的连接。如果所有的热电偶在测量范围内都呈线性且具有相同电阻,则并联热电偶将给出平均温度。

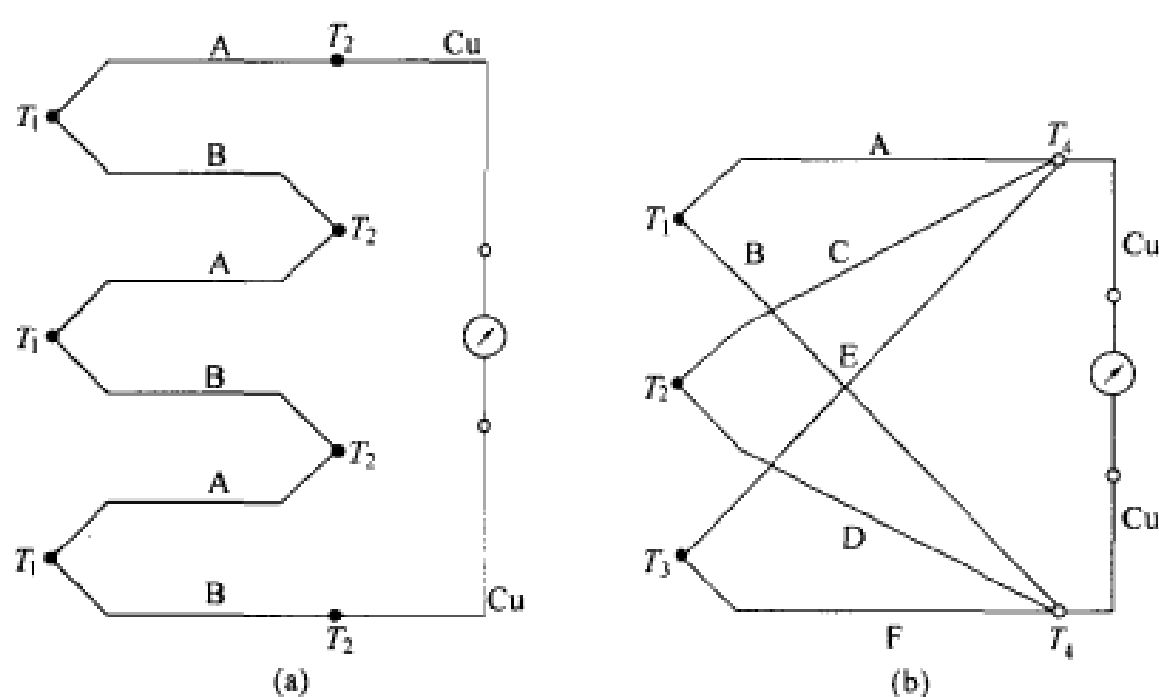


图 6.10 (a) 串联的热电偶(热电堆)连接和(b)并联的热电偶连接。

6.1.4 热电偶回路中的冷端补偿

为了将塞贝克效应应用于温度测量,一个结点必须维持在固定的参考温度上。将参考结点放入溶化的冰(图 6.11)不仅方便而且高度精确,但它要求经常维护,成本较高,也可以借助珀尔帖冷却器或恒温炉使参考结点维持在固定温度上。在任何情况下,必须使用一段长热电偶金属导线,因而使成本增加。

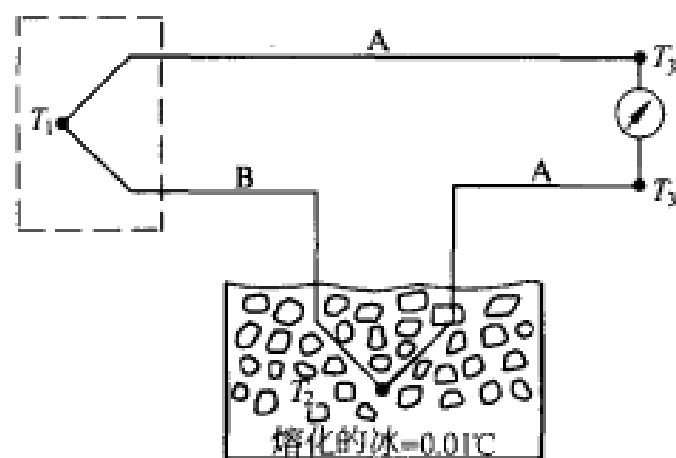


图 6.11 利用结点维持在恒定参考温度的热电偶进行温度测量。

图 6.12 示出如何利用较便宜的连接导线(铜),但要求恒定的参考温度,费用仍很昂贵。当预期的环境温度变化范围小于所要求的分辨率时,刚好可以让参考结点暴露到周围环境中,否则就要采用参考结点(冷端)温度补偿法。

该温度补偿法在于,让参考结点受环境温度起伏变化,而又用放在参考结点附近的另一个温度传感器来测量这一变化。然后,将与冷端产生的电压相等的电压从回路产生的电压中减去,如图 6.13 所示。电桥供电电压必须高度稳定,且可以

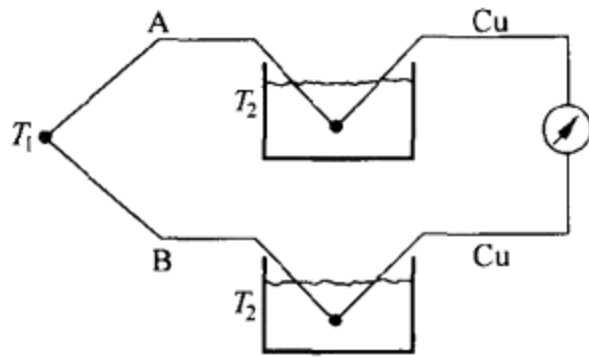


图 6.12 利用处于恒定温度的两个结点和普通金属导线的温度测量。

由水银电池或基准电压发生器提供(3.4.5节)。已有若干能测量环境温度并为某些特定热电偶提供补偿电压的集成电路。LT1025 与 E, J, K, R, S 和 T 型热电偶配套工作。AD594 和 AD595 是仪表放大器和热电偶冷端补偿器(分别用于 J 型和 K 型)。AD596 和 AD597 是单片设定点控制器,它们包括放大器以及分别用于 J 型和 K 型热电偶的冷端补偿器。

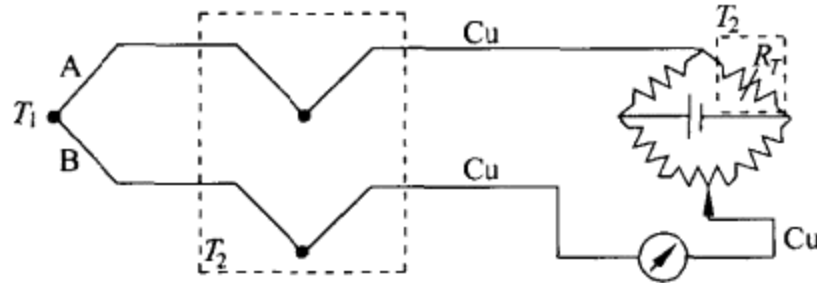


图 6.13 热电偶回路中参考结点的电子补偿。环境温度的起伏变化由另一个传感器测量,将与冷端产生的电压相等的电压从输出电压中减去。

例 6.3 图 E6.3(a)示出一个利用 J 型热电偶和由处于环境温度的负温度系数热敏电阻对参考结点进行电子补偿的温度测量电路。试设计一个能利用 $B=3546\text{K}$ 、在 25°C 时电阻为 $10\text{k}\Omega$ 的负温度系数热敏电阻在 $10^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ 温度范围内进行补偿的电路。

如果我们假定由于电压表所呈现的高输入阻抗而使热电偶导线中的电流很小,则热电偶的等效电路示于图 E6.3(b)。若电桥输出为 V_b ,则有

$$V_T - V(\text{Fe/Cu})|_{T_s} + V(\text{Cn/Cu})|_{T_s} + V_b = V$$

为使环境温度对测量不产生影响,要求

$$V = V_T$$

运用中间金属定律时,有

$$-V(\text{Fe/Cu})|_{T_s} + V(\text{Cn/Cu})|_{T_s} = -V(\text{Fe/Cn})|_{T_s} \approx -kT_s$$

式中, $k \approx 52\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 是 J 型热电偶在 $10^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ 范围的灵敏度,假定 k 为常数(表 6.2)。

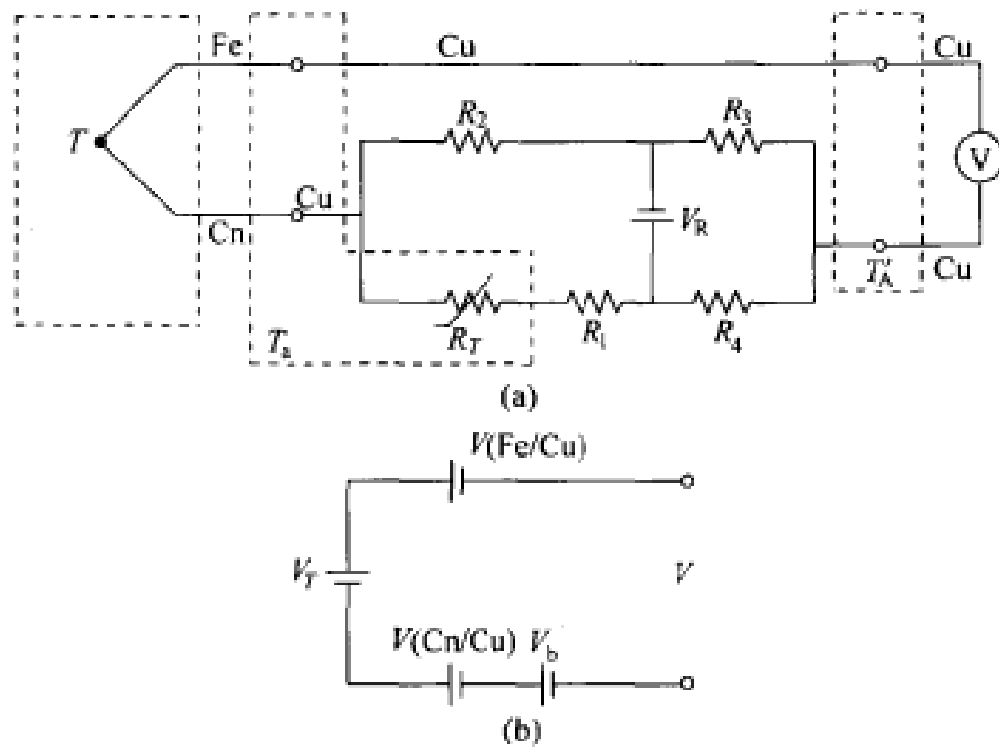


图 E6.3 (a)所提出的用于冷端补偿的电路；(b)引线电阻和电桥电阻远小于电压表的输入电阻时的等效电路。

原则上,我们感兴趣的是 $V_b = kT_b$, 亦即

$$\frac{dV_b}{dT} = k$$

以及 $V_b(0^\circ\text{C}) = 0\text{V}$ 。实际电桥输出为

$$V_b = -V_R \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

式中, $R'_1 = R_1 + R_0 \exp(B/T - B/T_0)$ 。电桥灵敏度为

$$\frac{dV_b}{dT} = V_R \frac{\frac{BR_2}{T^2} R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)}}{(R_1 + R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} + R_2)^2}$$

这一灵敏度决不是常数,而是与温度相关。这意味着电桥呈非线性。如果作为线性化判据,选择在待补偿温度范围的中心处(25°C)应具有所希望的斜率,则有

$$V_R \frac{\frac{BR_2}{(298\text{K})^2} R_0}{(R_1 + R_0 + R_2)^2} = k$$

可以设定的另一个条件是在同一温度下,电桥输出应等于参考结点上的电压,即大约为 1.3mV (表 6.2)。因此

$$1.3\text{mV} = -V_R \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

为使 V_R 稳定,可以选择水银电池(1.35V)。为了计算有关电阻器之值,可以选择 R_2 , 然后根据斜率方程决定 R_1 (或先选择 R_1 再决定 R_2), 以及由 25°C 时的输出决

定比值 R_3/R_4 。例如,在第一种情况下,若 $R_2=100\Omega$,则有

$$R_1 = 22\ 097\Omega$$

$$\frac{R_3}{R_4} = 2.15 \times 10^{-2}$$

譬如选择 $R_1=22.1\text{k}\Omega$, $R_3=1\text{k}\Omega$ 和 $R_4=46.4\text{k}\Omega$ 。

6.2 压电式传感器

6.2.1 压电效应

压电效应是材料受到应力作用时所产生的电极化现象。它是一种可逆效应。因此,当在压电材料的两侧之间加电压时,材料便产生应变。1880—1881年,雅克(Jacques)和皮埃尔·居里(Piere Curie)发现了这两种效应。

不应将压电现象与具有自发或感生电偶极矩特性的铁电性相混淆。1921年,瓦拉塞克(J. Valasek)首先在四水(合)酒石酸钾钠中发现了铁电效应。所有铁电材料都是压电材料,但反过来却并不总是如此。压电性与晶体(离子)结构有关,而铁磁性则与电子自旋有关。

压电方程描述的是压电材料中的电气参量与机械量之间的关系。在放置两个金属板构成电容器的图 6.14(a)中,对于绝缘的非压电介质材料,外加力 F 产生应变 S 。根据虎克定律(2.2节),在弹性范围内, S 为

$$S = sT \tag{6.10}$$

式中, s 称为柔量, $1/s$ 为杨氏模量,而 T 为应力(F/A)。

作用在极板之间的电位差形成电场 E ,于是有

$$D = \epsilon E = \epsilon_0 E + P \tag{6.11}$$

式中, D 是位移矢量(或电通量密度), ϵ 是介电常数, $\epsilon_0=8.85\text{pF/m}$ 是真空介电常数,而 P 是极化矢量。

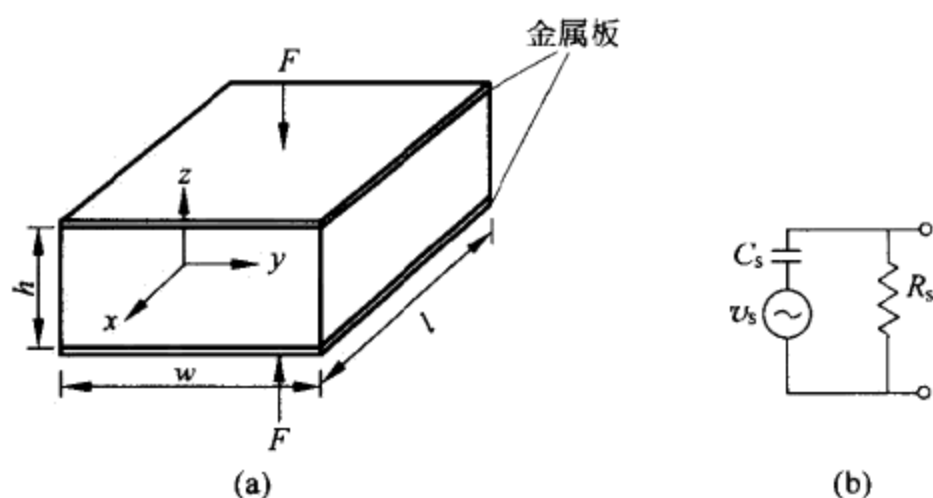


图 6.14 (a)压电方程中使用的参数。(b)压电式传感器的等效电路。

对于在同一方向上具有场、应力、应变和极化的一维压电材料,根据能量守恒原理,在低频上有

$$D = dT + \epsilon^T E \quad (6.12)$$

$$S = s^E T + d' E \quad (6.13)$$

式中, ϵ^T 是在恒定应力下的介电常数, s^E 是在恒定电场下的柔量。因此,当与非压电材料作比较时,还存在由电场引起的应变和由机械应力引起的电荷(材料内部位移的电荷在极板上感应起极性相反的表面电荷)。

当在外加应力下表面面积不改变时(聚合物的情况不是这样),则 $d = d'^{[5]}$ 。 d' 是压电电荷系数或压电常数,其量纲为库仑/牛顿[C/N]。

对 E 求解方程(6.12),得

$$E = \frac{D}{\epsilon^T} - \frac{Td}{\epsilon^T} = \frac{D}{\epsilon^T} - gT \quad (6.14)$$

式中, $g = d/\epsilon^T$ 是压电电压系数。

对 T 求解方程(6.13),得

$$T = -\frac{d}{s^E} E + \frac{1}{s^E} S = c^E S - eE \quad (6.15)$$

式中, $e = d/s^E$ 是压电应力系数。

例 6.4 对于钛酸铅,在主方向上有 $d = -44 \text{ pC/N}$, $\epsilon^T = 600\epsilon_0$, $g = -8 \text{ (mV/m)/(N/m}^2\text{)}$, $e = -4.4 \text{ C/m}^2$ 和 $s^E = 1/(100 \text{ GPa})$ 。

对于边长为 1cm 的立方体,根据式(6.14),在开路($D = 0$)时,1000N ($\approx 100 \text{ kg}$)将产生

$$E = -\frac{dT}{\epsilon^T} = -82.8 \text{ kV/m}$$

亦即两侧之间有 828V 电压。

如果将 1kV 加在两侧之间,则得到的应变为

$$S = dE = -44 \times 10^{-7} = -4.4 \mu \epsilon$$

以及延长为

$$\Delta l = (1 \text{ cm}) \times 44 \times 10^{-7} = 44 \text{ nm}$$

机电耦合系数是在频率远低于机械谐振频率处输出端提供的能量与储能之比的平方根。因此,它是无量纲的量。可以证明

$$k = \sqrt{\frac{d^2}{\epsilon^T s^E}} \quad (6.16)$$

三维结晶固体在三个坐标轴方向上可以受到用下标 1,2,3 表示的张力和压缩力的作用,以及受到用下标 4,5 和 6 表示的扭力的作用(图 6.15)。利用这种表示法,当没有压电效应时,有

$$[S_i] = [s_{ij}][T_j] \quad i = 1, 2, 3, \quad j = 1, \dots, 6 \quad (6.17)$$

$$[D_i] = [\epsilon_{ij}][E_j] \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (6.18)$$

当存在压电效应时, 压电方程为

$$[S_i] = [s_{ij}][T_j] + [d_{ik}][E_k] \quad (6.19)$$

$$[D_i] = [\epsilon_{im}][E_m] + [d_{in}][T_n] \quad (6.20)$$

式中, $j, n = 1, \dots, 6$ 和 $i, k, l, m = 1, 2, 3$ 。

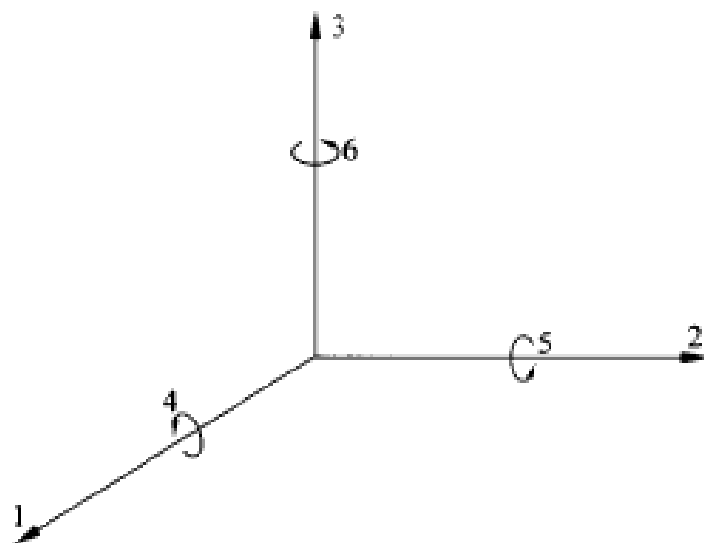


图 6.15 压电材料中几个方向标记的含义。

系数 d_{ij} 是压电常数。它使方向 i 的电场与方向 j 的形变相联系的同时, 也使与 i 相垂直方向的表面电荷密度与方向 j 的应力相联系。只要 $l \neq m$, 便有 $d_{ij} = d_{jl}$ 以及 $\epsilon_{lm} = 0$ 。

此外还有

$$d_{ij} = \epsilon_i g_{ij} \quad (6.21)$$

相同的表示法也适用于耦合系数 k 的下标。

例 6.5 PXE5 材料(Philips 公司产品)具有下列指标:

压电电荷常数/ pC/N	压电电压常数/ $\text{V} \cdot \text{m}/\text{N}$	耦合系数
$d_{33} = 384$	$g_{33} = 24.2 \times 10^{-3}$	$k_{33} = 0.70$
$d_{31} = -169$	$g_{31} = -10.7 \times 10^{-3}$	$k_{31} = 0.34$
$d_{15} = 515$	$g_{15} = 32.5 \times 10^{-3}$	$k_{15} = 0.66$

这表明, 作用在轴 2(方向“5”)周围的 $1\text{N}/\text{m}^2$ 扭应力在安放在材料上的两个金属板内, 在方向 1 上感应出 $515\text{pC}/\text{m}^2$ 的电荷密度。

6.2.2 压电材料

在 32 类结晶材料中有 20 类存在压电特性, 尽管其中只有为数不多的几类被利用。非晶铁电材料也存在压电特性。在 20 类结晶材料中, 只有 10 类呈现铁电特性。

不管情况怎样, 所有压电材料必定是各向异性的。图 6.16 说明为什么必然如此。在情况(a)中, 存在中心对称, 外加力不会产生任何电极化。相反, 在情况(b)中, 外加力会产生平行电极化。而在情况(c)中, 外加力产生垂直极化。

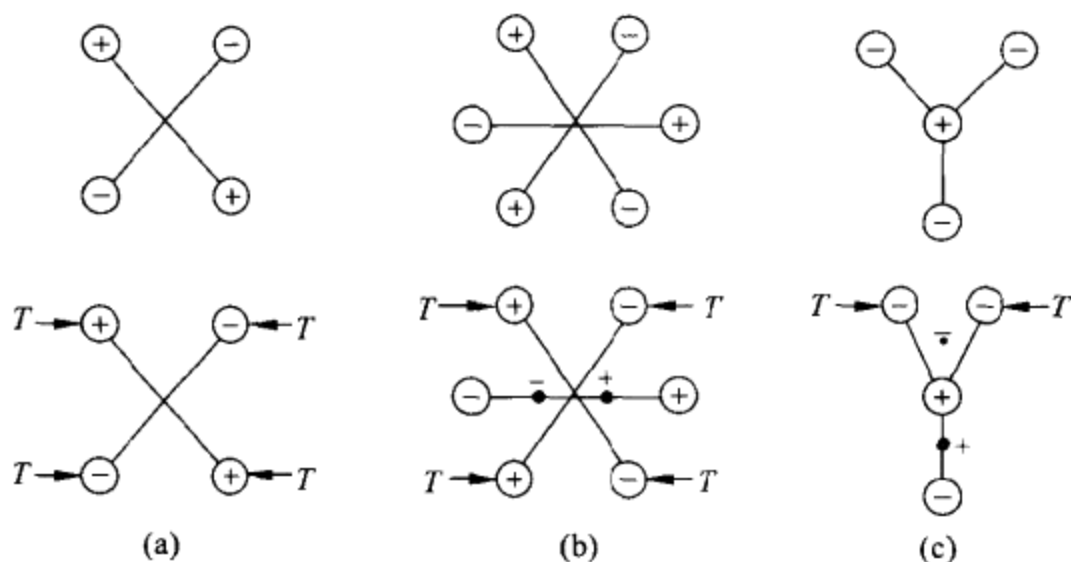


图 6.16 机械应力对不同分子的影响取决于分子的对称性^[5]。(a)当存在中心对称时, 不会引起电极化。(b)极化与作用力平行。(c)极化垂直于作用力。

最常用的天然压电材料是石英和电石。最广泛采用的合成材料不是结晶体, 而是陶瓷。陶瓷由许多微小的致密单晶硅(尺寸约 $1\mu\text{m}$)形成, 它们均为铁电体。为了使单晶体的取向沿同一方向(即使单晶体极化), 在制造期间要对单晶体施加强电场。外加场取决于材料的厚度, 但在温度稍高于居里温度下(温度更高时, 它们也导电), 通常的电场值约为 $10\text{kV}/\text{cm}$ 。被处理的材料在固定的场中进行冷却。当场移去时, 由于累积的机械应力, 单晶体不能随机重新排序, 所以能维持长久的电极化。

压电陶瓷具有很高的热稳定性和物理稳定性, 而且能制成多种不同形状, 并针对所关注的特性(介电常数、压电系数、居里温度等)给出非常宽广的数值范围。其主要缺点是参数的温度灵敏度以及在接近居里温度时容易老化(失去压电特性)。最常用的陶瓷是锆钛酸铅(PZT)、钛酸钡和铌酸铅。双压电晶片由两个胶着在一起且反向极化的陶瓷片构成。若将一端固定而将机械负荷加到另一端, 则一个陶瓷片延长, 另一个陶瓷片缩短, 因而产生幅度相同的两个电压。

某些不具备中心对称性的聚合物也呈现很有价值的压电特性, 足可以考虑将

它们应用于那些使用其他固体材料无法满足尺寸和形状要求的场合。最常用的聚合物是压电电压系数约为石英的 4 倍的聚偏二氟乙烯(PVF₂ 或 PVDF)及其共聚物。电极为丝网漏印或真空淀积电极。

为了改进压电式传感器的机械特性,采用了压电“合成”材料。这类材料是由两个或多个不同金相构成的非均匀结构,其中至少有一个金相呈现压电特性。表 6.5 列出几种常用压电材料的最重要特性。

表 6.5 常用压电材料的部分特性

参数单位	密度/ kg · m ⁻³	T _c /°C	ε ₁₁ ^T /ε ₀	ε ₃₃ ^T /ε ₀	d/pC/N	电阻率/ Ω · cm
石英	2649	550	4.52	4.68	d ₁₁ d ₁₄ 2.31 0.73	≈10 ¹⁴
PZT	7500~7900	193~490	—	425~1900	d ₃₃ 80~593	≈10 ¹³
PVDF (聚偏二氟乙烯)	1780	—	—	12	d ₃₁ 23	≈10 ¹⁵

6.2.3 应用

根据式(6.19)和(6.20),将压电效应用于检测机械量受到的若干因素的限制。首先,压电材料的电阻很大,但决不是无限大[图 6.14(b)]。因此,恒定应力一开始会产生电荷,或确切地说会移动电荷,该电荷随着时间的推移将缓慢地流失,因此没有直流响应。

例 6.6 某压电式传感器采用了尺寸为 10cm×10cm、厚为 52μm、在垂直方向(图 6.15 中的方向 3)上淀积电极的 PVDF 片。计算当沿方向 1 施加 40kg 压缩时的电压输出。确定容许幅度误差为 5%时动态压缩的最低频率。

对薄膜施加应力时,电荷(Q₃ = D₃A₃)累积在面积为 A₃ 的电极上,给出电压 V₃ = Q₃/C₃。由式(6.19),电极化为 D₃ = d₃₁T₁ = d₃₁F₁/A₁。由表 6.5 可知, d₃₁ = 23pC/N 和 ε₃₃^T = 12ε₀。因此,

$$\begin{aligned} V_3 &= d_{31} \frac{F_1}{A_1} A_3 \frac{h}{\epsilon_{33}^T A_3} = d_{31} \frac{F_1}{lh} \frac{h}{\epsilon_{33}^T} = d_{31} \frac{F_1}{l\epsilon_{33}^T} \\ &= \left(23 \frac{\text{pC}}{\text{N}}\right) \frac{40 \times 9.8\text{N}}{(0.1\text{m}) \left(12 \times 8.85 \frac{\text{pF}}{\text{m}}\right)} = 849\text{V} \end{aligned}$$

由表 6.5 可知, ρ = 10TΩ · m。因此,电极之间的漏电阻为

$$R_3 = \rho \frac{h}{A_3} = (10^{13} \Omega \cdot \text{m}) \frac{52\mu\text{m}}{0.1 \times 0.1\text{m}^2} = 52\text{G}\Omega$$

电极与漏电阻之间的电容形成高通滤波器,其传递函数为

$$H(f) = \frac{j2\pi f R_3 C_3}{1 + j2\pi f R_3 C_3} = \frac{1}{1 - j \frac{f_c}{f}}$$

式中, $f_c = 1/(2\pi R_3 C_3)$, C_3 可以作为平行板电容器的电容进行估算,即

$$C_3 = 12 \times 8.85 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \times \frac{0.1 \times 0.1 \text{m}^2}{56 \mu\text{m}} = 20.4 \text{nF}$$

低于 5% 的幅度误差相当于下列条件:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} > 0.95$$

$$f > 3.04 f_c = 3.04 \frac{1}{2\pi \times (52 \text{G}\Omega) \times (20.4 \text{nF})} = 0.5 \text{mHz}$$

压电式传感器在其频率响应曲线上表现出高的谐振尖峰。这是因为当动态力作用于传感器时,惟一的阻尼源是材料的内摩擦力。因此,我们必须始终工作在远低于机械谐振频率的频率上,且传感器输出必须进行低通滤波,以防止放大器饱和。图 6.17 示出一种市售压电式加速度计的频率响应曲线。谐振频率(35kHz)处的增益为 5Hz~7kHz 频带内增益的 20 倍。在该频带内,频率响应的平坦度在 $\pm 5\%$ 以内。参考文献[6]介绍了一种将有效范围扩大到谐振频率的方法。该法建立在利用压电效应的可逆性实现机电反馈的基础上,因而可以对其他性质的非阻尼系统提供阻尼。

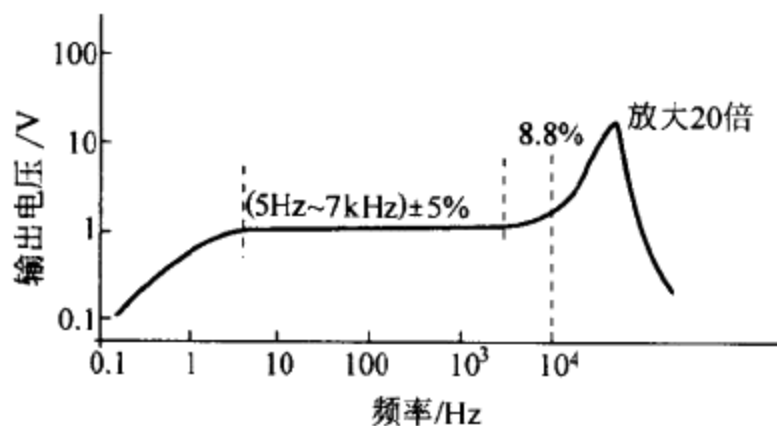


图 6.17 某一压电式加速度计的频率响应,曲线上呈现大的谐振,但直流响应很小。

压电系数对温度很敏感,而且,在高于居里温度时,所有材料都将丧失其压电特性。对于每种材料,居里温度是互不相同的,有时甚至低于工业环境下的典型温度。石英可以用到 260°C ,电石用到 700°C ,钛酸钡用到 125°C ,而 PVDF 则用到 135°C 。某些呈现压电特性的材料是吸湿材料,因而不适合用作传感器。

压电材料具有很高的输出阻抗(小电容加上大的漏电阻)[图 6.14(b)]。因此,为了测量所产生的信号,必须使用静电计(电压工作方式)或电荷放大器(充电工作方式)(7.2 节或 7.3 节)。某些传感器还包含积分放大器,但这将把工作温度限制到电子元件所能承受的范围。

压电式传感器通常能以低成本提供高灵敏度(比应变计的灵敏度高 1000 倍),它们受到的形变不到 $1\mu\text{m}$,这种高机械刚性使它们适合于测量一些作用力变量(力、压力)。式(1.31)表明,高的刚性会产生宽频率范围。它们的小尺寸(甚至小于 1mm)和制造具有单向灵敏度器件方面的潜力也是许多应用场合,特别是对振荡监测所感兴趣的特性。

图 6.18 示出说明压电效应在低频上的各种可能应用的几个简化实例^[7]。在情况(a)中,没有力作用,而只有电压 V 作用。因此,产生应变。如果 $T=0$,则由式(6.13),有

$$S = dE \tag{6.22}$$

利用图 6.14 中的表示符号,若应变处于纵向(x),则有

$$\frac{\Delta l}{l} = d \frac{V}{h} \tag{6.23}$$

由式(6.12)有

$$D = \epsilon^T E \tag{6.24}$$

这就是说,电极化在任何常规电容器中都会出现。这种布置被用于激光器中对反射镜以及扫描隧道效应显微镜中对样品的微位置调整^[8,9]。

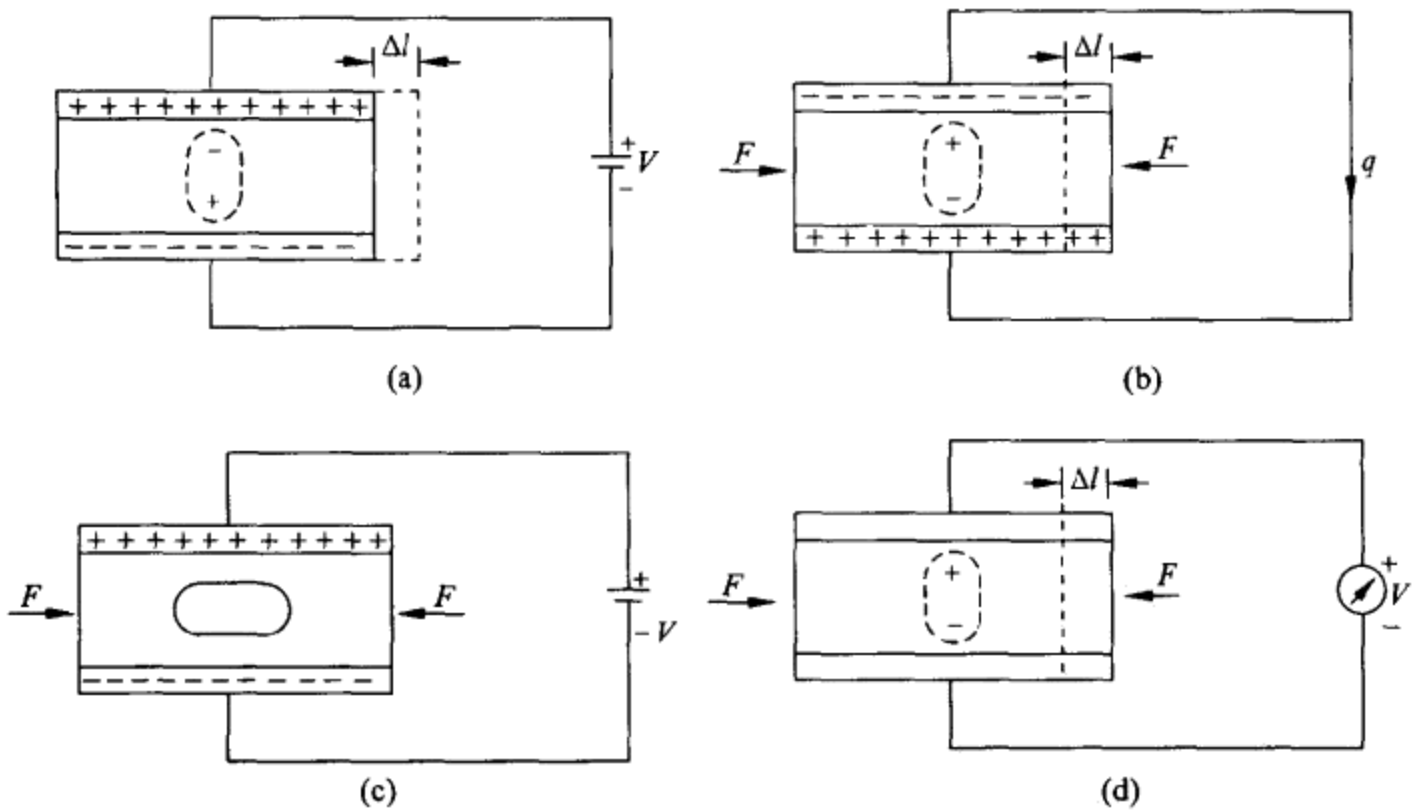


图 6.18 低频时应用压电效应的几种形式。在各种情况下,总有一个物理量为零。(a)零作用力, $T=0$ 。(b)零电场, $E=0$ 。(c)零应变, $S=0$ 。(d)零电荷密度, $D=0$ 。

在情况(b)中,金属板短路并施加力 F 。结果是,由于电荷从一个金属板移动到另一个金属板,故产生极化。假如 $E=0$,则由式(6.12)有

$$D = dT \quad (6.25)$$

所得到的电荷为

$$q = Dlw = lwd \frac{F}{hw} = \frac{ld}{h} F \quad (6.26)$$

同任何固体一样,压缩应变也会引起下列结果:

$$S = s^E T \quad (6.27)$$

这个布置被用来测量振动、力、压力和形变。

在情况(c)中,净形变为零,因为施加力 F 正好用来补偿由外加电压引起的电场 E 。因此有 $S=0$,并从式(6.13)导出

$$0 = s^E T + dE \quad (6.28)$$

因此

$$F = -\frac{wd}{s^E} V \quad (6.29)$$

每个金属板上感应的电荷可以由式(6.12)计算

$$D = \frac{q}{wl} = dT = \epsilon^T E = d \frac{F}{wh} + \epsilon^T \frac{V}{h} \quad (6.30)$$

$$q = V \frac{wl}{h} \left(\epsilon^T - \frac{d^2}{s^E} \right) \quad (6.31)$$

括弧括起来的系数是指定的 ϵ^S 并表明,由于压电效应,介电常数将减小。

对于开路的情况(d),不可能将任何电荷从一个金属板转移到另一个金属板(虽然经过电压表总有一定泄漏)。因此,尽管存在作用力,仍有 $D=0$,由式(6.12)有

$$0 = dT + \epsilon^T E \quad (6.32)$$

$$V = -\frac{dhT}{\epsilon^T} = -\frac{dFh}{wh\epsilon^T} = -\frac{dF}{w\epsilon^T} \quad (6.33)$$

最终的应变为

$$S = s^E T + dE = s^E \frac{F}{wh} + d \frac{V}{h} \quad (6.34)$$

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{F}{wh} \left(s^E - \frac{d^2}{\epsilon^T} \right) \quad (6.35)$$

括弧内的项现在是指定的 s^D 并表明,由于压电效应,材料的刚性增加。撞针或凸轮撞击压电陶瓷能产生大于 20kV 的电压。所形成的火花可用于点燃煤气灶或小型内燃发动机的点火。

图 6.19 所示布置可以直接用于测量力、压力和位移(利用质量-弹簧系统),而且对这三个量的测量十分相似。这种相似性使这几种传感器对三个量都很敏感,

因而要求将相互干扰减至最小的特殊设计。图 6.20 示出通过组合来自应力膜片和惯性质量的信号对加速度进行补偿的压力传感器。表 6.6 给出两种压力传感器的部分特性。压电式传感器可用作监测内燃发动机以及用在水听器中。由于它们没有直流响应,故不适合负荷传感器。

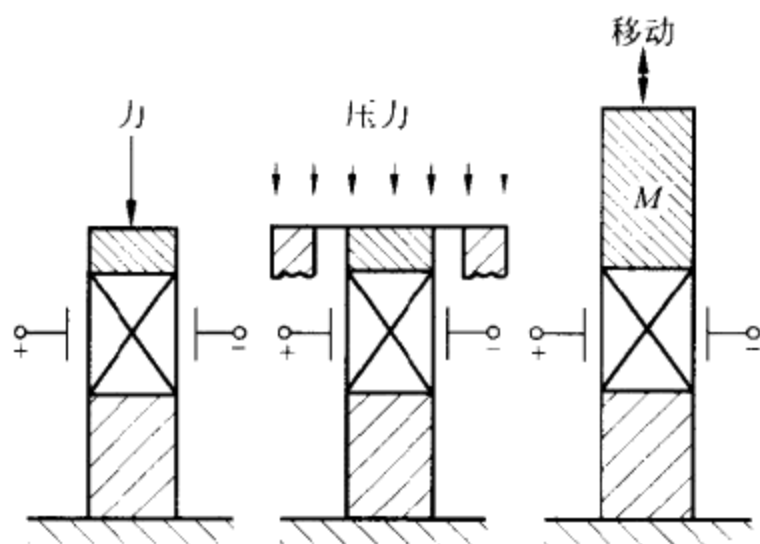


图 6.19 基于压电元件的力、压力和位移传感器。

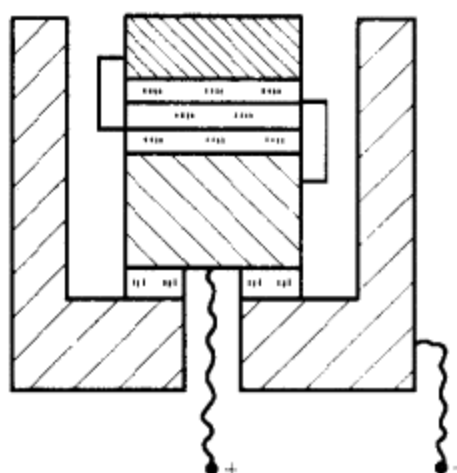


图 6.20 将来自检测压力和加速度的压电材料的信号与只检测加速度材料的信号相组合,对加速度进行补偿的压电式压力传感器。

表 6.7 列出带有一体化电子线路的两种石英加速度计的部分数据。带有一体化电子线路的压电式传感器比使用外部电子线路的压电式传感器更可靠,这是因为对在冲击和振动监测中十分敏感的连接器的要求不太苛刻。压电式加速度计比采用微机械加工工艺的加速度计有更宽的频带(0.1Hz~30kHz)、小得多的功耗和更高的抗冲击性。不过,它们对于静态或极低频率的测量则相形见绌。压电式传感器可用于机床监视,装运监视中的冲击检测,碰撞检测,跌落测试,车辆动态评估和控制,检测对负荷、疲劳和共振响应的结构动态分析。

基于聚合物的压电式传感器可用于传声器、机床监视,管道和高压阀门的泄漏

表 6.6 石英压力传感器的部分特性

参 数	单 位	6121 ^a	112A ^b
压力范围	MPa	0~25	0~20.7
最大压力	MPa	35	69
灵敏度	10 ⁻¹⁸ /Pa	0.14	145
谐振频率	kHz	60	250
频率响应	kHz	6	—
线性度	%FSO	<1.0	1
滞后	%FSO	<0.5	—
加速灵敏度	kPa/g ^c		
轴向		0.3	0.014
横向		0.05	—
冲击和振动	g ^c	<2000	20000/2000
灵敏度的温度系数	%/°C	20.01	0.02
工作温度范围	°C	-80~350	-204~240
在 25°C/350°C 时的绝缘	TΩ	10/0.01	1/—
质量	g ^d	9.5	5

^aKistler 公司产品。

^bPCB Piezotronics 公司产品。

^c1g=9.80665m·s⁻²。

^d克。

表 6.7 带有内部前置放大器的石英加速度计的部分特性

参 数	单 位	8702B50 ^a	302A09 ^b
加速度范围	g ^c	±50	±100
灵敏度	mV/g	100	10
频率范围			
±5%误差的频率范围	Hz	1~8000	1~5000
±10%误差的频率范围	Hz	0.6~10000	0.7~10000
工作温度范围	°C	-55~100	-75~120
质量	g ^d	8.6	38
过荷(最大值)			—
振动	g ^c	±100	
冲击(1ms 冲力)	g ^c	2000	
横向加速度(最大值)	g ^c	±50	—
额定阈值(有效值)	g ^c	0.006	0.005
谐振频率	kHz	50	20
横向灵敏度(最大值)	%	2.0	<5
额定线性度	%	±1	±1
灵敏度的温度系数	%/°C	-0.06	0.06
额定时间常数	s	1.0	0.5

^aKistler 公司产品。

^bPCB Piezotronics 公司产品。

^c1g=9.80665 m·s⁻²。

^d克。

检测(泄漏将产生特有的声音),键盘,硬币传感器,车位占用检测以及高速公路上的车辆分类和计数。它们在医学应用中也占有一席之地,如根据加速度来调节起搏器速率,失眠监视,血压监视以及救护车中的血液流动和呼吸声监视^[10]。

6.3 热电式传感器

6.3.1 热电效应

热电效应与压电效应相似,但它不是使电荷移动的应力变化,而是指引起自发极化变化和电荷最终变化的温度变化。这个效应在 1824 年由大卫·布鲁斯特(David Brewster)命名,但它为人们熟知已有 2000 多年^[11]。

当温度变化 ΔT 在材料各处一致时,热电效应可以借助热电系数来描述。热电系数是一个用下式表示的矢量 p :

$$\Delta P = p\Delta T \quad (6.36)$$

式中, P 是自发极化。

热电效应主要用在环境温度下的热辐射探测(6.3.3 节)。两个金属电极被淀积在与极化方向相垂直的面上,形成一个充当热传感器的电容器(C_d)。当探测器吸收辐射时,它的温度并因它的极化而改变,从而在电容器极板上形成表面电荷。

如果 A_d 是入射辐射的面积而探测器厚度 b 足够小,以致其中的温度梯度可忽略不计,则感生的电荷为

$$\Delta Q = A_d \Delta P = p A_d \Delta T \quad (6.37)$$

式中, ΔT 是探测器的温度增量。最终的电压将是

$$v_o = \frac{pb}{\epsilon} \Delta T \quad (6.38)$$

当入射辐射呈脉动状且具有功率 P_i 时,电容器上的最终电压为

$$v_o = R_v P_i \quad (6.39)$$

式中, R_v (V/W) 是响应度或电压灵敏度,由参考文献[11]给出

$$R_v = \frac{\alpha p}{C_E \epsilon A} \frac{\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (6.40)$$

式中

α ——转变成热的入射功率部分;

p ——材料的热电系数;

τ ——热时间常数;

C_E ——体积比热容量 [$\approx Q/(V\Delta T)$] [$J/(m^3 \cdot K)$];

ϵ ——介电常数;

ω ——入射辐射的脉动频率。

对应的短路电流为

$$i_{sc} = R_i P_i \quad (6.41)$$

式中, R_i (A/W) 是电流响应度, 并由下式给出:

$$R_i = \omega C_d R_v = \frac{\alpha p}{C_E b} \frac{\omega \tau}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}} \quad (6.42)$$

这是频率高于由材料热常数决定的频率的高通响应。 R_v 具有带通响应; 式(6.40) 由于热时间常数而是低通响应; 但热电效应器件只对温度变化起响应, 因而没有直流响应。商品传感器的最高转折频率从 0.1 Hz 到大于 1 Hz (图 6.21)。电压工作方式通常给出最佳信噪比。电流工作方式给出较大输出信号且具有更平坦的频率响应。

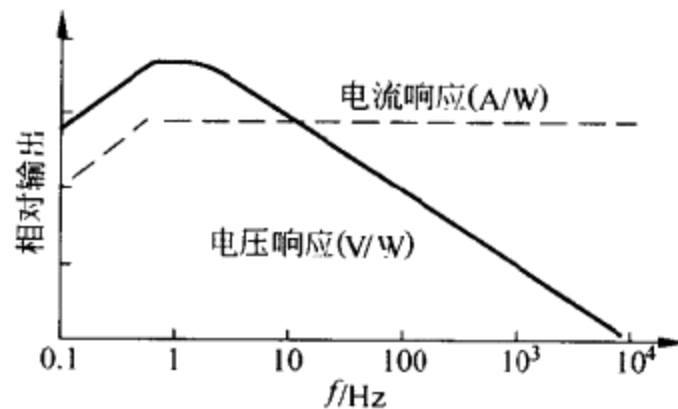


图 6.21 电压工作方式 (R_v) 和电流工作方式 (R_i) 下热电式传感器的频率响应。

类似于其他辐射探测器, 热电式传感器也对热噪声敏感。等效噪声功率 (NEP) 是在给定带宽内等于探测器热起伏响应的输出响应所对应的等效输入功率^[12]。探测灵敏度为 $D = 1/\text{NEP}$ 。NEP 取决于波长、工作频率、温度和噪声带宽 (通常为 1 Hz)。对于面积为 A_d (cm^2) 的理想探测器, 在环境温度下, NEP 大约为 $5.5 \times 10^{-11} \sqrt{A_d}$ ($\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$)。 D^* (带星号的 D) 参数将 NEP 对给定恒定面积归一化, 则有

$$D^* = \frac{\sqrt{A_d}}{\text{NEP}} \quad (6.43)$$

图 6.22 示出一个除噪声外其他性能都理想的热电式传感器的等效电路。模拟热噪声的电流发生器的星号表示它是随机信号 (7.4 节)。

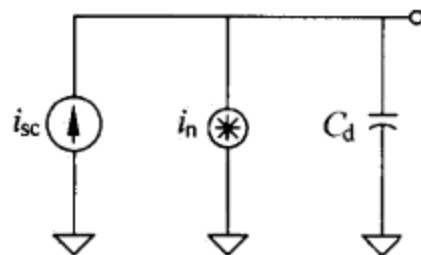


图 6.22 包含热噪声的热电式传感器的等效电路。

6.3.2 热电材料

假如热电性像压电性那样也是基于晶体各向异性,那么,许多压电材料也是热电材料。在 21 种非中心对称结晶类中,有 10 种具有对称极轴,它们全都表现出热电特性。

有两类热电材料,即线性和铁电热电材料。线性材料的极化不能通过颠倒电场方向加以改变。这类材料包括电石、硫化锂、硫化镉和硫化硒。具有热电特性的部分铁电材料包括钽酸锂、铌酸锶和铌酸钡、钛酸铅锆和硫化三甘肽(TGS)。某些聚合材料,如聚偏二氟乙烯(PVF₂ 或 PVDF)也是热电材料。

热电特性将在居里温度下消失。对于铁电陶瓷而言,如 6.2.2 节所述,在制造期间已产生极化。

根据式(6.40),理想的热电材料应同时具备以下特点,即热电系数大、体积的比热容量小和介电常数小。表 6.8 列出几种常用热电材料的有关参数。

表 6.8 几种常用热电材料的部分参数

材 料	热电系数/nC/(cm ² ·K)	相对介电常数	比热/J/(cm ³ ·K)
硫化三甘肽(TGS)	40	35	2.5
钛酸锂(TaO ₃ Li)	19	46	3.19
铌酸锶和铌酸钡,SBN	60	400	2.34
PVDF	3	12	2.4

6.3.3 辐射定律:普朗克定律、维恩定律和斯忒藩-玻尔兹曼定律

我们可以通过让受热目标散发的辐射被热电探测器吸收,使其温度上升来测量受热目标的表面温度。热电偶(热电堆)、热敏电阻、电阻式温度检测器和光导管也适于非接触式温度测量。

温度高于 0K 的任何物体都将辐射一定的电磁能量,能量的大小取决于物体的温度和物理特性。在高于 500℃ 的温度下,散发的辐射十分显著。在 500℃ 以下(包括环境温度),红外辐射占支配地位,所以只能感受到热能。

为了研究来自一个物体的能量辐射的散发,我们首先考察该物体的吸收。在一个物体接收到的总能量中,部分被反射,部分向所有方向漫射,部分被吸收,还有一部分则被传输(即通过物体传输)。我们将能够吸收全部入射能量(因而使其温度上升)的理想化物体称之为“黑体”。具有黑色内壁的封闭腔和受控温度,并且其中只设置一个小孔,其特性非常接近黑体。

在任何温度下,所有物体均散发辐射并吸收来自所处环境中其他物体的辐射。

如果所有物体所处的温度各不相同,则较热的物体将变冷,而较冷的物体将变热,因此,辐射是可以达到热平衡(不需要热传导和对流)。当达到热平衡时,所有物体散发的辐射与吸收的辐射一样多。因此,散发较多辐射的物体也是吸收较多辐射的物体,所以黑体也是最佳的辐射散发器(散热器便是黑体)。温室所使用的材料可以透过可见光,但能阻挡入射光加热引起物体散发的红外辐射。

每单位面积和单位时间给定物体散发的能量与在相同条件下由黑体散发的能量之比为该物体的辐射系数 ϵ 。对于黑体, $\epsilon=1$ 。辐射系数取决于波长、温度、物体状态和表面的化学特性。例如,未氧化的铝在 25°C 时 $\epsilon=0.02$,而在 500°C 时 $\epsilon=0.06$ 。氧化铝在 200°C 时 $\epsilon=0.11$,而在 600°C 时 $\epsilon=0.19$ 。

在给定的波长 λ 和温度 T ,黑体在单位时间内从单位面积散发的能量 W_{λ} 由普朗克(Plank)定律给出

$$W_{\lambda} = \frac{c_1}{\lambda^5 [\exp(c_2/\lambda T) - 1]} \text{W} \cdot \text{cm}^2/\mu\text{m} \quad (6.44)$$

式中

$$c_1 = 2\pi c^2 h = 3.74 \times 10^4 \text{W} \cdot \mu\text{m}^4/\text{cm}^2;$$

$$c_2 = hc/k = 1.44 \text{cm} \cdot \text{K};$$

$$h = 0.655 \times 10^{-33} \text{W} \cdot \text{s}^2 \text{ 是普朗克常数};$$

$$k = 1.372 \times 10^{-22} \text{W} \cdot \text{s}/\text{K} \text{ 是玻尔兹曼常数};$$

$$c \approx 300 \text{Mm}/\text{s} \text{ 是光速}。$$

图 6.23 示出对于不同的 $T(\text{K})$ 值,式(6.44)的曲线形状。

真实物体的辐射系数取决于波长,并有

$$W_{\lambda r} = \epsilon_{\lambda, T} W_{\lambda} \quad (6.45)$$

黑体的最大辐射功率发生在下列波长下

$$\lambda_{\max} = \frac{2896 \text{K} \cdot \mu\text{m}}{T} \quad (6.46)$$

这就是维恩位移定律的方程(为了纪念在发现普朗克定律之前发现位移定律的人)。该方程表明,最大值是在波长随着温度升高而减小的情况下获得的。例如,假定人体的表面温度为 300K ,人体在 $9.6\mu\text{m}$ (中红外区)上辐射达到最大。温度为 6000K 的太阳在 483nm (蓝光)上具有最大辐射。

每单位面积黑体辐射的总功率通量由将式(6.44)对所有波长积分求得。在半平面(立体角 2π)中,总辐射通量为

$$W = \sigma T^4 \quad (6.47)$$

上式揭示出对绝对温度的四次幂依赖关系。 $\sigma = 5.67 \text{pW}/(\text{cm}^2 \cdot \text{K}^4)$ 是斯忒藩-玻尔兹曼(Stefan-Boltzmann)常数。

当这个辐射到达物体时,一部分辐射被吸收。吸收很强时,物体的温度上升可

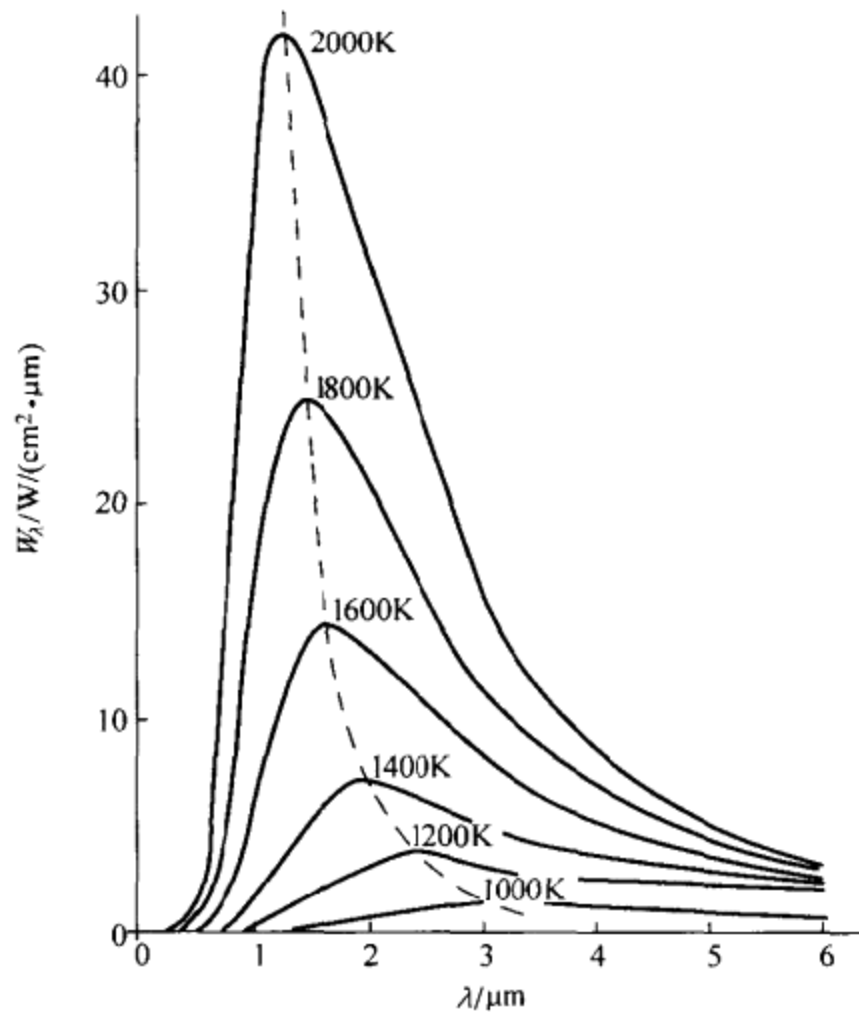


图 6.23 处于不同温度和不同波长的黑体散发的每单位面积功率流(普朗克定律)。虚线经过最大值[维恩(Wien)定律]。

能很明显。这就是热探测器——热电堆和测辐射热电阻(电阻式温度检测器、热敏电阻、热电探测器)的工作原理。作为对比,量子探测器(光导管、光电探测器)则是基于由入射光子产生电子从而引起电阻或pn结的接触电压发生变化。

实践中,空气中水汽、二氧化碳(CO_2)和臭氧的存在,灰尘微粒的弥散,烟雾等都会造成散发的辐射与探测到的辐射两者的减弱。此外,目标的辐射系数可能未知或因变化的表面状态可能改变。双色高温计或比率高温计通过测量目标辐射的两种不同波长使这些问题得到解决。如果辐射的两种波长相接近到足以经历相同(不希望)的变化,则只有在目标的温度改变时输出信号之间的比值才会改变。所需的两个信号可以由分光镜和匹配探测器或由滤光轮和单一探测器来获得。比值系统的设计细节可以在参考文献[13]中查到。

6.3.4 应用

热电效应最常见的应用是探测环境温度下的热辐射。它已用于高温计(在高炉、熔化玻璃或金属、薄膜和建筑物中热损失评估中使用的非接触式温度计)和辐

射计(测量辐射源产生的功率)。另一些应用包括红外(IR)分析仪(基于 CO₂ 和其他气体对红外线的强烈吸收)、防入侵和位置检测、阀门开关自动控制、火灾检测、高功率激光器脉冲检测和高分辨率测温术(6 μ K)^[14]。测量耳温的医用温度计能检测来自中耳和周围组织的红外辐射。

由入射辐射在探测器中形成所希望的温度变化在电极中感应出的表面电荷,有可能被不希望存在的寄生电荷中和。因此,必须对入射辐射进行调制,通常是利用一个低频光学斩波器使探测器交替着向来自目标物体的辐射和来自环境温度下物体的辐射。与斩波器同步工作的相干探测器能消除环境噪声。减小整体效应或共模效应的另一个方法是采用双元件反向串联探测器。

热电式传感器由于很薄,所以比其他检测器(热电偶、热敏电阻)响应更快,且灵敏度高。又因为它们检测的是温度梯度,故无须与辐射达到热平衡。这使它们适于通过对被检测表面扫描实现成像,如用于红外热敏成像法[热成像于1840年由赫舍尔(J. Herschel)首次展示],此外,还应用在非破坏性测试、热点监视、印制电路测试和夜视中。将传感器放在抛物面反射镜或菲涅耳(Fresnel)透镜的焦点上,能将它的作用距离增加到10m。线性阵列能依据被启动阵元的顺序对目标进行鉴别。

探测器可以被悬置、由聚酯树脂支撑或安装在能导热或绝热的衬底上。由于所有热电材料都是压电材料,所以这类探测器具有密封外壳(有的甚至采用内部抽真空),因而降低了空气流动的影响。表6.9列出两种适于探测人体的热电探测器的部分特性。

表 6.9 两种热电探测器的部分特性

特 性	单 位	P3782 ^a	405 ^b
窗材料		硅(Si)	锗(Ge)
感测区直径	mm	2	2
光学带宽	μm	2~20	2~15
电压响应度	V/W	1500 ^c	275 ^d
NEP	$\mu\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$	850 ^c	500 ^d
D^*	$\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$	2.2×10^{3c}	1.7×10^{3d}
工作温度范围	$^{\circ}\text{C}$	-20~60	-55~125
上升时间(0~63%)	ms	100	0.2
灵敏度的温度系数(最大值)	$\%/^{\circ}\text{C}$	0.2	0.2

^aHamamatsu 公司产品。

^bEltec 公司产品。

^c在 1Hz 处。

^d在 10Hz 处。

6.4 光电式传感器

6.4.1 光电效应

当针对光导管探讨的内光电效应(2.6节)发生在pn结上时,有可能得到随入射辐射强度变化的电压。当辐射使存在位垒的区域电离时,光电效应便产生电位。光电效应是1839年由贝克雷尔(E. Becgnerel)发现的。1954年,蔡平(D. M. Chapin)、富勒(C. S. Fuller)和皮尔逊(G. L. Pearson)发明了硅光电电池。

当p型掺杂半导体(受主杂质)与n型掺杂半导体(施主杂质)相接触时,由于热骚动,故存在着进入p区的电子和进入n区的空穴。在那里,它们与相反符号的载流子重新组合。结果,在接触表面的两侧存在极少数自由载流子。与此同时,在晶体结构中固定在它们的位置上的n区正离子和p区负离子产生阻止附加载流子通过这个位垒进行扩散的强电场。这样,在扩散电流与电场感应的电流之间便达

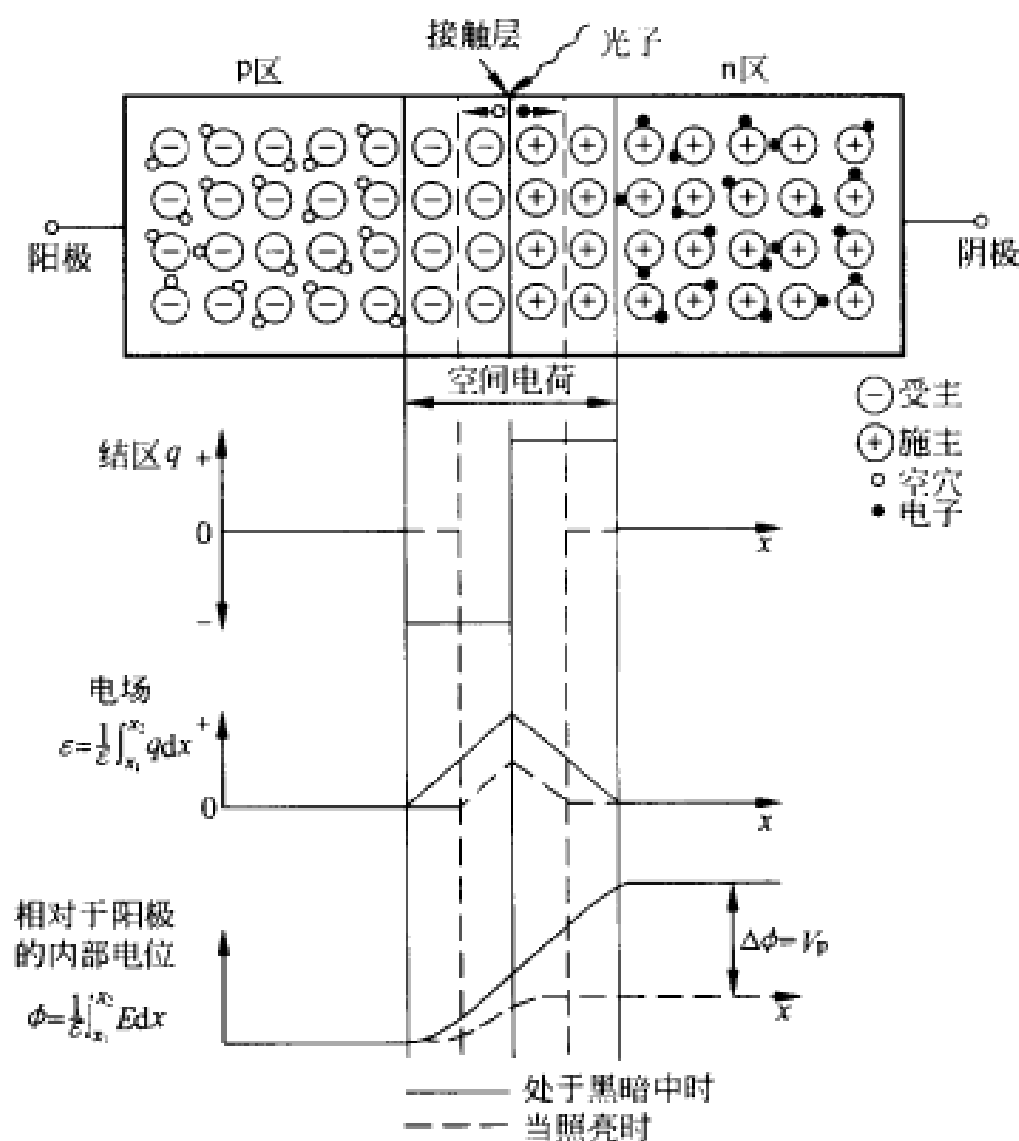


图 6.24 pn 结中的光电效应。

到平衡。将外部欧姆连接到每个半导体上并不能检测到电位差,因为在结点处的内电位差恰好被与半导体的外部连接中的接触电位所抵消。

图 6.24 表明,其能量大于半导体带隙的辐射将产生被开路 pn 结中电场激励的附加电子-空穴对。n 区中的电子累积和 p 区中的空穴累积导致接触电位 $1/P$ 的变化,这个变化可以借助于与负载电阻的外部连接进行测量。开路电压随入射辐射强度而增加,一直达到饱和点为止(极限是带隙能量)。若接触被短路,则在一个宽数值范围内,电流与辐射成正比。图 6.25 示出简化等效电路。

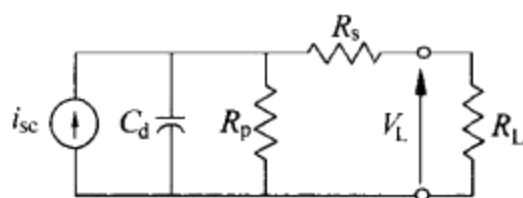


图 6.25 光电探测器的简化等效电路。 i_{sc} 是短路电流, R_p 是并联电阻, R_s 是输出串联电阻,而 C_d 是结电容, R_L 是负载电阻。

6.4.2 材料和应用

除 pn 结之外,还有另一些产生位垒的方法,但 pn 结是最常用的方法。如果 pn 结处在相同成分的半导体之间,则称之为同质结,否则便称为异质结。

我们针对待检测的特定波长来选择材料,如 2.6 节中对光敏电阻器(LDR)所讨论的那样。在可见光区和近红外区,采用了硅和硒。硅具有同质结形式,硒则具有覆盖氧化镉(n)的硒层(p)形式。对于硅,有时在 p 区与 n 区之间增加本征(未掺杂的)硅区。这样可以形成较宽的耗尽区,以便在长波长上效率更高、速度更快、噪声更低、暗电流更小。在其他波长上,则采用了锗、铟化铟(SbIn)和砷化铟(AsIn)等。

光电探测器比光导管有更好的线性、更快的速度和更低的噪声,但它们需要进行放大。由于负载电阻大,故线性降低,而响应时间增加。表 6.10 列出两种通用光电探测器的部分特性。

光电探测器既可以应用到测量光强的场合,也可以应用到将光用于检测不同物理量的场合。例如,它们已用于分析仪,如火焰光度计和量热计、红外高温计、脉冲激光监视器、烟雾探测器、照相机中的曝光表和卡片阅读机中。商品化的光电探测器包含配套的发射器-探测器对,其中,某些发射器-探测器对已经与控制继电器相连。

表 6.10 两种光电探测器的部分特性

特 性	单 位	S639 ^a	J12-18C-R01M ^b
探测器材料		Si(硅)	AsIn(砷化铟)
感测区直径	mm	20	1
最高灵敏度对应的波长	μm	0.85	3.6
响应度	A/W	0.45	0.7
NEP	$\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$	1	70
D^*	$\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}/\text{W}$	2×10^{12}	---
分流电阻 ^c	Ω	10^4	20
结电容	nF	100	0.4
响应时间(10%~90%)	μs	200	—
工作温度范围	$^{\circ}\text{C}$	-10~60	22
100 lx 时的短路电流	μA	180	—
100 lx 时的开路电压	V	0.3	—

^aHamamatsu 公司产品。

^bEG&G Optoelectronics 公司产品。

^c反向电压 10mV。

6.5 电化学传感器

电势电化学传感器随化学样品中的浓度变化而产生电势。测量电流传感器利用外加电压来产生随化学样品中的浓度变化的电流。它们不属于有源传感器,将在其他场合加以介绍^[15,16]。

离子选择电极(ISE)是一种电势传感器,它的基本原理是,不同浓度状态的交界处会形成电压。这与伏打电池的工作原理相同。假定只有一种类型的离子,它的浓度从一种状态变化到另一种状态,或者有更多种类的离子,但选择膜片只允许一种特殊离子通过。因此,离子电荷引起的电位差阻碍了离子从高浓度区向低浓度区扩散的趋势。当两种力(扩散和电位)之间达到平衡时,电位差由能斯特(Nernst)方程(1899 年首次报道)给出

$$E = \frac{RT}{zF} \ln \frac{a_{i,1}}{a_{i,2}} \quad (6.48)$$

式中, $R=8.31\text{J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$ 是气体常数, T 是温度(K), z 是离子的化合价, $F=96500\text{C}$ 是法拉第常数,而 a_i 是离子活性。对于液体溶液,活性定义为

$$a_i = C_i f_i \quad (6.49)$$

式中, C_i 是*i*种离子的浓度; f_i 是活性系数,假定离子之间相互独立,它描述*i*种离

子的特性偏离理想特性的程度。在高浓度和 $f_i < 1$ 时,这并不正确。对于很稀的浓度, $f_i \approx 1$ 。

这一测量原理借助于一种双电极装置而得到应用(图 6.26)。一个电极包含对所关注的离子进行选择膜片,它含有离子类型 i 的浓度为已知的溶液。另一个电极是参考电极,在待测样品中存在的所有离子都能自由地通过它的膜片扩散。这种布置包含有好几个交界面,但其中只有一个交界面,即横穿过离子选择膜片的交界面能产生可变电位。由式(6.46)得到

$$E = E_0 + \frac{RT}{zF} \ln a_i = E_0 + k \lg a_i \quad (6.50)$$

式中, a_i 此时是样品中所关注的离子类型的活性, E_0 和 k 是常数。在 25°C 时,当单价阳离子的活性每变化 10 倍时,灵敏度为 59.12mV ; 在 100°C 时,每变化 10 倍灵敏度为 74.00mV 。因此,为了正确解释测出的电位差的含义,知道电池的温度是十分重要的。离子选择电极测量装置十分庞大(长 $100\text{mm} \sim 150\text{mm}$, 直径 10mm), 易损坏,此外,由于电解质易挥发,故需要进行维护。

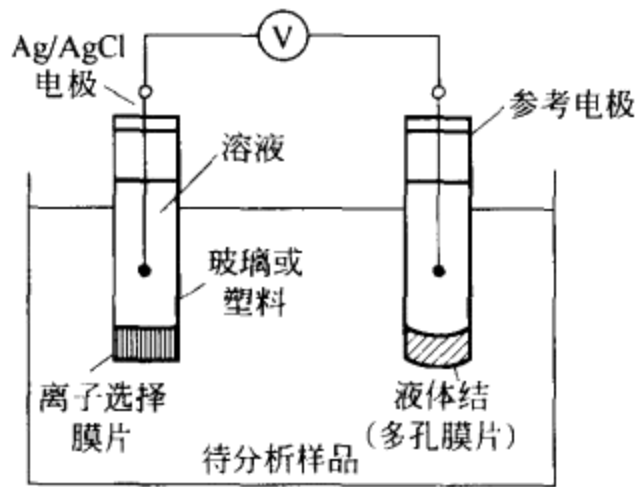


图 6.26 利用离子选择电极(ISE)的测量装置。

当所关注的量不是离子活性而是浓度时,由式(6.49)和(6.50)有

$$E = E_0 + k \lg f_i + k \lg C_i \quad (6.51)$$

如果我们假定活性系数为常数,则

$$E = E'_0 + k \lg f_i \quad (6.52)$$

依据膜片材料,有不同类型的选择电极。主电极具有可以是结晶态的单一膜片。当膜片为结晶态时,它可以是均质或异质。在异质电极中,结晶材料与惰性材料的基质相混合。结晶态膜片电极可用于 F^- , Cl^- , Br^- , I^- , Cu^{2+} , Pb^{2+} 和 Cd^{2+} 等的浓度测量。最常用的具有非结晶态膜片的电极是玻璃电极,同 pH 和 Na^+ 测量中所用的电极一样。对玻璃成分的选择视待分析的离子而定。某些金属盐具有高电导率且可以淀积在金属电极上用作电解质。这类电极称为固态电极。另一些电

极利用包含一个离子交换器或一个能传送离子的中性材料的膜片(如 PVC 和聚乙烯)。例如, K^+ 就是用 PVC 膜片中的结页氨霉素加以测量的。

最常用的双膜片电极是气体电极。气体电极包括一个多孔膜片, 待分析的气体经多孔膜片扩散并进入溶液, 在此, 气体的存在会引起变化(例如 pH 的变化), 该变化是被测的变量。这种方法可用于 CO_2 , SO_2 和 NO_2 的浓度测量。

离子选择电极测量装置的输出阻抗很高, 通常从 $20M\Omega$ 到 $1G\Omega$, 因此需要使用输入阻抗很高的静电计放大器(7.2 节)。否则, 流过电池的电流会使化学反应失衡, 从而导致其电位变化。

离子选择电极测量装置常用于多项应用中的浓度测量。在这些应用中, 它们往往代替了火焰光度计。例如, 它们在农业中用于分析土壤和肥料, 在生物医学科学和临床实验室中用于血液和尿液分析, 在化学工业和食品工业以及大气环境监测中则用于测量环境污染。

固体电解质氧传感器是基于被金属氧化物吸收的氧离子对载流子浓度, 因而对氧化物(以离子为基础, 因此它属于电解质)的电导率的影响。进入氧化物空隙中的氧分子带走了两个负电荷, 所以, 为了使电荷平衡, 形成了两个“空穴”。离子空隙的氧分子释放出两个自由电子, 并为其他氧分子留下空位。

用于探测 O_2 的常用固体电解质是置于两个多孔薄膜铂电极之间的掺钇氧化锆($ZrO_2-Y_2O_3$), 电极处在 $600^\circ C \sim 850^\circ C$ 的温控室内。开路输出电压为^[17]

$$E = E_0 + \frac{RT}{4F} \ln \frac{(p_{O_2})_1}{(p_{O_2})_2} \quad (6.53)$$

式中, $(p_{O_2})_1$ 和 $(p_{O_2})_2$ 分别是电解质内部和外部的氧分压强。如果 $(p_{O_2})_2$ 是在参考气压中的分压强, 例如空气 [$(p_{O_2})_2 = 21kPa$] (图 6.27), 则根据 E , 便能确定给定温度下的 $(p_{O_2})_1$ 。

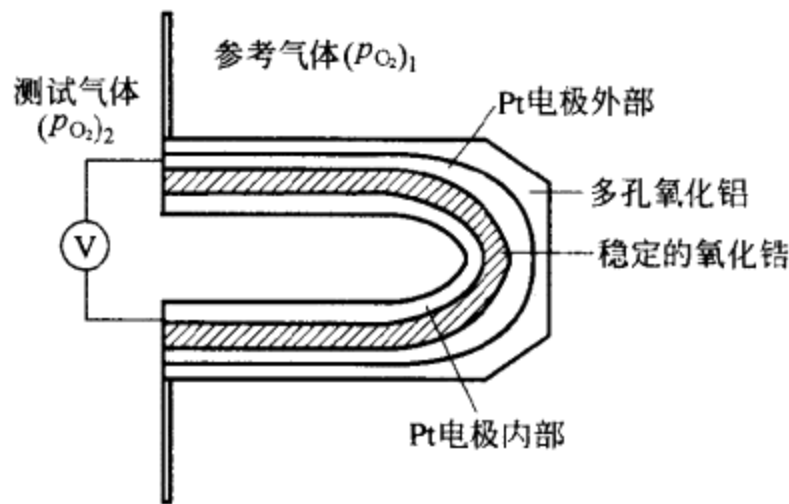


图 6.27 电位计式氧传感器在高温下稳定的氧化锆膜片的两对边上的电极之间产生电位差。

这些传感器的反应迅速且能承受 $600^{\circ}\text{C} \sim 1200^{\circ}\text{C}$ 的温度,但是,根据式(6.53),它们会随温度发生漂移。它们可能小到 1cm (长) $\times 2\text{mm}$ (直径)。由于它们是由固态元件组成,故对加速度和振动的灵敏度非常小。其主要缺点是要求高温工作以及对压力变化的灵敏度很低:式(6.53)中的电压与压力比的对数,而不是与压力比成正比。然而,由于相同原因,它们可以工作在宽的氧浓度范围。它们被广泛用于确定内燃发动机(例如汽车、锅炉和高炉)中的空气-燃料比。

习 题

- 6.1 我们必须修理一个未提供手动调节的测温系统。通过检查测量电路发现图 P6.1所示结果。根据引线保护层上的代码,推断出金属 A 是铁、金属 B 是康铜。因此,它们形成 J 型热电偶。为了获得与 T 有关,但与 T_1 和 T_2 无关的电压读数,试确定温度控制室的温度 T_1 和 T_2 。

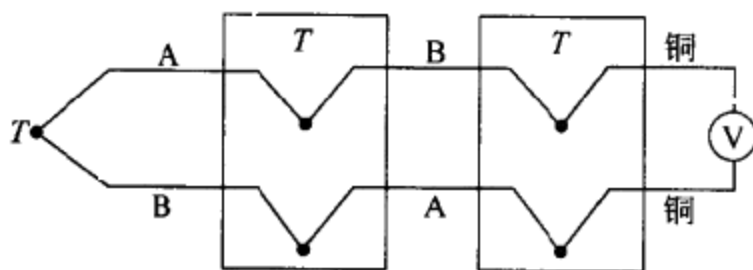


图 P6.1 用两个温度控制室模拟 0°C 冷端。

- 6.2 为了测量外面覆盖有隔热层的涡轮机罩上的温度梯度,可以利用温度传感器,它由用热特性与涡轮机罩相同的材料罩住的两个铁-康铜热电偶组成。传感器的放置使得一个热电偶处在涡轮机罩的内侧,而另一个传感器则处在涡轮机的中心。热电偶的导线长到足以将接头引到涡轮机的外部,连接采用铜导线。假定外罩和隔热层上的温度分布呈线性,而隔热层的外部温度处于环境温度(从 10°C 变化到 30°C ,由所处的季节而定)。
- 设计一个借助于放在机架上距热电偶 50m 的电压表来测量涡轮机罩内温度梯度的系统。通过强迫通风,将机架维持在仅比环境温度高 5°C 。试说明对所接入的每根连接线的要求和它们对测量的可能影响。当涡轮机内的蒸汽温度为 575°C 及温差为 80°C 时,电压表的读数是多少?
 - 假定不管温度分布情况如何,涡轮机罩中心处的温度始终不变。试问该温度分布对测量有何影响?

- c. 我们利用图 P6.2 所示电路来测量蒸汽温度。若环境温度传感器是 100Ω 的铂电阻, 在 0°C 时 $\alpha=0.00392(\Omega/\Omega)/\text{K}$ 。为在电压表中获得对应于 T_v 的读数, 试确定 k 。对 30°C 环境温度进行补偿的误差是多少?

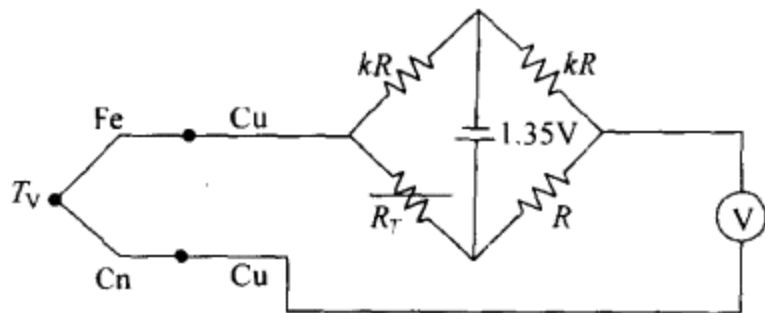


图 P6.2 用电阻式温度检测器进行冷端补偿。

- 6.3 图 P6.3 所示电路利用 J 型热电偶和冷端补偿来测量 $400^\circ\text{C} \sim 600^\circ\text{C}$ 的温度。LM134 是一个电流源, 其输出为 $I(\mu\text{A}) = (227\Omega) \times [273 + T_s(^{\circ}\text{C})] / R_3$ 。
- 如果运算放大器是假定的理想放大器, 推导其输出电压的计算公式。
 - 针对 $400^\circ\text{C} \sim 600^\circ\text{C}$ 温度范围, 确定为获得 $-10\text{V} \sim +10\text{V}$ 输出范围所需的增益。
 - 针对 $10^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$ 的环境温度, 设计用于获得冷端补偿的电阻。

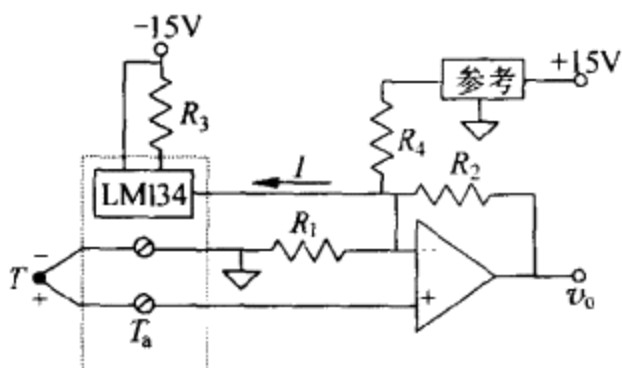


图 P6.3 用半导体温度传感器进行冷端补偿。

- 6.4 图 P6.4 示出一个基于 T 型热电偶的温度计和用于冷端补偿的 AD590。
- 推导作为热电动势和 v_c 的函数的输出电压方程。
 - 补偿电路包括 R_s , 以防止 AD590 在远距离安装的情况下对运算放大器的任何破坏。假定运算放大器是理想放大器时, 试推导 v_c 。
 - 设计 R_1 和 R_2 , 以在 $10^\circ\text{C} < T_s < 60^\circ\text{C}$ 时实现冷端补偿。
 - 若齐纳二极管在其反向电流为 $0.6\text{mA} \sim 15\text{mA}$ 时给出 6.9V , 设计在 0°C 时获得零输出的 R, R_3, R_4 和 R_p 。

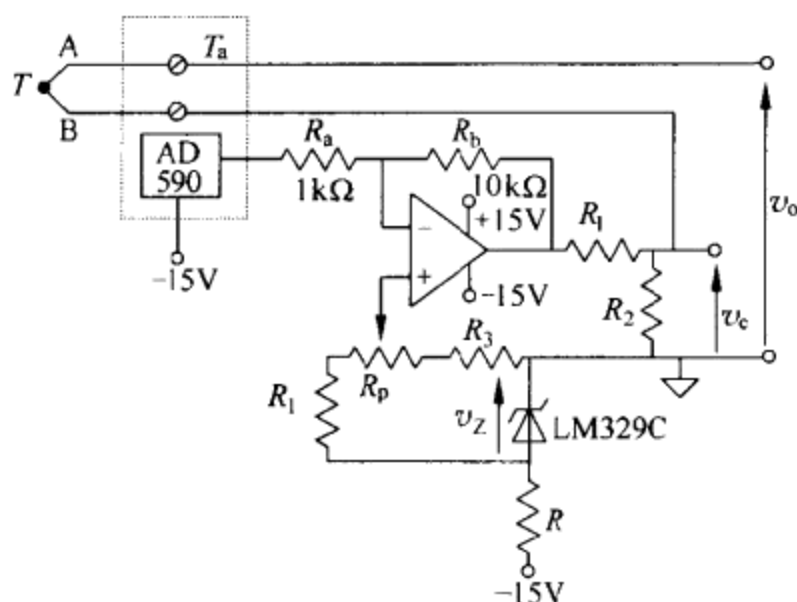


图 P6.4 利用半导体温度传感器的冷端补偿。

- 6.5 要求利用 K 型热电偶来测量 -100°C 与 $+100^{\circ}\text{C}$ 之间的温度,并根据图 P6.5 中的电路进行冷端补偿。 R_T 是 Pt 100,在 0°C 时 $\alpha=0.385\%/K$ 。
- 推导作为热电堆的灵敏度 S_K 和 R_T 值的函数的输出电压方程。
 - 确定 $T_a=0^{\circ}\text{C}$ 时为获得零输出电阻器应满足的条件。
 - 若选择 R_2 和 R_3 ,使它们与 R_T 和 R_1 一起构成的电桥电路的输出可以视为线性。试确定它们在 T_a 的整个范围内为了对冷端进行补偿的数值。
 - 确定使输出电压为 $-1\text{V}\sim+1\text{V}$ 的仪表放大器的增益。
 - 确定将误差限制到最大为 0.1°C 的仪表放大器的最大失调电压。

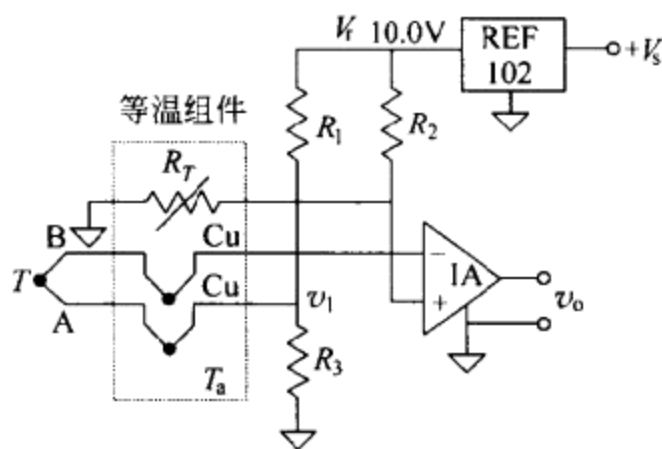


图 P6.5 用电阻式温度检测器进行冷端补偿。

- 6.6 图 P6.6 示出带有接地热电偶导线的热电偶电路。冷端(参考端)处于环境温度,并包含能给出 $1\mu\text{A}/K$ 的 AD592CN。若热电偶是 J 型,为了在 $-25^{\circ}\text{C}\sim 105^{\circ}\text{C}$ 范围获得 $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 灵敏度以及在 0°C 时有 0V 电压输出,试确定有关电阻器的数值。

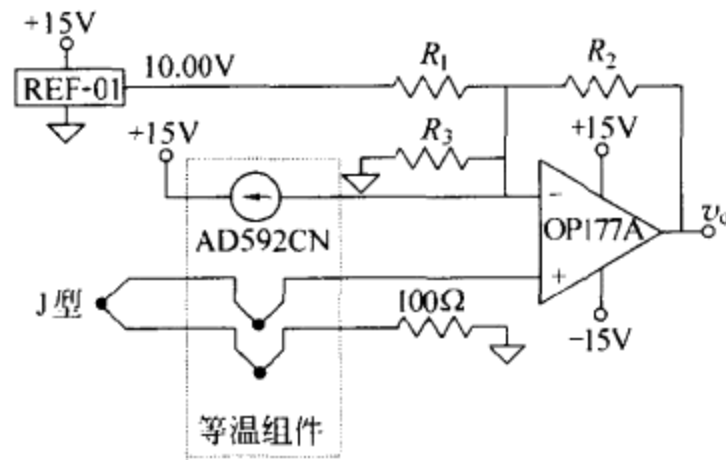


图 P6.6 用半导体温度传感器进行冷端补偿。

- 6.7 我们将面积为 1cm^2 、厚为 1mm 的石英晶体压电传感器放在两个平行金属电极之间,以测量与电极垂直方向上力的变化。石英的杨氏模量为 90GPa ,电荷灵敏度为 2pC/N ,相对磁导率为 5 ,边长为 1cm 的立方块两对边之间的电阻为 $100\text{T}\Omega$ 。 $100\text{M}\Omega$ 电阻和 20pF 电容与电极并联。若施加的力 $F = 0.01\sin(10^3 t)\text{N}$,试计算电极之间形成的峰-峰电压和材料的最大变形。
- 6.8 某压电传感器具有 100pF 电容和 $4\mu\text{C/cm}$ 的电荷灵敏度。连接电缆具有 300pF 的电容,进行测量的示波器输入阻抗为 $1\text{M}\Omega$ 且与 50pF 电容并联。
- 确定单独考虑传感器时的电压灵敏度(V/cm)。
 - 确定完整测量系统在高频时的电压灵敏度(V/cm)。
 - 若最大允许幅度误差为 5% ,确定用该系统可以测量的力的最小频率。
 - 为了以 5% 的误差将频带扩展到 10Hz ,确定必须并联的电容。
 - 确定系统的新电压灵敏度。

参 考 文 献

- 1 D. D. Pollock. *Thermoelectricity: Theory, Thermometry, Tool*. ASTM Special Technical Publication 852. Philadelphia, PA; American Society for Testing and Materials, 1985
- 2 Omega Engineering Inc. *The Temperature Handbook*. Stamford. CT, 2000
- 3 F. R. Ruppel. Modeling a self-calibrating thermocouple for use in a smart temperature measurement system. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **39**, 1990. 898~901
- 4 H. N. Norton. *Sensor and Analyzer Handbook*. Englewood Cliffs, NJ; Prentice-Hall, 1982
- 5 A. J. Pointon. Piezoelectric Devices. *IEE Proc.*, **129**, pt. A, 1982. 285~307
- 6 J. C. L. Van Peppen and K. B. Klaassen. Damping of compression and shear piezoelectric accelerometers by electromechanical feedback. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **37**, 1988. 572~577

- 7 W. Welkowitz, S. Deutsch, and M. Akay(ed.). *Biomedical Instruments Theory and Design*, 2nd ed. New York; Academic Press, 1991
- 8 D. J. Peters and B. L. Blackfors. Piezoelectric bimorph-based translation device for two-dimensional, remote micropositioning. *Rev. Sci. Instrum.* **60**, 1989, 138~140
- 9 Y. Kuk and P. J. Silverman. Scanning tunneling microscope instrumentation. *Rev. Sci. Instrum.* **60**, 1989, 165~180
- 10 J. V. Chatingny. Health and medical devices that depend on piezopolymer film. *Medical Electronics*. Issue **177**, June 1999, 31~35
- 11 S. T. Liu and D. Long. Pyroelectric detectors and materials. *Proc. IEEE*, **66**, 1978, 14~26
- 12 D. Cima. Introduction to IR pyroelectric detectors. *Sensors*, **10**, March 1993, 70~75
- 13 C. L. Wyatt. *Radiometric System Design*. New York; Macmillan, 1987
- 14 A. Hadni. Applications of the Pyroelectric effect. *J. Phys. E; Sci. Instrum.*, **14**, 1981, 1233~1240
- 15 M. J. Schöning, O. Glück, and M. Thust. Electrochemical composition measurements. Section 70. 1 in: J. G. Webster (ed.), *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL; CRC Press, 1999
- 16 F. Oehme, Liquid Electrolyte Sensors; Potentiometry, Amperometry, and Conductometry. Chapter 7 in: W. Göpel, T. A. Jones, M. Kleitz, J. Lundstrom, and T. Seiyama (eds.), *Chemical and Biochemical Sensors Part I*, Vol. 2 of *Sensors, A Comprehensive Survey*. W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel (eds.). New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1991
- 17 P. T. Moseley, Solid state gas sensors. *Meas. Sci. Technol.*, **8**, 1997, 223~237

第 7 章

有源传感器的信号调节

有源传感器提供电压或电流,它们的幅度、频率和输出阻抗可以确定信号调节器所需的特性。

当传感器输出电压或电流的范围小于 ADC(或其他信号接收器)的输入范围时,便需要进行放大。这种放大可能与前几章中介绍的放大不同,因为来自有源传感器的信号不同于电桥电路或分压器的输出。

除幅度很小之外,待放大的电压有时具有很低的频率,这就不适于使用交流耦合的高增益放大器,因为所需的电容将大到不切实际的地步。我们必须考虑直流放大器的失调电压、偏置和失调电流,以及它们各自随时间和温度的漂移。高增益直流放大器常常建立在运算放大器或仪表放大器的基础上,因此我们首先讨论有关漂移的问题和解决方案。

在其他情况下,待处理的信号虽然不小,但它来自高输出阻抗源。产生电压的具有高输出阻抗的传感器(如 pH 电极)需要静电计放大器。产生电流的传感器(如压电式传感器)在寄生电容使信号带宽减小时,可以使用静电计、互阻抗放大器或电荷放大器。

为了获得高分辨率,即使漂移不成问题,我们也必须解决放大器的内部噪声。内部噪声是所有电子器件所固有的,但本章中我们只考虑在传感器信号调节中最常用的运算放大器和仪表放大器,以及与它们配套使用的电阻器。

7.1 斩波放大器和低漂移放大器

7.1.1 运算放大器中的失调和漂移

对于理想的运算放大器,当两个输入电压为零时,输出电压也为零。在真实的运算放大器中,这些条件没有哪一个能得到满足。除与零不同之外,还有当输入电压为零时,输入电流彼此也不相等。它们的差别称为失调电流。这是由于输入晶

体管[双极晶体管或场效应晶体管(FET)]之间的不平衡所引起的。为了使输出电压为零,这种不平衡也要求输入端之间有一个失调电压。

我们可以通过考察一个简单的放大器(如图 7.1 中的反相放大器)来分析失调电压和失调电流的影响。输出电压为

$$v_o = \left[-\frac{R_2}{R_1'} v_s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) V_{io} + I_n R_2 - I_p R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) \right] \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d \beta}} \quad (7.1)$$

式中, $R_1' = R_1 + R_s$, $\beta = R_1' / (R_1' + R_2)$, $A_d = A_{d0} \omega_a / (s + \omega_a) = f_T / (s + \omega_a)$, 我们假定 $A_d \beta$ 为实数。此外, 如果 $A_d \beta \gg 1$, 则式(7.1)可以近似表示为

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1'} v_s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) V_{io} + I_n R_2 - I_p R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) \quad (7.2)$$

V_{io} 的实际符号是不知道的, 而 I_n 和 I_p 的符号则取决于运算放大器输入级的晶体管类型(pnp, npn)。通常假定有最坏条件, 此时将失调电压和失调电流的贡献相加。

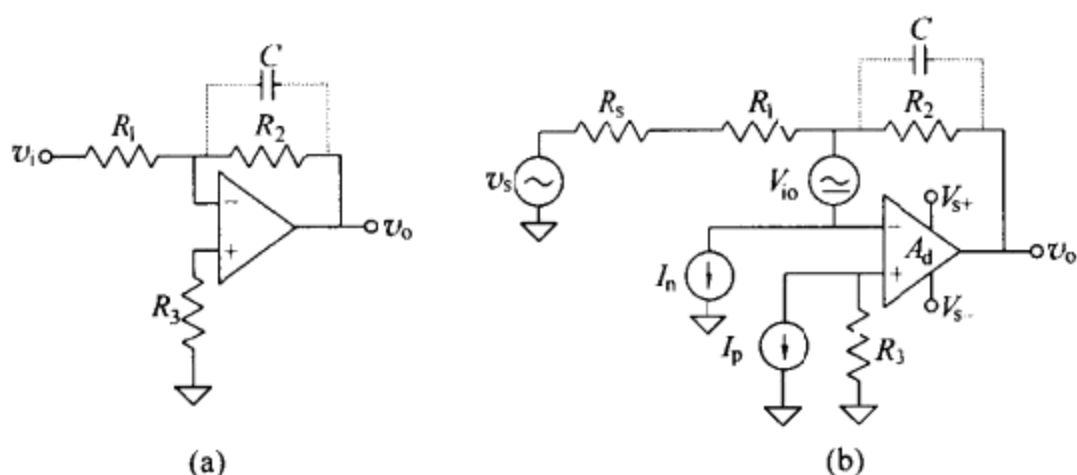


图 7.1 以运算放大器为基础的反相放大器中的失调电压和输入电流。

式(7.2)表明, 失调电压和输入电流可以造成输出零误差(OZE),

$$\text{OZE} = v_o(0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) V_{io} + I_n R_2 - I_p R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) \quad (7.3)$$

R_3 对于放大功能本身是不需要的, 但若将它的值选择成使得 $R_3 = R_1' \parallel R_2$, 则式(7.3)简化为

$$\text{OZE} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1'}\right) V_{io} + I_{io} R_2 \quad (7.4)$$

式中, $I_{io} = I_n - I_p$ 是失调电流。为了寻求误差与输入之间的关系, 我们用增益幅度 $|G| = R_2 / R_1'$ 除 OZE, 得

$$\text{IZE} = \frac{\text{OZE}}{R_2 / R_1'} = \left(1 + \frac{R_1'}{R_2}\right) V_{io} + I_n R_1' - I_p R_3 \left(1 + \frac{R_1'}{R_2}\right) \quad (7.5)$$

对于匹配的 R_1 , 式(7.5)简化为

$$I_{ZE} = \left(1 + \frac{R'_1}{R_2}\right) V_{io} + I_{io} R'_1 \quad (7.6)$$

这表明, 对于高输入阻抗和高增益 (R_1 和 R_2/R_1 均很大), I_{ZE} 将增大。若所有电阻器都减小相同的比例因数, 则由 V_{io} 引起的误差不变, 而由 I_{io} 引起的误差将减小。因此, 我们必须使用数值尽可能小的电阻器。

对同相放大器的分析是类似的, 但它的信号增益为 $1 + R_2/R_1$ 。最终的 I_{ZE} 由式(3.38)给出。如果选择 R_1 和 R_2 使得它们的并联电阻与源电阻相匹配, 即 $R_2 = R_1 \parallel R_s$, 则 I_{ZE} 简化为式(3.39)。另外, 我们还可以在反相接线端与连接 R_1 和 R_2 的节点之间增加一个电阻器 R_3 , 使 $R_3 = R_s - R'_1 \parallel R_2$ [图 7.3(b)]。这里, R'_1 包括电压电平移动网络的等效输出电阻 ($\approx 100\Omega$)。

I_{ZE} 取决于 V_{io} , I_n , I_p 和 I_{io} 。这些参数均与运算放大器的制造工艺和质量相关。通常, 双极输入运算放大器的失调电压和漂移较小, FET 输入运算放大器的偏置和失调电流较小, 而 CMOS 运算放大器的输入电流虽然较小, 但漂移较大, 特别是在高温时漂移更大。失调电压和输入电流取决于电源电压和共模电压。表 7.1 列出这些参数的部分典型值。偏流为 $I_b = (I_n + I_p)/2$, 因此, $I_n = I_b + I_{io}/2$ 和 $I_p = I_b - I_{io}/2$ 。 I_b 随共模电压而增大。普通双极运算放大器的 I_{io} 比 I_b 小 5~10 倍。因此, 在电路中加入 R_3 将减小 I_{ZE} 。然而, 某些直流精密运算放大器 (如 OP07, OP177, AD707 等) 具有经补偿的输入偏流 (图 7.2)。这将减小 I_n 和 I_p , 但由于附加电流源的有限精度, 故同时会使 I_{io} 接近 I_n 和 I_p 。尽管如此, 加入 R_3 仍有意义, 因为它使从运算放大器输入端看上去的等效电路更加对称, 从而减小干扰。

表 7.1 部分直流精密运算放大器的相关数据

运算放大器	A_{01}	f_T	V_{io}	$\Delta V_{io}/\Delta T$	$\Delta V_{io}/\Delta t$	I_b	I_{io}	$\Delta I_{io}/\Delta T$
	最小值 ($\times 10^6$)	最小值 /MHz	最大值 / μV	最大值 / $\mu V/^\circ C$	平均值 / $\mu V/月$	最大值 /pA	最大值 /pA	最大值 /pA/ $^\circ C$
双极型								
AD705	0.4	0.8	25	0.6	0.3	100	100	0.4
AD707	8.0	0.5	15	0.1	0.2	1000	1000	25
MAX400	0.5	0.4	15	0.3	1.0	2000	2000	25
MAX410	0.6	28.0	250	1	—	1.5×10^5	8×10^4	—
OP07	0.2	0.4	75	1.3	1.0	3000	2800	50
OP77	2.0	0.4	60	0.6	0.2	2800	2800	35
OP97	0.2	0.4	75	2.0	0.3	150	150	7.5
OP177A	5.2	0.4	10	0.3	0.2	2000	1500	25
OPA177G	2.0	0.4	60	1.2	0.4	2800	2800	60
TLE2027C	5.0	7.0	100	1	1	9000	9000	— ^b

续表

运算放大器	A_{db} 最小值 ($\times 10^6$)	f_T 最小值 /MHz	V_{io} 最大值 / μV	$\Delta V_{io}/\Delta T$ 最大值 / $\mu V/^\circ C$	$\Delta V_{io}/\Delta t$ 平均值 / $\mu V/月$	I_b 最大值 /pA	I_o 最大值 /pA	$\Delta I_o/\Delta T$ 最大值 /pA/ $^\circ C$
Bifet, CMOS 型								
AD547L	0.1	1.0	250	1	—	25	15	— ^c
AD645C	0.6	2.0	250	1	—	3	0.5	— ^d
AD795K	0.3	1.6	250	3	—	1	0.5	— ^d
LMC6001A	0.4	1.3 ^e	350	10	—	0.025	1	—
OP80E	0.1	0.3 ^e	1500	—	—	0.25	0.05 ^e	—
OPA111SM	0.6	2.0	500	5	—	2	1.5	— ^d
OPA627BM	0.6	16.0	100	0.8	—	5	5	— ^d
自动调零型								
AD8551	1	1.5 ^e	5	0.04	—	50	70	—
ICL7650	1.0	2.0	5	0.1	0.1	10	5	— ^f
LTC1052	1.0	1.2	5	0.05	0.1	30	30	— ^b
LTC1150C	10.0	2.5	5	0.05	0.05	100	200	— ^c
LTC1152	0.6	1.0	10	0.1	0.05	100	200	—
LTC1250C	1.8	1.5	10	0.05	0.05	200	400	—
MAX420	0.6	0.5	10	0.05	0.1	100	200	— ^g
MAX430	0.6	0.5	10	0.05	0.1	100	200	— ^g
TLC2652AC	6.0	1.9	1	0.03	0.02	4	2	— ^h
TLC2654C	1.0	1.9	20	0.05	0.02	50	30	— ^h
TSC911B	0.6	1.5	30	0.25	—	120	40	—
其他								
LMC2001	0.1	6 ^e	40	0.015 ^e	0.006	3 ^e	6 ^e	—
TLC4502	0.2	4.7 ^e	100	1 ^e	—	1 ^e	1 ^e	—

^a 除 MAX410 和几种自动调零型($\pm 5V$)外,表中数值均是指 $\pm 15V$ 供电时直到在 $25^\circ C$ 环境温度下的值。其他测量条件可能不相同。

^b 直到 $75^\circ C$, I_b 维持常数。

^c 温度对 I_b 和 I_o 有不同影响。

^d 在 $25^\circ C$ 下工作5分钟之后达到的温度之上,每超过 $10^\circ C$,数值增大1倍。

^e 典型值。

^f 每 $10^\circ C$,数值增大1倍。

^g 在大约 $60^\circ C$ 以上,每超过 $10^\circ C$, I_b 增加1倍。

^h 直到 $85^\circ C$, I_b 几乎维持常数。

式(7.5)和(7.6)中的失调电压和输入电流之值是在运算放大器的实际温度下的值,可以像3.2.4节所述那样进行计算,即

$$T = T_a + P_d(\theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}) \quad (7.7)$$

式中, T_a 是环境温度, θ_{jc} , θ_{cs} 和 θ_{sa} 分别是内部芯片与外部放大器外壳之间的热阻

(对于塑料封装为 $100^{\circ}\text{C}/\text{W} \sim 150^{\circ}\text{C}/\text{W}$)、外壳与散热器(如果利用了的话)之间的

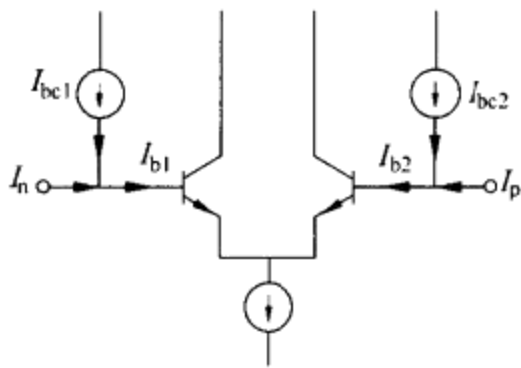


图 7.2 偏流得到补偿后的运算放大器输入极。

热阻以及散热器与周围空气之间的热阻。 P_d 包括静态功率(P_q)、向反馈网络提供的功率以及在放大器内部向负载提供的电流耗散的功率。在信号放大器中常常只涉及到 P_q ，且对于分离的电源而言，有

$$P_q = |V_{s+} \parallel I_{s+}| + |V_{s-} \parallel I_{s-}| \quad (7.8)$$

式中, I_{s+} 和 I_{s-} 是相应的静态电流。双极型运算放大器的供电电流一般比 FET 输入运算放大器的小, CMOS 运算放大器则具有极小的供电电流。

制造厂商通常根据高速测试的运算放大器样品来规定失调电压和输入电流。这意味着集成电路未达到其常用的工作温度, 因此, 标明的参数与测试期间的环境温度 T_A (通常为 25°C) 相对应。此外, 技术资料还给出 V_{io} , I_b 和 I_{io} 的平均温度系数。因此, 在前面的方程中, 用于 OZE 和 IZE 的实际参数值为

$$V_{io}(T) = V_{io}(T_A) + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}(T - T_A) \quad (7.9)$$

$$I_b(T) = I_b(T_A) + \frac{\Delta I_b}{\Delta T}(T - T_A) \quad (7.10)$$

$$I_{io}(T) = I_{io}(T_A) + \frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}(T - T_A) \quad (7.11)$$

例 7.1 图 E7.1 示出一个与热电偶回路相连的差动放大器, 热电偶回路的导线电阻为 10Ω , 试估算环境温度为 35°C 时的输入零误差。

OP177A 的技术资料给出工作在 $\pm 15\text{V}$ 及 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 时的下列数据: $V_{io} = 75\text{mV}$ (最大值); $\Delta V_{io}/\Delta T = 0.1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ (最大值, 从 -55°C 到 $+125^{\circ}\text{C}$); $I_b = 1.5\text{nA}$ (最大值); $I_{io} = 1\text{nA}$ (最大值); $I_b/\Delta T = 25\text{pA}/^{\circ}\text{C}$ (最大值, 从 -55°C 到 $+125^{\circ}\text{C}$); 功耗 $P_q = 75\text{mW}$ (最大值), “P”型封装(8 引脚塑封 DIP)的热阻 $\theta_{ja} = 103^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

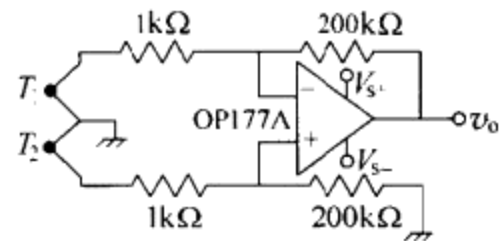


图 E7.1 建立在直流精密运算放大器基础上的热电偶放大器。

当考虑失调电压和输入电流时, 等效电路简化为图 7.1(b) 中带有 $R_3 = (1\text{k}\Omega + 10\Omega) \parallel 200\text{k}\Omega = R_1 \parallel R_2$ 的电路。因此, 式(7.6)采用 $R'_1 = 1\text{k}\Omega + 10\Omega$ 和 $R_2 = 200\text{k}\Omega$, 故有

$$\text{IZE} = \left(1 + \frac{200}{1.01}\right) V_{io} + I_{io}(1010\Omega)$$

实际工作温度在考虑到未使用散热器的情况下由式(7.7)算出,即有

$$T = T_a + P_q \theta_{ja} = 35^\circ\text{C} + (75\text{mW}) \times (103^\circ\text{C}/\text{W}) = 35^\circ\text{C} + 7.7^\circ\text{C} \approx 43^\circ\text{C}$$

然后,算出失调电压和失调电流的实际值。对于失调电压,由式(7.9)有

$$\begin{aligned} V_{io}(43^\circ\text{C}) &= V_{io}(25^\circ\text{C}) + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} \times (43^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \\ &= 10\mu\text{V} + (0.1\mu\text{V}/^\circ\text{C}) \times (18^\circ\text{C}) \approx 12\mu\text{V} \end{aligned}$$

对于输入失调电流,有

$$\begin{aligned} I_{io}(43^\circ\text{C}) &= I_{io}(25^\circ\text{C}) + \frac{\Delta I_{io}}{\Delta T} \times (43^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \\ &= 0.5\text{nA} + (25\text{pA}/^\circ\text{C}) \times (18^\circ\text{C}) \approx 1\text{nA} \end{aligned}$$

因此,

$$\text{IZE} = \left(1 + \frac{200}{1.01}\right) \times 12\mu\text{V} + (1\text{nA}) \times (1010\Omega) = 13\mu\text{V}$$

对于J型热电偶(表6.2),将产生小于 0.25°C 的误差。

失调电压也随时间而变。技术资料中规定了在工作头30天之后每月的平均漂移 $\Delta V_{io}/\Delta t$ 。由于漂移呈随机性,而不可累积,所以, n 个月之后的漂移是月漂移的 \sqrt{n} 倍。

在给定温度下,失调电压和失调电流引起的输入零误差可以利用某些运算放大器中为内部失调调节提供的接线端进行抵消。这种调节还能消除运算放大器外部的失调。但对普通的双极运算放大器来说,每调节 1mV ,热漂移将增加 $3\sim 4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。然而,在一些精密直流运算放大器中,并没有这类有害效应。已有一些通过电路可以编程的模拟器件(EPAD, Advanced Linear Devices公司产品),它使用户能将可编程失调电压调节到任何希望的值上。然而,无论是以带微调的机械方式或是用EPDA以电方式提供的调节范围都十分有限,而某些信号调节器必须将输出信号电平移动几十毫伏甚至几伏。图7.3示出如何将放大和电平移动组合到单极电路内。为了维持平衡输入,在图7.3(a)中我们必须选择

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} - R_4 \quad (7.12)$$

在图7.3(b)中,假定 R_s 不可调节(例如, R_s 可能由信号源确定),则 R_3 必须为

$$R_3 = R_s - \frac{R'_1 R_2}{R'_1 + R_2} \quad (7.13)$$

式中, $R'_1 = R_1 + 100\Omega$ 。包含中心抽头且可以接地的四端微调电位器可以提供更高的稳定度,并降低来自 V_{r+} 和 V_{r-} 的漂移。为了获得更高的稳定度,这两个电压必须由参考电压集成电路提供。

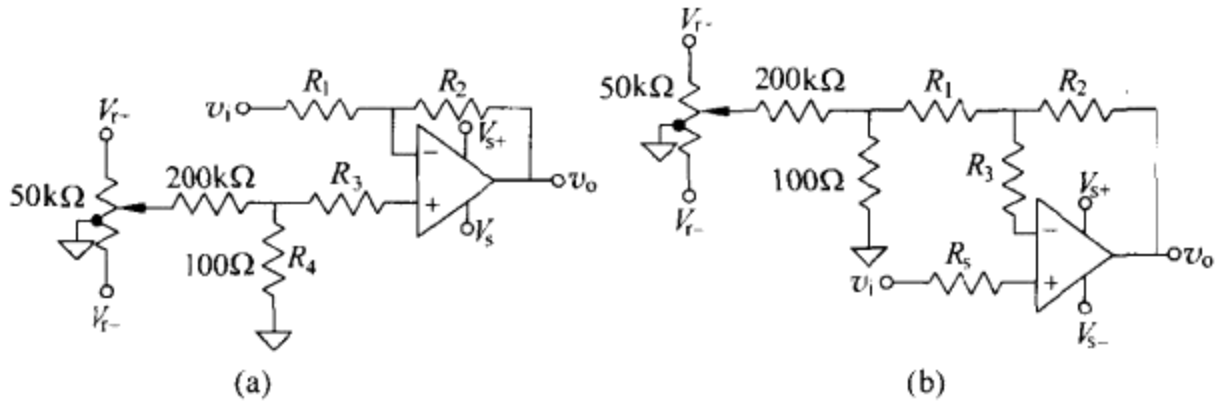


图 7.3 在反相放大器(a)和同相放大器(b)中的失调电压调零和偏流补偿。

无论如何,当电路输入端处于参考电压时,失调调零或电平移动都必须在放大器达到它的工作温度之后进行。此外,还必须避免有源元件出现温度梯度,而无源元件则应具有低的温度系数。电源必须高度稳定,否则,电源的起伏变化会在电路输出端出现。电源电压变化 ΔV_{s+} 和 ΔV_{s-} 时,等效输入纹波为

$$v_r = \frac{\Delta V_{s+}}{\text{PSRR}_+} + \frac{\Delta V_{s-}}{\text{PSRR}_-} \quad (7.14)$$

式中,PSRR 表示电源抑制比。某些技术资料规定了电源起伏与输入电压误差之比(以 dB 表示),而另一些技术资料则规定了输入电压误差与电源起伏之比(以 $\mu\text{V}/\text{V}$ 表示),但这两种规定都只适用于缓慢的电压起伏。与电源耦合的快速瞬变信号可能导致飘忽不定的状态。直流精密运算放大器在直流时的 $\text{PSRR} > 120\text{dB}$,但有时从 1Hz 开始 PSRR 便以每十倍频段按 20dB 的速率减小。

7.1.2 斩波放大器

在制造技术能做出可供利用的低漂移放大器之前,对漂移问题已采用了几种不同的解决方案。多年来,最常用的方法是用输入电压对交流信号进行调制,然后对交流信号进行放大(使零误差不相干),最后再解调。载波放大器(5.3 节)则处理由传感器调制的正弦波,但对于有源传感器则不是这种情况,传感器的输出对由重复开关或斩波器产生的方波进行调制,因此取名为“斩波放大器”。

在典型的斩波放大器(图 7.4)中,重复开关轮流将交流放大器的输入端与接近恒定的待测电压和参考电压(通常为地)相连。得到的方波与交流放大器呈高通耦合,交流放大器的漂移对输入不会产生影响。然后,放大信号经同步解调和低通滤波,以降低由振荡频率及其谐波引起的任何纹波。为使解调过程简单,输入端任何可能的高频信号都被低通滤波(相对于振荡频率)阻断。

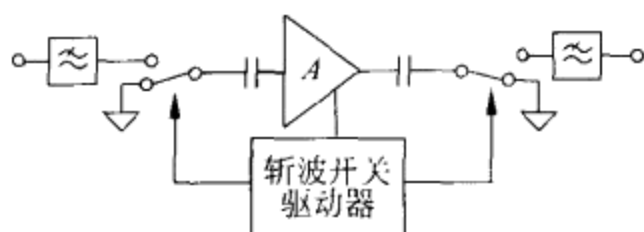


图 7.4 斩波放大器的工作原理。

数学上,这一处理过程与后跟有相干解调的调幅相类似(5.3节)。输入开关实施的调制意味着待放大的信号与振荡器的信号相乘。结果是一个这样的信号:其频谱包含振荡频率和相对于振荡频率呈对称的两个边带,边带信号的幅度取决于输入信号的幅度。对已调信号进行放大之后,输出开关完成的解调是再一次与振荡器信号相乘。在这个乘积中,具有两个信号的不同频率的所有分量将给出直流分量,其幅度将取决于交流放大器输出的幅度。低通滤波之后,该直流分量将是在输出端出现的惟一分量。

在放大过程期间,只有放大器的高频噪声被叠加到信号上,因而成为误差源。然而,由于调制此时处于振荡频率周围的频带内,所以无论失调电压漂移,还是失调电流漂移都不会影响信号。惟一重要的直流和低频误差是由于输入开关(通常采用 FET 开关)引起的误差,在正常情况下,这个误差不会超过普通运算放大器的误差。其缺点是信号带宽受限制,因为输入信号的最高频率必须远低于开关频率。不过,100Hz 带宽很容易得到,这适合于许多传感器的输出信号调节。尽管如此,目前的电流低漂移运算放大器无论在性能上或是价格上都优于经典的斩波放大器。

7.1.3 自动调零放大器

某些单片运算放大器通过定期测量失调电压,然后将它从所关注的信号中扣除的方式将漂移降至极小。在测量失调电压的同时,保持电路将所关注的信号馈至输出端。图 7.5 示出一种这类放大器的简化电路。

在自动调零或调零阶段,开关 S1 和 S2 闭合,将调零放大器短路,以将其输出反馈到相减输入节点来降低自身的输入失调电压。外接电容器 C_A 储存在放大阶段使失调电压维持零所需的调零电位。在放大阶段,开关 S3 和 S4 闭合,以将调零放大器的输出接至主放大器的相减节点。因此,主放大器的失调电压为零。外接电容器 C_B 储存在下一个调零阶段使主放大器的失调电压维持零所需的调零电位。如果从一个阶段到另一个阶段的转换足够快,则这些换向并不影响输出波形。

这一方法能给出超过 120dB 的直流开环增益、PSRR 和 CMRR。表 7.1 中包

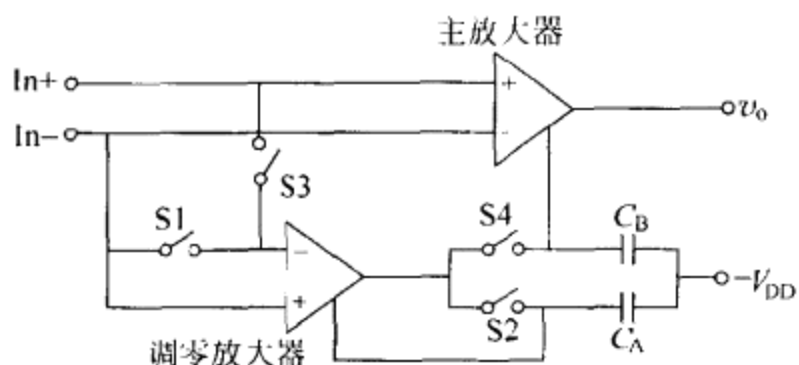


图 7.5 TLC2654(Texas Instruments 公司产品)自动调零运算放大器的简化电路。在调零阶段,S1 和 S2 闭合。在放大阶段,S3 和 S4 闭合。C_A 和 C_B 是外接电容器。

含使用自动调零或类似方法,如自校准技术(TLC4502, Texas Instruments 公司产品)的某些运算放大器的基本参数。自修正技术(LMC2001, National Semiconductor 公司产品)是一种对输入零误差进行测量并不断进行修正的动态技术。某些自动调零放大器还包含电容器,而另一些自动调零放大器则利用一个外部单元来确定每个阶段的持续时间。这就允许几个相接近的单元同步,以免频率相近的振荡器之间产生可能引起更大输出噪声的串扰。它们的主要限制因素是时钟噪声:由于自动调零放大器是取样系统,开关频率必须比输入信号的带宽大 2 倍。常用的频率范围从几百赫到几千赫,高的时钟频率会增加噪声电平。此外,由于它们采用 CMOS 工艺制作,故电源电压低于 $\pm 8V$ 。

维持小的失调电压和漂移要求我们考虑热电动势干扰和其他伪噪声源^[1]。低电压信号应当只通过焊接进行连接。在无法避免通过连接器、继电器、开关等连接

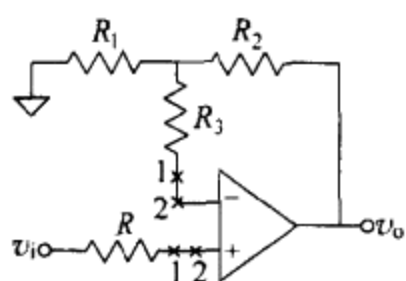


图 7.6 增加 R 使与反相端串联引入的金属结点 1 和 2 相匹配。结点 1 处在(电阻器)引线与铜之间,结点 2 处在铜与集成电路引脚之间。

的情况下,应利用热电灵敏度很低的金属对(表 6.4)。所有介入的金属结点应采用匹配的材料和温度。建议将相似的连接对靠近放置,并且,如需要与结点的数量相匹配可以引入多余的元件^[2](图 7.6)。热干扰将随功耗而增大,且在存在热梯度时会引起空气流动。因此,应使大功率元件远离灵敏电路并用绝热体将这些电路包围住。沿电阻器的温度梯度将产生寄生电压:线绕电阻器为 $2\mu V/^\circ C$,金属膜电阻器为 $20\mu V/^\circ C$ 以及碳质复合电阻器为 $450\mu V/^\circ C$ 。此外,每个电阻器引入的两个

金属结点必须处于相同温度,以防出现任何净热电动势。

如果利用取样-保持放大器或积分器,则由重复零点相减进行的漂移修正也可应用于分立元件制成的电路。图 7.7 示出一个自动调零反相放大器,即使运算放

大器具有典型的 $V_{io} = 260\mu\text{V}$ 和 $\Delta V_{io}/\Delta T = 3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 该放大器也能达到 $10\mu\text{V}$, $0.05\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 和 $1\mu\text{V}/\text{s}$ 的零压降。

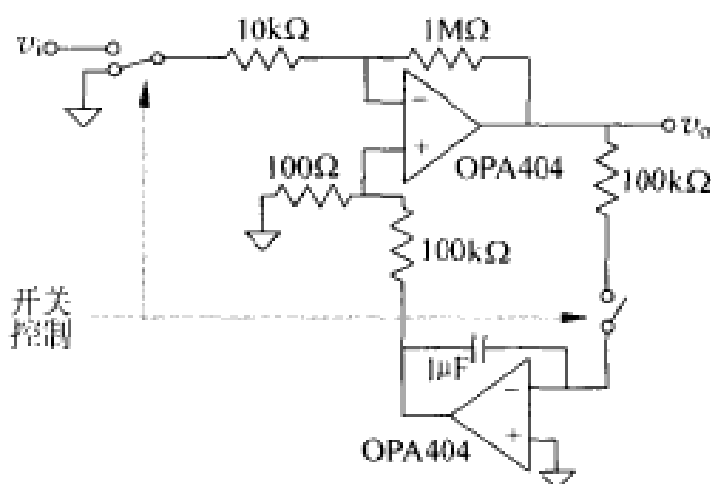


图 7.7 利用分立元件的放大器中的自动漂移修正电路。
低漂移要求使用介质漏电小和介电吸收小(如聚丙烯)的电容器。

7.1.4 组合放大器

直流精密放大器的带宽通常十分有限。组合放大器将两个或多个放大器进行组合, 以实现用单个放大器不能达到的总体性能。图 7.8 示出由两个运算放大器组成的反馈组合放大器。输入运算放大器具有小的失调误差, 第二个运算放大器 (VFA 或 CFA) 则具有良好的交流性能。在第一种情况下, 如果我们相继考察 V_{io1} 和 V_{io2} 并进行叠加, 便得到

$$V_o(0) \left[1 + A_{d2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + A_{d1} \frac{R_b}{R_a + R_b} \right) \right] = A_{d2} \left(V_{io2} + V_{io1} A_{d1} \frac{R_b}{R_a + R_b} \right) \quad (7.15)$$

式中, A_{d1} 和 A_{d2} 是各自的开环增益。由于在低频上 A_{d1} 和 A_{d2} 很大, 故我们取下列近似:

$$V_o(0) \approx V_{io1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (7.16)$$

因此, 第一个运算放大器影响大部分输入零误差 (IZE)。 V_{io2} 的等效输入误差实际上要除以 A_{d1} , 因此可以忽略不计。 C_2 使高频增益降低, 以防止大的总开环增益引起的振荡。参考文献 [3] 中介绍了其他一些组合放大器。

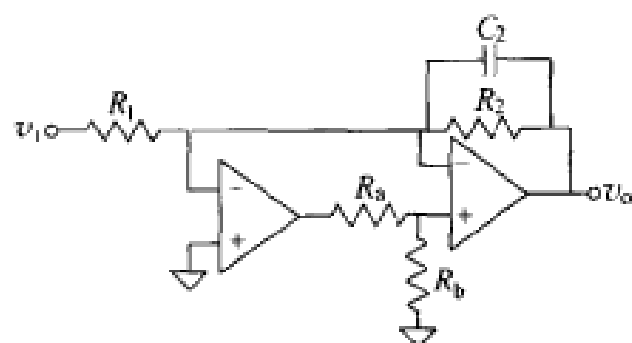


图 7.8 由输入直流精密运算放大器和输出快速运算放大器组成的组合放大器。

7.1.5 仪表放大器的失调和漂移

集成仪表放大器的失调和漂移指标与运算放大器的指标稍有不同。仪表放大器通常具有可选择增益 G 的输入部分和具有固定增益的输出部分组成。某些制造厂商将来自输入部分的误差规定为“输入误差”，而将来自输出部分的误差规定为“输出误差”。因此，折算到输入端(RTI)的总误差为

$$\text{总误差(RTI)} = \text{输入误差} + \frac{\text{输出误差}}{G} \quad (7.17)$$

折算到输出端的总误差(RTO)为

$$\text{总误差(RTO)} = (\text{输入误差}) \times G + \text{输出误差} \quad (7.18)$$

当 $G=1$ 时, RTI 与 RTO 误差相同。

例 7.2 INA111AP 是一种仪表放大器,用 $\pm 15\text{V}$ 供电时,在 25°C 的最大失调误差和漂移分别为 $(1 + 5/G)\text{mV}$ 和 $(10 + 100/G)\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。它的最大供电电流为 4.5mA , P 型封装的热阻为 $100^\circ\text{C}/\text{W}$ 。试计算当 $G=1$ 和 $G=1000$ 以及环境温度温度为 40°C 时的输入和输出失调误差。

根据式(7.7)和(7.8),仪表放大器将达到温度

$$\begin{aligned} T &= 40^\circ\text{C} + 2 \times (15\text{V}) \times (4.5\text{mA}) \times (100^\circ\text{C}/\text{W}) \\ &= 40^\circ\text{C} + 13.5^\circ\text{C} = 53.5^\circ\text{C} \end{aligned}$$

根据式(7.9),当 $G=1$ 时, RTI 失调电压为

$$V_{io} = \left(1 + \frac{5}{1}\right)\text{mV} + \left(10 + \frac{100}{1}\right)(53.5 - 25)\mu\text{V} = 9.1\text{mV}$$

对应的 RTO 失调电压为 $V_{\infty} = V_{io} \times G = 9.1\text{mV}$ 。

当 $G=1000$ 时, RTI 失调电压为

$$V_{io} = \left(1 + \frac{5}{1000}\right)\text{mV} + \left(10 + \frac{100}{1000}\right)(53.5 - 25)\mu\text{V} = 1.3\text{mV}$$

对应的 RTO 失调电压为 $V_{\infty} = V_{io} \times G = 1.3\text{V}$ 。高增益将减小 RTI 误差。

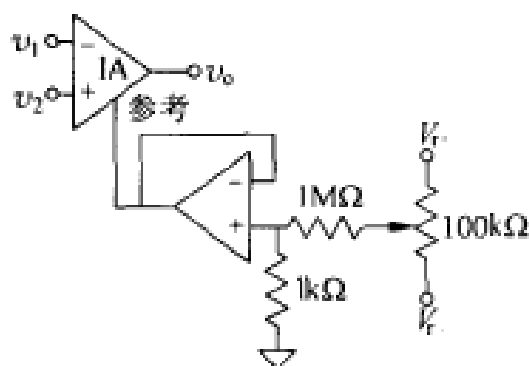


图 7.9 仪表放大器中的电平移动而不降低 CMRR。

仪表放大器中的输出零误差(OZE)在给定温度下可以由在参考输入端加上或减去一个精密电压来消除。图 7.9 示出一个用于这一操作的简便电路。由于该(低漂移)运算放大器的输出电阻很小,故不会对 CMRR 造成影响。LTC1100 是具有自动调零修正的仪表放大器。CS553X 系列数据采集集成电路(Cirrus Logic 公司产品)在其输入级和内部可编程增益仪表放大器中采用了斩波稳定。

7.2 静电计放大器和互阻抗放大器

来自电流源或高输出阻抗电压源,例如基于半导体结的核辐射探测器(如CT扫描仪中的核辐射探测器)、光电池、光电倍增管、电离泡(如用于真空测量的电离泡)、光电二极管、ISE和压电式传感器的信号,需要一个以低输入电流为特色的测量系统。在对低频信号进行考察时,要求使用基于低漂移运算放大器的电压放大器或电流-电压变换器(互阻抗放大器)。否则,便可以像没有直流响应的压力传感器或探测入射脉冲的辐射探测器那样,既可使用静电计,也可使用电荷放大器。

静电计是一种输入电阻大于 $1\text{T}\Omega$ 和输入电流小于 1pA 左右的测量系统。有一些具有 $100\text{T}\Omega$ 和 50aA 的仪器^[4]。静电计运算放大器和仪表放大器还能提供高输入阻抗和低输入电流。输入阻抗很大的电压放大器适用于以大的串联阻抗给出输出电压的界面传感器,如电阻式传感器(pH电极、ISE)或电容式传感器(压电式传感器和热电式传感器)。

例 7.3 一个等效电容为 450pF 的压电式水听器与同相放大器相连,如图E7.3所示。试确定为获得100的增益及在 5Hz 处增益幅度误差小于 10% 的无源元件之值。

同相放大器的输出电压为

$$v_o = v_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

式中, v_p 是同相输入端的电压,它可以用其等效电路——与电容 C_s 串联的电压源 v_s ,代替传感器求得。

电路方程为

$$j\omega C_s (v_s - v_p) = \frac{v_p}{R_b}$$

由上列方程得

$$\frac{v_o(\omega)}{v_s(\omega)} = \frac{j\omega R_b C_s}{1 + j\omega R_b C_s} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{j\omega \tau}{1 + j\omega \tau} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

式中, $\tau = R_b C_s$ 。为了在 5Hz 处得到小于 10% 的增益幅度误差,要求

$$\frac{2\pi(5\text{Hz})\tau}{\sqrt{1 + [2\pi(5\text{Hz})\tau]^2}} > 0.9$$

此式给出 $\tau > 65.7\text{ms}$ 。因此

$$R_b > \frac{65.7\text{ms}}{450\text{pF}} = 146\text{M}\Omega$$

为了得到100的增益,要求 $R_2 = 99R_1$ 。我们可以选择 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_2 = 98.8\text{k}\Omega$ 。如果要求获得所希望的增益精度,可以增加一个微调电阻器。

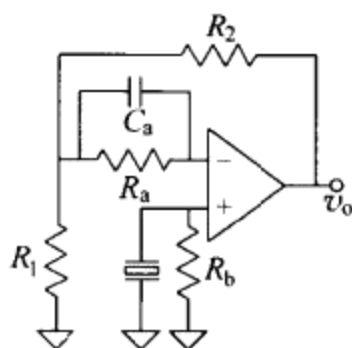


图 E7.3 用于压电式传感器的电压放大器。

R_s 用于平衡从运算放大器输入端看上去的电阻, 因此 $R_s = 146\text{M}\Omega$ 。 C_s 用于减小 R_s 的噪声带宽(7.4节)。

小电流可以用静电计放大器以两种不同的方法, 即直接测量大数值电阻器两端的压降[图 7.10(a)]或利用基于互阻抗放大器[图 7.10(b)]或电流积分器(7.2.2节)的电压-电流变换进行测量。

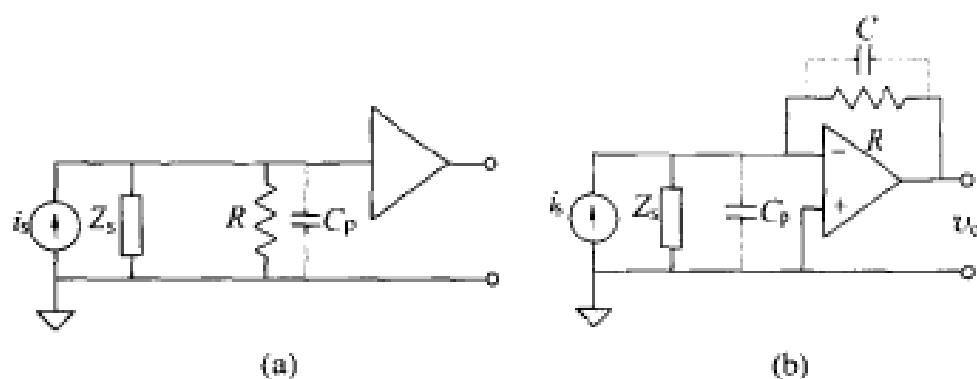


图 7.10 利用静电计放大器测量小电流的方法。(a)检测电阻器两端的压降。(b)将电流变换成电压。

在第一种方法中, 当 R 的数值很大时, 由于传感器的电容连同电缆和放大器输入端的电容限制了最大响应, 故不可能测量高频效应。例如, 若 $R = 10\text{G}\Omega$ 和 $C_p = 100\text{pF}$, 则系统具有转折频率 $f = 1/(2\pi RC_p) = 0.16\text{Hz}$ 的低通效应。因此, 响应时间 $\tau = 0.35/f = 2.2\text{s}$, 响应非常缓慢。此法只适用于低频电流源。

7.2.1 互阻抗放大器

图 7.10(b)所示互阻抗放大器的响应比图 7.10(a)中的电压表更快。互阻抗为(参考文献[1], 3.4.1节)

$$\frac{V_o(f)}{I_s(f)} = - \frac{Z}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{Z}{Z_s \parallel Z_D} \right)} = - \frac{Z}{1 + \frac{1}{A_d \beta}} \quad (7.19)$$

式中, Z 是 R 与 C 并联的阻抗, Z_s 是传感器阻抗与连接电缆阻抗的并联阻抗, Z_D 是运算放大器电路的差动输入阻抗 ($Z_D = Z_o \parallel Z_c$, 其中 Z_o 和 Z_c 分别是运算放大器技术资料中的差模输入阻抗和共模输入阻抗)。 $A_d = A_{d0}/(1 + jf/f_c)$ 和

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{Z}{Z_s \parallel Z_D}} \quad (7.20)$$

如果杂散电容的阻抗远大于与其并联的电阻器的阻抗, 则式(7.19)简化为

$$\frac{V_o(f)}{I_s(f)} = - \frac{R}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{R}{R_s \parallel R_D} \right)} = Z_T(f) \quad (7.21)$$

对高于 f_a 的频率,我们可以取下列近似:

$$Z_T(f \gg f_a) \approx -\frac{R}{1+j\frac{f/f_a}{A_{d0}\beta}} = -\frac{R}{1+j\frac{f}{f_H}} \quad (7.22)$$

式中

$$f_H = A_{d0}f_a\beta = \frac{A_{d0}f_a}{1+\frac{R}{R_s \parallel R_D}} = \frac{f_T}{1+\frac{R}{R_s \parallel R_D}} \quad (7.23)$$

因此,在低频上互阻抗为 R ,从 f_H 向上,互阻抗将以 20dB 每十倍频程的速率减小。 R 越大, f_H 越小,宽的信号带宽要求大的 f_T 。注意,对于给定的运算放大器,不可能单独设置增益和带宽。此外,若 $R \gg R_s$,则输入噪声将被放大 $1+R/R_s$ 倍。

电阻器的 T 型网络无需利用大数值电阻器便能给出大的互阻抗[图 7.11 (a)]。在低频上,互阻抗为

$$Z_T(f \ll f_H) = R_3 + R_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \quad (7.24)$$

如果 $R_3 \gg R_2$,则有 $R \approx R_1(1+R_3/R_2)$ 。然而,这个电路具有大的 OZE(和噪声)。由图 7.11(b),得到

$$\text{OZE} = I_n \left[R_3 + R_1 \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \right] + V_{io} \left[1 + \frac{R_1}{R_s} + \frac{R_3}{R_2} \right] \quad (7.25)$$

因此,对于 $R_s \gg R_1$, V_{io} 的贡献将增大 $(1+R_3/R_2)$ 倍。

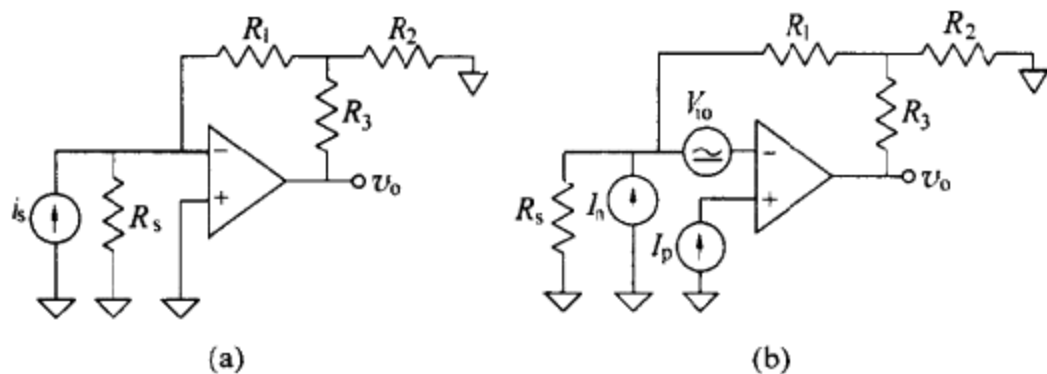


图 7.11 (a)利用小数值电阻器的 T 型网络模拟大数值电阻。
(b)失调分析的等效电路。

如果信号源阻抗呈容性,这意味着传感器和杂散电容的阻抗小于与其并联的电阻器的阻抗,式(7.19)遂变为

$$Z_T = -R \frac{A_{d0}\omega_a\omega_1}{(A_{d0}+1)\omega_a\omega_1 + s\omega_1 \left(1 + \frac{\omega_a}{\omega_1} + \frac{A_{d0}\omega_a}{\omega_0}\right) + s^2} \quad (7.26)$$

式中, $\omega_0 = 1/(RC)$ 和 $\omega_1 = 2\pi f_1 = 1/[R(C+C_D+C_s)]$ 。这个与频率相关的互阻抗

可以用它的固有频率来表征：

$$f_n \approx \sqrt{A_{d0} f_a f_1} = \sqrt{f_T f_1} \quad (7.27a)$$

其阻尼系数为

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{f_1 + f_a}{f_n} + \frac{f_n}{f_0} \right) \quad (7.27b)$$

由于欠阻尼互阻抗可能导致振荡,故电路设计应追求平坦的频率响应。如果 $C_s + C_D \gg C$ 和 $f_1 \gg f_a$, 则可以取下列近似:

$$C \approx \frac{1}{2\pi R} \left(\frac{2\zeta}{\sqrt{f_T f_1}} - \frac{1}{f_T} \right) \quad (7.28)$$

例 7.4 利用图 7.10(b)所示的 I/V 变换器,采用 $R = 100\text{k}\Omega$ 和 $f_a = 1\text{Hz}$, $f_T = 1\text{MHz}$ (典型值)、差动输入电容为 1pF 以及共模输入电容为 2pF 的运算放大器,将来自 $R_s = 20\text{G}\Omega$ 和 $C_s = 600\text{pF}$ 的光电二极管的电流信号变换成电压。试计算为防止增益曲线中的尖峰所需的电容及变换器的最终带宽。

在图 7.10(b)中,运算放大器反相端的输入电容是差动输入电容与反相端到地的共模输入电容的并联组合。在所讨论的情况下, $1\text{pF} + 2\text{pF} = 3\text{pF}$ 。由于 $R_s = 20\text{G}\Omega$ 和 $C_s = 600\text{pF}$,故传感器阻抗呈容性,互阻抗可以准确地用式(7.26)表示。

为防止增益曲线中的尖峰,我们设计一个能达到最大平坦响应的电路,要求 $\zeta = \sqrt{2}/2$ 。因此,根据式(7.28),要求

$$\frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{f_1 + f_a}{f_n} + \frac{f_n}{f_0} \right)$$

式中, $f_a = 1\text{Hz}$, $f_T = 1\text{MHz}$,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R(C + C_D + C_s)} = \frac{1}{2\pi \times 100\text{k}\Omega \times (C + 3\text{pF} + 600\text{pF})}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 100\text{k}\Omega \times C}$$

我们有两个未知量(C 和 f_n)及两个方程。然而,我们可以不去求解所得到的方程组,而通过假定 C 远小于 603pF 来估计 C 之值。于是,可以取下列近似:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R(C + C_D + C_s)} \approx \frac{1}{2\pi \times 100\text{k}\Omega \times (3\text{pF} + 600\text{pF})} = 2639\text{Hz}$$

$$f_n = \sqrt{f_T f_1} = \sqrt{1\text{MHz} \times 2639\text{Hz}} = 51375\text{Hz}$$

由于 $f_1 \gg f_a$,故可以应用式(7.28)得到

$$C = \frac{1}{2\pi \times 100\text{k}\Omega} \left(\frac{\sqrt{2}}{51375\text{Hz}} - \frac{1}{10^6\text{Hz}} \right) = 42\text{pF}$$

该值当然远小于 603pF 。用 42pF 与增益电阻器并联,便得到平坦的频率响应。由于 f_T 的不确定性,我们可能需要对 C 进行一些微调。对于 $\zeta = \sqrt{2}/2$, -3dB 带宽

为 f_n , 因此约为 51kHz。 A_d 的高频极点可能影响实际频率响应, 尤其是对宽的信号带宽则更是如此。

7.2.2 通过积分进行电流测量

另一种替代测量小电流的 I/V 变换器的方法是对电流进行积分。图 7.12(a) 示出基于运算放大器 (ACF2101, IVC102) 的集成电路积分器的简化结构。当 S1 闭合而 S2 打开时, 假如运算放大器是理想放大器且消耗 (或产生) 的电流可以忽略不计, 则输入电流对 C 充电。C 两端的电压将是 $V_C = Q/C$, 其中 Q 是在所考察的时间 τ 期间的累积输入电流。因此

$$v_o = -V_C = -\frac{1}{C} \int_0^\tau i_i(t) dt \quad (7.29)$$

若输入电流在 τ 期间为常数, $i_i(t) = I_i$, 则输出电压 [图 7.12(b)] 为

$$V_o = -\frac{I_i \tau}{C} \quad (7.30)$$

因此, 我们可以通过增加 τ 或减小 C 来获得大的输出。然而, 在两种情况下, 输出最终都会饱和。因此, 在适当时间 τ 之后, S1 暂时打开, 记录输出电压。S2 再闭合, 以对 C 充电, 输出回复到 0V。

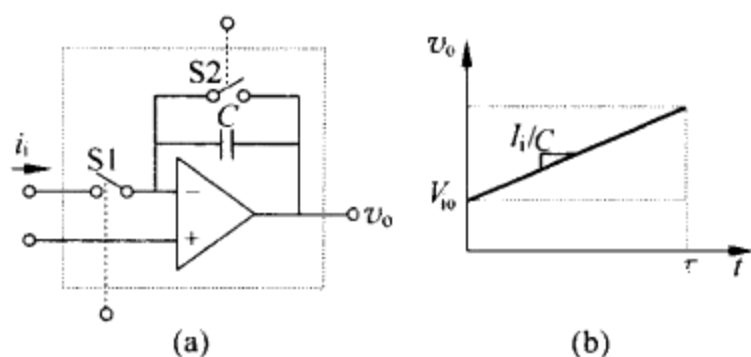


图 7.12 (a) 电流积分器, 从 $t=0$ 直到 $t=\tau$, S1 闭合而 S2 打开。(b) 输出电压。

输入失调电压和偏流 (或泄漏电流) 给出实际输出

$$V_o = -\frac{(I_i + I_n)\tau}{C} - V_{io} \quad (7.31)$$

可以对这些误差源进行估计, 然后再加以补偿。没有输入信号时, 闭合 S2 将给出 V_{io} 的估值, 闭合 S1、打开 S2 将给出由 I_n 引起的输出电压。

若输入信号不是常数, 则输出电压与平均电流成正比。对于正弦电流, 有

$$V_o(f) = -\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_1+\tau} I \sin 2\pi f t dt = \frac{1}{2\pi f C} 2 \sin(2\pi f t_1 + \pi f \tau) \sin(\pi f \tau) \quad (7.32)$$

当 $2\pi f t_1 + \pi f \tau = \pi/2$ 时, 输出电压最大。于是

$$V_o(f) = \frac{I\tau}{C} \frac{\sin\pi f\tau}{\pi f\tau} = V_o(0) \frac{\sin\pi f\tau}{\pi f\tau} \quad (7.33)$$

因此, f 的值越大, 输出越小。然而, 式(7.33)也表明, 每当 $f\tau = n$ 时 (n 为任意整数), 输出为零。为此, 选择 τ 为电源线频率的倍数将使电源的干扰减至最小。

例 7.5 如果选择电流积分器的积分时间以消除对 60Hz 和 50Hz 系统的电源干扰, 而且我们能接受 0.1% 的最大幅度误差, 试计算进行积分的电流的最高频率。

消除 60Hz 干扰要求 $\tau = n_1/(60\text{Hz})$, 而消除 50Hz 干扰则要求 $\tau = n_2/(50\text{Hz})$ 。因此, 最小的 τ 必须是 100ms ($n_1 = 6, n_2 = 5$)。

最高输入频率必须满足下列条件:

$$0.999V_o(0) = V_o(0) \frac{\sin\pi f_m\tau}{\pi f_m\tau}$$

据此有

$$\pi f_m\tau = 0.08$$

$$f_m = \frac{0.08}{\pi \times 100\text{ms}} = 0.25\text{Hz}$$

7.2.3 设计静电计电路时的注意事项

高阻抗电路要求我们对电阻器、绝缘(电介质)和电缆布线给予特别注意。大数值电阻器应由具有陶瓷基片的碳或金属氧化物薄膜制成。玻璃密封能防止湿气进入与电阻性元件的接触, 因而能降低接触电阻。

在静电计电路中, 由于仅仅 10V 电压(如运算放大器的供电电压)便能经 1T Ω 绝缘在运算放大器输入端产生 10pA 电流, 这个电流可能大于待测电流, 故需使用高质量的电介质。因此, 必须使用体电阻率很高的材料, 如聚四氟乙烯、聚丙烯和聚丙乙烯, 然后, 在印制电路板两侧敏感部位的接线端周围安装保护环。电路板应加以清洗(例如用酒精清洗), 并用压缩空气吹干。清洁之后, 应当用环氧树脂或硅橡胶覆盖住电路板, 以防污染。

保护环由环绕被保护接线端的导电区组成, 并连接到与接线端的电压相接近的某个电压上, 如图 7.13 所示。因此, 对于反相放大器, 保护环包围着负接线端, 并连接到参考(公共)电压上[图 7.13(b)]; 而在同相放大器中, 保护环则包围着正接线端, 并连接到分压器上[图 7.13(c)]。在这三个分图中示出的与引脚 8 的连接允许保护电位迫使放大器金属外壳直接与引脚 8 相连。

对电介质的注意事项也适用于电容器选择。电容器的漏阻必须很大, 而它们的介质吸收必须很小。此处同样推荐聚四氟乙烯、聚丙烯和聚苯乙烯电容器。对于要求较低的应用, 推荐使用云母和聚酯的电容器。

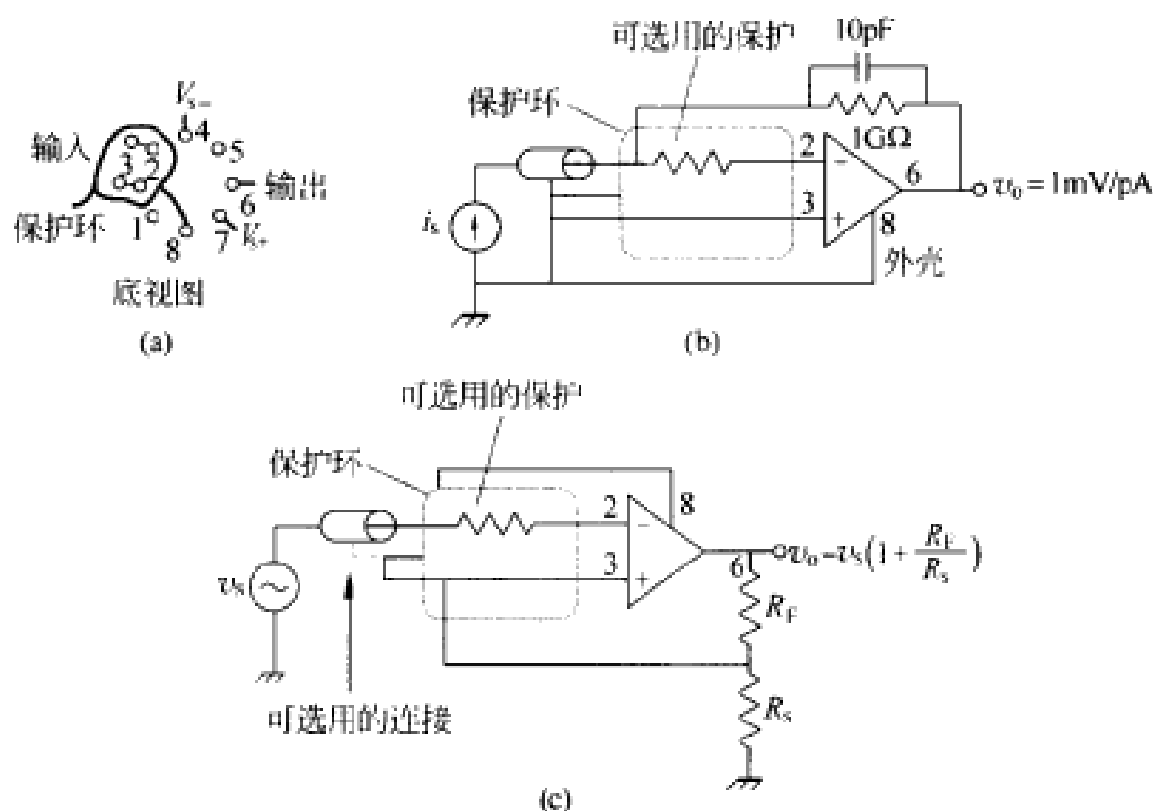


图 7.13 利用保护环来减小寄生输入电流。(a)印制电路两面上的布置。(b)电流-电压变换器的保护环连接。(c)同相放大器的保护环连接。

关于电路布局,首先,必须尽可能使放大器接近信号源。其次,必须仔细选择连接导线。最好的导线是刚性的,带有与保护环相连的屏蔽,并且采用无任何压电效应的优质绝缘材料。工作温度应尽可能低。供电电压和共模电压必须尽可能低,且必须避免过大的输出加载,因为这些因素都会影响偏流。

在反馈 I/V 变换器中要求增益转换时,普通的固态开关没有适用于静电计电路的足够高的切断电阻。开路电阻大于 $10T\Omega$ 的低成本市售舌簧继电器更为适用^[5]。用于输入保护的二极管应具有低的泄漏,如 PAD 系列二极管(Vishay 公司产品)或将 JFET(2N4117A)连接成二极管使用。

最适于构成静电计放大器的市售运算放大器是输入级采用 FET 或 MOSFET 晶体管的运算放大器。通常,JFET 输入级比 MOSFET 输入具有较低的电阻,它的噪声和漂移也较小。

7.3 电荷放大器

电荷放大器是这样一种电路,其等效输入阻抗是一个电容,在低频端呈现很大的阻抗值。因此,与其名称的含义相反,电荷放大器并不放大输入端的电荷。实际上,它的作用是获得与该电荷成正比的电压并给出低输出阻抗。因此,它是一个电荷-电压变换器。

图 7.14(a)示出电荷放大器的电路,它由基斯特勒(W. P. Kistler)于 1949 年

提出。该电路由以单一电容器作为反馈的运算放大器组成,它与图 5.1(b)中对电容式传感器提出的电路相同。在考察用于测量高输出阻抗传感器(例如,压电加速度计)的另一种电路,即基于静电计放大器[图 7.14(b)]的电压放大器之后,电荷放大器的优越性便显得十分突出。若加速度计具有电荷灵敏度 $S_q(C/g)$,则电压放大器给出

$$\frac{v_o(\omega)}{a(\omega)} = \frac{S_q}{C} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (7.34)$$

式中, $R = R_s \parallel R_c \parallel R_i$, $C = C_s + C_c + C_i$; 其中,下标 s 指传感器,下标 c 指电缆,而下标 i 指输入(放大器)。由式(7.34)推出:(1)传感器灵敏度将降低,降低的程度取决于连接电缆的长度;(2)频率响应是具有取决于电缆长度和绝缘的转折频率的高通响应。对于某些类型的传感器,灵敏度和频率响应可能随温度和环境湿度变化。

将一个大数值电容器与放大器输入端并联能消除对其他(可变)电容的依赖性,但要以降低灵敏度为代价(见习题 6.8)。电缆电容的影响也能用有源屏蔽来减小(5.2.4 节),但由于必须使用三芯电缆而会增加复杂性(有源屏蔽和用于传感器接地的其他屏蔽)。因此,电压放大器适于传感器接近放大器的一些应用场合,如用于压电传声器或水听器中。

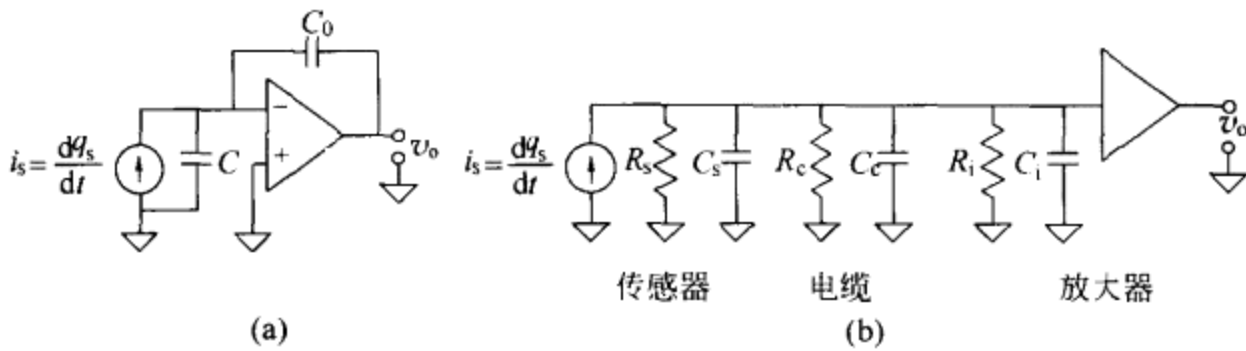


图 7.14 (a)理想化的电荷放大器。(b)与压电式传感器相连的静电计放大器。

图 7.14(a)所示电荷放大器通常是一个较好的解决方案。它是基于电荷从传感器(与电缆和放大器输入端并联)转移到固定电容器 C_0 上。然后,再用放大器(如静电计)测量 C_0 两端的电压。若放大器的开环增益为 A_d ,则有

$$V_o = \frac{Q_s}{C_0 + \frac{C + C_0}{A_d}} \approx \frac{Q_s}{C_0} \quad (7.35)$$

式中,最终的近似假定 $A_d \gg 1$,这只在低频时成立。这时,除高频区(在此, A_d 减小)以外,灵敏度与电缆无关。当 C_0 很小以获得高灵敏度时,电缆电容可能十分重要。增益精度取决于 C_0 ,因而 C_0 必须具有高稳定性和低泄漏。如有必要,杂散电容必须通过屏蔽加以抑制。尽管如此,电容器的漂移比电阻更大,因此需要频繁进

行重新校准。

所述电荷放大器在某种程度上必定是理想放大器,因为我们忽略了传感器和电缆的泄漏电阻以及放大器的输入电阻,同时还忽略了放大器的失调电压和失调电流以及 C_0 泄漏。图 7.15 包含所有这些因素。如果我们令 $R_c = R \parallel [R_0 / (A_d + 1)] = R_s \parallel R_c \parallel R_i \parallel [R_0 / (A_d + 1)]$, 则有(参考文献[1], 3.4.2 节)

$$\frac{V_o(\omega)}{Q_s(\omega)} = -\frac{1}{C_0} \frac{j\omega R_c A_d C_0}{1 + j\omega R_c [C + C_0(A_d + 1)]} \quad (7.36)$$

这是一个如式(7.34)给出的高通响应,因此,它不能测量静态现象。然而,这时转折频率较低,因为 C_0 小于传感器和电缆的电容。 C_0 之值应乘以 A_d ;而对于为运算放大器提供偏置路径所需的 R_0 ,则应除以 $1 + A_d$ 。例如,若 $R_s = 1\text{T}\Omega$,这意味着所用的是石英传感器而不是陶瓷传感器,则放大器具有 JFET 或 MOSFET 输入级和 $R_0 = 1\text{T}\Omega$ 。对于 $C_0 = 10\text{pF}$,转折频率为

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_c C_0} = \frac{1}{2\pi \times (0.5\text{T}\Omega) \times (10^{-11}\text{pF})} = 0.03\text{Hz} \quad (7.37)$$

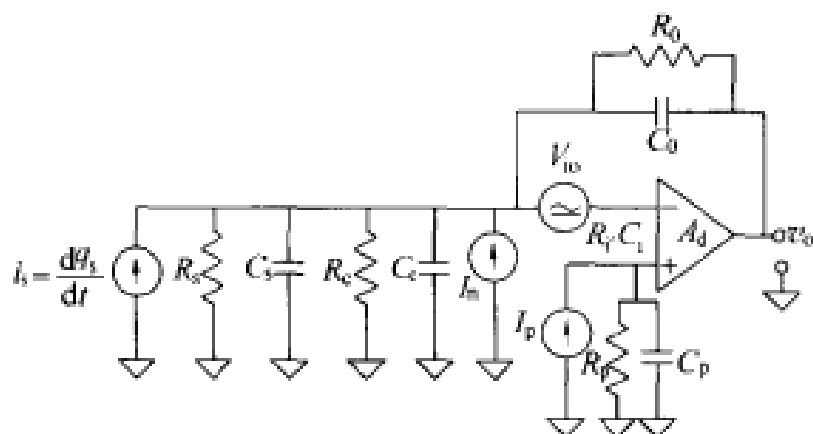


图 7.15 真实电荷放大器中的零误差源。

因此,有可能测量很慢的现象。对于图 7.14(b)中的电压放大器,根据式(7.34),这项测量有可能通过增大 C (因而会降低灵敏度)以及将 R 增大到由传感器泄漏决定的大小来完成。耐高温的传感器的泄漏较大,因而会降低低频响应。转折频率很低的系统在饱和之后的恢复时间较长。

R 也影响 V_{io} 和 I_{io} 对输出的贡献。根据图 7.15,若 $R_p = R \parallel R_0$,则仅仅由失调电压和失调电流引起的输出电压为

$$v_o(0) = (V_{io} + I_{io} R_p) \left(1 + \frac{R_0}{R}\right) \quad (7.38)$$

式中, $I_{io} = I_o - I_p$ 和 $R = R_s \parallel R_c$ 。电荷放大器与下一级的交流耦合可以消除这一失调。尽管如此,这个误差必须维持足够小,以免减小输出动态范围。 C_p 将减小由 R_p 产生的噪声(7.4 节)。

根据式(7.38),对于待测的最低频率, R_0 必须尽可能地小。通常,用电阻器与

C_0 并联,而不是依靠这个电容器的泄漏电阻。假定 R 主要是由传感器的泄漏决定,则对于石英传感器,选择 R_0 介于 $10\text{G}\Omega$ 与 $10\text{T}\Omega$ 之间, C_0 的范围为 $10\text{pF} \sim 100\text{nF}$ 。陶瓷的灵敏度由范围为 $10\text{pF} \sim 1\text{nF}$ 的 C_0 决定,采用数值范围为 $100\text{M}\Omega \sim 10\text{G}\Omega$ 的 R_0 。由于传感器的泄漏相当大,故更大的 R_0 值并不起作用。显然,陶瓷传感器不能进行准静态测量。我们可以利用如图 7.11(a)所示的 T 型网络来代替单一电阻器,但这将增大失调误差和噪声。

例 7.6 设计一个用于例 6.6 中所示压电传感器($R_s = 52\text{G}\Omega, C_s = 20.4\text{nF}$)的电荷放大器,使输出灵敏度为 $-10\text{mV}/\text{Pa}$,并且在传感器与理想电压放大器相连

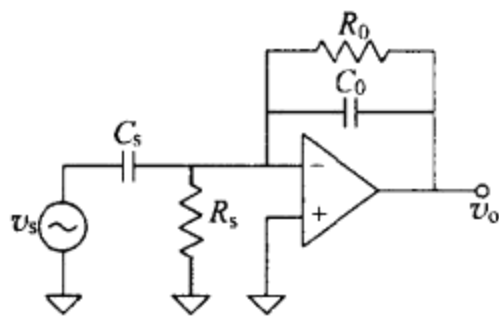


图 E7.6 与电荷放大器相连的压电传感器的等效电路。

的情况下, R_0 对低频响应的限制不会超过传感器泄漏电阻所产生的限制。

图 E7.6 示出与电荷放大器相连的传感器的等效电路。若一开始假定 R_0 为无限大,则输出电压为

$$v_o = -v_s \frac{C_s}{C_0} = -\frac{q_s}{C_s} \frac{C_s}{C_0} = -\frac{q_s}{C_0}$$

$$= -d_{31} \frac{F_1}{A_1} A_3 \frac{1}{C_0}$$

为了获得所希望的灵敏度,要求

$$-10\text{mV} = -23 \frac{\text{pC}}{\text{N}} (1\text{N}/\text{m}^2) (0.1 \times 0.1\text{m}^2) \frac{1}{C_0}$$

因此, $C_0 = 23\text{pF}$ 。最接近的标准化值(0.1%公差)为 22.9pF 和 23.2pF 。

如果我们现在来考虑 R_0 ,对于无限大的 A_d ,式(7.36)简化为

$$\frac{V_o(j\omega)}{Q_s(j\omega)} = -\frac{1}{C_0} \frac{j\omega R_0 C_0}{1 + j\omega R_0 C_0}$$

这是高通传递函数。若传感器与增益为 G 的理想电压放大器相连,则传递函数为

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{j\omega R_s C_s}{1 + j\omega R_s C_s} G$$

这也是高通传递函数。因此,当 $R_0 C_0 = R_s C_s$ 时,频率响应相同。我们要求

$$R_0 = \frac{R_s C_s}{C_0} = \frac{(52\text{G}\Omega)(20.4\text{nF})}{23\text{pF}} = 46\text{T}\Omega$$

我们既可以使用一只(价格昂贵的)电阻器,也可以使用有可能增大输出失调(和噪声)的一个 T 型网络。 ■

电荷放大器的高频响应受 A_d 的限制。在高频上, $A_d \approx f_T/jf$,传递函数由电路电容决定。因此,电路响应简化为

$$\frac{V_o(f)}{Q_s(f)} = -\frac{1}{C_0} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}} \tag{7.39}$$

式中

$$f_H = \frac{f_T}{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (7.40)$$

因此,小的 C_0 将提高灵敏度,但也会减小带宽。增加一个与运算放大器反相输入端串联的电阻器($1\text{k}\Omega \sim 10\text{k}\Omega$)可以改善稳定度,并限制由于与高压偶然接触引起的输入电流。因此,这个电阻器和 C_0 对高频响应的限制可能大于 A_d 或传感器谐振(图 6.17)对高频响应的限制。

例 7.7 某个压电式水听器具有 $0.5\text{pC}/\text{Pa}$ 的灵敏度和 10nF 的等效电容。试设计 -3dB 带宽从 $10\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 、灵敏度为 $-1\text{mV}/\text{Pa}$ 且包含一个与运算放大器反相输入端相串联的保护电阻器的电荷放大器。

图 E7.7 示出所确定的电路。根据式 (7.36), 通带内的输出电压为 $v_o = -q_s/C_0$, 因此

$$\begin{aligned} C_0 &= -\frac{q_s}{v_o} = -\frac{q_s/p}{v_o/p} \\ &= -\frac{0.5\text{pC}/\text{Pa}}{-1\text{mV}/\text{Pa}} = 500\text{pF} \end{aligned}$$

我们可以选择 $C_0 = 499\text{pF}$, 公差为 $\pm 1\%$ 的聚苯乙烯电容器。

如果我们一开始假定 R_1 足够小, 则式 (7.36) 简化为

$$\frac{V_o(\omega)}{Q_s(\omega)} = -\frac{1}{C_0} \frac{j\omega R_0 C_0}{1 + j\omega R_0 C_0}$$

为了在 10Hz 处获得 -3dB , 要求

$$2\pi \times (10\text{Hz}) \times R_0 C_0 = 1$$

由此得

$$R_0 = \frac{1}{2\pi \times (10\text{Hz}) \times (499\text{pF})} = 32\text{M}\Omega$$

在高频上 R_1 变得十分重要, 因为它的阻抗可以与传感器 (C_s) 的阻抗相比拟。对于 10kHz 的转折频率, 要求

$$2\pi \times (10\text{kHz}) \times R_1 C_s = 1$$

便得到

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \times (10\text{kHz}) \times (10\text{nF})} = 1.6\text{k}\Omega$$

若运算放大器能承受 10mA 的输入电流, 则 R_1 能保护与高达 16V 电压源的接触。■

7.2.3 节中对静电放大器的电阻、绝缘和布局的探讨也适用于由分立元件构成的电荷放大器。

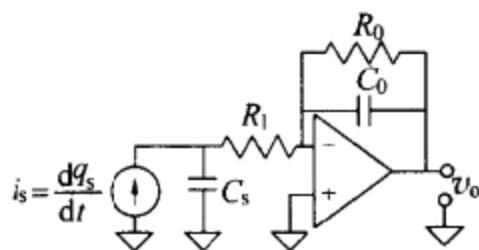


图 E7.7 与其输入受串联电阻器保护的电荷放大器相连的压电式传感器的等效电路。

我们希望在将电荷放大器与传感器相连之前对其灵敏度作出估计,或在已装配的系统中调节它的增益。因此,拥有一个不需要应用任何已知机械负荷(加速度、力、压力等)的电子校准系统是非常有用的。图 7.16 示出一个由可调频率电压源与传感器串联组成的校准系统^[6]。在校准期间,没有任何机械负荷作用到系统上。若电缆电阻小于 R_s 且在所考察的最高频率处 R_s 小于其他电路阻抗,则与 v_c 相对应的输出为

$$V_o = V_c \frac{C}{C_0} \frac{A_d}{1 + A_d} \approx V_c \frac{C}{C_0} \quad (7.41)$$

式中, $C = C_s + C_1$ 。借助于传感器电荷灵敏度 S_q ,当传感器为加速度计时,对于一个加速度单位,必须施加的电压为

$$\frac{v_c}{a} = \frac{S_q}{C} V/g \quad (7.42)$$

因此,校准取决于电压连接点与传感器(C_1)之间的电缆长度。所以,我们可以在传感器本身中包括 R_s 。从式(7.42)得出的另一个结论是,如果在放大器已校准之后连接 v_c 给出与预期值不一致的输出 v_o ,则表明 C_s 发生了变化。这个变化通常与传感器的灵敏度变化有关,因此,即使不对传感器进行激励,也能检测灵敏度的变化。这个系统还允许我们检测电缆和连接器中的故障。

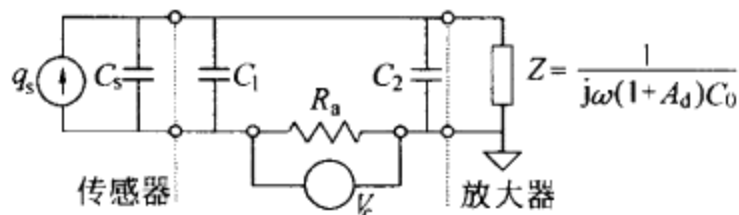


图 7.16 不对传感器进行激励时电荷放大器的现场校准^[6]。

为了使这个校准方法被接受,在对传感器进行激励时,不应带来任何干扰。因此,在切断 v_c 时, R_s 仍然与电路串联,它的阻抗在所考察的最高频率处必须足够低,即

$$R_s \ll \frac{C_s + C_1 + C_2 + (1 + A_d)C_0}{2\pi f(C_s + C_1)[C_2 + (1 + A_d)C_0]} \approx \frac{1}{2\pi f(C_s + C_1)} \quad (7.43)$$

我们假定这个条件,以便推导出式(7.42)。 $10\Omega \sim 100\Omega$ 的数值通常能满足这个条件。

7.4 放大器的噪声

每当我们处理小信号或要求获得高分辨率时,特别是当工作在低频上或以宽带信号工作时,必须考虑与用来构成电路的元件相关的内在干扰或噪声。参考文

献[7]中讨论了电子电路中的噪声和干扰。参考文献[8]对噪声和低噪声设计进行了深入分析。参考文献[1]中的第11章对仪器电子电路中的噪声分析进行了归纳。

7.4.1 噪声的基础知识

7.4.1.1 噪声描述

噪声是一种随机信号,这意味着在给定瞬时,我们不能知道它的实际幅度。然而,我们可以从它的统计描述来推断出有关它的某些信息。某一信号 $x(t)$ 的均方值或强度为该信号瞬时值平方的平均,

$$\Psi_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (7.44)$$

这个值表示信号的功率且可以分成为不随时间变化的部分(信号平均值 μ_x)和动态部分或信号变化部分,后者定义为 $x(t)$ 对其平均值的均方值。由于电子噪声的平均值为零,故有

$$\sigma_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - \mu_x]^2 dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (7.45)$$

因此, $\Psi_x^2 = \sigma_x^2$ 且噪声变化等于噪声功率。 σ_x 是标准偏差。

概率密度函数(PDF) $p(x)$ 将幅度域中的随机信号描述为

$$p(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\text{Prob}[x < x(t) < x + \Delta x]}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta x} \left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{T_x}{T} \right) \quad (7.46)$$

式中, T_x 是 $x(t)$ 处于 x 和 $x + \Delta x$ 内的时间量。电子噪声具有与由许多独立随机事件形成的其他过程相同的高斯概率密度函数或正态概率密度函数。高斯概率密度函数表明,数值接近的正、负幅度出现的次数相同,且幅度大的值出现的频度比幅度小的值出现的频度小。峰值除以它的均方根(rms)值称为波峰因数(CF)。表7.2列出不同发生概率的波峰因数。例如,对于0.1%概率的 $CF = 3.3$ 意味着在不到时间的0.1%,峰值超过 $3.3\sigma_x$ ——峰-峰值超过 $6.6\sigma_x$ 。

表 7.2 取决于实际具有较大峰值幅度的概率的高斯信号的波峰因数

概率/%	波峰因数 CF	概率/%	波峰因数 CF
4.6	2	0.01	3.9
1	2.6	0.006	4
0.37	3	0.001	4.4
0.1	3.3	0.0001	4.9

功率谱密度(PSD)将随机信号在频域中表示为

$$G_x(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\Psi_x^2(f, \Delta f)}{\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta f} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \right] \quad (7.47)$$

式中, $\Psi_x^2(f, \Delta f)$ 是在 $f \sim f + \Delta f$ 频带内的信号功率, $x(t, f, \Delta f)$ 是对 $f \sim f + \Delta f$ 频带内的功率有贡献的那部分 $x(t)$ 。在给定频带内, 所有频率上都具有相同功率密度的随机信号被认为在该频带具有白频谱(白噪声)。高斯噪声可以由它的方差和功率谱密度全面地描述。

7.4.1.2 噪声源

电子电路中的主要噪声源是热噪声、散粒噪声和 $1/f$ 噪声或低频噪声。热噪声起源于耗散能量的任何媒质, 如导体。它也被称为约翰逊噪声和奈奎斯特噪声。1927—1928年, 约翰逊(J. B. Johnson)首先对这类噪声进行了测量, 奈奎斯特(H. Nyquist)对它进行了分析。电阻为 R 的导体提供的热噪声功率 E_i^2 ($E_i^2 = \sigma^2 = \Psi^2$) 为

$$E_i^2 = 4kTBR \quad (7.48)$$

式中, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 是玻尔兹曼常数, T 是绝对温度(K), 而 B 是噪声带宽(7.4.1.3节)。 E_i 是热噪声电压(rms值)。 $1\text{k}\Omega$ 电阻在室温下、在 1Hz 带宽内给出 4nV 的噪声电压。等效噪声电流为

$$I_i^2 = \frac{4kTB}{R} \quad (7.49)$$

因此, $1\text{k}\Omega$ 电阻在室温下、在 1Hz 带宽内给出 4pA 的噪声电流。

式(7.48)表明, 热噪声取决于带宽而不取决于频率。因此, 除高斯噪声外, 它也是白噪声。降低热噪声的最有效方法是减小 B , 例如用一个电容器与大数值电阻器相并联, 条件是电容器不会影响信号带宽。

热噪声功率谱密度为 $S_i = e_i^2 = E_i^2/B = 4kTB$; 因此, 它随带宽而增大。然而, 式(7.48)不能用于 1THz 以上或接近 0K 的场合。

散粒噪声或肖特基噪声起源于越过势垒的电荷数量的随机起伏。散粒噪声电流的有效值

$$I_{\text{sh}} = \sqrt{2qI_{\text{dc}}B} \quad (7.50)$$

式中, $q = 0.1602 \times 10^{-19} \text{ C}$ 是电子电荷, I_{dc} 是通过势垒的平均电流, B 是噪声带宽。总瞬时电流为 $i(t) = I_{\text{dc}} + i_{\text{sh}}(t)$, 其中, $i_{\text{sh}}(t)$ 是随机散粒噪声。这类噪声尚无解析表示式, 但其有效值为 I_{sh} 。例如, 在 PN 结中会产生散粒噪声。它是白噪声和高斯噪声, 它的功率谱密度为 $S_{\text{sh}} = i_{\text{sh}}^2 = I_{\text{sh}}^2/B = 2qI_{\text{dc}}$ 。

低频噪声或 $1/f$ 噪声指的是当电流通过电阻器或半导体结时, 在其两端实际测得的过剩噪声。这类噪声的概率分布函数为高斯概率分布函数, 其功率谱密度按下式与频率成反比:

$$S_f(f) = e_f^2 = \frac{K_f}{f^\alpha} \quad (7.51)$$

通常 $\alpha = 1$, 因此取名为 $1/f$ 噪声。所以, 与热噪声和散粒噪声不同, 低频噪声不是

白噪声。从 f_L 到 f_H 的噪声功率为

$$E_f^2(f_L, f_H) = \int_{f_L}^{f_H} S_f df = \int_{f_L}^{f_H} \frac{K_f}{f} df = K_f \ln \frac{f_H}{f_L} \quad (7.52)$$

因此,频率每变化 10 倍都有相同噪声,但是,对于给定带宽,在低频端噪声较大。尽管如此,由于对数关系,靠将电路工作延长到几年来降低 f_L 只能使 $1/f$ 噪声电压(E_f)增加大约 2~3 倍。另外, $1/f$ 噪声也可以用电流 I_f 来描述。

7.4.1.3 噪声带宽

作用到功率增益为 $H(f)$ 的系统的输入端的随机信号 $x(t)$ 将给出随机输出 $y(t)$, 其功率谱密度为

$$G_{yy}(f) = |H(f)|^2 G_{xx}(f) \quad (7.53)$$

因此,图 7.17(a)的总输出功率为

$$\Psi_y^2 = \int_0^{\infty} G_{yy}(f) df = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 G_{xx}(f) df \quad (7.54)$$

由于 $H(f)$ 常常为未知函数,但它与电压增益 $G(f)$ 成正比,所以,通常我们用 $G(f)$ 代替 $H(f)$ 。一个系统 $H(f)$ 的噪声带宽 B 是给出与实际系统相同功率的矩形功率-增益曲线的频率间隔[图 7.17(b)]。对于白噪声输入(恒定不变的功率谱密度),实际系统给出

$$\Psi_y^2 = G_{xx} \int_0^{\infty} |G(f)|^2 df \quad (7.55)$$

而图 7.17(b)中的系统则给出

$$\Psi_y^2 = G_{xx} |G_0|^2 B \quad (7.56)$$

因此

$$B = \frac{1}{|G_0|^2} \int_0^{\infty} |G(f)|^2 df \quad (7.57)$$

此式表示,实际功率-增益曲线下方的面积等于宽度为 B 和高度为合适的值 $|G_0|$ 的理论矩形功率-增益曲线的面积。

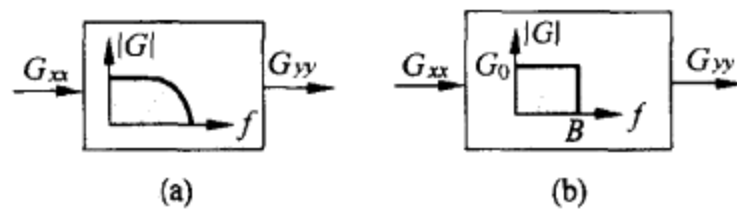


图 7.17 (a)真实系统的输入-输出关系。(b)具有相同噪声带宽 B 的理论系统。

增益曲线两端陡然下降的系统具有接近于 -3dB (信号)带宽的 B 。转折频率为 f_c 的一阶低通系统具有 $B = \pi f_c / 2$ 。实际测量系统不可能有无限大的带宽,而是具有 $f_L \sim f_H$ 的有限频带。具有 $20\text{dB}/十倍频程$ 斜率和转折频率为 f_c 的带通系

统具有 $B = \pi(f_L + f_H)/2$ (参考文献[1], 11.1.5 节)。

7.4.2 运算放大器的噪声

运算放大器的噪声可以用与图 7.1(b) 中失调电压和失调电流的电路相似的电路进行模拟, 如图 7.18 所示。电压噪声发生器和电流噪声发生器内的星号表示对应的信号为随机信号。这些噪声发生器由运算放大器内部的热噪声、散粒噪声和 $1/f$ 噪声形成。因此, 它们与所考察的信号频率有关。 e_n 描述热噪声和基极与发射极散粒电流以及过剩噪声电流 (I_f) 对内阻的影响。如果信号源输出电阻和其他电路电阻为零, 则电压 e_n 是惟一应考虑项。当情况不是这样时, 就必须增加来自每个电阻的噪声以及每个输入端的电流噪声发生器 i_{n1} 和 i_{n2} 。大多数运算放大器都满足 $i_{n1} = i_{n2}$, 所以只需规定一个 i_n 。

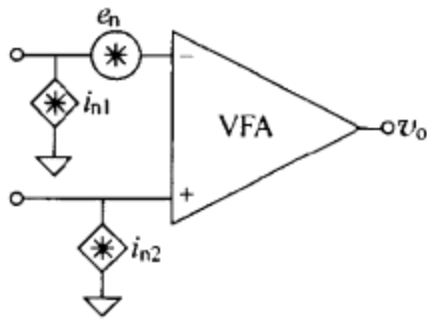


图 7.18 运算放大器的常用噪声模型包括附加在理想运算放大器上的一个电压噪声发生器和两个电流噪声发生器。

图 7.19 示出常用双极运算放大器的 $e_n(f)$ 和 $i_n(f)$ 的典型频率依赖关系。自动调零(斩波)放大器没有明显的等效输入 $1/f$ 噪声, 而表现为与时钟频率有关的噪声尖峰。制造厂商在为常数的某一合适频率上确定 $e_n(f)$ 和 $i_n(f)$, 如在 1kHz [$e_n(1\text{kHz}) = e_n$ 和 $i_n(1\text{kHz}) = i_n$]。还规定了“转折”频率[对于电压 (f_{ce}) 和电流 (f_{ci})], 在该频率上, $1/f$ 噪声功率等于白噪声。因此, 在任何任意频率上, 有

$$S_e(f) = e_n^2(f) = e_n^2 \left(1 + \frac{f_{ce}}{f} \right) \quad (7.58)$$

$$S_i(f) = i_n^2(f) = i_n^2 \left(1 + \frac{f_{ci}}{f} \right) \quad (7.59)$$

为了避免在低频出现更大的噪声, 载波放大器利用足够高的载波频率, 以便将信息

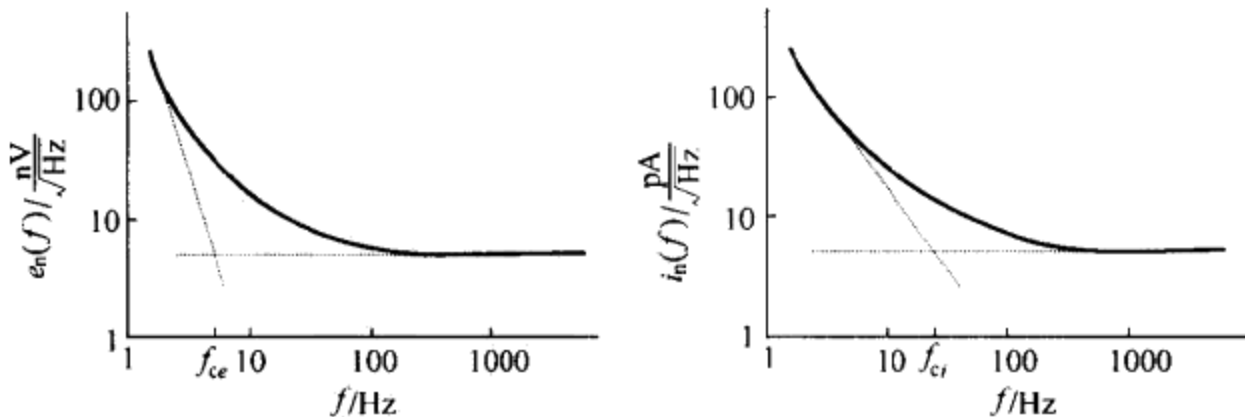


图 7.19 低噪声运算放大器的电压噪声谱密度和电流噪声谱密度与频率的依赖关系。

转移到能使放大引入较小噪声的高频频带。

具有 JFET 和 MOSFET 输入的运算放大器通常有远高于双极运算放大器的 f_{ce} , 高于某个频率 f_{pi} 时, $i_n(f)$ 将以 20dB/十倍频程的速率增大。因此, 代替式 (7.59) 有

$$S_i(f) = i_n^2(f) = i_n^2 \left(1 + \frac{f}{f_{pi}}\right)^2 \quad (7.60)$$

电流反馈(CFA)比电压反馈放大器(VFA)有更大的 e_n, i_n 和 f_{ce} 。 e_n 和 i_n 两者都随温度而增加。对于 FET 输入, 当泄漏电流对每 10°C 温升加倍时, i_n 对每 10°C 温升将增大 $\sqrt{2}$ 倍。

此外, 低频电压噪声可以用给定频带(例如 0.1Hz~10Hz)内的总噪声规定。由于频带内的噪声与其他频带内的噪声无关, 故总噪声功率是各种噪声功率之和。然而, 包含低频的频带内噪声往往规定为峰-峰值, 而高频噪声通常规定为有效值。因此, 在将噪声功率相加之前, 必须利用表 7.2 中的波峰因数从峰-峰值变换成有效值或作相反变换。通常, 为了得到有效值, 要将峰-峰噪声除以 6~7.8。

表 7.3 列出某些低噪声运算放大器的噪声参数。双极运算放大器对低输出电阻的信号给出最低噪声。FET 输入运算放大器适合大电阻源。自动调零运算放大器对于带宽处于大约 0.25Hz 以下的低频信号将给出最低噪声。

表 7.3 某些低噪声运算放大器的噪声参数*

运算放大器	$e_n(1\text{kHz})$ /(nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ce} /Hz	$i_n(1\text{kHz})$ /(fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ci} /Hz	$E_n(\text{pp})$ (0.1Hz~10Hz)/ μV
AD745	5	<10	6.9 ^b	120	0.38 ^b
AD797	1.2	<100	2000 ^b	—	0.05 ^b
AM427B	3	2.7	600	140	0.18
HA5127A	3.8	<10	600	<10	0.18
LMV751	7 ^b	—	10 ^b	—	—
LT1001C	11	4	120	70	0.6
LT1007	3.8	2	600	120	0.13
LT1012C	22	2.5	6	120	0.5 ^b
LT1028	1.1	3.5	1600	250	0.075
LT1113	6	120	10 ^b	—	2.4 ^b
LT1169	8	60	1	—	2.4 ^b
LT1793	8	30	1 ^b	—	2.4 ^b
MAX410	2.4	90	1200 ^b	220	0.34 ^b
NE5534	3.5	100	400 ^b	200	—
OP07	11	10	170	50	0.6
OP27A	3.8	2.7	600	140	0.18

续表

运算放大器	e_n (1kHz) /(nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ω} /Hz	i_n (1kHz) /(fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	f_{ω} /Hz	E_n (pp) (0.1Hz~10Hz)/ μV
OP77A	11	≈ 2	170	—	0.6
OP297G	17 ^b	—	20 ^{b,c}	—	0.5 ^b
OPA111AM	15	1000	0.3	—	3.3
TL051	30	100	10	—	4 ^b
TLC2201	8 ^b	50	0.6 ^b	—	0.7 ^b
TLE2027AC	3.8	3	600	—	0.13
TLE2662	60	20	1 ^b	—	1.1 ^b

* 除非另有说明,电压值和电流值均指在 25℃ 时的最大值,但不一定用相同电压源和源阻抗进行测量。频率值为典型值,某些频率则是由图表估算出来的。

^b 典型值。

^c 在 10Hz 处。

输出电压噪声的功率谱密度取决于运算放大器所实施的特定电路。图 7.20 (a) 示出具有相应运算放大器噪声源和电路电阻器的热噪声的差动放大器。确定每个噪声源电路增益的一种方法是用一个普通电压源或电流源 [图 7.20(b)] 代替每个噪声源,并计算相应的增益。噪声源的电路增益与在同一位置放置的普通噪声源的增益相同。如果在图 7.20(b) 中我们用它们的并联电阻 R_p 代替 R_3 和 R_4 [图 7.20(c)], 则输入端接地时电路分析给出

$$V_o = A_d(V_p - V_n) \tag{7.61}$$

$$V_p = V_{ip} + I_{n2}R_p \tag{7.62}$$

$$\frac{V_o + V_{i2} + V_{ni} - V_n}{R_2} + I_{n1} = \frac{V_n - V_{ni} - V_{i1}}{R_1} \tag{7.63}$$

式中,下标 t 代表热噪声。如果我们一开始假定 A_d 为无限大,则对 V_p 和 V_n 求解给出

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (-V_{ni} + V_{ip} + I_{n2}R_p) - \frac{R_2}{R_1} V_{i1} - V_{i2} - I_{n1}R_2 \tag{7.64}$$

上式表示每个电压源和电流源的对应增益。因此,输出电压噪声的功率谱密度为

$$e_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (e_n^2 + e_{ip}^2 + i_{n2}^2 R_p^2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 e_{i1}^2 + e_{i2}^2 + i_{n1}^2 R_2^2 \tag{7.65}$$

对于匹配的电阻器 ($R_p = R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_2$), 上式简化为

$$e_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 (e_n^2 + e_{ip}^2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 e_{i1}^2 + e_{i2}^2 + (i_{n1}^2 + i_{n2}^2) R_2^2 \tag{7.66}$$

等效输入噪声功率谱密度为

$$e_{ni}^2 = \frac{e_{no}^2}{(R_2/R_1)^2} \tag{7.67}$$

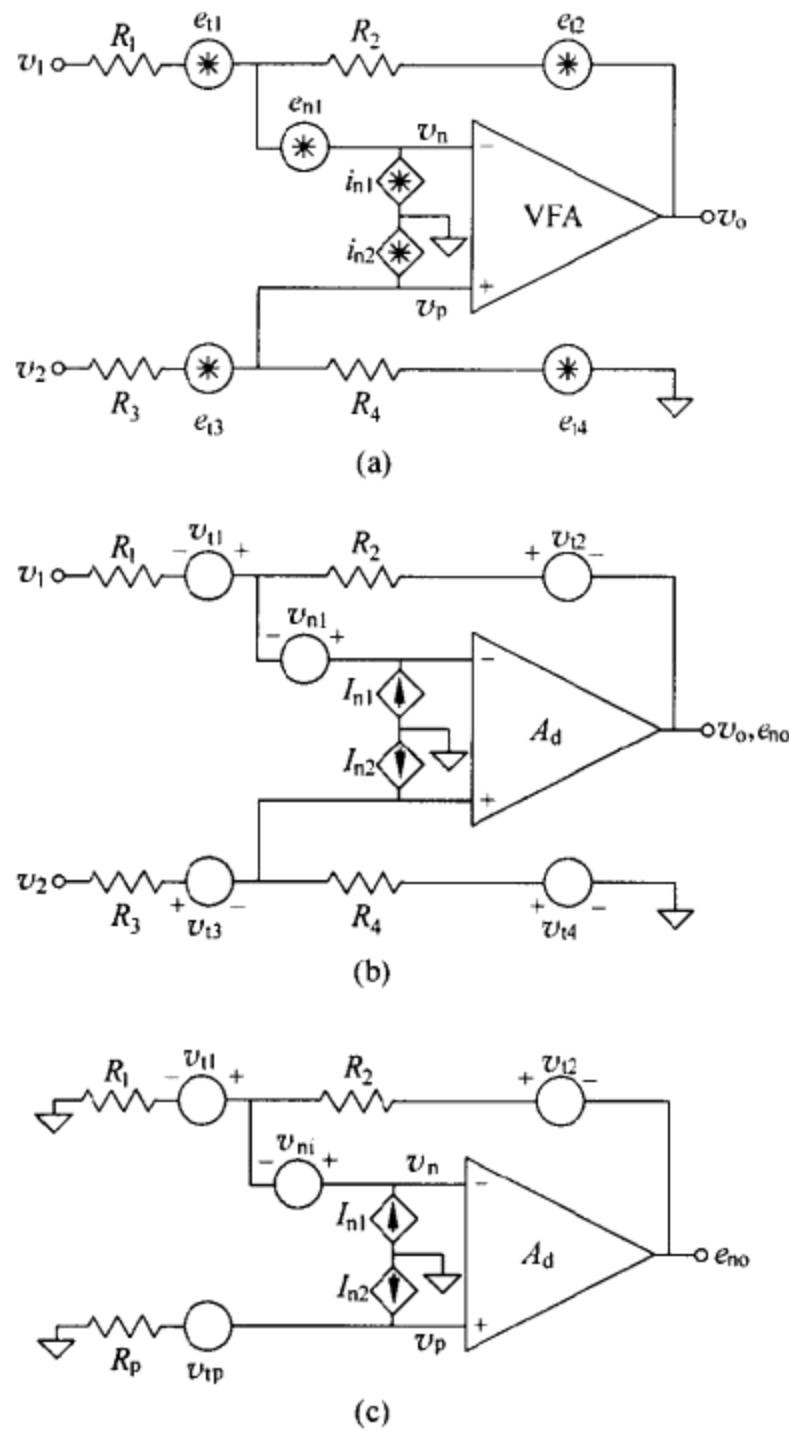


图 7.20 (a)运算放大器和外反馈电阻器中的噪声源。(b)确定图(a)中噪声源电压增益的等效电路。(c)当图(b)中的 \$R_3\$ 和 \$R_4\$ 用它们的并联等效电阻代替时的简化电路。

根据式(7.54),当用带宽为 \$f_L \sim f_H\$ 的装置进行测量时,输出均方电压噪声为

$$E_{no}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2(f) df \quad (7.68)$$

将式(7.66)用于 \$e_{no}\$ 以及将式(7.58)和(7.59)用于运算放大器的 \$e_n\$ 和 \$i_n\$ 相应的频率依赖关系时,如果确定 \$f_L \sim f_H\$ 的滤波器足够尖锐,则最后得

$$E_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 \left[e_n^2 \left(f_H - f_L + f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L} \right) + e_{ip}^2 (f_H - f_L) \right]$$

$$+ \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 e_{i1}^2 + e_{i2}^2 \right] (f_H - f_L) + 2i_n^2 R_2^2 \left(f_H - f_L + f_c \ln \frac{f_H}{f_L} \right) \quad (7.69)$$

式中, $i_n^2 = i_{n1}^2 = i_{n2}^2$ 。表 7.4 汇总了每个单一噪声源对输出噪声功率的贡献。

表 7.4 图 7.20 中差动放大器的噪声贡献

噪声源	功率谱密度(PSD)	增益	带宽(B)	输出噪声功率
R_1 , 热噪声	$e_{i1}^2 = 4kTR_1$	$\left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2$	$f_H - f_L$	$e_{i1}^2 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 (f_H - f_L)$
R_2 , 热噪声	$e_{i2}^2 = 4kTR_2$	1	$f_H - f_L$	$e_{i2}^2 (f_H - f_L)$
R_p^* , 热噪声	$e_{i_p}^2 = 4kTR_p$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$	$f_H - f_L$	$e_{i_p}^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 (f_H - f_L)$
e_n , 白噪声	e_n^2	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$	$f_H - f_L$	$e_n^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 (f_H - f_L)$
e_n , 过剩噪声	—	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$	—	$e_n^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 f_c \ln \frac{f_H}{f_L}$
i_{n1} , 白噪声	i_{n1}^2	R_2^2	$f_H - f_L$	$i_{n1}^2 R_2^2 (f_H - f_L)$
i_{n1} , 过剩噪声	—	R_2^2	—	$i_{n1}^2 R_2^2 f_c \ln \frac{f_H}{f_L}$
i_{n2} , 白噪声	i_{n2}^2	$R_p^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$	$f_H - f_L$	$i_{n2}^2 R_p^2 (f_H - f_L)^b$
i_{n2} , 过剩噪声	—	$R_p^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2$	—	$i_{n2}^2 R_p^2 f_c \ln \frac{f_H}{f_L}$

* $R_p = R_3 \parallel R_4$ 。

^b $R_1 = R_3$ 和 $R_2 = R_4$ 时。

如果运算放大器在 $f_L \sim f_H$ (且 $f_H > f_c$) 具有规定的峰-峰低频噪声电压 E_{lf} , 则式(7.69)可以用下式代替:

$$E_{no}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \left[\left(\frac{E_{lf}}{2 \times CF} \right)^2 + e_n^2 (f_H - f_L) + e_{i_p}^2 (f_H - f_L) \right] + \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 e_{i1}^2 + e_{i2}^2 \right] (f_H - f_L) + 2i_n^2 R_2^2 \left(f_H - f_L + f_c \ln \frac{f_H}{f_L} \right) \quad (7.70)$$

如果频带 $f_L \sim f_H$ 不是由锐截止滤波器确定的, 则实际噪声将略大于由式(7.69)和(7.70)算出的噪声(参考文献[1], 11.2.3.2节)。然而, 由于 e_n 和 i_n 的不确定性, 故噪声计算给出的是估计值而不是精确值, 所以, 通常须专门在式(7.68)中加入实际传递函数去推导总输出噪声 E_{no} 的完整表示式。

如果将运算放大器的开环增益看成是无限大, 则只要运算放大器的增益-带宽乘积远大于信号所需的增益-带宽乘积, 即 $A_{o0} f_s \gg G f_H$, 则式(7.69)和(7.70)仍然适用(参考文献[1], 11.2.3.1节)。由于这与获得所需信号带宽的条件相同, 故我们可以作出 A_o 不会显著影响电路噪声的结论。

例 7.8 针对图 7.20 中的差动放大器, 试计算当 $R_1 = R_3 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = R_4 = 200\text{k}\Omega$ 和运算放大器为 OP27A 时, 该放大器在 $0.1\text{Hz} \sim 100\text{Hz}$ 频带内的均方输出噪声。

OP27 的增益-带宽乘积是 5MHz (最小值, 典型值是 8MHz), 而信号所要求的增益-带宽乘积是 20kHz 。因此, 我们可以假定 A_d 为无限大。根据表 7.3, 对于 OP27A, 有 $f_{\omega} = 2.7\text{Hz}$, $e_n = 3.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{\omega} = 140\text{Hz}$, $i_n = 0.6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $E_{it}(0.1, 10) = 0.18\mu\text{V}$ (峰-峰)。因此, 我们可以以 $f_{it} = 10\text{Hz}$ 应用式(7.70)。首先需要计算由电阻器 R_1, R_2 和 $R_3 \parallel R_4 = R_p$ 产生的热噪声。在 25°C 时,

$$e_{n1}^2 = 4kTR_1 = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} (\text{J/K}) \times (298\text{K}) \times (1\text{k}\Omega)$$

$$= 1.64 \times 10^{-17} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e_{n2}^2 = 4kTR_2 = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} (\text{J/K}) \times (298\text{K}) \times (200\text{k}\Omega)$$

$$= 3.3 \times 10^{-15} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e_{np}^2 = 4kTR_p = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} (\text{J/K}) \times (298\text{K}) \times (995\Omega)$$

$$= 1.64 \times 10^{-17} \text{V}^2/\text{Hz}$$

如果根据表 7.2 取 $CF = 3.3$, 则式(7.70)便得出下列来自每个噪声源各自所起的作用(参见表 7.4):

R_1 的热噪声为

$$(1.64 \times 10^{-17} \text{V}^2/\text{Hz}) \left(\frac{200}{1}\right)^2 (100\text{Hz} - 0.1\text{Hz}) = (8\mu\text{V})^2$$

R_2 的热噪声为

$$(3.3 \times 10^{-15} \text{V}^2/\text{Hz})(100\text{Hz} - 0.1\text{Hz}) = (0.6\mu\text{V})^2$$

$R_3 \parallel R_4$ 的热噪声为

$$(1.64 \times 10^{-17} \text{V}^2/\text{Hz}) \left(1 + \frac{200}{1}\right)^2 (100\text{Hz} - 0.1\text{Hz}) = (8\mu\text{V})^2$$

电压噪声(运算放大器)为

$$\left(1 + \frac{200}{1}\right)^2 \left[\left(\frac{0.18\mu\text{V}}{2 \times 3.3}\right)^2 + \left(3.8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2 (100\text{Hz} - 10\text{Hz}) \right] = (9\mu\text{V})^2$$

电流噪声(运算放大器)为

$$2 \times (0.6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}})^2 (200\text{k}\Omega)^2 \left[100\text{Hz} - 0.1\text{Hz} + (140\text{Hz}) \ln \frac{100}{0.1} \right] = (5.5\mu\text{V})^2$$

将以上所有结果相加, 给出 $E_{no}^2(\text{rms}) = (16\mu\text{V})^2$ 和 $E_{no}(\text{rms}) = 16\mu\text{V}$ 。由于信号增益为 200, 所以等效输出噪声电压为 $16\mu\text{V}/200 = 78\text{nV}$ 。

反相放大器和同相放大器的噪声通过替代图 7.20(a)中的电阻器也可以根据上述表示式进行计算。对于反相放大器, 与偏流情况相对比[图 7.1(b)], 匹配输

入电阻增加 R_p 并不会降低噪声电流的影响。相反,由于附加电阻器热噪声和运算放大器输入噪声电流(i_{n2})的影响,噪声将增大。尽管如此,用一个大电容器与 R_p 并联会减小 R_p 的热噪声的噪声带宽。对于同相放大器,情况也是一样(参见图 E7.3)。

例 7.9 对一个建立在运算放大器基础上的缓冲放大器,试计算其输出噪声的功率谱密度随信号源输出电阻 R_p 的变化。

我们可以利用图 7.20(a)的电路,其中 $R_1 = \infty, R_2 = 0\Omega$ 以及 $R_p = R_s$ 。于是,式(7.65)简化为

$$e_{no}^2 = e_n^2 + e_{is}^2 + i_n^2 R_s^2 = e_n^2 + 4kTR_s + i_n^2 R_s^2$$

如果我们在反馈环路内接入一个等于 R_p 的电阻器以对偏流进行补偿,便有 $R_1 = \infty, R_2 = R_p = R_s$ 以及

$$e_{no}^2 = e_n^2 + e_{is}^2 + e_{is}^2 + (i_{n1}^2 + i_{n2}^2)R_s^2 = e_n^2 + 8kTR_s + 2i_n^2 R_s^2$$

除非 e_n 很大(对于电压缓冲器,这是一个奇特的设计选择),否则在反馈环路中增加 R_s 将使输入噪声增大。

如果围绕运算放大器的反馈网络除电阻器之外还包括电容器,则计算噪声的步骤与前面由式(7.61)~(7.69)导出的步骤相同,只不过用阻抗代替电阻器。这就使式(7.68)的计算步骤更加复杂,因为每个噪声源各自的增益都与频率相关。尽管如此,在诸如反相放大器和同相放大器这样一类简单电路中,应考虑的唯一相关附加元件常常是与反馈电阻器并联的电容器,如图 3.15(a)所示。该电容器对噪声源的高频增益带来限制,但噪声带宽的高通频率仍然由外接滤波器(例如抗混叠滤波器)决定,所以,式(7.69)和(7.70)仍然能给出可接受的噪声估算值。如果情况并非如此,亦即 $f_2 = 1/(2\pi R_2 C)$ 低于抗混叠滤波器的转折频率,我们仍然能通过取 $f_H = f_2$ 来应用式(7.69)和(7.70)。无疑,即使 $R_2 = 0\Omega$,某些噪声源的高频增益仍为 1(参见表 7.4),但放大器之后的滤波器将减小这个附加噪声。

对于 f_L ,如果反馈网络未对低频增益带来限制,则我们总是可以取 $f_L = 0.01\text{Hz}$,因为在较低频率上的噪声归因于失调漂移。如果反馈网络在低于给定的 f_1 范围限制低频增益,则可以通过取 $f_L = f_1$ 来应用式(7.69)和(7.70)。

例 7.10 例 7.3 中的静电计放大器后接一个噪声带宽为 $5\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 的滤波器。如果运算放大器为 LT1113 以及 $T = 308\text{K}$,试估算滤波器输出端的噪声电压。

根据表 7.3,LT1113 的电流噪声非常

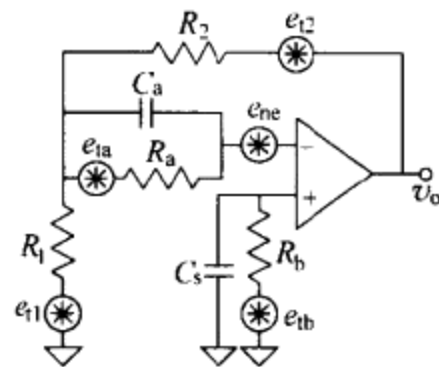


图 E7.10 静电计放大器在考虑它的噪声源时的等效电路。

小,以致可以忽略不计。图 E7.10 示出余下的噪声源,其中 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 98.8\text{k}\Omega$, $R_a = R_b = 146\text{M}\Omega$, $C_b = 450\text{pF}$, 而 C_a 待定。由表 7.3 可知, $e_n = 6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $f_{cr} = 120\text{Hz}$ 。表 7.4 给出 R_1 和 R_2 的热噪声的噪声增益以及运算放大器的电压噪声。它们对输出噪声功率的各自贡献为

$$E_{\text{no1}}^2 = 4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}) \times (1\text{k}\Omega) \times (100)^2 (10^4 \text{Hz} - 5\text{Hz}) \\ = 1.7 \times 10^{-10} \text{V}^2$$

$$E_{\text{no2}}^2 = 4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}) \times (98.8\text{k}\Omega) \times (10^4 \text{Hz} - 5\text{Hz}) \\ = 1.7 \times 10^{-11} \text{V}^2$$

$$E_{\text{nor}}^2 = (6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 \times (100)^2 \left(10^4 \text{Hz} - 5\text{Hz} + (120\text{Hz}) \ln \frac{10\text{kHz}}{5\text{Hz}} \right) \\ = 4.0 \times 10^{-9} \text{V}^2$$

R_a 和 R_b 的热噪声增益包括与它们相并联的电容器的影响。由于存在 e_{ib} , 运算放大器输出端的功率谱密度为

$$e_{\text{nob}}^2(f) = \left| \frac{1}{1 + j2\pi f R_b C_s} \right|^2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 e_{\text{ib}}^2$$

滤波器输出端相应的噪声功率为

$$E_{\text{nb}}^2 = \int_{f_l}^{f_H} e_{\text{nob}}^2(f) df = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 e_{\text{ib}}^2 \int_{f_l}^{f_H} \frac{1}{1 + (2\pi f R_b C_s)^2} df \\ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 (4kTR_b) \frac{\arctan 2\pi f_H R_b C_s - \arctan 2\pi f_l R_b C_s}{2\pi R_b C_s} \\ = (100)^2 \left[\frac{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}) \times (308\text{K})}{2\pi \times 450\text{pF}} \right] (1.57 - 1.12) \\ = 8.5 \times 10^{-8} \text{V}^2$$

大的 C_s 将降低 R_b 的热噪声。

由于 e_{ia} 也是在运算放大器的输入端, 所以, 电路对它的增益与对 e_{ib} 的增益相同。因此, 它对滤波器输出端噪声功率的贡献为

$$E_{\text{na}}^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 (4kTR_a) \frac{\arctan 2\pi f_H R_a C_a - \arctan 2\pi f_l R_a C_a}{2\pi R_a C_a}$$

因此, 如果我们选择 C_a 足够大(譬如说为 10nF), 则这个噪声功率将可忽略不计。总噪声功率主要来自 e_n 和 R_b ,

$$E_{\text{no}}^2 \approx E_{\text{nor}}^2 + E_{\text{nb}}^2 = (4 \times 10^{-9} + 8.5 \times 10^{-8}) \text{V}^2 = 89 \times 10^{-9} \text{V}^2$$

相应的噪声电压为 $E_{\text{no}}(\text{rms}) = 0.3\text{mV}$ 。如果我们利用 $\text{CF} = 3.3$, 则峰-峰电压将为 $E_{\text{no}} = 2 \times 3.3 \times (0.3\text{mV}) = 2\text{mV}$ 。

7.4.3 互阻抗放大器的噪声

互阻抗放大器利用了 FET 输入的运算放大器, 运算放大器的输入噪声电流能

较好地用式(7.60)进行模拟。如果图 7.10(b)中 Z_s 是 R_s 和 C_s 的并联,则用于噪声分析的等效电路便是图 7.21 中的等效电路。如果我们一开始不把 C 考虑在内,则表 7.4 给出每个噪声源在 $R_2 = R, R_1 = R_s$ 和 $R_p = 0\Omega$ 时的增益。因此,式(7.66)简化为

$$e_{no}^2 = \left(1 + \frac{R}{R_s}\right)^2 e_n^2 + \left(\frac{R}{R_s}\right)^2 e_{is}^2 + e_i^2 + i_n^2 R^2 \quad (7.71)$$

由于通带内的转移阻抗为 R ,故输入电流噪声的功率谱密度为

$$i_{ni}^2 = \frac{e_{no}^2}{R^2} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_s}\right)^2 e_n^2 + i_{is}^2 + i_i^2 + i_n^2 \quad (7.72)$$

式中, i_{is} 和 i_i 分别是 R_s 和 R 相应的热噪声电流,它们均由式(7.49)导出。大的 R 有助于减小电流噪声。对于 $f_L \sim f_H$ 的噪声带宽,最后有

$$\begin{aligned} E_{no}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2 df &= \left(1 + \frac{R}{R_s}\right)^2 e_n^2 \left(f_H - f_L + f_{ce} \ln \frac{f_H}{f_L}\right) \\ &+ \left[\left(\frac{R}{R_s}\right)^2 e_{is}^2 + e_i^2\right] (f_H - f_L) \\ &+ \frac{i_n^2 R^2 f_{pi}}{3} \left[\left(1 + \frac{f_H}{f_{pi}}\right)^3 - \left(1 + \frac{f_L}{f_{pi}}\right)^3\right] \end{aligned} \quad (7.73)$$

若 $f_H < f_{pi}$,则噪声电流的大小为 $i_n^2 R^2 (f_H - f_L)$ 。若 R 大到足以决定系统带宽,则式(7.23)将给出 f_H 。若 C 不能忽略,因而 $f_0 = 1/(2\pi RC) < f_H$,则式(7.73)中用 f_0 代替 f_H 仍然能给出噪声的估算值。参考文献[9]中的第 5 章对噪声分析方法进行了更详细的讨论。

7.4.4 电荷放大器的噪声

电荷放大器的等效电路与互阻抗放大器相同[试将图 7.14(a)与图 7.10(a)作比较],但对电阻器和电容器却具有不同的相对值,所以转移阻抗呈容性。因此,图 7.21 中采用了 $R=R_0$ 和 $C=C_0, C$ 不可忽略。如果 R_s 的热噪声用电流源 i_{is} 而不是用 e_{is} 进行模拟,则电路分析给出

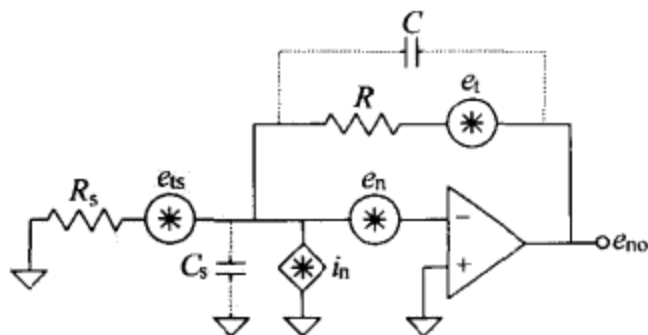


图 7.21 当考虑互阻抗放大器的噪声源时,放大器的等效电路。

$$e_{\text{no}}^2 = \left| 1 + \frac{Z_0}{Z_s} \right|^2 e_n^2 + e_i^2 + (i_n^2 + i_{is}^2) |Z_0^2| \quad (7.74)$$

式中 e_i 是 Z_0 实部的热噪声。对于噪声源,增益的平方为

$$|Z_0^2| = \left| \frac{R_0}{1 + j\omega R_0 C_0} \right|^2 = R_0^2 \frac{f_0^2}{f^2 + f_0^2} \quad (7.75)$$

$$\left| 1 + \frac{Z_0}{Z_s} \right|^2 = \left(\frac{C_0 + C_s}{C_0} \right)^2 \frac{f^2 + f_p^2}{f^2 + f_0^2} \quad (7.76)$$

式中, $f_0 = 1/(2\pi R_0 C_0)$, 而

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_0 \parallel R_s)(C_0 + C_s)} \quad (7.77)$$

通常, $R_s \gg R_0$ 和 $f_p < f_0$ 。

如果噪声带宽为 $f_H \sim f_L$ 以及运算放大器噪声电流的功率谱密度为白噪声, 则输出均方噪声为(参考文献[1], 11.2.7节)

$$E_{\text{no}}^2 \approx e_n^2 \left(\frac{C_0 + C_s}{C_0} \right)^2 \left(f_H - f_L + f_{\alpha} \ln \frac{f_H}{f_L + f_0^2} \right) + f_0 (4kTR_0 + i_{is}^2 R_0^2 + i_n^2 R_0^2) \left(\arctan \frac{f_H}{f_0} - \arctan \frac{f_L}{f_0} \right) \quad (7.78)$$

大的噪声带宽将使 e_n 的贡献增加。 $R_0 C_0$ 网络缩减的带宽可以减小 R_s 的热噪声、 R_0 的热噪声和运算放大器的电流噪声的贡献。

例 7.11 某个灵敏度为 $1\text{pC}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 、等效电容为 1nF 的压电式加速度计与 $C_0 = 100\text{pF}$ 和 $R_0 = 100\text{G}\Omega$ 的电荷放大器相连。若运算放大器是 TLC2201 以及放大器之后接噪声带宽为 $0.1\text{Hz} \sim 2\text{kHz}$ 的滤波器, 试确定在 35°C 时因为噪声可以测量的最小加速度。

反馈网络决定转折频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_0 C_0} = \frac{1}{2\pi \times (100\text{G}\Omega) \times (100\text{pF})} = 16\text{mHz}$$

由式(7.77), 对于非常大的 R_s , 有

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_0 (C_0 + C_s)} = \frac{1}{2\pi \times (100\text{G}\Omega) \times (100\text{pF} + 1\text{nF})} = 1.5\text{mHz}$$

因此, $f_p < f_0$ 。TLC2201 的 $f_T = 1.9\text{MHz}$, 所以, 根据式(7.40), 它将 -3dB 带宽限制到 $(1.9\text{MHz})/11 = 173\text{kHz}$, 因此不会影响噪声带宽。根据表 7.3, $e_n = 8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{\alpha} = 50\text{Hz}$ 和 $i_n = 0.6\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。我们可以应用式(7.78)得

$$E_{\text{no}}^2 \approx (8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 \left(\frac{100\text{pF} + 1\text{nF}}{100\text{pF}} \right)^2 \times \left[2\text{kHz} - 0.1\text{Hz} + (50\text{Hz}) \ln \frac{(2\text{kHz})^2}{(0.1\text{Hz})^2 + (16\text{mHz})^2} \right] + (16\text{mHz}) [4 \times (1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}) \times (308\text{K}) \times (10^{11}\Omega)]$$

$$+ (0.6 \text{ fA})^2 \times (10^{11} \Omega)^2] (1.54 - 1.41) \text{ V}^2 \\ = 2.3 \times 10^{-11} \text{ V}^2 + 1.8 \times 10^{-11} \text{ V}^2 = 4 \times 10^{-11} \text{ V}^2$$

因此, $E_{\text{no}}(\text{rms}) = 6.4 \mu\text{V}$ 。CF = 3.3 的峰-峰噪声电压为 $E_{\text{no}} = 42 \mu\text{V}$ 。电压灵敏度为

$$S = \frac{q/a}{C_0} = \frac{1 \text{ pC}/(\text{m/s}^2)}{100 \text{ pF}} = 10 \text{ mV}/(\text{m/s}^2)$$

在其噪声峰值掩盖小加速度的模拟显示器中,分辨率将是 $4.2 \times 10^{-3} \text{ m/s}^2$ 。

7.4.5 仪表放大器的噪声

仪表放大器的传递函数与外部反馈网络无关。图 7.22 示出供噪声分析的电路模型,其中, e_{ta} 和 e_{tb} 是信号源阻抗的热噪声电压,即信号源阻抗各个实部的热噪声。如果增益是 G ,则输出噪声的功率谱密度为

$$e_{\text{no}}^2 = (e_n^2 + i_n^2 |Z_o|^2 + i_n^2 |Z'_o|^2 + e_{\text{ta}}^2 + e_{\text{tb}}^2) |G|^2 \quad (7.79)$$

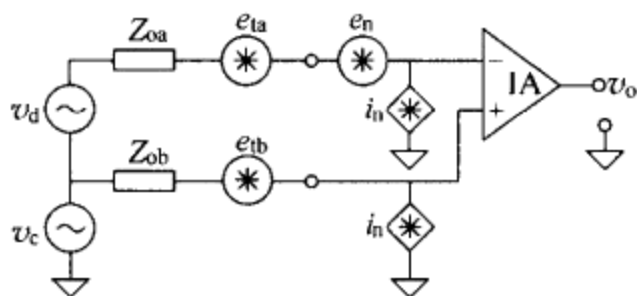


图 7.22 包括信号源输出阻抗的热噪声在内的仪表放大器噪声模型。

与失调电压及其漂移相似(7.1.5 节),仪表放大器的噪声也包括由输入级引起的一个分量和由输出级引起的另一个分量。因此,折算到输入端的噪声电压便与增益 G 有关,即有

$$e_n^2 = e_{n1}^2 + \frac{e_{n2}^2}{G^2} \quad (7.80)$$

式中 e_{n1} 是由输入级引起的噪声电压的谱密度, e_{n2} 是由输出级引起的噪声电压的谱密度。仪表放大器也具有 $1/f$ 噪声, e_{n1} 和 e_{n2} 可能有不同的转折频率 f_{c1} 和 f_{c2} 。表 7.5 列出某些仪表放大器的噪声参数。

在 $f_H \sim f_L$ 频带内的均方电压噪声是按照式(7.68)对式(7.79)进行积分得到的。如果信号源阻抗为电阻性且对称,则结果为

$$E_{\text{no}}^2 = e_{n1}^2 \left(f_H - f_L + f_{c1} \ln \frac{f_H}{f_L} \right) G^2 + e_{n2}^2 \left(f_H - f_L + f_{c2} \ln \frac{f_H}{f_L} \right) \\ + 2i_n^2 R_o^2 \left(f_H - f_L + f_{c1} \ln \frac{f_H}{f_L} \right) G^2 + 2 \times 4kTR_o \times G^2 \quad (7.81)$$

表 7.5 某些仪表放大器的噪声参数*

仪表放大器	E_n (峰-峰) / μV	e_n / $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$			\hat{i}_n (峰-峰) / pA	i_n / $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
		10Hz	100Hz	1kHz		10Hz	100Hz
	0.1~10Hz				0.1~10Hz		
AD620A	0.28	—	—	9	10	—	—
AD623A	1.5 ^b	—	—	35	1.5	—	—
AD624A	0.3	—	—	4	60	—	—
AD625A	0.3	—	—	4	60	—	—
AD626A	2	—	—	250	—	—	—
AMP02F	0.5	—	—	10	—	—	0.4 ^b
INA101HP	0.8 ^c	18 ^b	15 ^b	13 ^b	50 ^b	0.8	0.35
INA103KP	—	2	1.2	1	—	—	2
INA110AP	1	—	—	10 ^d	—	—	0.0018 ^d
INA111AP ^b	1	—	13	10	—	—	0.0008 ^d
INA114AP	0.4	15	11	11	18	0.4	0.2
INA131AP	0.4	16	12	12	18 ^c	0.4	0.2
LTC1100C	2	100	97	90	—	—	—
LT1167C	0.28	—	—	7.5	10	0.124	—
PGA202KP	1.7	—	—	12 ^d	—	—	—

*除非另有说明,所有值均是在 25℃ 环境温度下,用 ±15V 或 ±5V 供电以及 $G=100$ 时的典型值。

^b适用于 $G=1000$ 。

^c从 0.01Hz 到 10Hz。

^d在 10kHz 处。

^e从 0.1Hz 到 100Hz。

如果仪表放大器的技术资料针对增益 G 规定在 $f_l \sim f_{H1}$ ($f_{H1} < f_{c1}, f_{c2}$) 频带内的峰-峰过剩噪声电压,则相应的噪声功率在利用合适的波峰因数(表 7.2)将其变换成有效值(rms)噪声之后,可以加到其余的噪声功率上。因此,均方输出噪声为

$$\begin{aligned}
 E_{\text{rms}}^2 = & \left(\frac{E_{n1G}}{2 \times \text{CF}} \right) + e_{n1}^2 \left(f_H - f_{H1} + f_{c1} \ln \frac{f_H}{f_{H1}} \right) G^2 \\
 & + \left(\frac{E_{n2G}}{2 \times \text{CF}} \right) + e_{n2}^2 \left(f_H - f_{H1} + f_{c2} \ln \frac{f_H}{f_{H1}} \right) \\
 & + 2i_n^2 R_o^2 \left(f_H - f_l + f_{c1} \ln \frac{f_H}{f_l} \right) G^2 + 2 \times 4kTR_o \times G^2 \quad (7.82)
 \end{aligned}$$

如果单级仪表放大器提供的电压增益还不够高而采用了更多的放大级,则为了获得最小的输出噪声,应将大部分增益放在第一级上。为了对干扰进行更好的抑制,仪表放大器之前应放置具有差动输入和输出的放大器,如图 3.34 中的输入级。

7.5 电阻器的噪声和漂移

7.5.1 固定电阻器的漂移

电子电路的设计计算通常给出的是非标准值。因此,在现有条件下,我们要选择具有适当容差的最相近的标准值和适于应用的材料(金属膜电阻器、碳膜电阻器、片式电阻器、线绕电阻器等)^[10]。然而,依据材料和耗散的功率,实际电阻值将随时间而变。

电阻器将按焦耳定律耗散功率,最终的温升取决于通过传导、对流和辐射进行的热传输。电阻器本身的最高温度称为热点温度,且通常发生在电阻器的中间处。在电阻器的正常工作温度范围内,热点处的温升与所耗散的功率成正比,即

$$\Delta T = \theta \times P \quad (7.83)$$

式中 θ 是热阻(K/W),它不仅与电阻器尺寸、所用材料的热导率有关,而且还与安装方式有关(影响的程度较小)。如果环境温度为 T_a ,则热点将达到下列温度:

$$T = T_a + \Delta T \quad (7.84)$$

电阻器的稳定性取决于 T 和所用制作材料。此外,对较高的 T 电阻器的连接线将达到较高的温度,因此,必须防止连接线达到焊料的熔点。常用薄膜电阻器的额定最高热点温度为 155°C 。

由式(7.83)和(7.84)推出,电阻器的功率-温度特性曲线是一条直线,

$$P = \frac{T - T_a}{\theta} \quad (7.85)$$

特性曲线的斜率为 $1/\theta$ 。不同的环境温度值形成一组平行直线。

制造厂商针对给定的时限(通常为 1000 小时,约 6 周),以电阻值 R 作为参变量来确定稳定度 $\Delta R/R$ 随热点温度变化的函数关系。由于电阻随温度呈指数变化,故相对于 T 绘制的 $\lg(\Delta R/R)$ 曲线为直线。图 7.23 是将 P 和 $\Delta R/R$ 相对于 T 变化的曲线加以组合的列线图。它能对给定电阻器值在不同工作条件下的一些变量进行计算。额定 $\Delta R/R$ 值并不是 R 的精确百分变化,而是一个包括实际变化的给定概率(通常为 95%)的区间。对于给定的 T_a ,与 $P=0\text{W}$ 相对应的 $\Delta R/R$ 值表示在给定环境温度下对该特定电阻器类型的固有长期稳定度。

例 7.12 一个 CR25 型 $10\text{k}\Omega$ 电阻器在 40°C 环境温度下在给定电路中要消耗 0.35W 功率。试确定是否允许达到这一功耗,并估计 1000 小时后的阻值。

在图 7.23 中,对应于 $P=0.35\text{W}$ 的水平线在 $T=125^\circ\text{C}$ 的垂线上与对应于 $T_a=40^\circ\text{C}$ 的直线相交。由于允许的最高温度是 155°C ,故电阻器处在安全区。

将对应于 $T=125^\circ\text{C}$ 的垂线延长到列线图的下半部分,它在针对 $\Delta R/R=0.7\%$ 的水平线的某点与对应于 $10\text{k}\Omega$ 的线相交,亦即 $\Delta R=70\Omega$ 。因此,区间

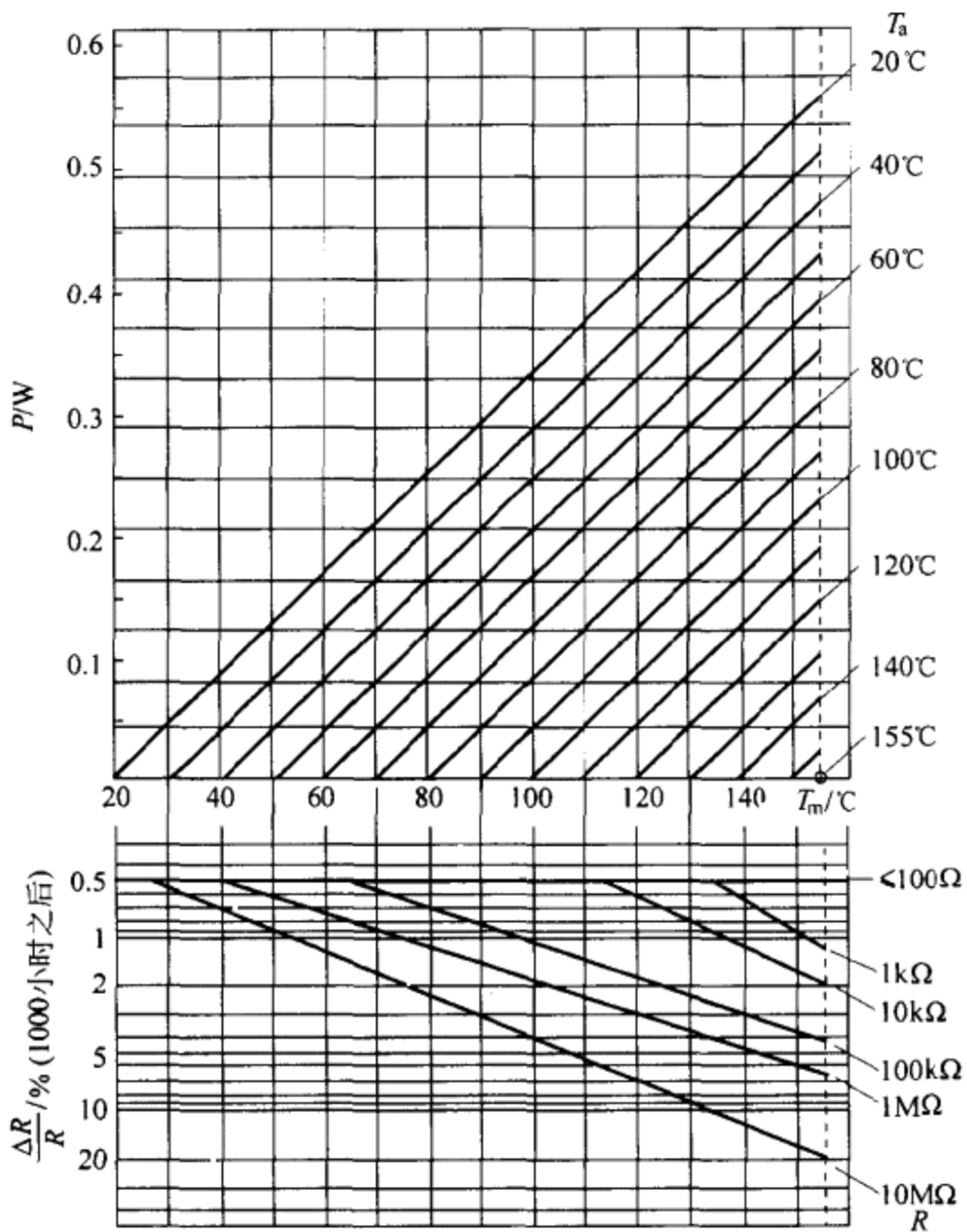


图 7.23 CR25 型电阻器 (Philips 公司产品) 的性能列线图表明,在工作 1000 小时之后,功耗 (P)、环境温度 (T_a)、热点温度 (T_m)、电阻器值 (R) 和 95% 概率最大电阻漂移 ($\Delta R/R$) 之间的关系。

$9930\Omega < R < 10070\Omega$ 在连续工作 1000 小时之后具有包括 R 实际值的概率为 95%。

这个实例表明,如果电阻器必须耗散相当大的功率,则仅靠选择相近的容差并不能保证电阻器的工作。在上面的例子中,为了获得 0.35W 的功耗,我们只需 6mA 的电流。然而,10k Ω 电阻器两端的压降将是 60V,这在信号电路中并不常见。

如果工作时间 t_x 超过 1000 小时,则我们可以将列线图上对 1000 小时的读数乘以 $(t_x/1000 \text{ 小时})^{1/2}$ 来估计电阻器的漂移。对用于长时期不间断工作的电路的

电阻器规定的工作时间为 1000 小时(如在汽车中)或甚至 225000 小时(如在电话交换机中)。在后一种情况下,允许的最高热点温度通常被限制到 125℃。

电阻器的列线图(如图 7.23 中的列线图)还使我们能估计在特定工作条件下,对某个给定的可接受的漂移所允许的最大功耗。

例 7.13 给定的 CR25 型 1kΩ 电阻器在一个工作在 70℃ 上的电路内工作。如果在 4000 小时之后电阻器的漂移必须小于 1%,确定允许的最大功耗。

图 7.23 中的列线图给出工作 1000 小时的漂移。为了使 4000 小时的漂移为 1%,需要在 1000 小时的漂移约为 $(1\%)/\sqrt{4}=0.5\%$ 。由列线图的下面部分可知,对于 0.5% 的漂移,1kΩ 电阻器的温度不应超过 135℃。在列线图的上面部分,对于 $T_a=70^\circ\text{C}$ 和 $T=135^\circ\text{C}$,功耗不应超过大约 0.32W。因此,流过电阻器的电流应小于 17mA,而电阻器两端的压降应小于 17V。

规定电阻器漂移的另一个方法是利用功率减额曲线。这种曲线显示出在给定概率范围内,为保证电阻器不会达到高于譬如说 155℃ 的热点温度或超过给定值譬如说 1.5% 漂移所允许的最大功耗。对高达大约 70℃ 的环境温度,常用减额曲线是平坦的。然后,对于最高温度(155℃),又逐渐减小到 0W。

精密电路中的电阻器的功耗并不大,因此,对于某些材料,电阻器的稳定性主要取决于环境温度变化的影响,这是因为其电阻的温度系数(TCR)强烈依赖于电阻器材料和电阻器的阻值。碳复合电阻器的 TCR 可能超过 $1200 \times 10^{-6}/\text{K}$,碳膜电阻器和片式电阻器的 TCR 约为 $200 \times 10^{-6}/\text{K}$,金属膜电阻器的 TCR 为 $25 \times 10^{-6}/\text{K} \sim 50 \times 10^{-6}/\text{K}$,而线绕电阻器的 TCR 小于 $3 \times 10^{-6}/\text{K}$ 。

7.5.2 可调电阻器(电位器)的漂移

电子电路使用了两大类电位器,即微调(或预调)电位器和控制电位器。微调电位器适用于有限次数的滑臂运动,以消除电路公差或用于电路重调。控制电位器则用于控制增益、音量、音调等。设定值的稳定性对于微调电位器极其重要,但对控制电位器则不重要。

电位器按照它们的标称值 R_n 加以选择, R_n 是当滑臂处于终端止动销时,两个终端端子之间电阻的标称值。标称值的容差通常为 $\pm 10\% \sim \pm 20\%$ 。金属陶瓷电阻元件、碳复合电阻元件和碳膜电阻元件的 TCR 约为 $\pm 200 \times 10^{-6}/\text{K}$,而线绕电阻元件和金属膜电阻元件的 TCR 约为 $\pm 50 \times 10^{-6}/\text{K}$ 。总电阻 R_T 是在终端端子之间所测得的电阻,电阻的漂移与由相同材料制成的电阻器的漂移相似。可以加到能耗散 P_{\max} 的电位器上的最大电压为 $(P_{\max} \times R_n)^{1/2}$ 。在电阻元件和滑臂之间可以通过的最大电流为 $(P_{\max}/R_n)^{1/2}$ 。为了避免在滑臂与电阻元件之间的金属电接

触时产生“干”电路*问题(氧化膜),某些制造厂商推荐最小滑臂电流大于 $100\mu\text{A}$ 。

微调电位器也按照它们的分辨率(可调节性)进行选择。线绕电位器的分辨率受它们制造中所采用的线绕圈数的限制。普通单圈微调器可以调到外加电压的 0.05% 以内(电压模式工作)或 R_T 的 0.1% 。增加与微调器串联的电阻能进行更精细的调整,但会减小总调节范围。多圈微调器(3, 10, 20, 40 圈)有较好的可调节性。调节稳定性是电位器在机械应力和环境应力(冲击、振动)作用期间维持其初始调节的能力。调节稳定性通常表示为输出电压相对于总外加电压的百分变化,其范围从对绕线电位器的 0.5% 到对碳质电位器的 2% 。

7.5.3 电阻器的噪声

金属膜电阻器和碳膜电阻器的噪声大于由式(7.48)给出的电阻为 R 的导体的热噪声。由于薄膜电阻器中的大部分电子是沿表面而不是在体(薄)材料内部流动,故存在着其电压谱密度为

$$e_{\text{ex}} = \frac{mI_{\text{dc}}R}{\sqrt{f}} = \frac{mV_{\text{dc}}}{\sqrt{f}} \quad (7.86)$$

的过剩噪声。式中 m 是与制造过程有关的参数, V_{dc} 是电阻器两端的压降。 $f_{\text{H}} \sim f_{\text{L}}$ 频带内的均方电压噪声为

$$E_{\text{ex}}^2 = \int_{f_{\text{L}}}^{f_{\text{H}}} e_{\text{ex}}^2 df = \int_{f_{\text{L}}}^{f_{\text{H}}} \left(\frac{mV_{\text{dc}}}{\sqrt{f}} \right)^2 df = m^2 V_{\text{dc}}^2 \ln \frac{f_{\text{H}}}{f_{\text{L}}} \quad (7.87)$$

因此,过剩噪声不是白噪声,而与运算放大器中的 $1/f$ 噪声相同。每十倍频程内具有相同的噪声功率。

电阻器制造厂商用噪声指数(NI)来规定过剩噪声。NI 定义为在某个十倍频程内的过剩噪声 E_{ex} (μV) 电压有效值(rms)与电阻器两端的直流电压 V_{dc} (V) 之比。NI 有时用分贝(dB)表示,

$$\text{NI} = 20 \lg \frac{E_{\text{ex}}}{V_{\text{dc}}} \quad (7.88)$$

当 $E_{\text{ex}}/V_{\text{dc}} = 1\mu\text{V}/\text{V}$ 时, $\text{NI} = 0\text{dB}$ 。

NI 与电阻器材料和阻值有关。对于给定类型的电阻器,NI 的散布范围高达 20dB 。然而,某些制造厂商以 95% 的置信水平对 NI 作出规定。碳复合电阻器是噪声最大的电阻器,随后是碳膜电阻器和金属膜电阻器。额定功率较大的电阻器更稳定,因为它们有更大的相对体导电量。噪声比常用电阻器的噪声更大的电阻器是不可靠的,且可能很快便会失效。

* 开路时电压为 0.03V , 电流在 200mA 以下而不致击穿接触电阻的一种电路。——译者注

为了由规定的噪声指数(dB)计算过剩噪声的均方电压,我们在某一十倍频程应用式(7.87),代入式(7.88)并对 m 求解,得

$$m = \frac{10^{[(NI/20)-6]}}{\sqrt{10}} = 0.66 \times 10^{[(NI/20)-6]} \quad (7.89)$$

由式(7.87), $f_H \sim f_L$ 频带内的过剩噪声电压为

$$E_{ex}(\text{rms}) = 0.66 \times 10^{[(NI/20)-6]} \times V_{dc} \sqrt{\ln \frac{f_H}{f_L}} \quad (7.90)$$

如果 NI 用 $\mu\text{V}/\text{V}$ 而不是用 dB 为单位,则有

$$E_{ex}(\text{rms}) = 0.66 \times NI \times V_{dc} \sqrt{\ln \frac{f_H}{f_L}} \quad (7.91)$$

总噪声功率将是式(7.48)中的热噪声功率与上述过剩噪声的功率之和:

$$E_R^2 = E_i^2 + E_{ex}^2 \quad (7.92)$$

在宽带电路中,当电阻器两端存在大的压降时,过剩噪声是十分重要的,特别是在 1kHz 以下更为突出。

例 7.14 一个给定的碳膜电阻器具有 $100\text{k}\Omega$ 电阻和 $1.6\mu\text{V}/\text{V}$ 的过剩噪声,该电阻器工作在处于 40°C 环境温度下的电路内。试计算该电阻器在 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 频带内的电压噪声。

电阻器耗散的功率为 $P = (10\text{V})^2 / (100\text{k}\Omega) = 1\text{mW}$ 。因此,发热可以忽略,电阻器的温度将为 40°C (313K)。由式(7.91),过剩噪声电压为

$$E_{ex}(\text{rms}) = 0.66 \times (1\mu\text{V}/\text{V}) \times (10\text{V}) \sqrt{\ln \frac{10\text{kHz}}{0.1\text{Hz}}} = 36\mu\text{V}$$

而过剩噪声功率为 $E_{ex}^2 = 1.3 \times 10^{-9} \text{V}^2$ 。

由式(7.48),热噪声功率为

$$E_i^2 = 4kTBR = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} (\text{J}/\text{K}) \times (313\text{K}) \\ \times (10\text{kHz} - 0.1\text{Hz})(100\text{k}\Omega) = 1.7 \times 10^{-11} \text{V}^2$$

它远小于过剩噪声,因此,该电阻器的噪声约为 $36\mu\text{V}$ 。

习 题

- 7.1 试估计用于某个传感器的同相放大器的 IZE、增益误差和漂移,该传感器在用 OP77GP 及 $R_1 = 100\Omega$ 、 $R_2 = 100\text{k}\Omega$ (金属膜电阻器, 1% 容差、 $\text{TCR} = \pm 50 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$) 构成时的输出电阻为 $1\text{k}\Omega$, 环境温度为 40°C 以及电源 (+15V, -15V) 具有 $\pm 1\%$ (最大值) 的纹波。

- 7.2 图 P7.2 所示静电计放大器与某个传感器相连,传感器以 $1\text{G}\Omega \parallel 5\text{pF}$ 的输出阻抗给出具有 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 频带的电流。电路包括一个用以获得平衡电压的电位器,所以,当传感器电流为零时,可以获得零输出。

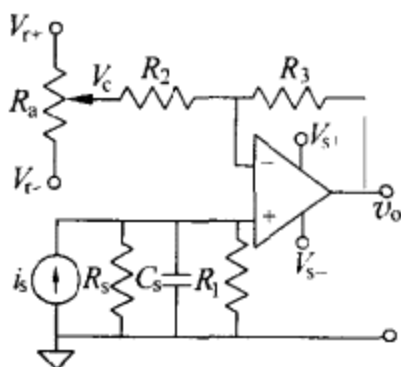


图 P7.2 用于放大电阻器 R_1 两端压降的静电计放大器, R_1 与具有电流输出的传感器相连。

- 设计用以获得 400 倍的电压增益和对偏流进行补偿的 R_2, R_3 和 R_a , 使在输出端只出现失调电流的干扰。
 - 如果运算放大器具有 2×10^5 的开环增益以及转折频率为 20Hz , 由这个有限增益引起的误差是多少?
- 7.3 图 P7.3 示出一个其灵敏度为 $50\text{mV}/\text{Pa}$ 的压电式压力传感器及与电压放大器相连的约为 50pF 的电容。电容器 C 用于灵敏度调节, 而 $1\text{k}\Omega$ 电阻器对运算放大器进行保护。
- 确定增益、 R_1 和 R_2 , 以获得与 $26\text{dB} \sim 110\text{dB}$ ($0\text{dB} = 20\mu\text{Pa}$) 压力范围相对应的 5V 输出容限。
 - 若所需的 -3dB 带宽为 $15\text{Hz} \sim 16\text{kHz}$, 计算决定 -3dB 带宽的元件值。计算时, 可以不考虑 C 。
 - 计算 R_0 和 C_0 。

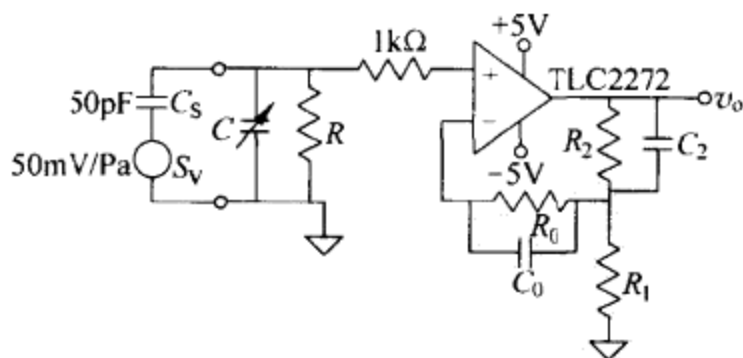


图 P7.3 与压电式传感器相连的静电计放大器。

7.4 便携式计算机对冲击敏感,冲击可能使硬盘中的磁头移出目标区。图 P7.4 示出一个能获得来自压电式加速度计的控制信号的电路,加速度计的灵敏度为 $4.7\text{mV}/g$,等效电容为 150pF 。

- 确定对 $20g$ 冲击获得 1V 所需的放大器增益。
- 确定电阻器 $R_1 \sim R_6$,以获得所需的增益、 20Hz 的转折频率和中心在电源电压中间段的输出电压。假定运算放大器是理想放大器。
- 确定 R_7, R_8 和 R_9 ,以获得加速度落在 $-20g \sim +20g$ 范围之外的输出脉冲。比较器具有集电极开路的输出级。

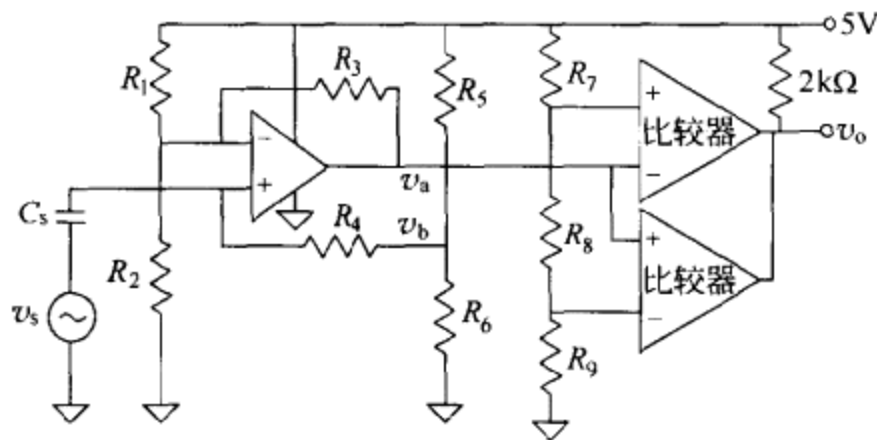


图 P7.4 与电压放大器相连的压电式加速度计和检测冲击的窗口比较器。

7.5 某个传感器在 $1\text{Hz} \sim 100\text{Hz}$ 频带内提供 $0\text{pA} \sim 1000\text{pA}$ 的输出电流,内阻为 $10\text{G}\Omega$ 。为了获得 $0\text{V} \sim 10\text{V}$ 的相应电压,考虑了两级放大器。第一级由图 P7.5 中的 I/V 变换器构成,第二级由增益为 -1000 的电压放大器构成。

- 若可利用的最大电阻器为 $10\text{M}\Omega$,计算 R, R_1 和 R_2 之值。
- 若运算放大器的 $V_{io} = 15\text{mV}$,漂移为 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $I_b = 50\text{pA}$ 且温度每升高 10°C 便使 I_b 加倍,并假定在其他方面运算放大器是理想放大器,试问 V_{io} 和 I_b 在第一级的输出端有何影响?

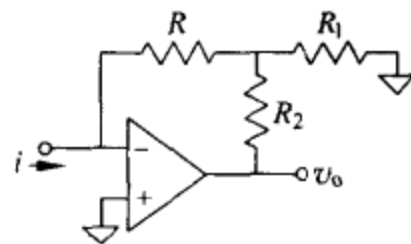


图 P7.5 基于电阻器 T 型网络的电流-电压 (I/V) 变换器。

- 若假定运算放大器的输入阻抗和开环增益为无限大,试问电路输入阻抗之值是多少?

7.6 对于图 P7.6 所示宽带 I/V 变换器,确定为具有互阻抗 R 应满足的条件。

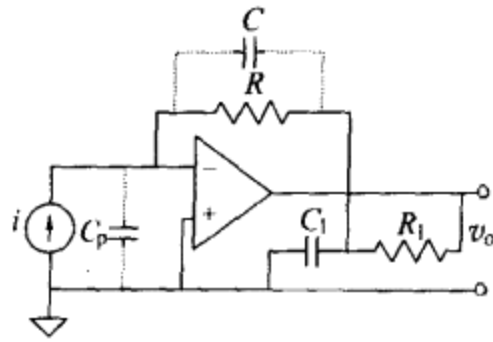


图 P7.6 宽带电流-电压(I/V)变换器。

7.7 某个水听器利用电荷灵敏度为 $0.5\text{pC}/\text{Pa}$ 和等效电容为 C_s 的 PVDF。图 P7.7 示出该水听器与单电源电荷放大器的连接,电荷放大器包括用于保护的 $1\text{k}\Omega$ 电阻器。

- 若 PVDF 片具有 $\epsilon_r = 11.20\text{cm}^2$ 的面积,厚为 $12\mu\text{m}$,试确定传感器的电压灵敏度。
- 确定在输出端为获得 $-250\mu\text{V}/\text{Pa}$ 灵敏度所需的 C 。假定 R_1 可以忽略不计。
- 若在 10Hz 处的幅度响应与通带内幅度响应的差别不应大于 5% ,试确定 R 的最小值。
- 定量表示 R_1 在频率响应中的影响。

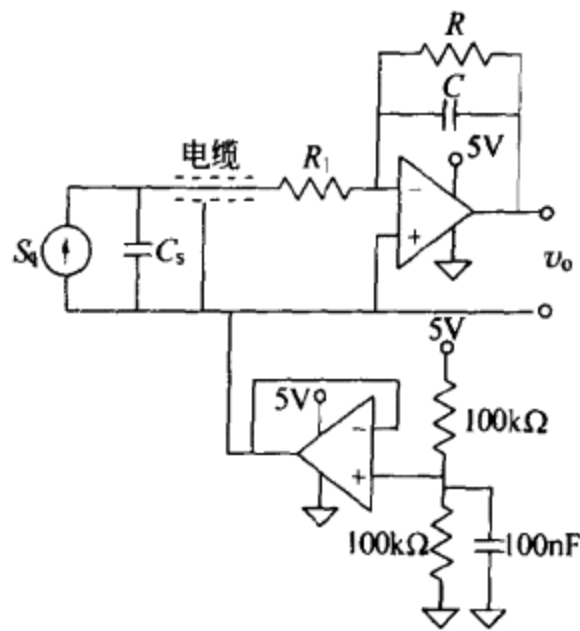


图 P7.7 用于水听器连接的单电源电荷放大器。

7.8 某个压电式加速度计具有 $1\text{pC}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 的灵敏度、 1nF 电容和很大的漏阻。为了测量 $0.1\text{Hz} \sim 1\text{kHz}$ 频带的加速度,我们将加速度计与图 P7.8 中的

电路相连。图中，假定运算放大器是理想放大器。为了获得可以在 $1\text{mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 与 $100\text{mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 之间调节的输出灵敏度，试确定电路中的元件值。通带由外部滤波器决定。

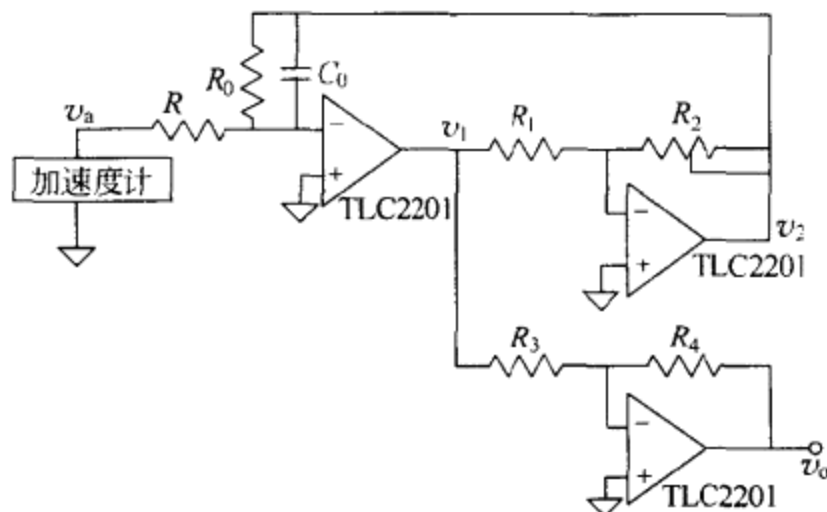


图 P7.8 增益可由电阻器调节的电荷放大器。

- 7.9 某个压电式加速度计的灵敏度为 $10\text{pC}/g$ 、内阻为 $10\text{G}\Omega \parallel 100\text{pF}$ 。用来将它与电荷放大器相连的电缆具有 $30\text{pF}/\text{m}$ 的电容和 $100\text{G}\Omega \cdot \text{m}$ 的绝缘电阻。电荷放大器利用了一个开环增益在直流为 120dB 、在 1kHz 为 60dB 的运算放大器，且运算放大器与传感器相距 2m 放置。要获得的输出电压是 $1\text{V}/g$ ，带宽为 $1\text{Hz} \sim 1\text{kHz}$ 。为了获得所需的响应，试计算电荷放大器中的反馈电容和电阻之值。
- 7.10 图 P7.10 示出一个电荷放大器，它包含用来减少偏流影响的电容器 C_1 和用来限制破坏性电流的串联电阻 R 。
- 若一开始不考虑 R, R_1 和 C_1 ，试确定当加速度计的灵敏度为 $1\text{pC}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 时，为获得 $-10\text{mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ 输出灵敏度所需的 C_0 值。
 - 计算为获得 $1\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 通带以及偏流引起的误差小于动态范围的 10% 所需的 R, R_1 和 C_1 。

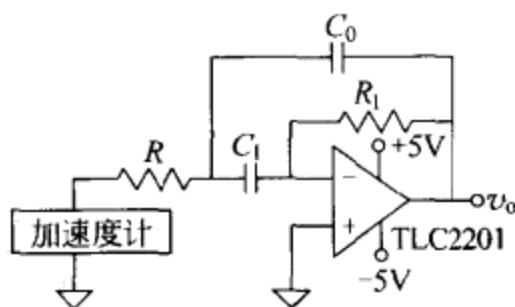


图 P7.10 经改进的电荷放大器减小了由运算放大器偏流引起的误差。

- 7.11 一个 CR25 型 $100\text{k}\Omega$ 电阻器以 0.25W 功耗在 40°C 环境下工作 5 年之后, 试确定其阻值的 95% 置信区间。
- 7.12 为了测量 $0.1\text{Hz}\sim 1000\text{Hz}$ 频带内力的变化, 可以利用由 4 个受到相反形变的应变片构成的负荷传感器, 应变片被粘贴到杨氏模量为 200GPa 的材料上, 并按惠斯登电桥方式连接。应变片的标称值为 120Ω , 应变系数为 2, 最大电流为 25mA 。电桥输出与 AD624 型仪表放大器相连。试计算由放大器噪声造成的对被测机械应力的分辨率的限制。
- 7.13 图 P7.13 中的电路是用来观察存储示波器中一对对生物电位电极的输出信号的低噪声前置放大器。当电极对的电阻为 $1\text{k}\Omega$ 及运算放大器为 OP-07 时, 试计算等效输入峰-峰电压噪声。

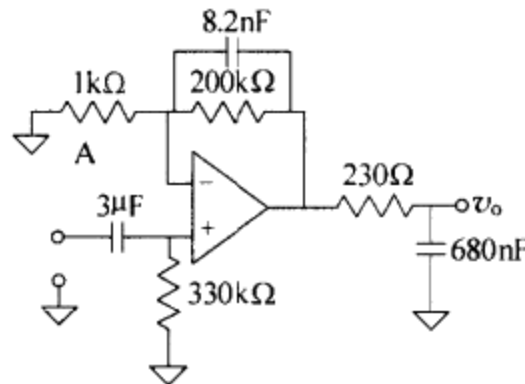


图 P7.13 交流低噪声前置放大器。

- 7.14 某个灵敏度为 $0.43\mu\text{A}/\mu\text{W}$ 、杂散电容为 20pF 及泄漏电阻为 $100\text{M}\Omega$ 的光电二极管与如图 7.10(b) 所示 $R=10\text{M}\Omega$ 和 $C=2\text{pF}$ 的互阻抗放大器相连。运算放大器采用 $0\text{V}\sim 5\text{V}$ 供电的 TLC2201B 型运算放大器, 其输出与通带为 $10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 的锐截止滤波器相连。试确定输出噪声电压。

参 考 文 献

- 1 R. Pallás-Areny and J. G. Webster. *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999
- 2 J. Williams. *Application Considerations and New Circuits for a New Chopper-Stabilized Op Amp*. Application Note 9. Milpitas, CA: Linear Technology, 1991
- 3 J. Williams. *High Speed Amplifier Techniques*. Application Note 47. Milpitas, CA: Linear Technology, 1990
- 4 J. F. Keithley, J. R. Yeager, and R. J. Erdman. *Low Level Measurements: For Effective Low Current, Low Voltage, and High Impedance Measurements*, 4th ed. Cleveland, OH: Keithley Instruments, 1992

- 5 G. F. V. Vanderchmidt. Inexpensive, automatic range-switching electrometer. *Rev. Sci. Instrum.* **61**,1990,1988~1989
- 6 J. E. Rhodes. *Piezoelectric Transducer Calibration Simulation Method Using Series Voltage Insertion*. Technical Publication 216. San Juan Capistrano,CA; Endevco Corp
- 7 H. W. Ott. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, 2nd ed. New York; John Wiley & Sons,1988
- 8 C. D. Motchenbacher and J. A. Connelly. *Low-Noise Electronic Design*. New York; John Wiley & Sons,1993
- 9 J. Graeme. *Photodiode Amplifiers*. New York; McGraw-Hill,1996
- 10 D. D. Dunlap. Resistors. Chapter 1 in; C. A. Harper (ed.), *Passive Electronic Component Handbook*. New York; McGraw-Hill,1997

第 8 章

数字式传感器和智能传感器

在测量和控制系统中,用于信息处理和显示的数字系统的大量采用使数字式传感器特别富有吸引力。数字式传感器直接采用数字形式,它们只需要很简单的信号调节,且与模拟式传感器相比往往不太容易受电磁干扰的影响。

本书中,我们将数字式传感器分为三类。第一类数字式传感器给出被测对象的数字表示。这类传感器包括位置编码器。第二类数字式传感器依赖某些物理振荡现象,这些振荡现象随后由常规无源传感器或有源传感器进行检测。这类传感器有时称为自谐振传感器、可变频率传感器或准数字式传感器。它们要求使用电子电路(数字计数器),以便给出所需的数字输出信号。第三类数字式传感器利用了可变电子振荡器中包含的无源传感器。由于我们可以用数字方式测量振荡频率,故这类传感器也不需要任何模数转换器。

数字计算已经从体积庞大的设备发展到可以由低成本提供丰富资源的个人计算机和微处理器。过程控制同样也从集中式控制发展到分布式控制。硅工艺已达到能制作出将计算和通信功能集成在一起的传感器(即智能传感器或灵巧传感器)的电路密度。

8.1 位置编码器

直线位置传感器和角位置传感器是惟一一类能以若干种不同商品型号提供的数字输出传感器。增量编码器实际上是准数字式传感器,但由于它们是相关的,故在此一并加以讨论。Measurements & Control 杂志每年 9 月号都要刊出编码器的制造厂商和型号。

8.1.1 增量位置编码器

增量位置编码器由位置待元驱动元件驱动的直尺或低惯性圆盘组成,直尺或圆盘

包含了具有对位置待定位元加以区分的特性的两类区域或区段,而且这些区域还以重复的图案进行排列(图 8.1)。当位置的增加等于节距 p 的二倍时,由固定头或固定计读者对该特性进行检测能给出确定的输出变化。直径为 d 的圆盘对每一圈给出 m 个脉冲

$$m = \frac{\pi d}{2p} \quad (8.1)$$

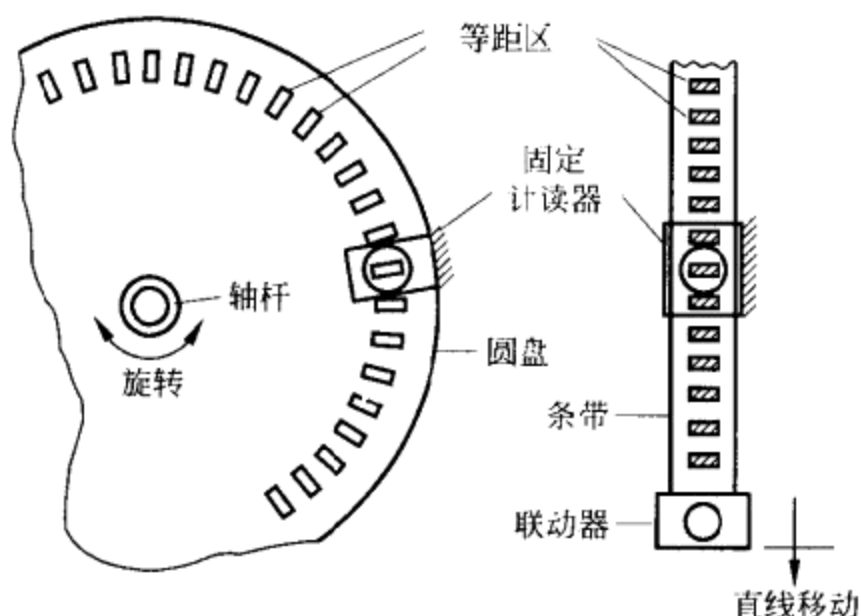


图 8.1 直线和旋转增量位置编码器的工作原理。

这种检测方法简便而经济,但有一些缺点。第一,每当断电或在刚一通电之后便丢失位置信息,同时也处于强干扰之下。第二,为了获得与计算机的输入-输出外围设备兼容的数字输出,需要使用双向计数器。第三,它们不能检测移动方向,除非对图 8.1 中所示位置编码器增添辅助部件。区域区分所使用的物理特性可以采用磁特性、电特性或光特性。基本输出是占空比为 50% 的脉冲串。

由铁磁材料制成的齿轮或刻蚀的金属带刻度尺每当绕过置于恒定磁场中的固定线圈时,便产生电压脉冲,如图 8.2(a) 中所示。所得到的信号几乎为正弦信号,但很容易将其变换成方波或只确定信号通过零的次数。存在着决定这种方法的适用范围的最小速度和最大速度,例如在汽车的防抱死(ABS)系统中应用这种方法。此外,AMR 或 GMR 传感器(2.5 节)可以代替线圈,以便获得大小不依赖于旋转速度的电阻变化。

图 8.2(b) 示出另一种电感性系统,但这时系统利用的是有两个绕组的环形磁芯。其中,一个绕组利用频率处于 20kHz 到 200kHz 之间的电流进行激励,而另一个绕组则用于检测。输出有两个状态,未检测到电压时为“1”和检测到具有激励频率的电压时为“0”。移动单元包括带有磁化材料的区域。每当这些区域之一在计读头的前面通过时,磁芯便饱和,因为从材料发出的磁通将被叠加到激励信号建立的磁通上。磁芯饱和时,次级绕组便无法检测到任何电压($e = -d\phi/dt$, 磁通饱

和对应于 ϕ 为常数),于是便给出状态“1”。当在计读头前面出现未磁化的区域时,次级绕组将检测到由初级绕组感应的电压,于是便给出状态“0”。霍尔式传感器(4.3.2节)、磁敏电阻传感器(2.5节)或威甘德(Wiegand)传感器(4.26节)可以代替环形磁芯。电感式编码器易受杂散磁场的影响。

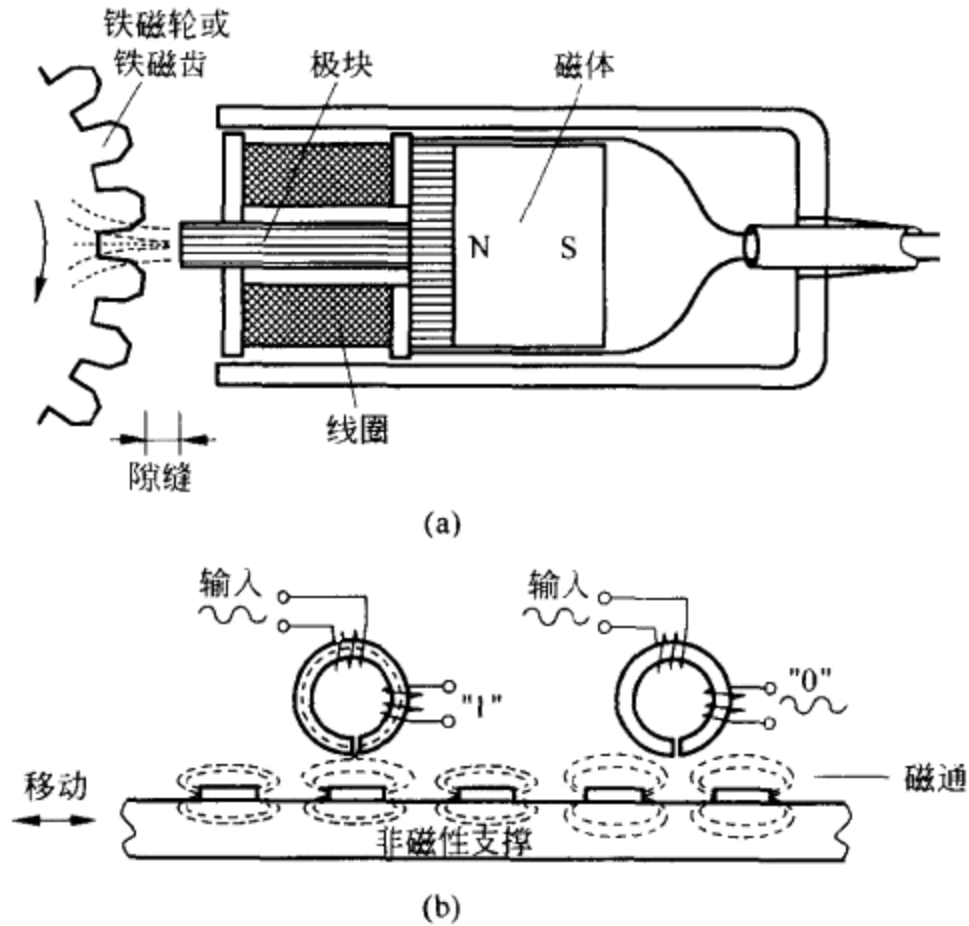


图 8.2 用于磁增量位置编码器的各种传感器。

(a)线圈和磁体。(b)环形磁芯。

电编码器可以采用电容式编码器或接触式编码器。电容式编码器利用了像感应同步器中那样布有图案的条带(4.2,4.3节),但刻度与标尺之间没有屏蔽。由此就能使电容以等于节距的周期作循环变化,节距可以小到0.4mm。图8.3中的接触式编码器具有移动单元,它由带有熔融玻璃层的氧化铝衬底和印制在玻璃顶面上的导电钯-银图案构成。当在制作过程中进行焙烧时,导电图案将渗入玻璃,从而在导体与绝缘体表面之间形成 $5\mu\text{m}\sim 8\mu\text{m}$ 的阶梯高度差。接触电刷由贵金

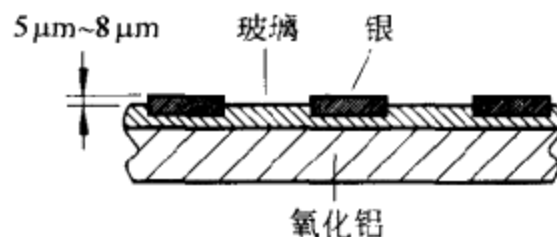


图 8.3 用于接触式增量位置编码器的银渗入玻璃工艺。

属制成。一些带有在印制电路板上刻蚀的铜箔的早期编码器具有 $25\mu\text{m}\sim 35\mu\text{m}$ 的阶梯,因而加大了磨损和接触的颤动。这种银渗入玻璃工艺具有成本低、坚固耐用、高度抗腐蚀的特点,其预期寿命达 1500 万个周期,远远超过早期印制电路板设计的 10 万个周期。

光电编码器可以采用不透明区和透明区、反射区和非反射区以及干涉条纹。无论在何种情况下,固定计读头都包含一个光源(红外发光二极管)和一个光电探测器(光电晶体管或光电二极管)。主要问题来源于灰尘微粒的累积、光电子元件随时间和温度的漂移以及振动对聚焦元件的影响。高性能传感器具有透镜或孔径,以提供准直的光输出和最低杂散的反射。

在利用不透明区和透明区(即在玻璃上镀铬、在金属上开槽等)的场合[图 8.4(a)],发射体和接收器必须放在移动单元的两侧。相反,在利用反射区和非反射区(例如,在抛光的钢表面刻蚀图案)的场合[图 8.4(b)],反射体和探测器必须处于编码元件的同一侧。玻璃圆盘在稳定性、硬度和平直性方面均优于金属圆盘,但抗振动和冲击的能力较差。参考文献[1]介绍了基于集成光学子系统的编码器设计。

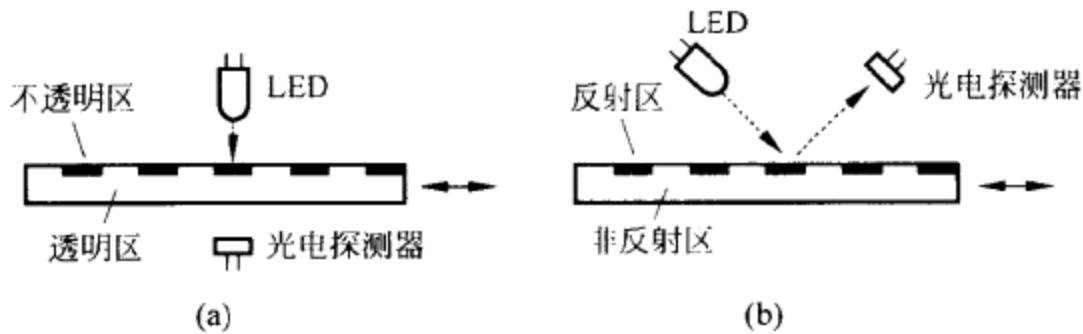


图 8.4 光电增量编码器。(a)具有不透明区和透明区。
(b)具有反射区和非反射区。

干涉条纹编码器是建立在莫尔(moiré)图案的基础上。为了形成由直线运动引起的干涉条纹,我们可以利用具有相互呈倾斜的刻线的固定标尺和可动标尺(图 8.5)。如果倾角 α 满足 $\tan\alpha = p/d$,则相对位移 p (线节距)将引起水平暗纹产生垂直位移 d 。如果相对倾角增大 n 倍,便会出现 n 条水平暗条纹。旋转运动引起的干涉条纹可以通过两个叠加圆盘得到(一个为固定圆盘,另一个为可动圆盘;一个圆盘有 N 条径向线,另一个圆盘有 $N+1$ 条径向线)。如果两个圆盘都有 N 条径向线,但一个圆盘偏心;或者一个圆盘具有 N 条有不同倾角的径向线,也会得到干涉条纹。对于旋转编码器,光发射体-探测器对将给出具有 N 个周期/圈的准正弦信号。

增量编码器的分辨率范围为 100 个计数/圈 \sim 81000 个计数/圈,精度达 $30''$ 。当探测器给出有不同相移的两个正弦输出时,利用各种相移法进行内插可以使分

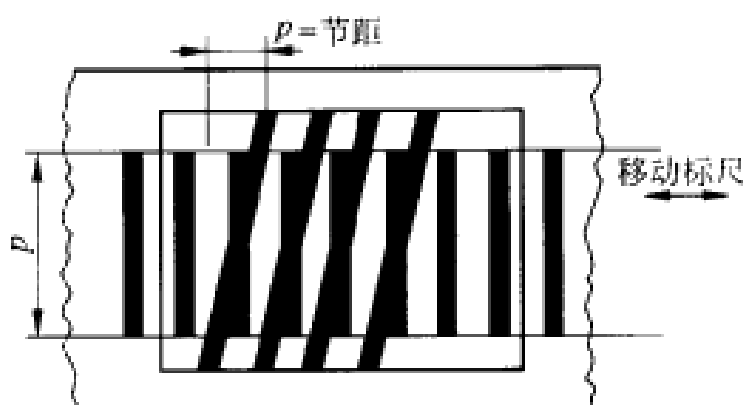


图 8.5 建立在干涉条纹(莫尔条纹)基础上的光电增量编码器。当标尺在水平方向移动时,水平暗条纹将在垂直方向移动。

分辨率提高达 256 倍。有一种内插法^[2]能用计数法测量正交输出的相位。

$$V_s = V_p \cos N\theta \quad (8.2)$$

$$V_c = V_p \sin N\theta \quad (8.3)$$

式中, V_p 是输出电压的幅度, N 是一圈内的步进(节距)数, 而 θ 是当前的轴间角。 θ 可以按下式计算:

$$\theta = \frac{\arctan(V_c/V_s)}{N} \quad (8.4)$$

这是一个每 $360^\circ/N$ 角度增量给出 2π 弧度的周期量, 所以我们还需一个增量计数器来确定实际角度。为了测量相位, 将 2π 弧度相位平面分为几个区, 将与每对 V_s, V_c 对应的区储存在 ROM 内。 V_s 和 V_c 各自用模数转换器进行数字化, 系统在 ROM 中查寻相应的相位。参考文献[3]介绍了利用软件技术的类似方法。

编码圆盘的常用直径为 25mm~90mm。直线增量编码器能以达 $0.5\mu\text{m}$ /周期的分辨率和达 $50\mu\text{m}$ 的精度对位置进行测量。这类编码器通常用于位置控制, 例如磁盘和磁带驱动器的读/写头定位, 打印机、复印机和传真机中的纸定位, 自动机床中刀具的定位以及尺寸大小的计量。小型旋转编码装置由于寿命较长而可以取代仪器面板上的控制电位器。

光电编码器具有最高分辨率。限制因素是光电探测器的尺寸。通过利用一个或几个固定光栅或者利用带有不透明区和透明区的模板, 可以提高分辨率。光栅或模板放在可动单元与探测器之间, 并具有与编码单元相同的节距(图 8.6)。当所有光栅和可动编码单元完全调准时, 探测器接收的入射光达到最大值。随着编码单元离开该位置, 接收的光将减少, 直到达到最小值。光电探测器对来自一个以上槽缝的信号进行平均, 因而对它们之间的任何可能差异进行补偿。输出是处于最大值之间而可以进行内插的连续(非离散)信号。

为了确定运动方向, 需要另一个计读单元, 有时则需要另一个编码单元以及某些适当的电子电路。在电感式编码器中, 为了得到 90° 异相信号即 90° 相移编码,

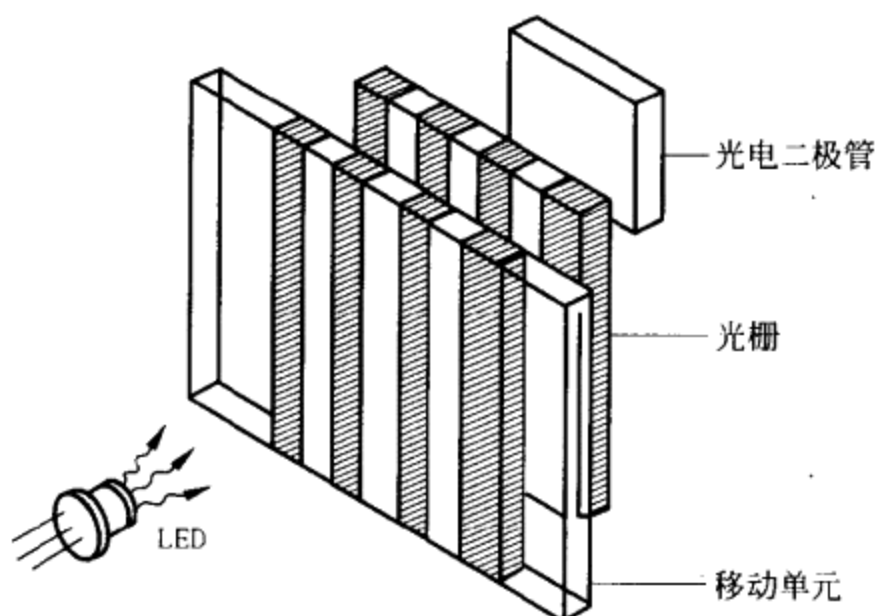


图 8.6 利用固定光栅来限制光电探测器的视野，因而提高了它的分辨率。

还要放置另一个检测线圈[图 8.7(a)]。在一个旋转方向上,信号 A 超前于信号 B;而在相反方向上,则信号 B 超前于信号 A。于是,相位检波器便能指示出旋转方向是顺时针(CW)还是反时针(CCW)[图 8.7(b)]。在光电编码器和接触(电)编码器中,增加了与第一个编码带有很小相移的另一个编码带及其相应的计读头。在干涉条纹编码器和高分辨率光电编码器中,使用了两套光学装置,能够给出有 90° 相对相移的两个信号。为了进一步提高分辨率,某些编码器甚至增添了相对于另两个光学装置有 180° 相移的两个辅助装置。

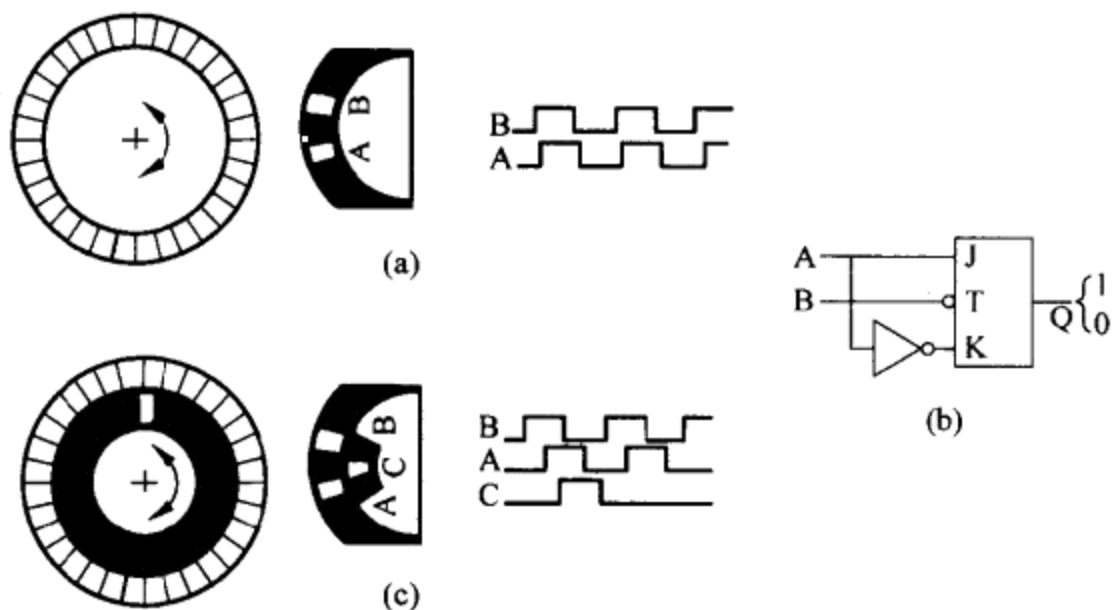


图 8.7 增量编码器中运动方向的检测。(a)借助有 90° 相移的两路输出。(b)输出电子电路。(c)用于绝对定位的辅助标志信号。

脉冲倍增能使圆盘分辨率提高 2 倍或 4 倍。由两个异相信号馈入的异或门可以使脉冲数加倍[图 8.8(a)]。对单个信号微分将形成每个上升沿或下降沿的尖脉冲,如果进一步对这些尖脉冲整流与整形,便使脉冲数加倍[图 8.8(b)]。对两个脉冲通道微分能使分辨率提高到原来的 4 倍。

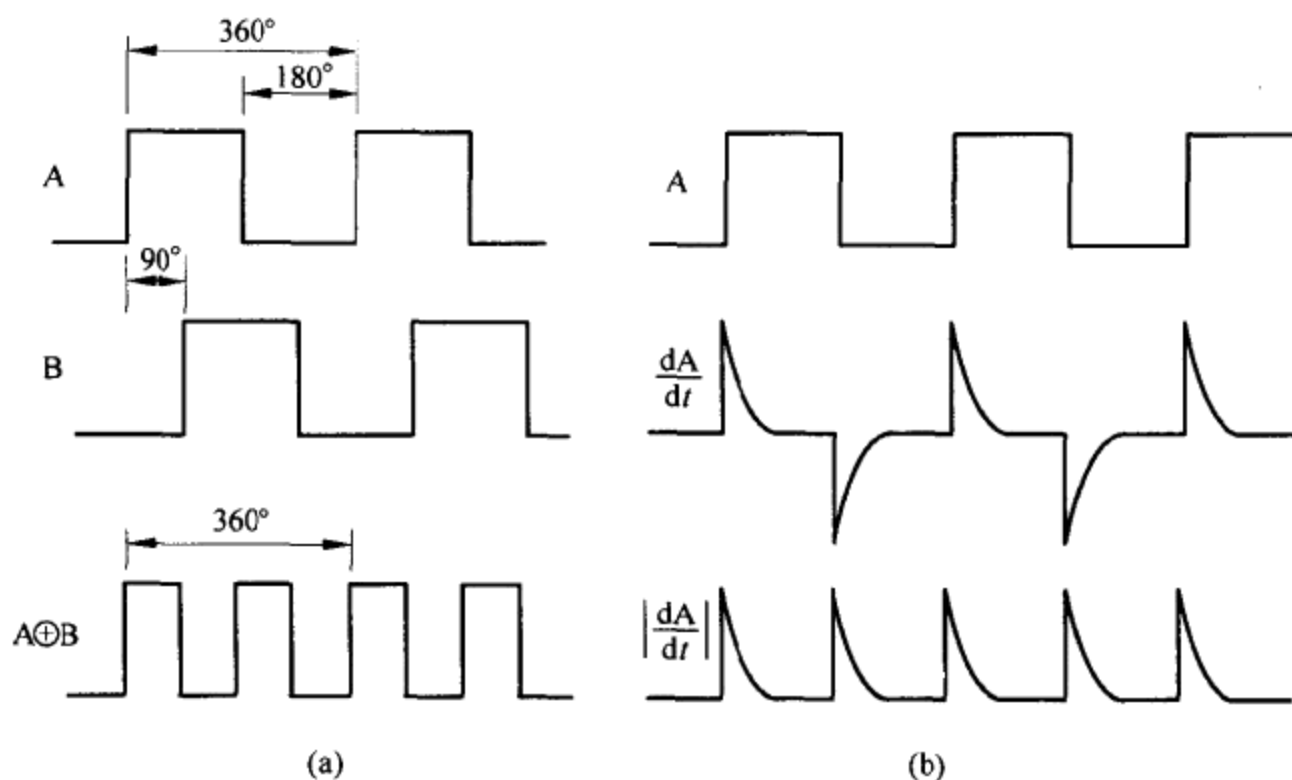


图 8.8 利用脉冲倍增提高编码器的分辨率。(a)经异或门来自两个输出通道。
(b)通过脉冲微分和整流。

为了检测可动零件的绝对位置,需要由来自探测器的脉冲馈入的双向计数器。计数方向由给出运动方向的信号决定,而复位则由每圈产生一个脉冲(当编码器为旋转编码器时)的第三个编码器输出信号实施,这个信号称为标志信号或零引示信号[图 8.7(c)],并且还决定静止位置。其中一个输出控制计数方向,而另一个输出则被计数(图 8.9)。此外,三个输出信号也可以与微处理器或微控制器的输入/输出(I/O)线相连,以比输出可预期变化的最大速率更快的速率对输出信号查询。

当目标是测量旋转速度时,如果最大旋转速度非常高,增量编码器便会受到电子电路所能接受的最高频率的限制。基于相同原理,只有一条编码带或少量编码带的数字式转速计每圈只能给出有限数量的脉冲。

编码器信号常常是开路的集电极,在将它们馈至另外的数字电路之前,需要施密特触发器处理。施密特触发器在导通状态下的阈触发电平比在切断状态下的低(图 8.10)。这种滞后作用能将任何电噪声转换减至最小。否则,当输出电平接近普通数字集成电路的阈值时,电噪声转换可以引起飘忽不定的过渡。

来自接触编码器的输出信号有可能表现出触点颤动(带有接触电刷的从低电平到高电平的飘忽不定的过渡是在过渡区)。去颤动电路,如 MC14490,能引入适

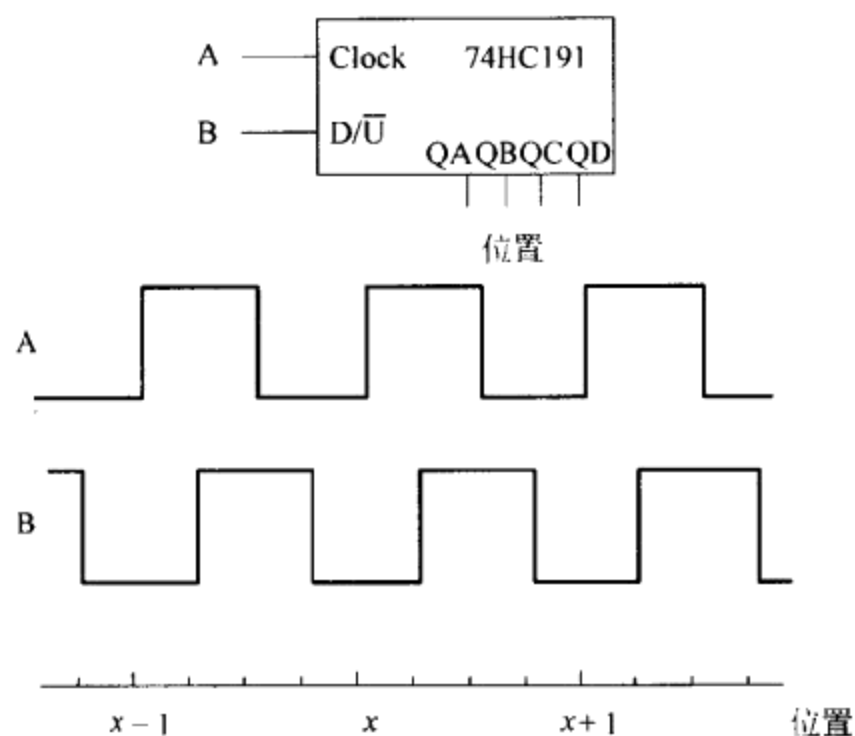


图 8.9 双向计数器为有两个异相输出的增量编码器提供绝对定位。

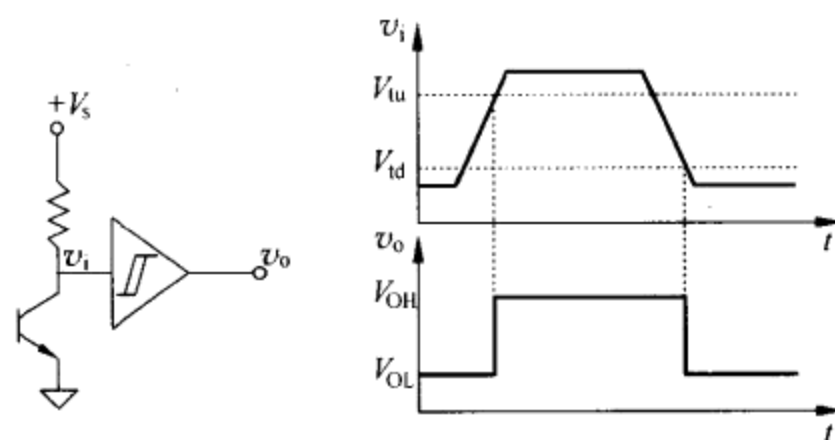


图 8.10 当输入信号没有陡峭沿时,施密特触发器中的滞后能避免逻辑电平之间的飘忽不定的过渡。

当的延迟(譬如说 5ms),因此,在延迟期内输出信号不会反映在去颤动电路输入端的任何过渡。

8.1.2 绝对位置编码器

绝对位置编码器相对于内部参考能给出与可动单元、标尺或圆盘的每个可分辨位置相对应的惟一数字输出。可动单元由具有明显特性并用二进制值 0 或 1 表示的区域构成。但是,与增量编码器不同,它们的编码带排列可以使计读系统直接给出与每个位置相对应的编码数(图 8.11)。每个编码带对应于一个输出位,最里面的编码带对应于最高有效位。这类编码器最常用的传感器是光电式传感器,其

性能大大领先于接触式传感器。集成光电传感器阵列(如 TSL214)简化了系统的设计。

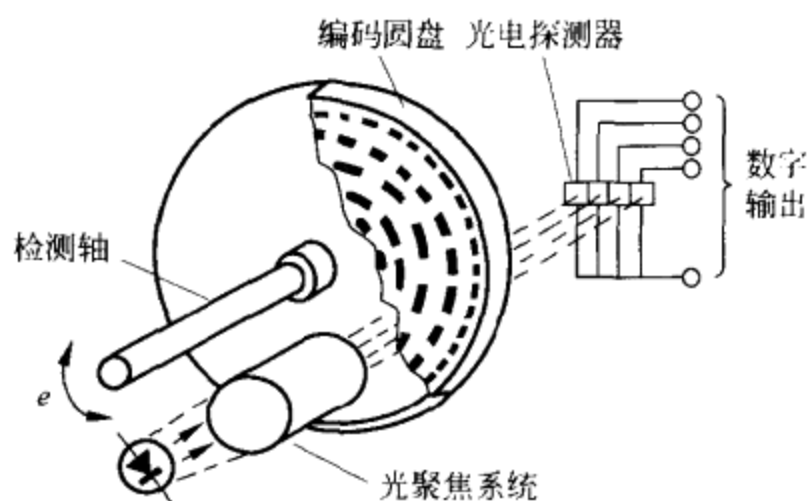


图 8.11 用于直线运动和旋转运动的绝对位置编码器的工作原理。

绝对编码器对中断和电磁干扰具有固有的抗扰性。它们不会累积差错。由此形成的反馈系统在启动、断电或程序执行期间都不需要自动引导步骤。所付出的代价是计读头比增量编码器的更加复杂。这是因为需要与编码带同样多的计读单元。它们还必须完全对准,否则,在从一个位置变化到邻近位置时,输出代码可能被混淆。所得到的代码可能与实际位置的代码截然不同。例如,若采用自然二进制代码,则在 8 位系统中,位置 3 和 4 表示为

位置 3: 0 0 0 0 0 0 1 1

位置 4: 0 0 0 0 0 1 0 0

假定计读头稍微未对准,例如前两个计读头稍微靠前。于是,在从位置 3 移向位置 4 时,输出读数将是 0000 0000。

在包括第一个位置和最后位置在内的所有位置上,单位距离的二进制码(循环连续码)是惟一的,亦即两个邻近位置只相差 1 位的代码。在自然二进制码中,对于 N 个位置,存在着变化不止 1 位的 $N/2$ 种过渡。

表 8.1 示出与不同代码相对应的编码区的各个位和图案的权重。格雷码是最常用的连续码,具有与自然二进制码相同的分辨率。其缺点是,若输出信息发送至计算机,则必须首先变换成二进制码。获得第 i 个二进制位的计算方法是利用异或运算将第 $i+1$ 个二进制位与格雷码的第 i 位相加。最高有效二进制位等于格雷码中的最高有效位,亦即

$$\begin{aligned} B_i &= B_{i+1} \oplus G_i, & 0 \leq i < n \\ B_n &= G_n \end{aligned} \quad (8.5)$$

表 8.1 绝对位置编码器的常用代码

十进制数	自然二进制编码		二-十进制编码(BCD)				格雷码	
	代码	图案	代码		图案		代码	图案
			十位	个位	十位	个位		
	32168421	32168421	8421	8421	8421	8421	3115731	3115731
0	0000000		0000	0000		0000		
1	0000001		0000	0001		0000		
2	0000100		0000	0010		0001		
3	0000101		0000	0011		0001		
4	0001000		0000	0100		0011		
5	0001001		0000	0101		0011		
6	0001100		0000	0110		0010		
7	0001101		0000	0111		0010		
8	0010000		0000	1000		0110		
9	0010001		0000	1001		0110		
10	0010100		0001	0000		0111		
11	0010101		0001	0001		0111		
12	0011000		0001	0010		0101		
13	0011001		0001	0011		0101		
14	0011100		0001	0100		1100		
15	0011101		0001	0101		1100		
16	0100000		0001	0110		1100		
17	0100001		0001	0111		1100		
18	0100100		0001	1000		1101		
19	0100101		0001	1001		1101		
20	0101000		0010	0000		1111		
21	0101001		0010	0001		1111		
22	0101100		0010	0010		1110		
23	0101101		0010	0011		1110		
24	0110000		0010	0100		1010		
25	0110001		0010	0101		1010		

图 8.12 示出相应的电路。格雷码不允许错误纠正,譬如在噪声的环境中传输信号 的场合。参考文献[4]提出了一种循环码,除 与实际位置邻近的位置外,该类代码允许对单 一位检错。

如果测量的目的只是用数字显示位置,则 需要变换到 BCD 码。直接以最终使用的代码 进行编码的圆盘无需作任何变换,但存在数据 混淆问题。

解决数据混淆问题的另一个方法是利用 彼此相隔一定距离的两组计读头,然后应用某种判定规则;以便对每一编码带只接 受来自其中一个传感器的读数。此外,还可以在每条编码带的中心处设置标志。 然后,只在向位置之间的非过渡区发出信号时才接受计读头信号。存储器存入最 后位置的读数,并在发生有效的变化时才更新读数。

绝对编码器的分辨率在采用格雷码以及旋转编码器的直径为 50mm~175mm 时为 6 位~21 位(通常为 8 位~12 位),精度达 20"。直径用一个 10 乘以直径(in)

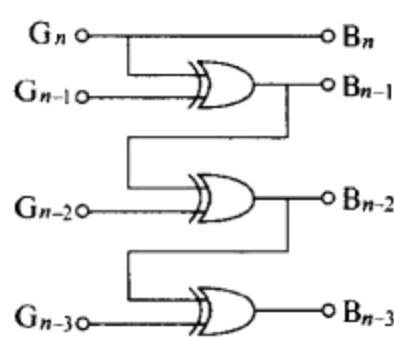


图 8.12 格雷码-二进制码变换器。

的数字表示。例如,尺寸40意味着直径为4in。增加编码带的数目能提高分辨率,但所造成的直径和惯性的增大却为这个解决方案带来限制。另一个方法是利用齿轮带动另一个编码器,但最终的分辨率仍然总受第一个圆盘分辨率的限制。已有分辨率达26位的多圈型编码器。输出电信号通常采用集电极开路的TTL。

提高分辨率的另一个方法是增加固定光栅以产生正弦输出,然后像对增量编码器所述的那样进行内插(图8.6)。因此,可动圆盘包括沿圆盘周边的附加径向编码带,如图8.13中的图形所示。

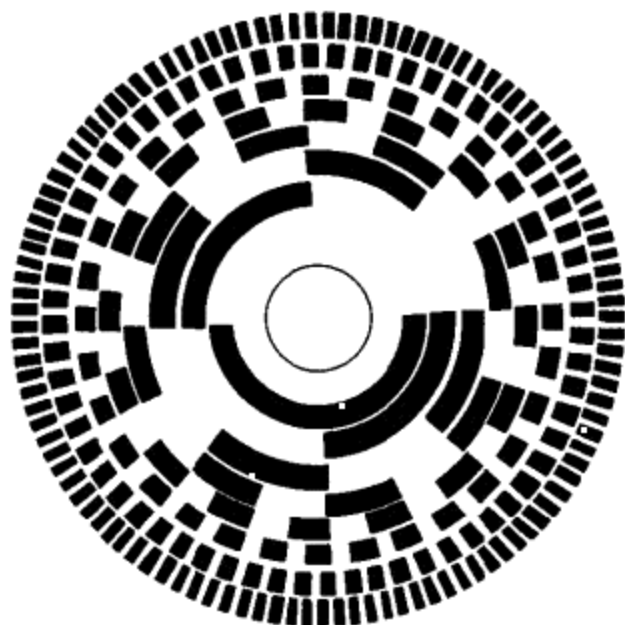


图 8.13 带有附加编码带(沿外周边)的数字编码器圆盘利用固定光栅系统来提高分辨率。

参考文献[5]介绍了一种只需一条编码带的更有效的绝对编码器。圆盘的编码带沿周边排列(不是像图8.13那样沿径向排列)。计读头隔开一段距离放置,距离由节距和所需分辨率决定。对于0.1mm的节距(使用光电探测器),为了达到10位的分辨率,要求102.4mm的周长,因而要求16.3mm的半径。编码带的代码采用伪随机二进制序列(PRBS),从任意代码到下一个代码只有1位发生变化。带有 $2^n - 1$ 项的PRBS可以用有适当模2反馈的 n 位寄存器生成。例如,在图8.14中,4位移位寄存器利用反馈方程 $R(5) = R(1) \oplus R(2)$ 将生成从 $R(0) \sim R(14)$ 所写入的15项序列000100110101111。沿这个序列滑动的任何4位窗口都是惟一的。图8.14示出与位置 $x=0$ 和 $x=7$ 相对应的代码。计算机连接要求进行代码变换。

绝对位置编码器常用于对直线位置和角位置进行高分辨率测量和控制,适合于涉及缓慢运动或可动部分长时期保持不移动(如抛物面天线)的应用场合。例如,它们已用于机器人、绘图仪、机床、存储磁盘中的计读头定位、放射疗法的辐射源定位、雷达、望远镜取向、桥式起重机和阀门控制。它们还能检测可借助适当初

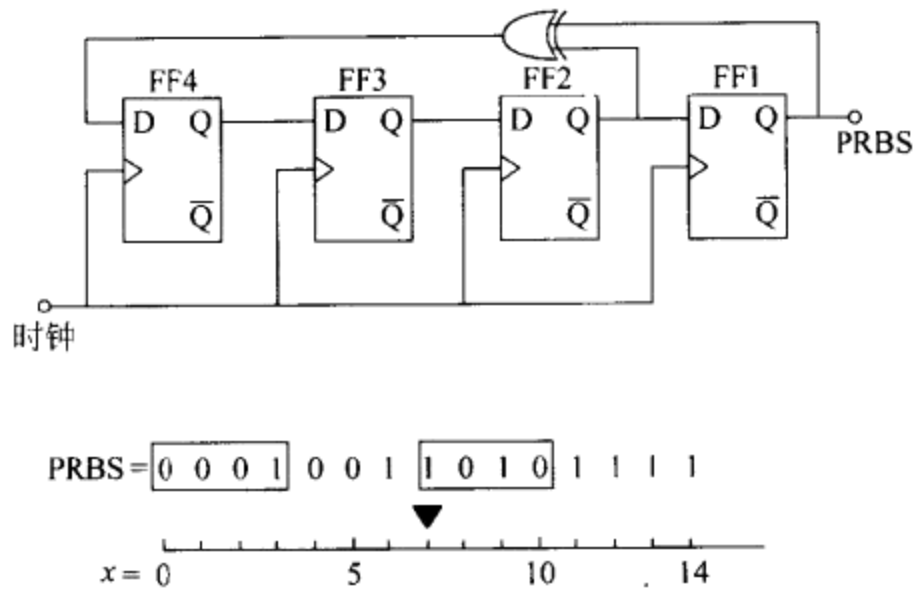


图 8.14 有反馈的 4 位移位寄存器生成 15 位伪随机二进制序列，其中，4 位序列可以惟一地对绝对位置进行识别。

级传感器变换为位移的任何物理量，如在利用浮子的液位测量中。

8.2 谐振式传感器

基于谐振物理现象的传感器能给出与影响振荡频率的被测对象相关的输出频率。这些传感器需要频率计数器，以便依据精确、稳定的时钟对频率或振荡周期进行测量。方法的选择取决于所要求的分辨率以及可利用的测量时间（参见习题 8.1）。单晶硅谐振结构特别适合使用在集成电路中^[6,7]。

传感器可以利用谐波振荡器或张弛振荡器。谐波振荡器储存的能量可以从一种储存形式变化到另一种储存形式，如从运动质量的动能变化到弹簧中的位能。在张弛振荡器中，只有单一的能量储存形式，储存的能量通过复位装置周期性地释放掉。

石英钟非常精确，可以为大多数传感器的应用提供时基，但时基将随时间和温度产生漂移。时间漂移来源于以下因素引起的结构变化：晶格缺陷、支撑元件的机械应力（它将随时间的延续而减小，并在热循环之后发生变化）以及因吸收和解吸晶体封装内的污染气体所造成的质量变化。描述 $\Delta f/f$ 的老化曲线一开始呈指数上升，但在几星期或几个月之后便趋于稳定[图 8.15(a)]。精确的晶体在发运前已在工厂中经过预老化处理。

热漂移是石英温度计的工作基础(8.2.1 节)，它的特性曲线呈平卧的“S”形状。热漂移的值取决于所考虑的特定晶体切割方式。图 8.15(b)示出一个基波频率为 10MHz 的石英晶体以相对于 z 轴的切割角作为参变量的温度稳定曲线族。z 轴是很容易让光通过的光轴。对于石英钟来说， $35^{\circ}13'$ 切割在围绕环境温度的一

个不大的温度范围内能给出最佳稳定度。35°15'切割(AT切割,适用于1MHz以上的频率)在0℃~50℃温度范围内有较好的稳定度。恒温振荡器通过使晶体维持在恒定温度,通常在图8.15(b)中上方的翻转点(对AT切割大约为70℃)来消除热漂移。在0℃~50℃温度范围内,这将给出约 10^{-8} 的频率稳定度 $\frac{\Delta f}{f}$ 。相比之下,普通晶体在同样温度范围的漂移大于 2.5×10^{-6} (RTXO——室温晶体振荡器)。温度补偿的晶体振荡器(TCXO)需要配置特性与晶体特性大致相同,但漂移方向相反的温度相关网络。在-20℃~+70℃温度范围内,TCXO能达到优于 10^{-6} 的频率稳定度。

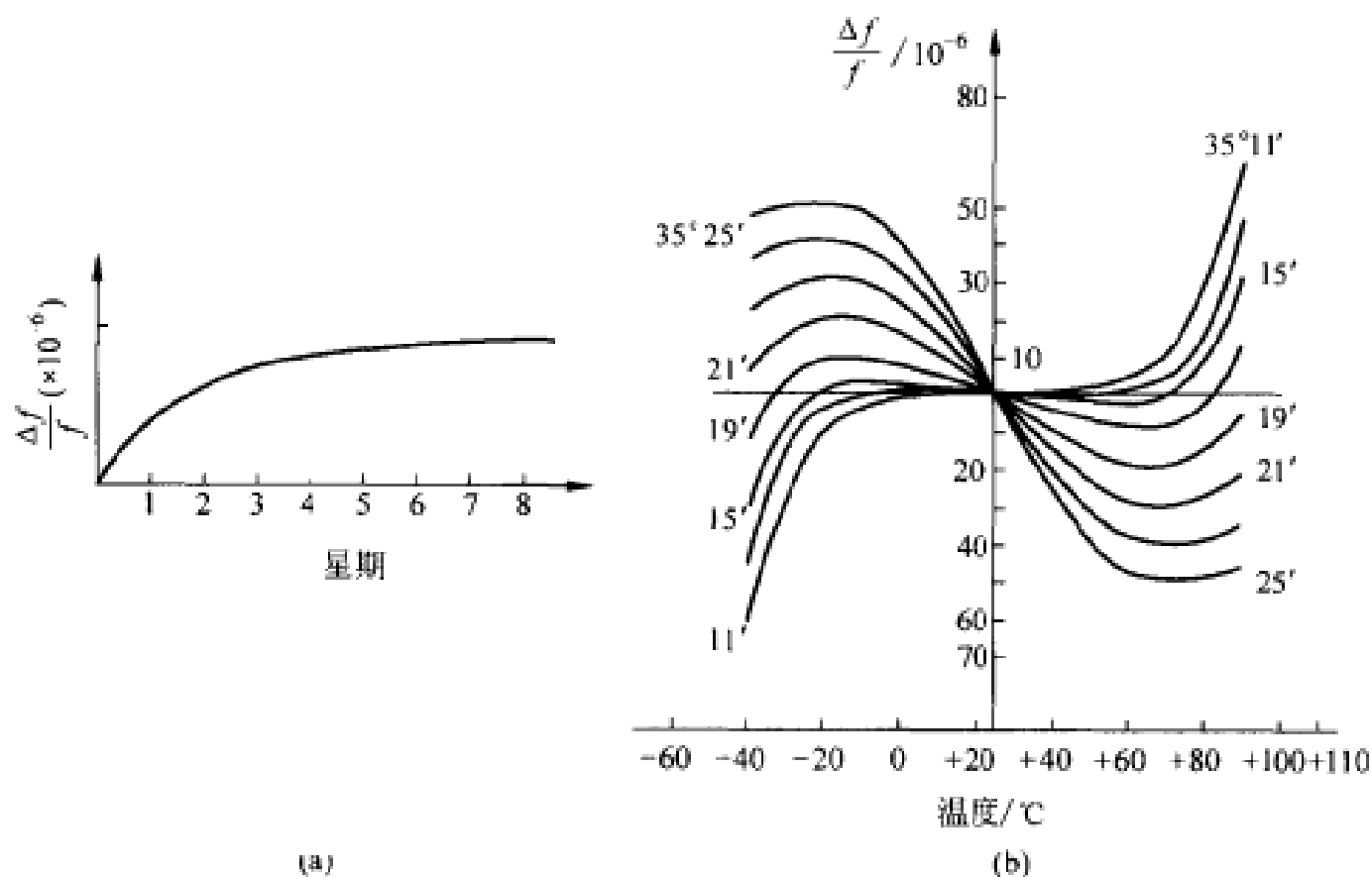


图 8.15 (a)石英晶体振荡器在通电之后几星期能达到长期稳定度。(b)石英振荡器的温度稳定性呈非线性且稳定性取决于晶体相对于 z 轴的切割角。

8.2.1 基于石英谐振器的传感器

石英是压电材料,因此,外加电压将使晶体处于受力状态(6.2节)。如果电压以适当速率交替改变,则晶体便产生振荡并给出稳定信号。因此,图8.16(a)中的等效电路可以代替图6.14(b)中的等效电路。 L_1 与晶体的质量相关, C_1 与晶体的弹性或机械服从性相关,而 R_1 则与晶体振荡时的内摩擦力(引起热耗散)相关。 C_0 是晶体的电极以及基座与引线之间的电容。例如,对于32.768kHz振荡器中使用的晶体, $L_1 = 4451\text{H}$, $C_1 = 5\text{fF}$, $R_1 = 11.2\text{k}\Omega$ 和 $C_0 = 1.84\text{PF}$ 。

图8.16(a)中的谐振电路允许将晶体用于振荡器。串联谐振时

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (8.6)$$

晶体的电抗成分相抵消,并提供只包含 R_1 的有效阻抗[图 8.16(b)]。随着频率的升高,晶体的作用类似于与电阻相串联的正电抗。在并联谐振频率 f_a 处,晶体的电抗最大。 $f_s \sim f_a$ 频率范围称为晶体的带宽。

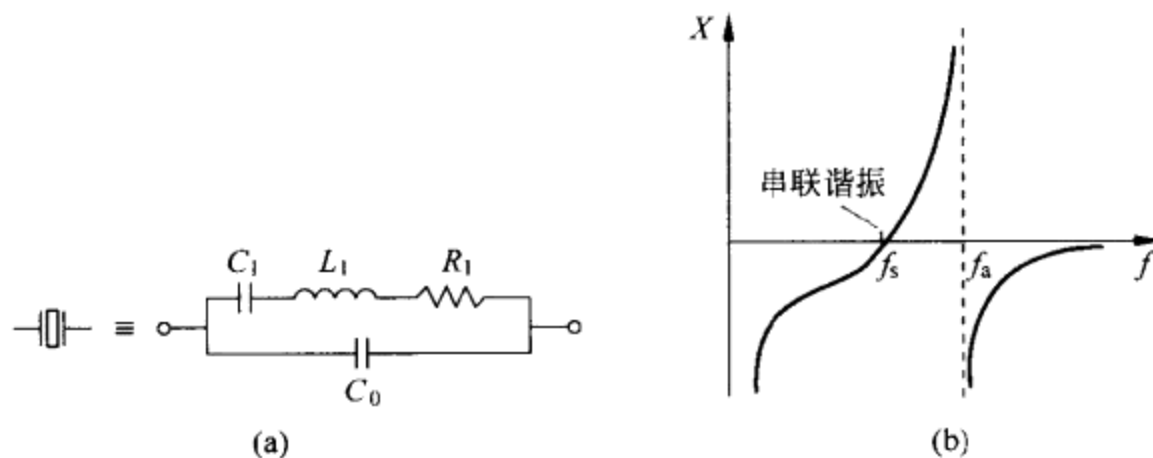


图 8.16 (a) 压电材料(如两个面上淀积有金属电极的石英)的高频等效电路。(b) 石英晶体的电抗在谐振附近随工作频率的变化。

串联谐振电路[图 8.17(a)]工作在高于 f_s 的频率上,电抗稍呈感性。因此,为了对电路调谐,应增加串联电容。图 8.17(b) 示出一个利用 CMOS 反相器的基本振荡器。 C_{L1} 和 C_{L2} 为加载电容(低振荡频率的加载电容大于高振荡频率的加载电容)。 $R_f = 1M\Omega$, 而 R_d 为阻尼电阻器,它取决于门电路的类型和振荡频率。

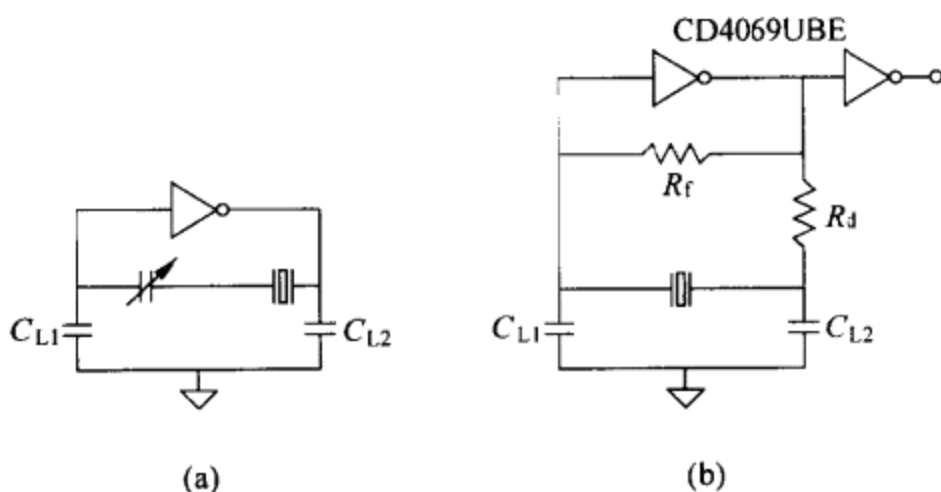


图 8.17 (a) 利用石英晶体的串联谐振振荡器。(b) 利用 CMOS 反相器的晶体(串联)振荡器。

由于石英属于不活泼材料,故利用高纯度的单晶获取的机械谐振具有极佳的长期稳定度。短期稳定度取决于品质因数 Q (刚性和低滞后)和数值很大的等效电感。短期稳定度允许设计出高分辨率的传感器。长期稳定度意味着两次校准之间的时间间隔较长。

8.2.1.1 数字式石英温度计

石英晶体等效电路中的元件值与温度有关,因此振荡频率呈现出热漂移。若采用精密切割的石英晶体,则温度与频率之间的关系极其稳定且可重复。于是,根据振荡频率的测量,我们可以推断出元件的温度。一般方程为

$$f = f_0 [1 + a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 + c(T - T_0)^3] \quad (8.7)$$

式中, T_0 是任意参考温度(通常为 25°C), f_0 , a , b 和 c 与切割取向有关。在理想情况下,我们追求 $b=c=0$,但这并不容易做到。另一个方法是追求高灵敏度和高重复性来取代线性,并通过查表从 $f-f_0$ 获得 T (图 8.18)。某些利用这一原理的温度传感器包含有输出脉冲频率信号的电子电路,能以比模拟电压输出的系统更佳的抗干扰能力进行远程检测。

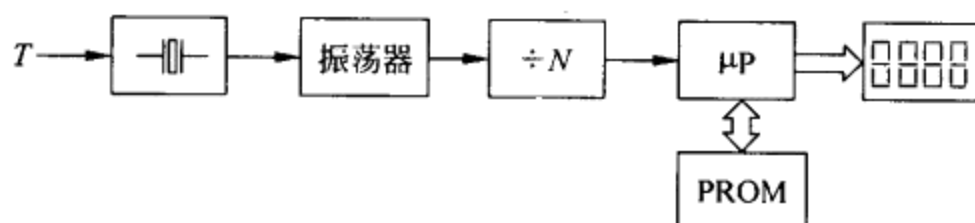


图 8.18 数字式石英温度计的简化方框图。

振荡频率范围大约从 256kHz 到 28MHz 、温度系数 a 的范围从 $19 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 到 $90 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。在 $-50^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ 温度范围内灵敏度高达 $1000\text{Hz}/^\circ\text{C}$ 左右。分辨率可能高达 0.0001°C ,但分辨率越高,测量速度越慢(参见习题 8.2)。某些温度传感器的温度范围达到 $-40^\circ\text{C} \sim 300^\circ\text{C}$,但线性较差,除非利用查表方式加以修正。质量小的传感器可用于红外辐射强度测量。

8.2.1.2 石英微平衡

当晶体的质量增大时,晶体谐振器的振荡频率将减小。若初始振荡频率为 f_0 ,则微小质量 Δm 淀积到表面面积为 A 、密度为 ρ 的晶体上将产生由下列索尔布雷(Sauerbrey)方程给出的近似频移^[8]

$$\Delta f \approx -f_0^2 \frac{\Delta m/A}{N\rho} \quad (8.8)$$

式中 N 是常数,并假定增加的质量在振荡期间不会受到任何剪切形变,亦即增加的质量呈刚性。例如,对于 AT 切割的晶体, $\Delta f \approx -2.3 \times 10^{-6} f_0^2 (\Delta m/A)$ 。直径为 $10\text{mm} \sim 15\text{mm}$ 及厚度为 $0.1\text{mm} \sim 0.2\text{mm}$ 的晶片将给出 $5\text{MHz} \sim 20\text{MHz}$ 的谐振频率,并具有大约为 $189\text{ng}/(\text{cm}^2 \cdot \text{Hz})$ 的灵敏度。加入谐振式温度传感器能抵消温度干扰。

利用暴露在有待测量湿度的环境中的吸湿材料覆盖晶体,可将上述检测方法用于湿度测量。吸收的水使质量增加并降低晶体的振荡频率^[9]。用专门的有机非挥发性材料代替吸湿材料涂覆的晶体,能以几 ng/cm^2 的分辨率检测气相中的特

定挥发性化合物^[10]。

石英晶体振荡器被广泛用作薄膜厚度监视器,用于在半导体和光学工业中控制淀积速率以及现场测量涂覆的薄膜厚度。方程(8.8)对于这些监视器还不够精确。它们不依赖于考虑淀积材料的不同声阻抗对谐振频率影响的传感器功能。这些阻抗匹配器件的质量灵敏度取决于所淀积的材料^[8]。

8.2.1.3 用于力和压力检测的石英谐振器

与其他单晶材料一样,石英晶体也具有高度稳定的弹性以及极小的蠕变和滞后作用。因此,它们适于用作谐振频率取决于外加应力的机械谐振器。例如,对于弦线型谐振器,固有机械谐振频率为^[6,8]

$$f_n = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{T}{\rho}} \quad (8.9)$$

式中, n 是所考虑的谐波数, l 是“弦线”(例如,细长的石英梁)的长度, T 是外加应力,而 ρ 是晶体材料的密度。石英还具有压电材料的优点。所以,振动可以由交变电压进行激励,而振动频率则是淀积到石英上的电极所检测到的电压频率[图8.19(a)]。

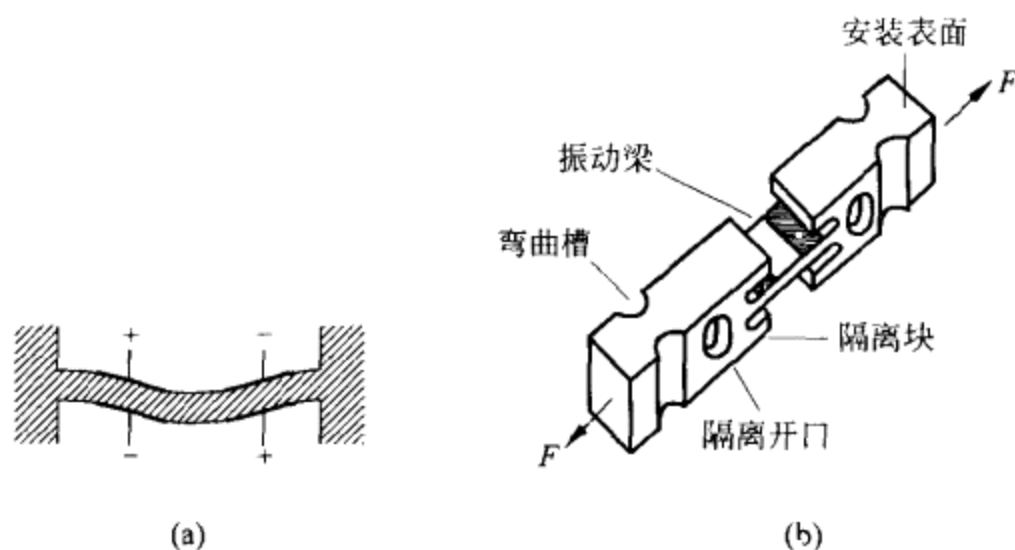


图 8.19 (a) 加到表面电极上的电压形成了使石英梁弯曲的电场。(b) 采用在两个表面上均有电极的石英振动梁的力传感器。

石英的高硬度使它适合于力、扭力和压力测量。靠近放置但不受机械应力影响的晶体可以给出用来补偿温度干扰的信号。已有大量由微机械加工得到的、能检测各种被测对象的机械结构。图8.19(b)示出基于单一石英梁的测量拉力和压缩力的传感器。另一些传感器具有2个或3个石英梁。负荷传感器利用一根推杆将输入力通过杠杆机构传送至石英传感器。压力传感器既可以依靠初级传感器(膜片、波纹管)感受的力,也可以依靠由于直接加到石英膜片上的压力而引起的变化谐振频率进行工作。利用两个膜片但只有一个受待测压力作用的暴露膜片能进行差动测量,以补偿温度和加速度的干扰。

8.2.1.4 石英角速度传感器

振动的石英音叉利用科里奥利(Coriolis)效应可以对角速度进行检测。这种传感器通常由用单一石英晶体微机械加工的以待测量的角速度 Ω 旋转的双端石英音叉构成(图 8.20)^[11]。振荡器以精确幅度激励驱动叉齿,使得驱动叉齿以极高频率朝向和远离另一个驱动叉齿。由于科里奥利效应(1.7.7 节),将产生下列作用在每个叉齿上的力:

$$F = 2m\Omega \times v, \quad (8.10)$$

式中, m 是叉齿的质量, v 是叉齿的瞬时径向速度。 F 与 Ω 和 v 均相互垂直,因此与音叉组件的平面相垂直。由于叉齿在相反方向上移动,故合力也具有相反方向。这便产生与 Ω 成正比的扭力。由于 v 呈正弦变化,所以扭力也以与驱动叉齿相同的频率呈正弦变化。检测叉齿通过上述平面的移进和移出对振荡扭力起响应,从而产生可以经放大和解调给出与旋转速度 Ω 成正比的直流电压信号。

石英角速度传感器由于其成本低、可靠性高(没有移动的机械零件)和重量轻,从而取代了旋轮式陀螺仪。例如牌号为 GyroChip™ 的传感器的重量不到 60g、灵敏度为 $2.5\text{mV}/(^{\circ}/\text{s}) \sim 50\text{mV}/(^{\circ}/\text{s})$ 、工作寿命超过 5 年。它已被用于控制飞机、机器人和液压设备的角速度,汽车碰撞试验过程的运动检测器,评估高速列车制导器的质量,水下交通工具自备的导航装置,稳定直升飞机上的红外摄像机以及其他

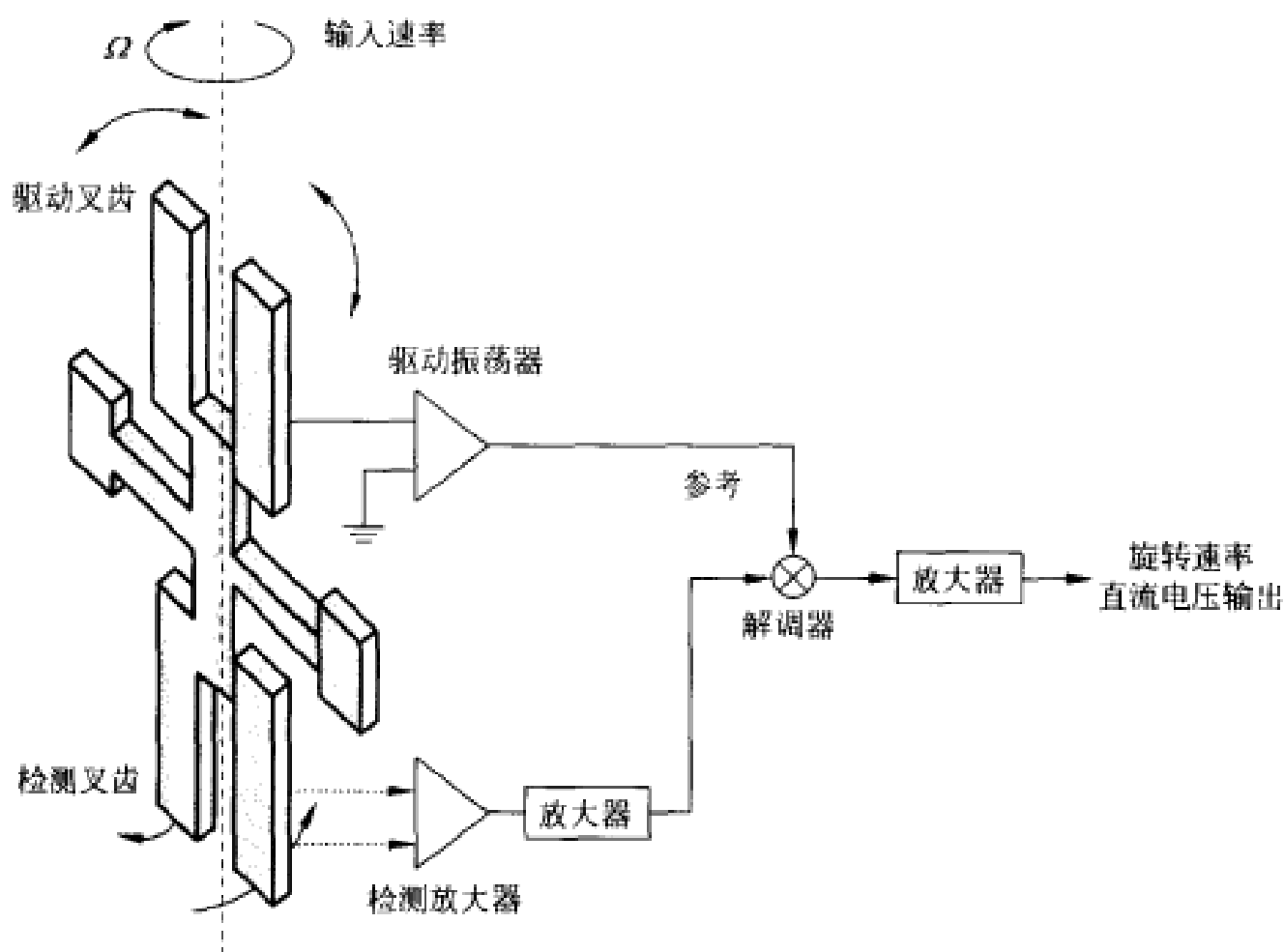


图 8.20 基于微机械加工石英音叉的科里奥利效应的角速度传感器。

应用场合。

8.2.2 表面声波(SAW)传感器

正如我们大家自身在池塘边的生活经历所了解到的那样,扰动会在液体的表面上产生波动。类似的波动也能在固体的表面上传播。1885年,洛德·瑞利(Lord Rayleigh)对这些波进行了分析,并将分析结果用于解释地震。尽管固体波与液体波之间存在差异,但在两种情况下,波都随深度而衰减。

产生表面扰动(肯定比地震引起的震动小)的方法是在压电材料的表面上放置两个交错的金属电极(例如铝),如图8.21所示。当电极间的距离为 d 时,加到电极上的频率为 f 的电压将引起表面变形,这种变形作为表面波以速度 v 沿两个方向传播, v 视材料而定,它满足条件 $v=2fd$ 。当变形波到达类似的电极对时,将产生交变输出电压。罗恩(J. H. Rowen)和西廷(E. K. Sittig)于1963年获得了这种用缩写词SAW(表面声波)表示的器件的专利,它已被广泛用在频率高于100MHz的滤波器和振荡器中。

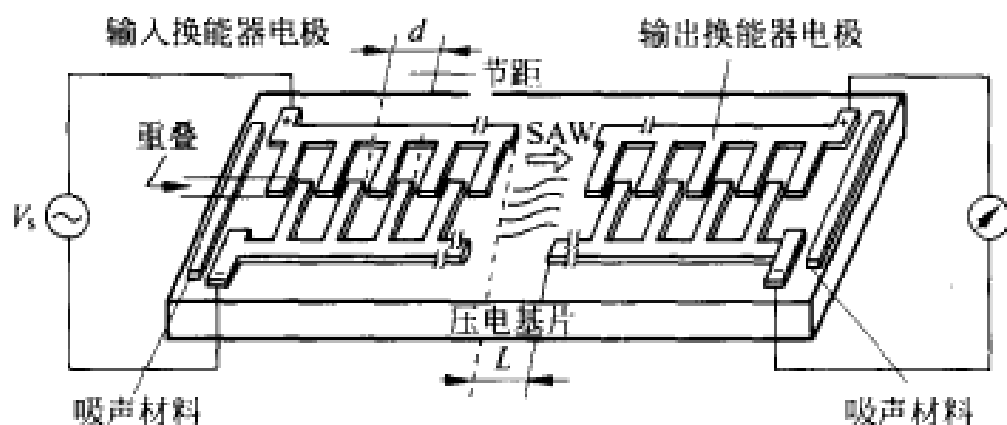


图 8.21 表面声波(SAW)滤波器的工作原理。

表面波的速度 v 取决于表面的变形状态和温度,因为两者除改变电极间的距离之外,还会影响材料的密度和弹性。这就是按照对表面或对特定敷层的直接作用将这种器件用于传感器的原理。

表面声波传感器通常制作成延迟线并放置在放大器的反馈环内,从而形成振荡频率取决于表面变形的振荡器(图8.22)。反馈环内的总相移为

$$\phi_T = \phi_0 \pm \delta\phi_0 \pm \phi_{ex} \quad (8.11)$$

式中, $\phi_0 = 2\pi fL/v$ 是由从一个电极对到另一个电极对的波渡越时间引起的相移; $\delta\phi_0$ 是由基片变形和温度变化(如有的话)引起的相位增量; ϕ_{ex} 是由放大器和外部阻抗匹配网络引起的相移。当 $\phi_T = 2n\pi$ 时,系统产生振动,放大器增益超过系统的总损耗。振荡频率给出有关被测对象的信息。

另一个方法是测量延迟线(如具有发送器和接收器的图8.22中的延迟线)上的延迟时间。传播区(L)中探测到的影响速度 v 或长度的任何变化都将被检测。

发送器发出波包,它以由边界条件决定的速度沿表面传播。

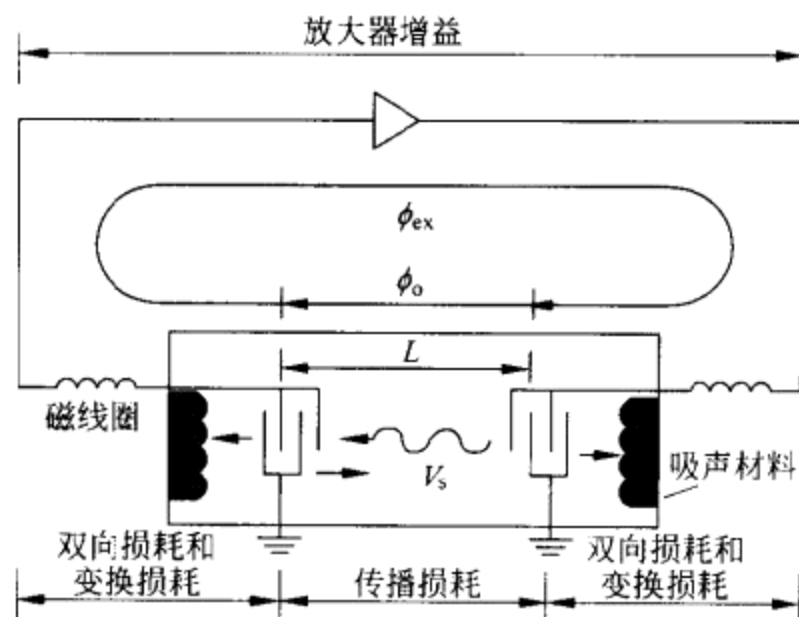


图 8.22 基于用作延迟线的表面声波器件的振荡器。

用于表面声波传感器的优选压电材料是石英和 LiNdO_3 。温度或其他量造成的干扰可通过在被测对象不产生任何应力但会产生干扰量的区域附近放置另一个电极予以抵消。这便需要一个参考振荡器,其频率以与测量振荡器相同的方式取决于干扰量。

表面声波传感器可用来测量温度、力、扭力、压力、加速度以及通过质量吸附用来测量气体浓度(化学传感器)^[10]。气体流量由检测其对表面声波延迟线振荡器的冷却效应加以测量。用于 CO , HCl , H_2 , H_2S , NH_3 , NO_2 , SO_2 , 碳氢化合物和有机磷化合物的探测器则利用注入到淀积在晶体表面上的薄膜中的选择性粘合剂进行工作。这类涂层可以针对灵敏度(达毫微微克量级)、选择性或快速响应进行优化。依据表面温度对蒸汽作选择性冷凝的非涂敷型表面声波传感器能对大约 500 种化学试样进行检测^[12]。

由于 v 约为 $300\text{m/s} \sim 4000\text{m/s}$ 和 d (空间周期性)约为 $1\mu\text{m}$,故表面声波传感器可以做得很小,其结构十分简单,且可以采用与平面工艺相近的光刻法制造,因而成本相当低廉。

8.2.3 振动金属丝应变计

根据式(8.9),长度为 l 的振动拉紧弦线或金属丝,其下限横向振荡频率为

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F}{\mu}} \quad (8.12)$$

式中, F 是作用到振动金属丝上的机械力, μ 是纵向质量密度(质量/长度)。如果金属丝一端的位置由于安装到可动底座上而发生变化,则振荡周期与位移成正比。若施加力,则最终振荡频率与所施加的力成正比。对于应变测量,式(8.12)给出

$$\epsilon = \frac{4l^2 \mu}{EA} f^2 \quad (8.13)$$

式中, E 是杨氏模量, A 是金属丝的横截面积。

振荡频率可以用可变磁阻传感器加以测量(4.2.1节),它处于音频范围。因此,这类应变计也叫做声学应变计。通常,将系统布置成一个自激振荡系统,其中,被检测出的信号经放大并反馈到电磁驱动器上。某些装置交替使用驱动器作为探测器(图 8.23)。为使振荡频率与驱动器的电特性无关,机械谐振器的品质因数至少必须达到 1000 或更大。为方便起见,可以将金属丝装入密封盒内,以避免化学污染和灰尘淀积改变金属丝的质量。

上述原理可用来检测引起 l, F 或 m 变化的任何物理量。常见的应用是应变或张力测量^[13]。与电阻式应变计不同,振动金属丝应变计可以检测非平面变形。此外,它们不易受连接线中电阻变化(例如由温度引起电阻变化)的影响。温度干扰的原因是它会影响检测金属线的长度 l 。为了补偿温度的影响,我们可以像电阻式温度检测器那样对驱动线圈绕组的电阻变化进行测量(参见习题 8.3)。

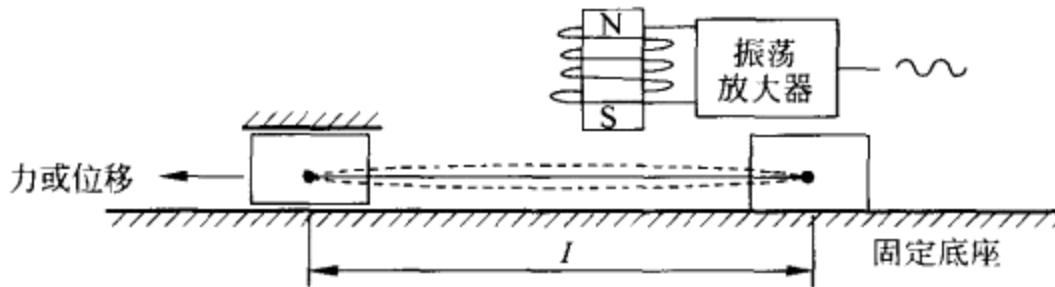


图 8.23 振动金属丝应变计。横向振动由加到线圈上的电流脉冲激励,然后将线圈用于检测振动频率。

另一些已报道的应用还包括对质量、位移、压力(利用带有附加磁体的作为初级传感器的膜片)、力和重量(利用悬臂作为初级传感器)的测量。

振动条是基于同一测量原理的另一种应用形式。振动条的下限固有纵向振荡频率为

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (8.14)$$

式中, l 是长度, E 是杨氏模量, ρ 是密度。振动条可以用于废气的粉尘沉淀测量,还可以用于测量粘滞度。

8.2.4 振动圆筒传感器

如果我们用一端封闭的薄壁(75 μm)圆筒代替振动金属丝或金属条,则振荡频率将取决于圆筒的尺寸和材料以及随筒壁一起振动的任何质量。利用与前述情况

中相同的电磁驱动器来维持系统的振荡,便可以测量圆筒两侧的压力差,因为这一压力差会引起筒壁上的机械应力。我们还可以将这个系统用于气体密度测量,因为筒壁附近的气体会随筒壁一起振动。对于腐蚀性液体,最好是采用玻璃或陶瓷圆筒和压电驱动器,这样可以避免使用电磁驱动器中易受腐蚀的元件。

这一测量原理的最常见应用是,利用如图 8.24 中的装置来测量流动液体的密度。它由流过液体的两根平行管道组成。两根管子的两端被连在一起,并用可弯曲的接头与主管道相连。由于体积为已知,而起音叉作用的两根管道的振荡频率取决于质量,所以频率与密度之间存在下列关系^[6]:

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{\rho}{\rho_0}}} \quad (8.15)$$

式中, f_0 是无液体时管道的振荡频率, ρ_0 是与系统几何尺寸有关的常数。例如,输出频率可以用锁相环(PLL)来测量,锁相环的压控振荡器(VCO)对振动管进行驱动。

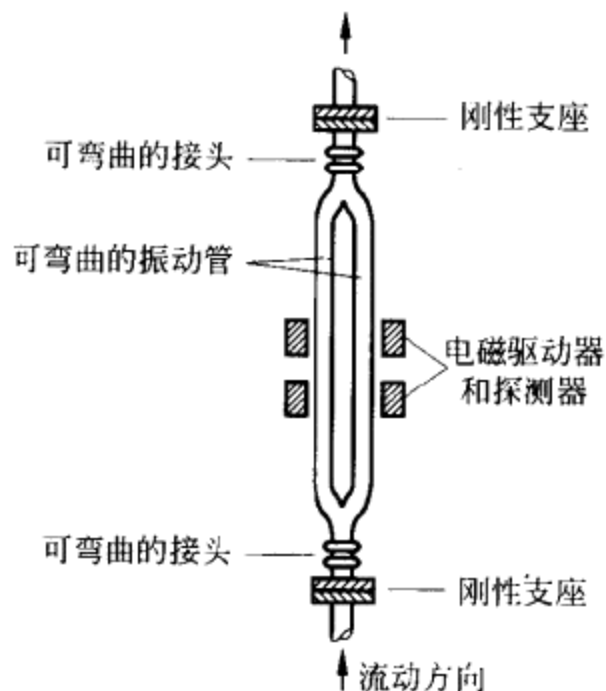


图 8.24 测量液体密度的振动管法。

8.2.5 数字式流量计

8.2.5.1 漩涡分离流量计

对流动流体中振荡的检测可以使我们得到与流体速度相关的可变频率信号。这类振荡既可能是固有振荡,也可能是强迫振荡。

强迫振荡法主要用于气体。它将刻有沟槽的导流管放在管道内,使流出的气流呈螺旋状,并在来回轮换点处达到最大流速(按照伯努利定理压强最小,1.7.3

节)。这个低压点在固定探测器旁边通过的频率与流体速度成正比,因而与体积流量成正比。与轮换点有关的波动由压电式压力传感器或热敏电阻(用于温度变化)检测。信号频率范围从 10Hz 到 1000Hz。

对于液体而言,更常见的做法是在导流管内安装横放在流动路线上的平顶(非空气动力学)物体(漩涡分离器)(图 8.25)。这也适用于气体和蒸汽。当与该物体接触的流体层与之分离时,便从该物体分离出卡尔曼(Karman)漩涡,类似于旗杆在刮风时形成的使旗帜飘动的漩涡。这些漩涡通常借助其强度受到可变衰减的超声波、温度起伏或平顶物体上的拉力加以检测。将平顶物体的外形做成特定形状可以使漩涡对应的频率与平均流速成正比^[14]。然而,总存在着一个最低速度,低于该速度时,漩涡频率便无规律可循。此外,管道的直径越大,输出频率越低,从而将直径限制到 350mm 左右。

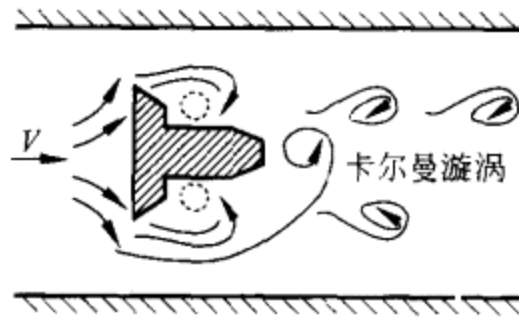


图 8.25 液流内的平顶物体产生频率与流速成正比的顺流漩涡。

这种方法相当精确(精度约为 0.5%),且与流体粘滞度、密度、压力和温度无关。它特别适于高温和高压下的流量测量。其主要缺点是会带来大的压力跌落,且不适于肮脏、有磨蚀作用或腐蚀作用的流体。

8.2.5.2 科里奥利效应质量流量计

常见的质量流量计是依靠 U 形导流管(图 8.26)的科里奥利效应进行工作的,安装在 U 形管弯曲处的电磁装置以其固有频率(约 80Hz)进行振动^[15]。当液体流

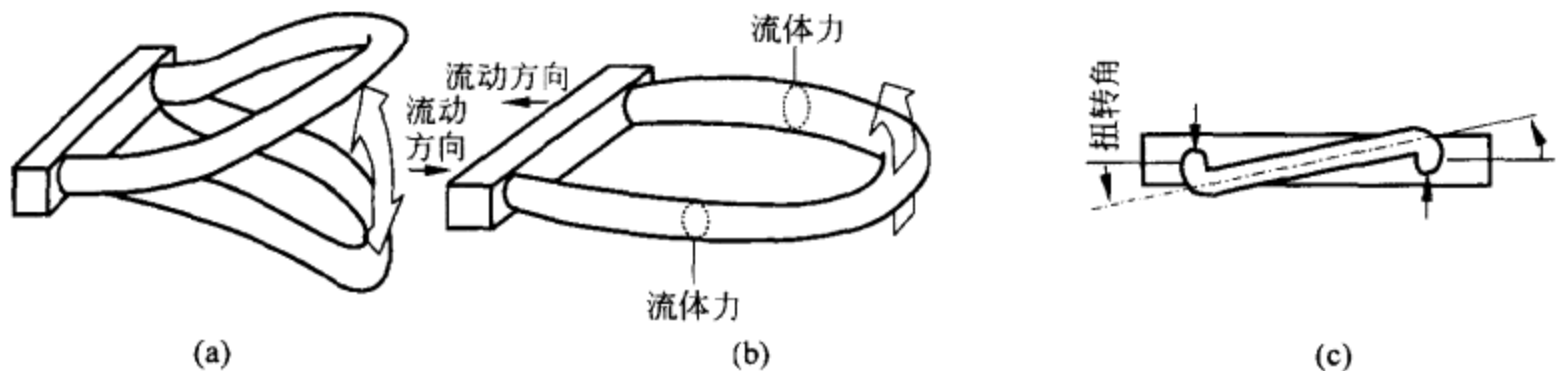


图 8.26 (a)基于振动 U 形管的科里奥利流量计。(b)当管道向上移动时,流体在入口处受到向下的力,而在出口处受到向上的力,从而引起(c)管道扭转。

入管道时,由于管道的垂直运动,使液体感受到的科里奥利力与液体离开管道时感受到的科里奥利力的作用方向相反,因为根据式(8.10),相反的速度产生相反的力。这就是说,流体进入管道时要阻碍向上(或向下)运动,并受到下推(反之上推)作用。当流体在被强迫向上推(或向下推)之后离开管道时,其阻碍作用削弱了流体的垂直运动而被向上推(反之,向下推)。结果形成了管道的扭转,扭转的幅度与液体的质量流速度成正比。

科里奥利流量计可以对质量进行直接测量而不涉及体积或速度,并且能对腐蚀性流体和难于处理的流体(如泥浆和混合液)进行测量。首批产品于1978年上市,有双管道型和各种形状(S,Ω,环形)。它们不受流体压力、密度、温度或粘滞度变化的影响,并能达到约0.3%的不确定度。然而,由于在低压下产生的力过小,所以不适于测量低压气体。Measurements & Control杂志每年9月号在质量流量计部分都要刊出科里奥利流量计的制造厂商。

8.2.5.3 涡轮式流量计

涡轮式流量计由放置在管道内的多叶片转子组成,转子的旋转轴线与流体的流动方向相垂直(用于中低流速)或共轴(用于高流速)。转子用滚珠轴承或套筒轴承悬置在流体中。当流体经过叶片时,转子以正比于平均流速的速度旋转。旋转速度由放置在管道外的磁探测器检测。每当带有附加磁铁或威甘德金属丝的涡轮叶片经过探测器的基座时,便以与增量编码器类似的方式产生电脉冲。磁体也可以安装在探测器中,叶片旋转将改变磁阻。某些流量计采用电光检测。在给定时间间隔内的总脉冲数与位移的总体积成正比。

涡轮式流量计需要采用介入式安装,因而存在着压力损失。此外,包括轴承在内的浸没材料决不能与流体产生化学作用。轴承会磨损,特别是在高流速时磨损更大。这类流量计的一个主要优点是测量范围宽,通常为20:1,有些型号甚至可达30:1。典型不确定性对于液体约为0.5%,对于气体为1%。温度和粘滞度修正(对于液体)或压力修正(对于气体)能改善精确度。涡轮式流量计已用于飞机中的燃料流量测量、供水监测以及呼吸量测量仪。Measurements & Control杂志每年2月号都要刊出涡轮式流量计的制造厂商。

8.3 可变振荡器

当被测对象产生可变频率信号时,频率测量可以直接给出数字输出,而无需使用基于电压的模数转换器(ADC)。可变频率信号具有宽的动态范围,因为电压饱和或电压噪声并不会对动态范围进行限制,特别是对用5V或3.3V供电的低电压系统则尤其如此。此外,在近距离遥测中,可变频率信号比电压信号能承受更大的干扰。因此,在可变振荡器中结合使用无源传感器是一个明智的选择方案。然而,

可变频率与被测对象之间的关系常常不是线性关系(8.3.4节)。而且,可变振荡器中的电抗变化传感器也未工作在固定频率上。振荡器比处理直流电压或直流电流的电路产生更大的干扰,且在振荡器附近可能形成相互干扰。电路布局应避免这类问题。

无源传感器既可以利用谐波振荡器(正弦波输出),也可以利用张弛振荡器(方波输出)。8.2.1节已对包含自激式有源传感器的振荡器做过介绍。

8.3.1 正弦振荡器

传感器可以放置在 RC 谐波振荡器或 LC 谐波振荡器中。RC 振荡器依靠 RC 移相网络或维恩(Wien)电桥进行工作,这里,最好是采用维恩电桥,因为它更稳定。图 8.27 示出维恩电桥的基本结构(参考文献[16],10.1节)和用来对其进行分析的方框图。如果运算放大器满足 $A_d \gg A_c$,则输出电压(的变换)为

$$V_o = A_d V_o \left(\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (8.16)$$

当满足下列条件时,电路将产生振荡:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \frac{j\omega C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \quad (8.17)$$

为满足上述条件,有

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (8.18)$$

振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.19)$$

普通运算放大器的转换速率将最大输出频率限制到 100kHz 左右。

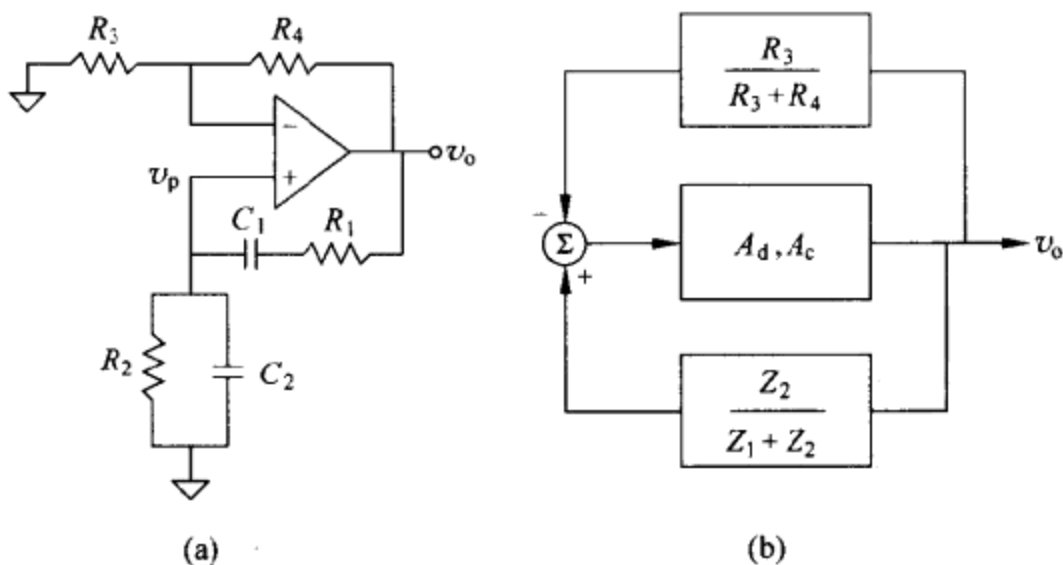


图 8.27 (a)维恩电桥振荡器的基本结构和(b)等效方框图。

传感器可能是 Z_1 或 Z_2 的任何成分(电阻,电容)。为了保证能在起动时形成振荡, R_3 或 R_4 的选择取决于 v_o 。当 v_o 很小时,要求提供高增益,以对运算放大器输入端频率为 f 的任何噪声进行放大。

一旦 v_o 达到足够大的幅度后,便要降低增益,以防出现输出饱和。图 8.28 示出一个实际振荡器。当 v_o 很小时, $R_4 = R'_4$ 。但当 v_o 很大时,两个二极管在各自相应的半周期内导通, $R_4 = R'_4 \parallel R''_4$ 。例如,我们可以选择 $R'_4 = 2.1R_3$ 和 $R''_4 = 10R'_4$ (参见习题 8.4 和 5.7)。另外,可以利用固定的 R_4 ,并安装一个与 R_3 相串联的白炽灯(具有正温度系数)。

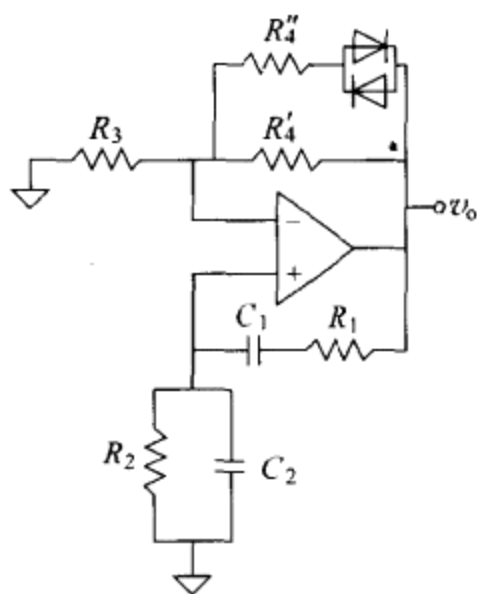


图 8.28 具有可变二极管电阻的实际维恩电桥,二极管电阻随幅度的增大而减小,以控制振荡幅度。

较高频率的振荡器采用哈特莱(Hantley)提出的电路(电容式传感器)或科耳皮兹(Colpitts)提出的电路(电感式传感器)^[17]。然而,所有谐波振荡器都有一个共同的缺点,即它们不能直接与差动传感器相连,连接引线会影响实际输出频率。

8.3.2 张弛振荡器

张弛振荡器比谐波振荡器更容易实施,特别是对于电阻式和电容式传感器更是如此。图 8.29 示出非稳态多谐振荡器及其在起始瞬变之后的输出波形。由 R_1 和 R_2 形成的分压器决定了比较器同相输入端的电压 V_p 。在时间间隔 T_1 期间,当输出端处于高电平(V_o)时, C 通过 R 充电, C 两端的电压为

$$v_C(t) = V_{\min} + (V_o - V_{\min})(1 - e^{-t/RC}) = V_o(1 - e^{-t/RC}) + V_{\min}e^{-t/RC} \quad (8.20)$$

式中 $V_{\min} = V'_o R_2 / (R_1 + R_2)$ 。 $t = T_1$ 时, v_C 达到它的最大值(大于 V_p),比较器将它的输出端转接到 V'_o 。然后, C 按下式经 R 放电:

$$\begin{aligned} v_C(t) &= V_{\max} + (V'_o - V_{\max})(1 - e^{-(t-T_1)/RC}) \\ &= V'_o(1 - e^{-(t-T_1)/RC}) + V_{\max}e^{-(t-T_1)/RC} \end{aligned} \quad (8.21)$$

式中 $V_{\max} = V_o R_2 / (R_1 + R_2)$ 。 $t = T_2$ 时, v_C 达到它的最小值(小于 V_p),比较器重新转接到 V_o 。具有对称输出电平($V'_o = V_o$)的比较器给出 $V_{\max} = -V_{\min} = V_p$ 和 $T_2 = 2T_1$ 。将两个对置串联的齐纳二极管(或其他适当电压箝位网络)按图 8.29 所示那样相连,能给出具有相同温度系数的对称输出电平。振荡周期为 $T = 2T_1$ 。 T_1 是根据条件 $v_C = V_{\max}$ 得出的,于是得

$$T_1 = RC \ln(1 + 2R_2/R_1) \quad (8.22)$$

$$T = 2RC \ln(1 + 2R_2/R_1) \quad (8.23)$$

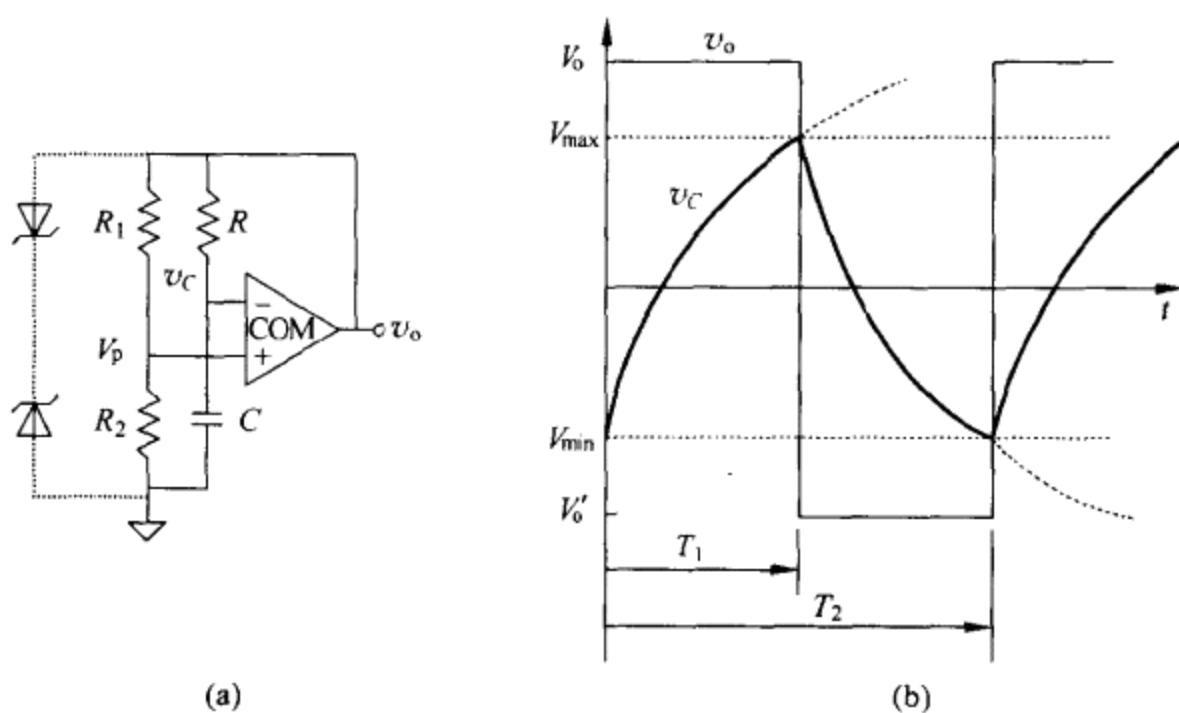


图 8.29 (a)基于电压比较器的非稳态多谐振荡器和(b)相关的电压波形。

传感器可以是 R 或 C (假设传感器损耗足够小)。如果 $R_2/R_1 = (e-1)/2 = 0.859$, 便有 $T=2RC$ 。常用比较器的速度决定了最高工作频率约为 10kHz 。 C 经电阻器的指数充电和放电也可以用于与被测对象有指数关系的线性化传感器, 如用于温度测量的负温度系数热敏电阻(参见习题 8.5)。

555 系列集成电路定时器包括比较器和分压器网络, 以实现振荡频率由外接 RC 网络决定的非稳态多谐振荡器。图 8.30 示出一个特定定时器电路的功能方框图及其作为非稳态多谐振荡器的连接。复位(Reset)信号可以取代触发(Trig)信号, 进而取代阈值(Thres)信号。 C_T 经 R_A 和 R_B 充电到触发电压电平(约 $2V_{DD}/3$), 然后经 R_B 放电到阈值电压电平(约 $V_{DD}/3$)。在充电周期(t_H)期间, 输出为高电平; 而在放电周期(t_L)期间, 输出为低电平, 相应的值为

$$t_H \approx C_T(R_A + R_B)\ln 2 \tag{8.24}$$

$$t_L \approx C_T R_B \ln 2 \tag{8.25}$$

输出波形的周期为

$$T = t_H + t_L \approx C_T(R_A + 2R_B)\ln 2 \tag{8.26}$$

输出波形的占空比为

$$\alpha = \frac{t_H}{t_H + t_L} \approx \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \tag{8.27}$$

控制接线端的 $0.1\mu\text{F}$ 电容器使 T 减小了约 10% 。代替 C_T 的电容式传感器或者代替 R_A 或 R_B 的电阻式传感器给出与被测对象有关的周期。此外, 电阻式差动传感器也能代替 R_A 和 R_B (参见习题 8.6)。

在经 R_B 放电期间所包含的内部接通状态电阻以及从触发和阈值输入端到放

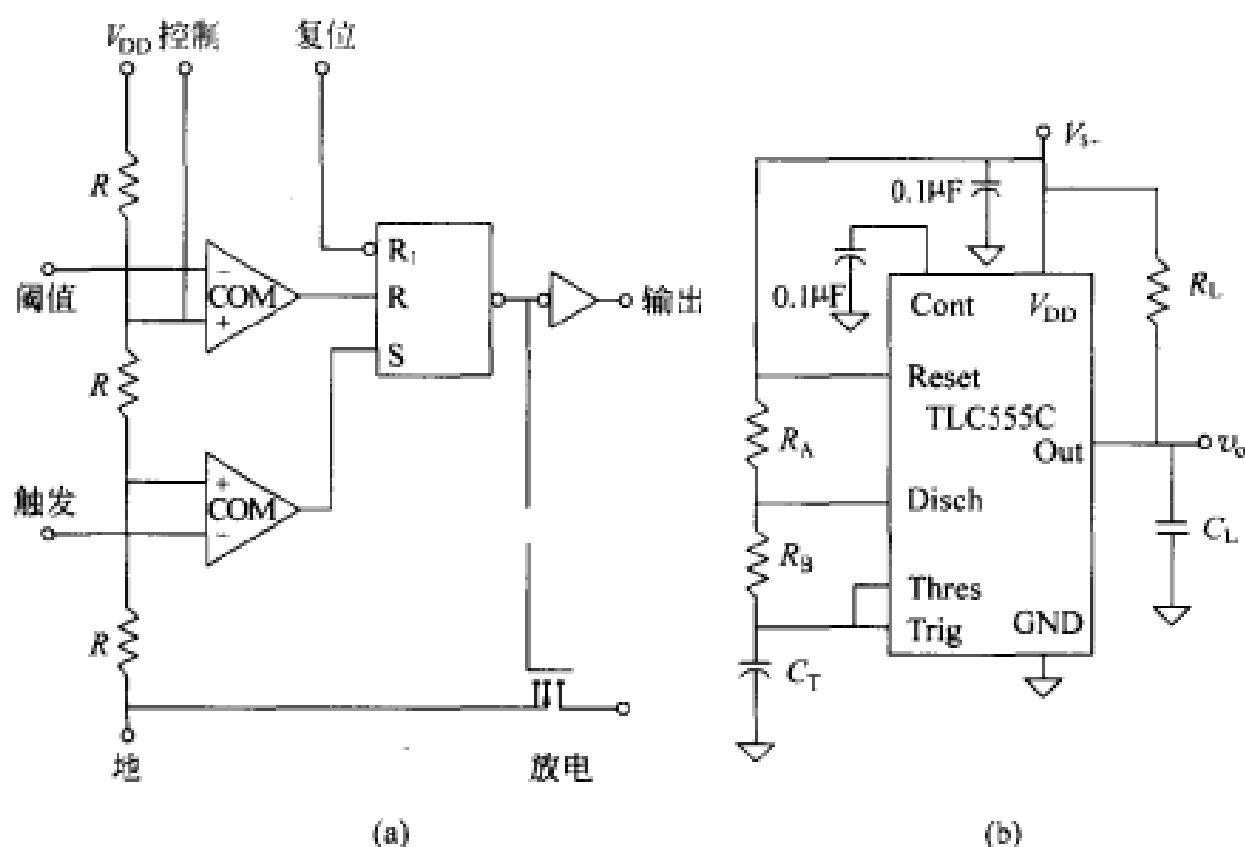


图 8.30 (a) TLC555C 定时器的功能方框图和 (b) 实现非稳态多谐振荡器的电路连接。

电输入端的传播延迟时间 (t_{PHL} 和 t_{PLH}) 在 R_B 接近 R_{ON} 时, 可以较准确地估算高频时的实际充放电时间:

$$t_H \approx C_T (R_A + R_B) \ln \left[3 - \exp \left(\frac{-t_{PLH}}{C_T (R_B + R_{ON})} \right) \right] + t_{PHL} \quad (8.28)$$

$$t_L \approx C_T (R_B + R_{ON}) \ln \left[3 - \exp \left(\frac{-t_{PHL}}{C_T (R_A + R_B)} \right) \right] + t_{PLH} \quad (8.29)$$

因此, 输出周期与 C_T , R_A 或 R_B 不是线性相关。此外, 对于 25°C 和 5V 电源, TLC555C 的阈电压电平范围从 2.8V 到 3.8V , 触发电平范围从 1.36V 到 1.9V 。时间间隔也对电源敏感 (典型值为 $0.1\%/V$)。这些因素均使精确度降低。

8.3.3 可变 CMOS 振荡器

与外接 RC 网络相关的 CMOS 振荡器可以使传感器适应提供与被测对象成比例的输出周期或频率。图 8.31 示出一个基于施密特触发器的简单振荡器。该振荡器的工作依赖于电容器的充电和放电, 但与图 8.29(a) 所示的电路不同, 其转换阈值 (V_{TL} , V_{TH}) 从内部进行设定。式 (8.20) 和 (8.21) 在此对于 $V_o \approx V_{DD}$, $V'_o = 0\text{V}$, $V_{\max} = V_{TH}$ 和 $V_{\min} = V_{TL}$ 也适用。因此, 对于 $0 < t < T_1$,

$$v_C(t) = V_{DD}(1 - e^{-t/RC}) + V_{TL}e^{-t/RC} \quad (8.30)$$

而对于 $T_1 < t < T_2$,

$$v_C(t) = V_{TH} e^{-(t-T_1)/RC} \quad (8.31)$$

$t = T_1$ 时, v_C 达到它的最大值(V_{TH}), 输出端转接到低电平。因此, $t = T_1$ 时有

$$V_{TH} = V_{DD}(1 - e^{-T_1/RC}) + V_{TL} e^{-T_1/RC} \quad (8.32)$$

由此得到

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{DD} - V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (8.33)$$

类似地, $t = T_2$ 时, v_C 达到它的最小值(V_{TL}), 输出端转接到高电平。因此, $t = T_2$ 时有

$$V_{TL} = V_{TH} e^{-(T_2-T_1)/RC} \quad (8.34)$$

于是给出输出波形的周期为

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{TH}}{V_{TL}} \frac{V_{DD} - V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (8.35)$$

假如 T_2 远大于传播延迟(数十纳秒), 则近似输出频率为 $f_0 \approx 1/T_2$ 。传感器可以为 R 或 C 。

这个电路的缺点是 V_{TL} 和 V_{TH} 随装置的不同而变, 且也随电源电压 V_{DD} 而变。例如, MM74HC14 在用 $V_{DD} = 5V$ 供电时, 典型情况下 $V_{TL} = 1.8V$ 和 $V_{TH} = 2.7V$ 。然而, 从 $-40^\circ C$ 到 $85^\circ C$, 所保证的阈值为 $0.9V < V_{TL} < 2.2V$ 和 $2.0V < V_{TH} < 3.15V$ 。

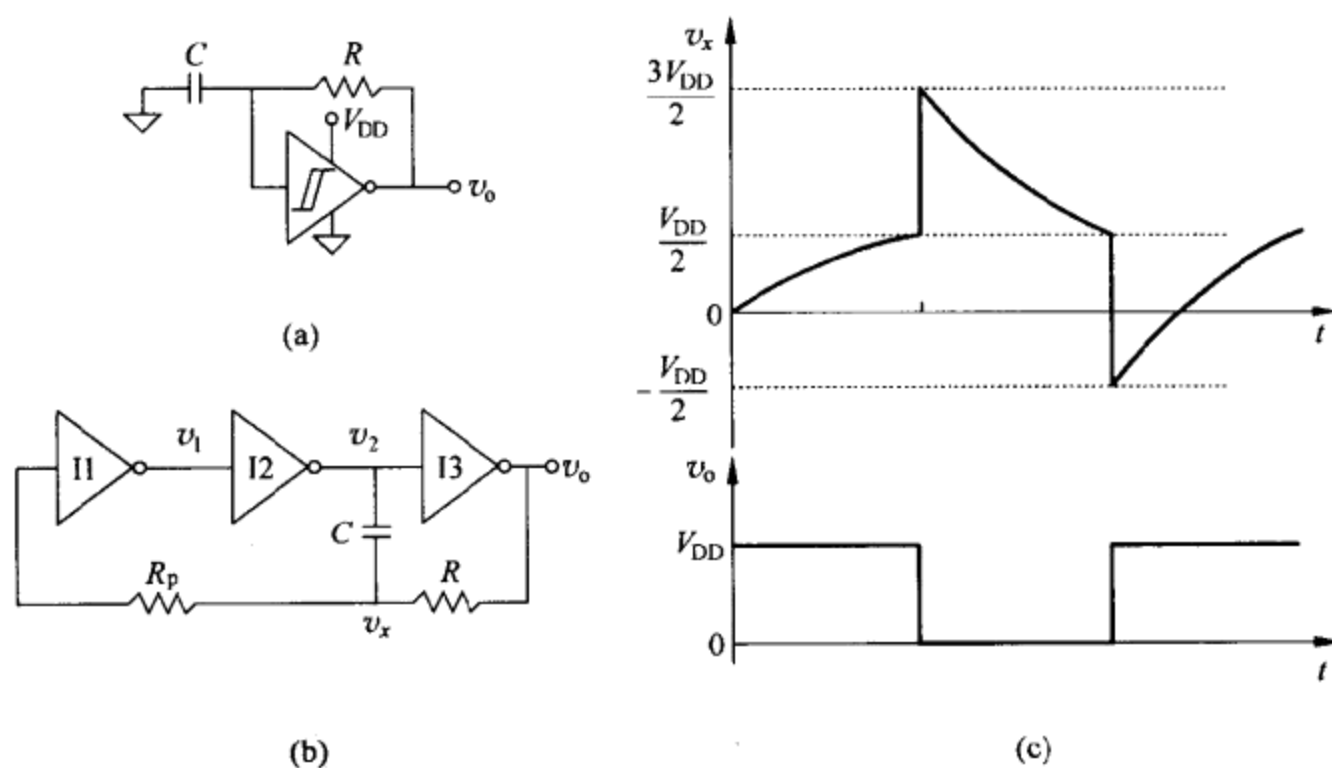


图 8.31 CMOS 张弛振荡器 (a) 利用施密特触发器。(b) 利用 3 个反相器。
(c) 3 反相器振荡器的波形。

利用了反相器的 RC 振荡器[图 8.31(b)]由于转换阈值接近电源电压的 50% 而更加稳定^[18]。图 8.31(c) 示出在充电结点上的近似输出波形和电压 v_x 。如果

一开始有 $v_2 = 0V$, 则 $v_0 = v_1 = 1(V_{DD})$ 。由于 v_0 处于高电平, 故 C 经 R 充电, v_x 增大。当 v_x 达到 $V_T = V_{DD}/2$ 时, I_1 转接到 0, 因此, V_2 转接到 $1(V_{DD})$, 而 v_0 转接到 0。C 传输电压阶跃, 所以 v_x 从 V_T 变为 $V_T + V_{DD} \approx 3V_{DD}/2$ 。由于 $v_0 = 0V$, 故 C 经 R (而经 R_p 的比例并不大) 放电, 直到 $v_x = V_T$ 。这时, I_1 将它的输出转接到 1, v_2 转接到 0, 而 v_0 转接到 1。 v_2 的 V_{DD} 电压阶跃使 v_x 变化到 $V_T - V_{DD} \approx -V_{DD}/2$ 。然后, C 开始经 R 充电并重复上述循环。流过 R_p 的电流是由在反相器输入端对大于 V_{DD} 或小于 $0V$ 的输入电压箝位的反并联的二极管引起的。振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2RC \left(\frac{0.405R_p}{R + R_p} + 0.693 \right)} \quad (8.36)$$

由于传播延迟和阈值变动的的影响只占输出周期的很小一部分, 故频率越低, 稳定度越高。反相门电路的输入电容会影响到实际振荡频率(参见习题 8.7)。

DS1620(Dallas Semiconductor 公司产品)是一种使用其频率由一个电阻器决定的两个振荡器的 9 位温度传感器。每个振荡器中的电阻器均有不同的温度特性, 所以温度是由对两个振荡频率进行比较来确定的。

8.3.4 可变振荡器的线性

加入了传感器的振荡器频率与被测对象不成正比。例如, 对于张弛振荡器, 有

$$f = \frac{k}{X} \quad (8.37)$$

式中 X 是随被测对象而变化的电阻或电容。 X 可以按线性方式改变

$$X = X_0(1 \pm \alpha) \quad (8.38)$$

或者按非线性方式改变(例如, 在极板距离随被测对象改变的平板电容器中)

$$X = \frac{X_0}{1 \pm \alpha} \quad (8.39)$$

在后一种情况下, 我们将获得线性输出频率, 但在前一种情况下却无法实现。

将式(8.37)展开成台劳(Taylor)级数, 得

$$f = f_0 + (X - X_0) \left. \frac{df}{dX} \right|_{X_0} + \frac{(X - X_0)^2}{2} \left. \frac{d^2f}{dX^2} \right|_{X_0} + \dots \quad (8.40)$$

式(8.37)的一阶导数和二阶导数为

$$\frac{df}{dX} = -\frac{k}{X^2} = -\frac{f}{X} \quad (8.41)$$

$$\frac{d^2f}{dX^2} = \frac{2k}{X^3} = \frac{2f}{X^2} \quad (8.42)$$

对于 $X = X_0$, 将这两个方程代入式(8.40)并忽略阶次高于二阶的项, 得

$$f \approx f_0 - f_0 \frac{X - X_0}{X_0} + \frac{(X - X_0)^2}{2} \frac{2f_0}{X_0^2} = f_0(1 - \alpha + \alpha^2) \quad (8.43)$$

对 α 求解, 得

$$\alpha = \frac{1 - \sqrt{1 - 4(1 - f/f_0)}}{2} \quad (8.44)$$

若假定 f 与 α 线性相关, 则结果为

$$\alpha = 1 - \frac{f}{f_0} \quad (8.45)$$

这与式(8.44)的结果不同。

例 8.1 某一电阻变化达 $\pm 20\%$ 的传感器被接入张弛振荡器, 振荡器的输出频率以可忽略的误差进行测量。假定振荡频率呈线性且由式(8.44)计算, 试确定 α 的相对误差。

根据式(8.43), 对于大的正 α 值或负 α 值, 由于 f 与 α 之间的非线性关系, 误差将增大, 当 $\alpha = 0.2$ 时, 根据式(8.37), $f = f_0 / (1 + 0.2) = f_0 / 1.2$ 。若假定 f 与 α 之间呈线性关系, 则由式(8.45)得 $\alpha = 0.17$ 。这意味着相对误差为 15% 。如果我们用式(8.44)代替式(8.45), 则

$$\alpha = \frac{1 - \sqrt{1 - 4(1 - 1/1.2)}}{2} = 0.21$$

相对误差为 5% 。

当 $\alpha = -0.2$ 时, 由式(8.37)得 $f = f_0 / (1 - 0.2) = f_0 / 0.8$ 。若假定 f 与 α 之间呈线性关系, 则由式(8.45)得 $\alpha = -0.25$ 。这意味着相对误差为 25% 。如果我们用式(8.44)代替式(8.45), 则

$$\alpha = \frac{1 - \sqrt{1 - 4(1 - 1/0.8)}}{2} = -0.207$$

相对误差为 4% 。如果 α 的范围更大, 则误差的差别会更大。

如果式(8.44)给出的误差超过目标值, 则可以利用查表的方法来存储近似实际 f - α 关系的多项式的系数。

谐波振荡器的输出频率具有下列形式:

$$f = \frac{k}{X^2} \quad (8.46)$$

所以, 对于阻抗按式(8.38)或式(8.39)变化的传感器, 输出频率不呈线性。利用具有截断的台劳级数的上述相同的方法, 给出

$$f \approx f_0 - f_0 \frac{X - X_0}{2X_0} + \frac{(X - X_0)^2}{8} \frac{3f_0}{X_0^2} \quad (8.47)$$

对于用式(8.38)模拟的传感器, 得到

$$f \approx f_0 \left(1 - \frac{\alpha}{2} + \frac{3\alpha^2}{8} \right) \quad (8.48)$$

而对于用式(8.39)模拟的传感器,则有

$$f \approx f_0 \left(1 - \frac{\alpha}{2} + \frac{7\alpha^2}{8} \right) \quad (8.49)$$

对每种情况下的 α 求解,将得到一个比使用线性模型更好的估算值。

8.4 变换成频率、周期或持续时间

谐振器或可变振荡器不能直接适应有源传感器,如不能给出可变阻抗的热电偶或 pH 电极。从这类传感器获取准数字信号的一种选择方案是利用普通的信号调节器,并将它的电压或电流输出加到电压-频率变换器上。另一个方案是在电压-频率(或周期)变换器或在电压-脉宽持续时间变换器(脉宽调制, PWM)中加入传感器。

8.4.1 电压-频率变换

电压-频率变换器(VFC)从输入电压或电流给出与公用逻辑电平(TTL, CMOS)相符的脉冲串或方波信号或两者兼备,信号的重复频率与模拟输入量呈线性关系。压控振荡器(VCO)也是电压-频率变换器,但变化范围非常有限(至多为 100:1),线性较差。然而,它们可以工作在远高于电压-频率变换器的 10MHz 常规极限频率。单片电压-频率变换器能给出从 100kHz 到 10MHz 的满标度输出频率,频率的变化范围为 1~10000,相当于模数转换器有 13 位的分辨率。

许多电压-频率变换器都依据均衡充电原理进行工作(图 8.32)。这类电路由以下几部分组成:积分器、比较器、精密单稳态触发器、输出级以及具有高时间稳定性和温度稳定性的开关电流源。当输入电压为正电压时, C 以正比于输入量的速率充电,并在积分器的输出端给出负斜率锯齿波电压 v_0 。比较器测定这个电压达到预定电平的时间,并启动输出具有固定幅度和持续时间 T_d 的脉冲的单稳态触发器。用简单集电极开路的 n-p-n 晶体管表示的数字缓冲器将该脉冲馈至电路输出端。该脉冲还通过强度恒定的电流源 I_d (通常为 1mA)对积分器放电进行控制。电容器泄放的电荷量为 $I_d T_d$ 。如果输入电压仍然存在,则经过一段由输入电压大小决定的时间之后,将对这个电荷进行补偿。这个过程经一段时间 T 后将重复,使得

$$IT = I_d T_d \quad (8.50)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{I_d T_d} \quad (8.51)$$

C 和比较器阈值都不会影响 f 。关键参数是单稳态脉冲的持续时间和放电电流

值,两者都必须十分稳定。

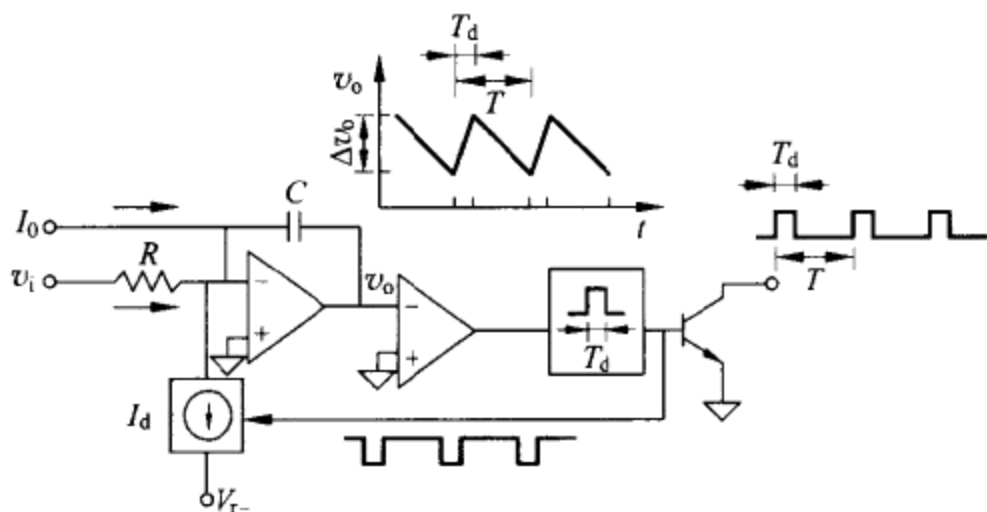


图 8.32 基于均衡充电原理的电压-频率变换器的简化电路。

在类似于图 8.32 所示的电压-频率变换器中,输入放大器的汇合点是可以接入的,这使我们能在该点上增加电流来改变输出范围(0Hz 对应于 0V)。通过用电阻衰减器对输入电压进行分配,我们可以减小输出范围,以便使最高频率低于电路所能提供的频率。另外,还可以用数字计数器来分配输出频率。由于衰减器易受电阻器温度系数的影响,所以通常大多使用数字计数器。

其输出馈至数字计数器的电压-频率变换器起模数转换器的作用。由于这个原因,电压-频率变换器的技术指标和优越性通常都是用与模数转换器电路相关的术语给出。电压-频率变换器呈高度线性,具有高的分辨率和抗扰性,但它是相当缓慢的变换器。

用满标度(FS)频率百分数表示的非线性范围从 0.002%FS 到 0.05%FS,视电压-频率变换器的型式而定。非线性在高的输出频率处会降低,这是因为寂静时间对于比较器和单稳态触发器相当重要。模数转换器的线性通常为±1/2 最低有效位(LSB)。因此,0.002%FS 的非线性相当于-14 位模数转换器的非线性。

分辨率取决于对输出频率计数的持续时间和该频率的最大值。假如计数器未发生溢出,则分辨率将随这两个因素而提高。在 1s 内对 10kHz 输出计数时,可以获得 1×10^{-4} 的分辨率,优于 13 位模数转换器的分辨率。可以提供达 24 位等效分辨率的电压-频率变换器产品(DYMEC2824 型)。

噪声抑制能力来源于在给定持续时间内对输出脉冲串计数,因而对可以引起输出脉冲频率抖动的任何可能输入起伏取平均。这种能力(以 dB 表示)可以用串模抑制比(SMRR)进行估计:

$$SMRR = 20 \lg \frac{\sin \pi f_{\text{噪声}} t_{\text{计数器}}}{\pi f_{\text{噪声}} t_{\text{计数器}}} \quad (8.52)$$

例如,对于 60Hz 电压干扰,若计数持续时间为噪声周期的精确倍数,则 SMRR 为

无限大。

动态范围是另一个重要特点。常用的输入范围为 $0V \sim 10V$ (或 $0mA \sim 1mA$), 阈值为 $1mV$ (由于失调电压和其他非线性因素所致)。这意味着 4 个数量级范围。有些装置甚至能提供 6 个数量级范围。还有一些高输入阻抗器件能接受低电平输入信号(如来自热电偶和应变片电桥的信号), 所以无需使用放大器。如果所要求的动态范围小于电路提供的动态范围, 则可以针对响应时间对其进行折衷调整。例如, 假定对于 $10V$ 输入的输出是 $100kHz$ 。当输入为 $1V$ 时, 输出将是 $10kHz$, 这意味着响应时间为 $100\mu s$ 。因此, 当变换器提供量程调节时, 便可以安排将 $100kHz$ 对应于 $1V$ 输入, 因而将响应时间减少到 $10\mu s$ 。

不同商品化的电压-频率变换器单元的性能取决于为了获得适当工作的电路而由用户设置的外接元件的数量。可以提供的一些型号有 AD537, AD652, AD654, ADVFC32, LM331, TC9400/1/2, VFC32 和 VFC100。小功率器件可以用在双线 $4mA \sim 20mA$ 电流环中, 而无需任何附加电源引线(8.6.1节)。用光电耦合器代替有线传输能建立高度线性的隔离测量系统。

某些基于均衡充电原理的电压-频率变换器可以接成频率-电压变换, 例如, 从输出是可变频率或脉冲串的信号获得输出电压。它们也能用在声学测量和振动测量中获取与频率成正比的信号。反过来, 它们也可用于从提供输出脉冲的数字系统获取模拟控制信号。

8.4.2 检测量-频率直接变换

加入电压-频率变换电路的无源传感器可以给出与被测对象成正比的输出频率或周期。图 8.33 示出一个与差动积分器相连的应变片电桥(参考文献[19], 4.4.2节), 该电桥的输出与激励电桥的电压比较器相连。 R_1 和 R_2 形成使电桥在静止时($x=0$)失衡的分压器。依据比较器(COM)输出处于高电平(V_0)还是处于低电平(V'_0), 电桥输出为

$$v_i = V_0 x \quad (8.53)$$

或

$$v_i = V'_0 x \quad (8.54)$$

在第一种情况下, 积分器的输出为

$$v_i(t) = \frac{V_0 x}{RC} t + V_i(0) \quad (8.55)$$

式中 $V_i(0)$ 是积分器在 $t=0$ 时的输出。 $t=T_1$ 时, v_i 达到使比较器输出转变到 V'_0 所需的电平, 亦即

$$v_i(T_1) = \frac{V_0 x}{RC} T_1 + V_i(0) = V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.56)$$

从 T_1 开始将有

$$v_i(t) = \frac{V'_o x}{RC}(t - T_1) + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.57)$$

$t = T_2$ 时, v_i 达到使比较器重新转变到 V_o 所需的电平。因此,

$$v_i(T_2) = \frac{V'_o x}{RC}(T_2 - T_1) + V_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V'_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.58)$$

这意味着式(8.55)中有 $V_i(0) = V'_o R_2 / (R_1 + R_2)$ 。因此,我们可以针对 T_1 求解式(8.56),得

$$T_1 = (V_o - V'_o) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{RC}{V_o x} \quad (8.59)$$

因此,由式(8.58)得

$$T_2 = (V_o - V'_o) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{RC}{x} \left(\frac{1}{V_o} - \frac{1}{V'_o} \right) \quad (8.60)$$

输出信号的频率是 T_2 的倒数,

$$f_o = \frac{x}{RC} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{-V_o V'_o}{(V_o - V'_o)^2} \quad (8.61)$$

因此, f_o 与应变成正比。若比较器具有对称输出电平 ($V_o = -V'_o$), 则结果简化为

$$f_o = \frac{x}{RC} \frac{R_1 + R_2}{4R_2} \quad (8.62)$$

所以, f_o 与电压电平无关。

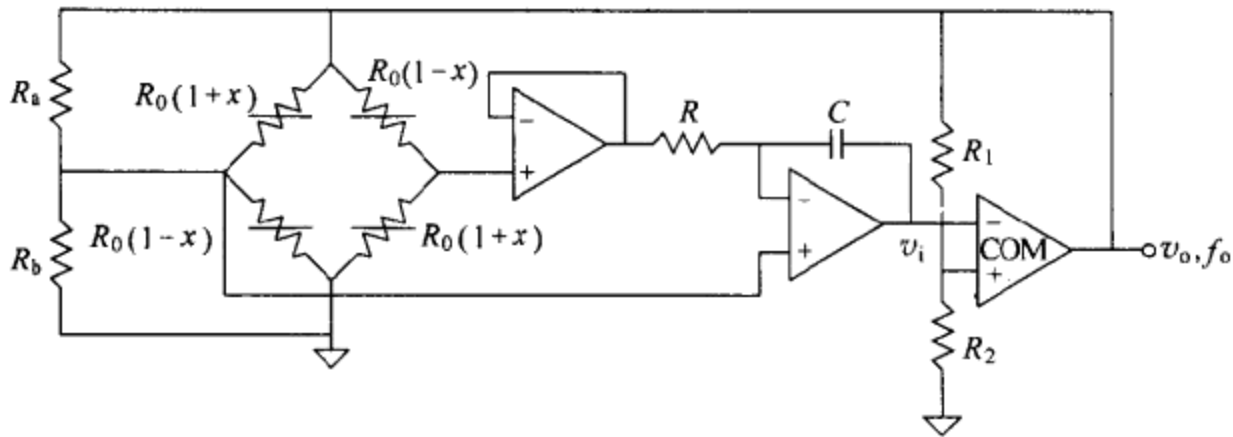


图 8.33 基于差动积分器和电压比较器的应变-频率变换器。

具有电流输出的传感器通过对电流积分,直到达到能使比较器或施密特触发器转换的电平,便很容易给出频率输出。图 8.34 示出 TSL220 光-频率变换器的简化内部方框图,变换器由光电二极管、运算放大器积分器、晶体管复位开关、有滞后的电平检测器和单脉冲发生器组成。光电二极管电流对 C 充电,使积分器输出为斜率与电流成正比的锯齿电压。当锯齿电压达到上限阈电压时,电平检测器使其输出转换,将积分器复位并触发单稳态触发器,以产生脉冲宽度固定的输出脉冲。当积分器输出下降到低于下限阈电压时,电平检测器的输出重新转换,打开开

关启动新的周期。由于放电比积分时间快得多,所以积分时间便决定了输出频率,因而输出频率与光电二极管电流成正比。TSL230, TSL235 和 TSL245 均采用相同技术。

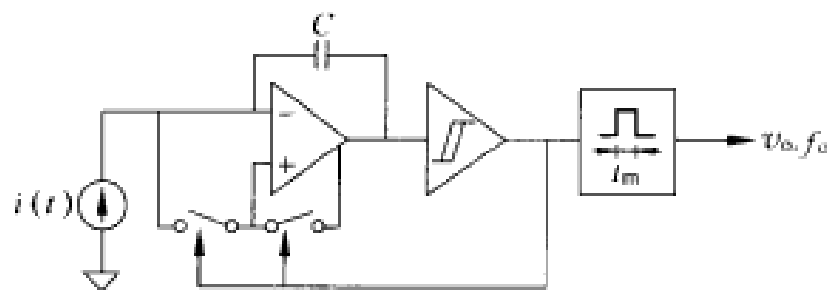


图 8.34 TSL220 光-频率变换器的简化方框图。

TMP03 是一个包含均衡充电(或 Σ - Δ)调制器的单片温度传感器(图 8.35),并以传号-空号比给出对温度编码的输出信号如下:

$$T(^{\circ}\text{C}) = 235 - \frac{400 \times T_1}{T_2} \quad (8.63)$$

TMP04 是一个类似的按下述方式编码的温度($^{\circ}\text{F}$)传感器

$$T(^{\circ}\text{F}) = 455 - \frac{720 \times T_1}{T_2} \quad (8.64)$$

由于结果取决于商值,故利用用来测量 T_1 和 T_2 的相同时钟将使结果与所用特定时钟频率无关。 T_1 约为 10ms,且与 T_2 相比相对地不易受温度的影响。温度解码误差取决于时钟速率和计数器的分辨率。

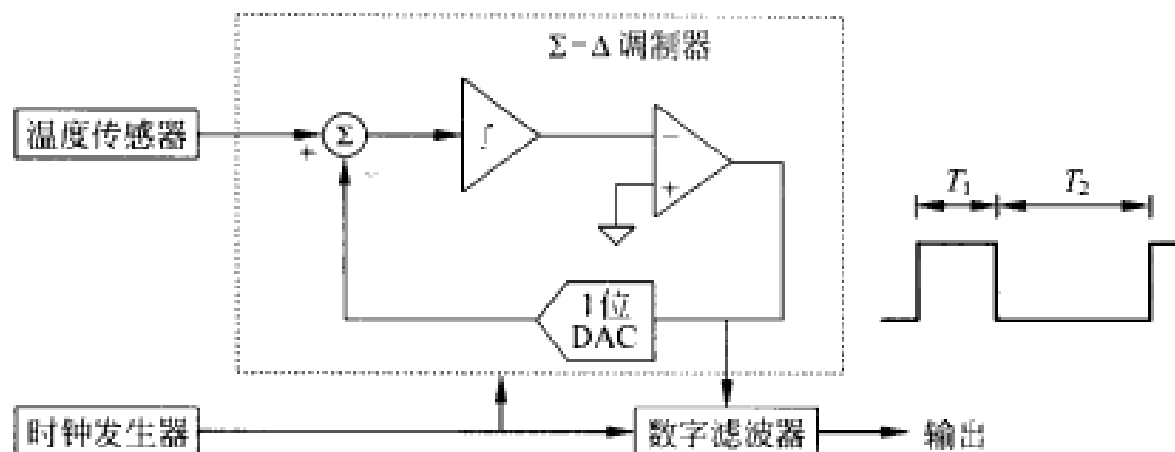


图 8.35 TMP03/TMP04 温度传感器包括一个提供串行数字输出的 Σ - Δ 调制器。

例 8.2 利用 TMP03 和 12 位计数器对 $-25^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ 范围的温度进行测量。试确定不会使计数器溢出的最大时钟频率。如果利用 100kHz 的时钟,试确定测量 0°C 和 100°C 时的温度分辨率。

当测量最长时间时,计数器可能溢出。TMP03 具有 $T_1 = 10\text{ms}$ 。我们将针对

位于温度范围边缘的温度来估计 T_2 。根据式(8.63),在 100°C 时,

$$T_2 = \frac{400T_1}{235 - T(\text{C})} = \frac{400 \times 10\text{ms}}{235 - 100} = 29.6\text{ms}$$

12 位计数器的最大读数为 4095,因此,时钟频率必须为

$$f_c < \frac{4095}{29.6\text{ms}} = 138\text{kHz}$$

如果我们利用 $f_c = 100\text{kHz}$,则在测量 T_1 时将得到

$$N_1 = (100\text{kHz}) \times (10\text{ms}) = 1000$$

在 0°C 时, T_2 的计数器读数为

$$N_2 = (100\text{kHz}) \times \frac{400 \times (10\text{ms})}{235 - 0} = 1702$$

根据式(8.63)从以上两个读数之商,求得结果:

$$T(\text{C}) = 235 - \frac{400 \times N_1}{N_2} = 235 - \frac{400 \times 1000}{1702} = -0.02$$

然而,每次计数操作都存在 ± 1 的计数不确定性。因此,在最坏情况下,

$$\frac{N_1 - 1}{N_2 + 1} = \frac{999}{1703} = 0.5866$$

$$T(\text{C}) = 235 - 400 \times 0.5866 = 0.36$$

这意味着误差为 0.36°C 。实际误差取决于在计算中所用的有效位数。

类似地,在 100°C 时有

$$N_2 = (100\text{kHz}) \times \frac{400 \times (10\text{ms})}{235 - 100} = 2963$$

$$T(\text{C}) = 235 - \frac{400 \times N_1}{N_2} = 235 - \frac{400 \times 1000}{2963} = 100$$

当考虑到 ± 1 的计数不确定性时,在最坏情况下,

$$\frac{N_1 - 1}{N_2 + 1} = \frac{999}{2964} = 0.337$$

$$T(\text{C}) = 235 - 400 \times 0.337 = 100.2$$

这意味着误差为 0.2°C ,因此,对于小的计数器输出,误差将增大。

具有数字输出的其他温度传感器还有 AD7814, DS1720, LM74, LM74, LM75, LM76, LM77, LM84, MAX6576 和 MAX6577。威廉斯(Williams)^[20]介绍了用于热电偶、压电加速度计、具有电流输出的温度传感器、应变计、光电二极管、电容式湿度计和基于磁泡的倾斜传感器的对频率的直接变换器。

8.4.3 检测量-持续时间直接变换

多尔蒂(Dangherty)^[21]介绍了一种测量可应用于电阻式传感器连接的未知电

阻的简单方法。电阻器通过利用未知电阻器和一个已知电阻器来测量对电容器充电或放电的时间比加以确定。图 8.36(a) 示出采用微控制器实现这一技术的电路。有 3 条线路与微控制器相连: 经未知电阻器 R_x 对 C 充电的连线、经参考电阻器 R_r 对 C 充电的连线以及监测电容器电压并使之放电的连线。经 R_x 使 C 从电压 V_{OH} 充电到阈电压 V_{TH} 的时间(与 R_x 相连的 I/O 端处于高阻抗状态)为

$$t_x = -R_x C \ln\left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{OH}}\right) \quad (8.65)$$

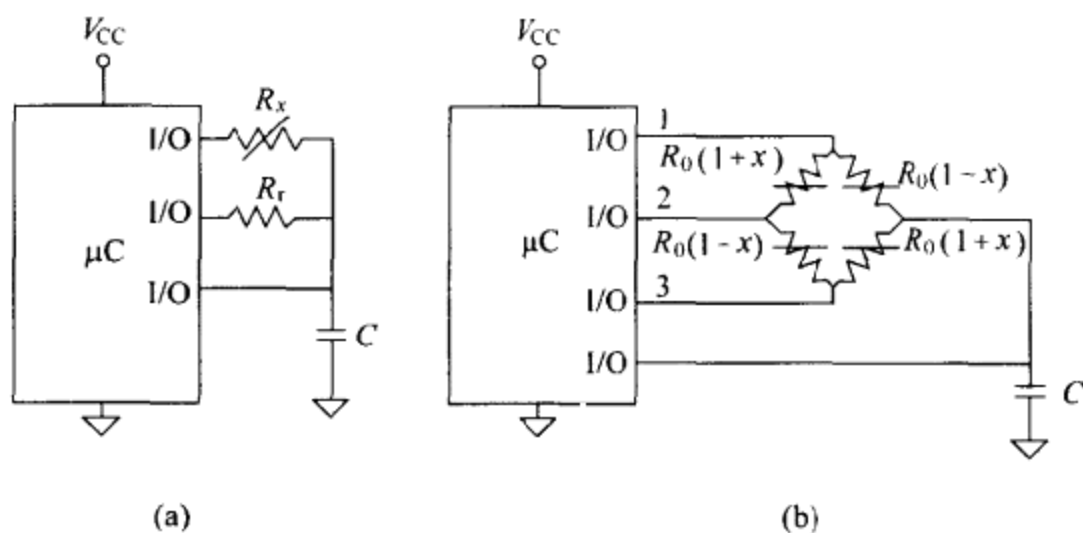


图 8.36 (a) 利用未知电阻器和参考电阻器, 根据对电容器充电所需的时间比来确定未知电阻器的基本电路。(b) 比值 $(t_1 - t_3)/t_2$ (经不同端口对电容器充电所需时间) 与 x 成正比(已申请专利)。

达到 V_{TH} 时, C 经与之相连的 I/O 端口放电。于是, 与 R_x 相连的 I/O 端口处于高阻抗状态, 而与 R_r 相连的 I/O 端口设定在高电平 (V_{OH})。这时, 使 C 充电所需的时间为

$$t_r = -R_r C \ln\left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{OH}}\right) \quad (8.66)$$

对未知电阻求解, 得

$$R_x = R_r \frac{t_x}{t_r} \quad (8.67)$$

R_x 与 C, V_{OH}, V_{TH} 无关。对 C 的选择必须使待测时间间隔的 ± 1 计数不确定性与所需分辨率相符, 计数装置不发生溢出。

然而, 当处于高电平(或低电平)状态时, I/O 端口的输出电阻不为零, 高阻抗状态下的端口阻抗为有限值, 监测 C 两端电压的端口上的输入电流不能忽略。这些因素导致 R_x 与 t_x 之间的非线性关系。利用 n 个参考电阻器能确定 n 个校准点, 在这些校准点之间的内插则能由 t_x 确定 R_x 。

如果 $R_x = R_0(1+x)$ 并代替图 8.36(a) 中的 R_r , 则可以放置另一个线性传感器 $R_0(1-x)$ 。我们可以减去对 C 充电的相应时间并除以总充电时间, 得

$$\frac{t_2 - t_1}{t_2 + t_1} = \frac{R_0(1+x) - R_0(1-x)}{2R_0} = x \quad (8.68)$$

若我们只测量时间差,则结果与 C 有关(参见习题 8.8)。

带有 4 个工作臂的传感器电桥可以如图 8.36(b) 所示那样连接。当由激励 I/O 端口 1 对 C 充电时,充电电阻为 $R_0(1+x)(3-x)/4$ 。当对 I/O 端口 2 激励时,充电电阻为 R_0 。而对 I/O 端口 3 激励时,充电电阻为 $R_0(1-x)(3+x)/4$ 。然后,我们计算出

$$\frac{t_1 - t_3}{t_2} = \frac{R_0(1+x)(3-x) - R_0(1-x)(3+x)}{4R_0} = x \quad (8.69)$$

这里,微控制器端口的有限输入和输出阻抗也对线性带来限制。

8.5 传感器-微控制器直接连接

将传感器与微控制器相连接而没有模数转换器的介入需要一种测量频率、周期或时间间隔的方法,该方法对有关被测对象的信息进行编码。有待与微控制器连接的信号必须有适当的逻辑电平和快速电压过渡(边缘尖锐),以防止受干扰和亚稳态状态的虚假触发^[22]。

8.5.1 频率测量

频率通常通过在已知时间间隔内对周期计数加以测量。图 8.37 表明,这个时间间隔(选通时间)常常利用分频器由精密时钟获得。结果为

$$N = f_x \times T_0 \quad (8.70)$$

由于输入信号和内部时钟不同步,所以我们可以恰好在达到下一个输入过渡之前或恰好在达到之后便停止计数。这意味着不确定性为 1 个计数,通常用实际结果为 $N \pm 1$ 个计数来表示。

由于这种测量方法的分辨率是 1 个计数,故相对分辨率是 $1/N$ 。对于大的 N ,分辨率将得到改善。然而,加大 N 意味着延长测量时间。这对于低频尤其突出。例如,以低于 0.1% 的不确定性测量 10kHz 要求 $N=1000$,由于每个输入周期要持续 $100\mu\text{s}$,故测量时间将是 100ms。

例 8.3 用于交通管制的常用传感器采用由 20kHz~150kHz 电流供电的埋入式扁平线圈。当汽车进入线圈时,由于汽车中感应的涡流,线圈的电感减小。而当汽车离开线圈时,电感又回到原来的值。如果将线圈接入谐波振荡器,则振荡频率的变化便反映汽车的出现。如果振荡频率因汽车的出现而改变 10% 并用 8 位计数器加以测量,试确定计数器溢出之前的最长测量时间。

LC 谐波振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{K}{\sqrt{LC}}$$

因此,若只有电感发生变化

$$\frac{df_0}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{dL}{L}$$

则对于 10% 的电感变化,我们可以近似写出

$$\Delta f_0 = -0.5 f_0 \frac{\Delta L}{L} = -0.5 f_0 (-0.1) = 0.05 f_0$$

因此,最高频率为

$$f_{\max} = f_0 (1 + 0.05) = 1.05 \times 20\text{kHz} = 21\text{kHz}$$

由于 8 位计数器的最大读数为 255,故计数时间被限制到下列数值:

$$T \leq \frac{255}{21\text{kHz}} = 12\text{ms}$$

微控制器不包括能提供按图 8.37 的频率测量的时基的分频器。另一个可供选择的方法是利用两个可编程计数器,其中一个计数器用来对经历的时间计数,另一个计数器则用来对输入脉冲计数。例如,8051 包含两个 16 位定时器/计数器^[23]。当作为定时器工作时,寄存器每隔一个机器工作周期(对于这个特定的 8051 型,它包含 12 个时钟周期)便自动递增。当作为计数器工作时,寄存器响应对应于外部输入引脚上的 1~0 过渡而递增。由于识别这样的过渡需占用两个机器工作周期,故最大计数速率为 1/24 时钟频率。为了测量频率,一个定时器预置到测量时间 T_0 并对输入脉冲计数,直到定时器到达 0 为止。在 0 瞬时,定时器产生停止计数的中断信号。然后,计数器进行读数。定时器在预置时间重新工作。如果频率范围从 f_{\min} 变化到 f_{\max} ,则获得 n 位($N=2^n$)分辨率所需的时间为

$$T_0 = \frac{2^n}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (8.71)$$

对于给定的分辨率,频率范围越窄, T_0 的值越大。

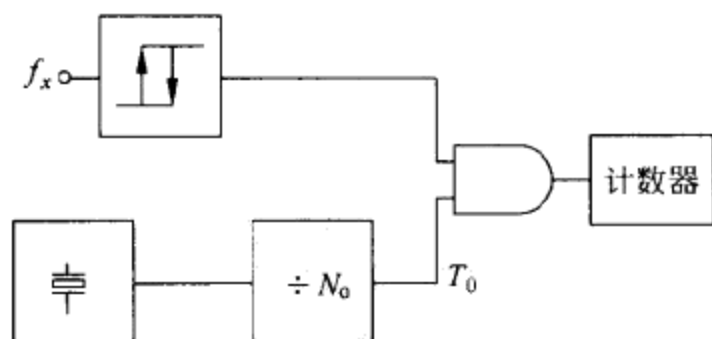


图 8.37 频率计的原理方框图。

例 8.4 某个传感器具有 9kHz~11kHz 的输出频率。试确定以 12 位分辨率

测量频率所需的测量时间和计数有效位数。

根据式(8.71)

$$T_0 = \frac{2^{12}}{11\text{kHz} - 9\text{kHz}} = 2.048\text{s}$$

9kHz 输入给出 $N_{\min} = (9 \times 10^3) \times (2.048\text{s}) = 18342$ 。11kHz 输入给出 $N_{\max} = (11 \times 10^3) \times (2.048\text{s}) = 22528$ 。注意 $N_{\max} - N_{\min} = 4096 = 2^{12}$ 满足要求,但每个计数器都必须大于 14 位。

8.5.2 周期和时间间隔测量

在对传感器中常遇到的低频或窄频率范围进行测量时,要获得高分辨率需花很长的时间。这便限制了动态测量,因为在进行计数的同时,频率信号必须是恒定不变的。即便当包括由测得的周期来计算频率所需的时间时,代之以测量信号周期也更为快捷。

信号的周期可以在若干 M 周期内通过对参考信号(时钟)的脉冲计数加以测量(图 8.38)。结果为

$$N = f_c MT_x \quad (8.72)$$

测量将占用时间 MT_x ,由于分辨率为 $1/N$,故根据式(8.72)可以推断出分辨率与测量时间之积为常数($1/f_c$)。例如,10kHz 信号具有 $100\mu\text{s}$ 的周期,以小于 0.1% 的不确定性对它进行测量要求 $N=1000$ 。如果 $f_c=1\text{MHz}$,则需要 $MT_x=1\text{ms}$,亦即 $M=10$ 。输入信号在 10 个周期内必须稳定,这远远小于以相同分辨率测量频率所需的 1000 个周期。对于相同的分辨率,更快的时钟将允许更短的测量时间。

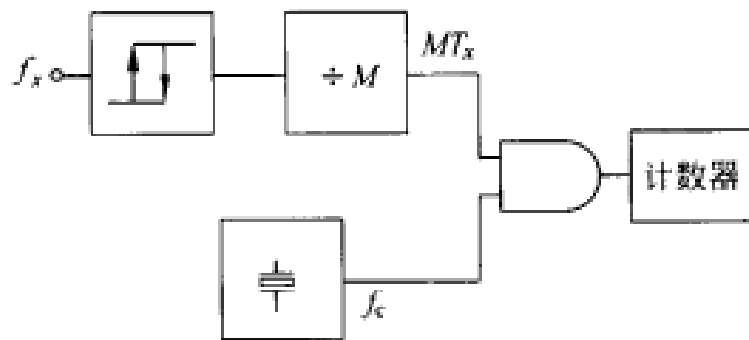


图 8.38 周期测量仪的原理方框图。

某些微控制器不能直接实现图 8.38 中的方法,但它们可以测量 k 个输入脉冲所经历的总时间。结果为 $kT_{x(m)}$,其中 $T_{x(m)}$ 是以机器工作周期计量的输入信号的周期,亦即

$$T_{x(m)} = \frac{1/f_x}{T_m} = \frac{f_c}{pf_x} \quad (8.73)$$

对于 8051 微控制器, $p=12$ 。为了实现测量,一个定时器用来测量经历的时间 $kT_{x(m)}$ (即对 k 计数),而传感器信号则与外部中断引脚相连。每次 1 到 0 过渡都将

产生中断。中断程序对传感器脉冲计数。当达到预定的 k 时,便进行读数并复位定时器。

k 必须为整数且取决于所要求的分辨率。为了获得 m 位分辨率,要求

$$k \geq \frac{2^m}{T_{\max(m)} - T_{\min(m)}} \quad (8.74)$$

式中 $T_{\max(m)}$ 和 $T_{\min(m)}$ 是以机器工作周期进行计量的。

例 8.5 某个传感器具有 9kHz~11kHz 的输出频率。试确定在利用时钟频率为 12MHz 的 8501 微控制器时,加以 12 位分辨率测量它的周期必须经历多少个信号周期。

为了应用式(8.74),我们必须首先确定最大和最小信号周期占多少个机器工作周期。根据式(8.73),对于 $p=12$,有

$$T_{\max(m)} = \frac{12\text{MHz}}{12 \times (9\text{kHz})} = 111.1 \text{ 机器工作周期}$$

$$T_{\min(m)} = \frac{12\text{MHz}}{12 \times (11\text{kHz})} = 90.9 \text{ 机器工作周期}$$

现在应用式(8.74),得

$$k = \frac{2^{12}}{111.1 - 90.9} = 202.8$$

因此,我们应测量 203 个信号周期。

如果有关被测对象的信息用频率而不是用周期编码,则结果为

$$f_x = \frac{k}{kT_{x(m)}} \quad (8.75)$$

因此,为了获得对频率的 n 位分辨率,需要知道对时间 $kT_{x(m)}$ 进行测量时所要求的分辨率。对式(8.75)求导,得

$$df_x = -\frac{k}{(kT_{x(m)})^2} d(kT_{x(m)}) = -\frac{f_x^2}{k} d(kT_{x(m)}) \quad (8.76)$$

上式表示, f_x 的分辨率是 $kT_{x(m)}$ 分辨率的 (f_x^2/k) 倍。因此,为使算出的频率具有 n 位分辨率,必须以 m 位对周期进行测量,以使

$$\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2^n} \geq \frac{f_{\max}^2}{k} \frac{k(1/f_{\min} - 1/f_{\max})}{2^m} \quad (8.77)$$

由上式得出

$$m \geq n + \frac{\ln(f_{\max}/f_{\min})}{\ln 2} \quad (8.78)$$

根据式(8.78)和式(8.74),在微控制器必须计数的时间内预定周期数为

$$k \geq 2^n p \frac{f_{\max}}{f_c} \frac{f_{\max}}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (8.79)$$

式中 f_c 是时钟频率(参见习题 8.9~8.11)。

例 8.6 我们来考察例 8.4 和 8.5 中输出频率为 9kHz~11kHz 的相同传感器。试问利用时钟频率为 12MHz 的 8051 微控制器测量它们的周期并以 12 位分辨率确定其频率必须经历多少信号周期? 周期测量时所需的分辨率是多少? 测量要花多长时间?

根据式(8.79),对于 $p=12$ 和 $f_c=12\text{MHz}$ 有

$$k \geq 2^{12} \times 12 \times \frac{11\text{kHz}}{12\text{MHz}} \times \frac{11}{11-9} = 247.8 \approx 248$$

根据式(8.78),得

$$m \geq 12 + \frac{\ln(11/9)}{\ln 2} = 12.289 \approx 13 \text{ 位}$$

信号周期很短时,测量时间会更长。由于 9kHz 信号的周期为 0.11ms,故 248 个周期将持续 27.5ms。这个时间比由频率测量获得相同分辨率所需的 2.048s(例 8.4)更短。

总测量时间应包括由测得周期的倒数或查寻检索表来确定频率所需的时间。检索表的规模取决于 $f_{\max} - f_{\min}$ 和表示每个频率值所需的位数。另外,检索表还可以储存信息用频率编码的被测对象的值。

某些微控制器还包括由外部中断引脚上 0 到 1 过渡接通并由相同引脚上的 1 到 0 过渡关断的定时器。后一种过渡还产生允许读入中断程序的中断信号,并使定时器复位。这种工作方式能直接测量脉冲宽度,例如,当传感器产生 PWM 调制时的脉冲宽度(8.4.3 节)。

例 8.7 利用在 25°C 时 $\alpha=0.79\%/K$ 的线性化硅制 PTC2000 Ω 热敏电阻以 0.1°C 的分辨率测量 -20°C~60°C 的温度。连接装置是一个微控制器,该微控制器测量经传感器将外部电容器充电达到产生中断所需过渡电平要求的时间间隔。试确定当过渡电平为加到电阻器上的供电电压一半及有效时钟频率为 1MHz 时的 C 。

电容器两端的电压按下式呈指数上升:

$$v_C(t) = V_{CC}(1 - e^{-t/R_T C})$$

达到 $V_{CC}/2$ 所需的时间为

$$t_{th} = R_T C \ln 2 = 0.693 R_T C$$

传感器的电阻变化特性为

$$R_T = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)] = (2000\Omega) [1 + (0.0079/K)(T - 25^\circ\text{C})]$$

因此,这个传感器在 -20°C 时具有 1289 Ω ,而在 60°C 时具有 2553 Ω 。达到阈电压的相应时间为

$$t_{th}(-20) = 0.693(1289\Omega)C$$

$$t_{th}(60) = 0.693(2553\Omega)C$$

时间差为

$$\Delta t_{th} = 0.693(1264\Omega)C = (876\Omega)C$$

所要求的动态范围为

$$DR = \frac{60^\circ\text{C} - (-20^\circ\text{C})}{0.1^\circ\text{C}} = 800$$

由于进行计数时的分辨率是 1(计数),故要求

$$\Delta N = 800 = f_c \Delta t_{th} = (1\text{MHz})(876\Omega)C$$

由此得 $C=0.9\mu\text{F}$ 。我们选择 $C=1\mu\text{F}$ 。所得到的最大计数数字在 60°C 时为 1769,而在 -20°C 时的最小计数数字为 893。由于对较大数字编码需要 12 位,而且需要储存 800 个不同的值,故检索表应有大约 1.2k 字节。

8.5.3 计算和补偿

测量电桥能对相乘干扰进行补偿且很容易完成差值测量。本节将探讨频率测量中的这些特性。

图 8.39 示出如何测量两个频率之比(商值)。计数器将读出

$$N = \frac{f_x}{M} \frac{Q}{f_y} \quad (8.80)$$

为了获得高分辨率(大的 N 值),若 $f_x > f_y$,便选择大 Q 和小 $M(M=1)$ 。对 f_x 和 f_y 共有的相乘误差将相互抵消。

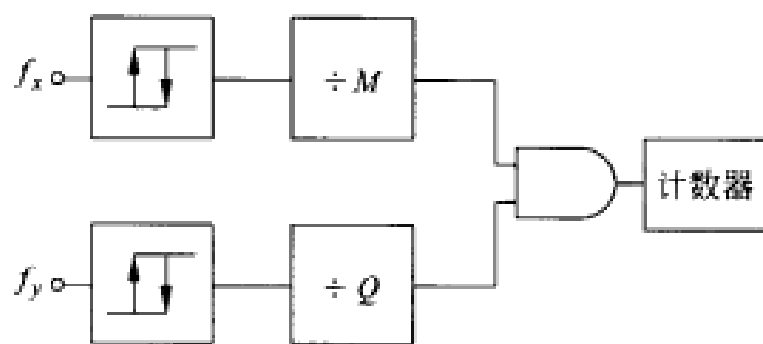


图 8.39 频率比测量仪的原理方框图。

为了对两个同时测得的频率相加或相减,可以利用各自计数器的数字输出实施相应的功能。如果两个频率依次被测量而将它们相加,可以将第一次测量的结果送入计数器,然后再测量第二个频率。相减时,将第一个读数的 2 的补数送入计数器。

用差动传感器进行频率测量也具有同样的优越性。如果差动对的每个传感器都置于张弛振荡器内,则根据式(8.37)~式(8.39),对应的输出频率或者是与被测对象成正比:

$$f_1 = kX_0(1 + \alpha) \quad (8.81)$$

$$f_2 = kX_0(1 - \alpha) \quad (8.82)$$

或者是与被测对象成反比:

$$f_1 = \frac{k}{X_0(1 + \alpha)} \quad (8.83)$$

$$f_2 = \frac{k}{X_0(1 - \alpha)} \quad (8.84)$$

我们无需分别测量给定时间内的每个振荡频率,而是将各自的计数器输出相加,直到总计数次数为预定值 N ,即

$$N = (f_1 + f_2)T_N \quad (8.85)$$

若这段时间内我们测量振荡器频率之差,则结果为

$$N_1 - N_2 = (f_1 - f_2)T_N = \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2}N \quad (8.86)$$

因此,由式(8.81)和(8.82)有

$$N_1 - N_2 = \alpha N \quad (8.87)$$

以及由式(8.82)和(8.83)得

$$N_1 - N_2 = -\alpha N \quad (8.88)$$

亦即对于这两类传感器,输出均与被测对象成正比。这意味着,如果我们不去测量频率差而是测量周期差(这种测量可能更快),输出同样也呈线性。此外,对于由式(8.81)和(8.82)表示的传感器,由式(8.85)测量时间 T_N 为 $T_N = N/(2kX_0)$, T_N 与 α 无关;但对于由式(8.83)和(8.84)表示的传感器,则 T_N 与 α 有关。

8.5.4 速度测量——数字式转速计

根据编码器脉冲进行速度测量(8.1.1节)应快到足以与起伏变化的速度相适应,而且还应给出高分辨率,这就要求很多的计数次数。若编码器每圈给出 m 个脉冲且我们利用如图 8.37 所示的计数器来测量它的频率,则旋转速度(圈数/s)为

$$n = \frac{N_c}{T_0} \frac{1}{m} \quad (8.89)$$

式中 N_c 是在时间间隔 T_0 期间计数的脉冲数。若这个时间间隔为已知,由于 N_c 的相对不确定性是 $1/N_c$,故 n 中的相对不确定性为

$$\frac{dn}{n} = \frac{dN_c}{N_c} = \frac{1}{N_c} = \frac{1}{nT_0} \frac{1}{m} \quad (8.90)$$

因此,若 T_0 很短(对于动态速度测量),则对于小的 n 和 m ,不确定性将增大。

如果我们代之以测量输入脉冲的周期并对来自时钟 f_c 的 N_p 个脉冲计数,则旋转速度为

$$n = \frac{f_c}{N_p} \frac{1}{m} \quad (8.91)$$

若 f_c 为常数, 则被测速度的相对不确定性为

$$\frac{dn}{n} = -\frac{dN_p}{N_p} = \frac{-1}{N_p} = \frac{n \times m}{f_c} \quad (8.92)$$

这时, 不确定性随 n 和 m 的增加而增大。测量的持续时间为

$$T_p = \frac{N_p}{f_c} = \frac{1}{n \times m} \quad (8.93)$$

因此, 对于小的 n 和 m , 持续时间较长。

恒定经历时间(CET)法解决了分辨率与测量时间之间的协调关系^[24]。该法将编码器脉冲计数和时间测量相结合。时间由对来自周期为 T_c 的精密时钟的脉冲计数进行测量。选择测出的时间间隔, 使它大于或等于所需要的经历时间 T_c , 并包含整数个编码器脉冲。脉冲计数器和时间计数器在编码器脉冲的上升沿处启动, 而在间隔 T_c 之后出现的编码器脉冲的第一个上升沿处停止。因此, N_p 不存在不确定性。若相应的脉冲和时间的计数器读出 N_p 和 N_c , 则旋转速度为

$$n = \frac{N_p}{N_c T_c} \frac{1}{m} = \frac{N_p f_c}{N_c m} \quad (8.94)$$

在很低的速度下, 在 T_c 期间我们将计数一个编码器脉冲 ($N_p = 1$), 这一方法便等效于周期测量。 n 中的相对不确定性为

$$\frac{dn}{n} = -\frac{dN_c}{N_c} = \frac{-1}{N_c} = \frac{n \times m}{N_p f_c} \quad (8.95)$$

在高速下, 通过增大 N_p 能得到小的不确定性。若允许的最长测量时间为 T_{\max} 并选择 N_p , 使得

$$T_{\max} \leq \frac{N_p}{n \times m} \quad (8.96)$$

则相对不确定性为常数且小于 $1/(f_c T_{\max})$ 。若编码器脉冲的宽度超过 T_{\max} , 则速度信号应设定到等于零。最小可测速度为

$$n_{\min} = \frac{1}{T_{\max} \times m} \quad (8.97)$$

显然, n_{\min} 将随最大响应时间的增加而减小。

8.6 传感器的通信系统

信号调节器的输出必须传送至接收器或显示器。每当测量地点和数据显示地点相互分开时(如远程过程控制)或是不可接近时(如飞行测试, 生物医学应用和野生动物管理), 便需要一种能发送或接收测量数据或命令或既能发送又能接收的装置。

测量和命令可以用机械装置或电装置来发送。机械装置、射流系统或气动系

统只适于近距离($<300\text{m}$),但如果能提供压缩空气装置,则可以实现强动力作用。然后,将测得的量变换成 $20\text{kPa}\sim 100\text{kPa}$ ($0.2\text{bar}\sim 1.0\text{bar}$) 标准压力范围的气动压力。它们可用于一些电子设备不适用的场合,例如,当存在电离辐射或强电磁场时,或者出于诸如安全性(爆炸性媒体)或可靠性方面的考虑,倘若电源出现故障,便可利用(非电)压缩器装置。但它们不适于将信息发送至计算机或任何其他电子数据处理系统的场合。

利用有线传输(绞合线对、同轴电缆、电话线)的近距离通信是相当便宜的。有线传输也用在一些大面积铺设的诸如配电网和输油管道之类的专用基础设施。然而,有线传输的带宽和速度受到限制。光纤能消除这些限制并能抵抗强电磁干扰,但较昂贵。涉及远距离或不可接近发送器或接收器的通信利用了射频遥测技术。某些专门的近程应用可以利用超声波、红外辐射或者简单的电容或电感耦合。

无论哪种通信手段,都须对传感器信号进行调节,以便适合于通信的要求。这种调节过程可能需要不止一个步骤,如图 8.40 所示。传感器信号经调节之后进行调制(若为模拟信号)或编码(若为数字信号),以将其与共享相同传输手段的其他信号相结合,或使之适用于将信号与通信信道相耦合的发送器调制器。由于通常需要双工通信来检验所传送的测量结果以及发送命令,故同一调制装置往往包括解调器,因而构成调制解调器。接收器则执行相反的功能。

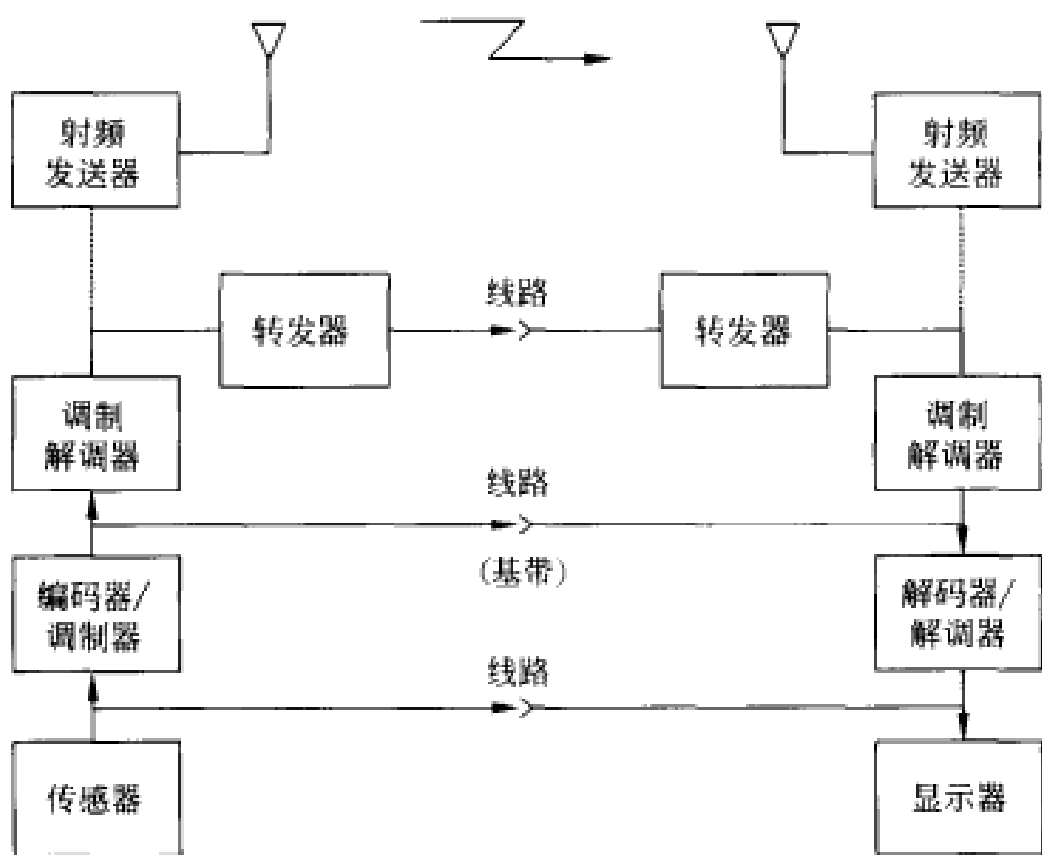


图 8.40 表示在发送器与接收器之间建立联系的合理层次的遥测系统的一般结构。

在近距离情况下,信息将直接以来自传感器附近的调制器或编码器的电压、电流或频率的形式在基带内传送。在电压遥测术中,我们将传感器的输出信号变换成适当比例的电压,将这个电压接至由两根导线组成的线路上,并在接收端测量该电压。标准化的线路电压范围(从量程的低端到高端)为 $1\text{V}\sim 5\text{V}$, $0\text{V}\sim \pm 1\text{V}$, $0\text{V}\sim \pm 10\text{V}$ 的直流和 $0\text{V}\sim 5\text{V}$ 交流。电压范围除 0V 之外均能使接收器进行近距离检测。最大距离取决于导线电阻(由于电阻上有压降)和线路上的电流,而后者又取决于检测器的输入电阻。

电压遥测术的主要缺点是,在连接导线形成的环路内感应出寄生电压并叠加到所传送的信号上。当传送信号的带宽远小于干扰带宽时,简单的低通滤波器便能消除干扰。但是,由于 60Hz 电源线是最重要的干扰源之一,故滤波器解决方案的应用受到限制。将导线扭绞在一起使有效环路面积减至最小能降低磁干扰。当电路具有小的等效阻抗时,电容性干扰将减小,但具有高输出阻抗的信号源却不是这种情况(3.6.1节)。接地的导电屏蔽能降低电容性干扰(3.6.3节),但要以增加屏蔽电缆的成本为代价。

8.6.1 电流遥测术: $4\text{mA}\sim 20\text{mA}$ 电流环路

在电流遥测术中,我们将传感器信号变换为向连接线路发送的成比例的电流。接收器通过测量已知电阻器两端的压降对这个电流进行检测。标准化的电流值为 $4\text{mA}\sim 20\text{mA}$ (最常用), $0\text{mA}\sim 5\text{mA}$, $0\text{mA}\sim 20\text{mA}$, $10\text{mA}\sim 50\text{mA}$, $1\text{mA}\sim 5\text{mA}$ 和 $2\text{mA}\sim 10\text{mA}$ 。将 4mA (或其他非零值)用于 0 电平使检测开路状态十分方便(0mA)。

只要发送器能维持电路中的电流值,电流遥测术便不易受寄生热电偶和沿电缆电阻的压降的影响。这就使我们能利用比较便宜的更细的导线。在电流源输出电阻足够大的条件下,经磁耦合感应到导线环路中的电压并不会产生显著影响,因为干扰引起的电流极小。利用双绞线对能进一步降低干扰。

电容性干扰会导致与接收器电阻有关的误差。对于 $4\text{mA}\sim 20\text{mA}$ 系统,接收器电阻通常为 250Ω 。这个电阻小到不足以产生显著误差,因此,所允许的电缆长度比电压遥测系统的更长。电流遥测技术还有一个额外的优点,即单台示读或记录装置可以在电缆长度不一致的不同通道之间进行换接,而不会因电缆长度的一致造成精度的差异。

当发送器处于浮置状态时,有时可以只用与电源和信号共用的两根导线来构成电路。图8.41(a)示出利用4根导线的一般电路,其中2根导线用于电源,2根导线用于信号发送。通常可能共用返回导线,如图8.41(b)所示。在图8.41(c)中,电源与示读装置或多个装置和环路内包括传感器在内的任何其他电阻相串联。标准电源电压为 24V ; 12V 用于发送器中的压降, 5V 用于接收器(250Ω)中的压

降,2V 用于沿线路(100Ω)的压降,以及 5V 用于提供在短路情况下的固有安全性的附加串联电阻两端的压降。负载电阻每增加 50Ω 时,电源电压必须增加 1V。

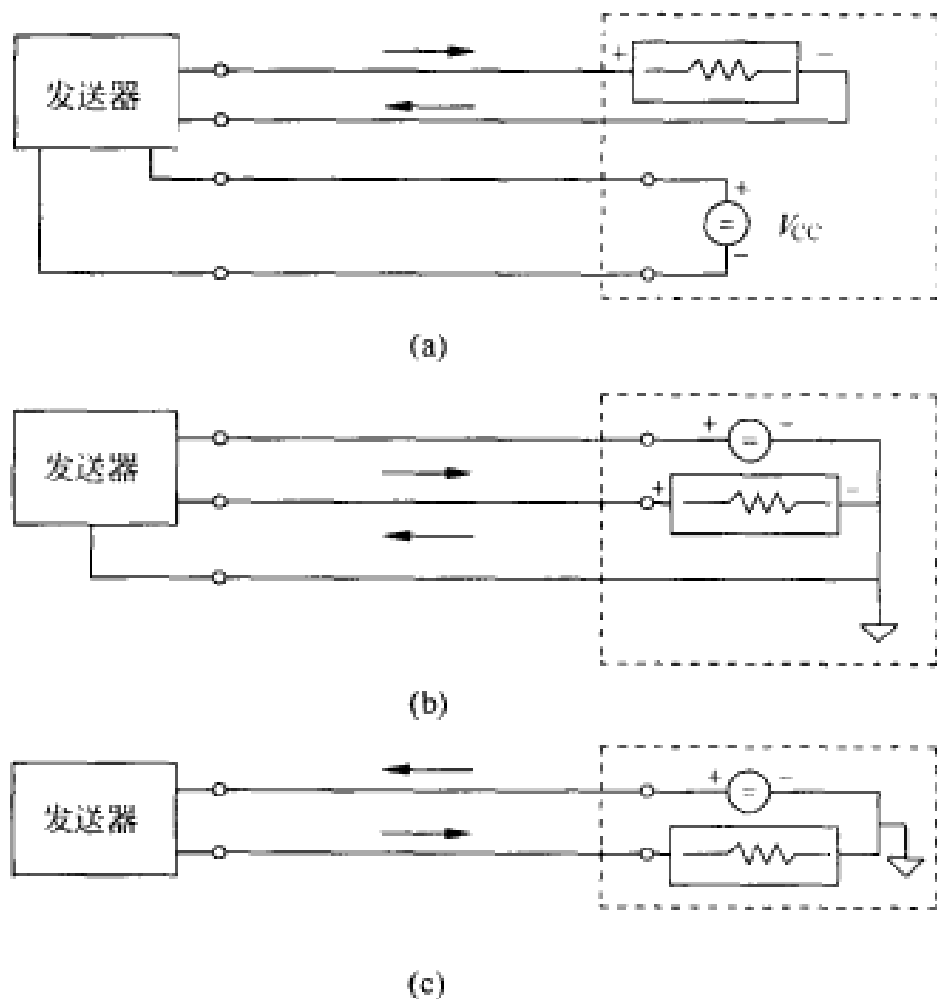


图 8.41 利用(a)4 根导线。(b)3 根导线。
(c)2 根导线的电流遥测电路。

4mA~20mA 环路在发送测量数据以及控制那些易于以这一标准接受指令的某些执行器的过程控制中有广泛的应用。AD693, AD694 (Analog Devices 公司产品)和 XTR 系列(Burr-Brown 公司产品)是一些单片信号调节电路,能接受来自不同传感器(电阻式温度检测器、电阻电桥、热电偶)的低电平信号,用于对标准 4mA~20mA 输出进行控制。某些 4mA~20mA 环路还包括用于无源传感器的激励电压或激励电流。

8.6.2 同时进行模拟和数字通信

利用电流环的通信系统是点对点 and 单向系统。由于它们是点对点系统,故增加新传感器便意味着要改变系统的电缆配置。此外,由于它们是单向系统,故控制不能对发送器发出询问。例如,数字通信允许装置加入有关它们的全部所需信息:制造厂商、型号、序号、校准因数、配置、过程变量、测量范围、诊断等。这些信息不能单独地改善过程控制,但能简化安装和维护。状态信息可以随时获得。然而,用

总线型数字通信系统完全代替现有模拟通信系统的费用则极其高昂。

HART[®] (Highway Addressable Remote Transducer, 信息通道可寻址远程传感器) 现场通信协议保留了 4mA~20mA 信号, 同时能在不妨碍 4mA~20mA 信号完整性的情况下实现双向数字通信。许多供货商都支持最初于 1988 年由 Rosemount 公司开发的 HART[®] (<http://www.hartcomm.org>)。HART[®] 协议利用 Bell 202 频移键控 (FSK) 标准将数字信号叠加在 4mA~20mA 模拟信号的上面 (图 8.42)。1200Hz 代表逻辑 1 (传号), 而 2200Hz 则代表逻辑 0 (空号)。由于数字 FSK 信号是相位连续信号, 故不会干扰 4mA~20mA 信号。每个字节都有 1 个起始位、8 个数据位、1 个奇偶校验位和 1 个停止位。发送速度为 1200bps。如果整个发送器消耗电流小于 3.5mA (4mA~0.5mA), 则一个绞线对就可以提供功率并发送模拟和数字信号。HART[®] 可以安装到任何模拟装置内, 而无需进行新的电缆配置。最小的导线尺寸是 24AWG (直径约 0.51mm)。HART[®] 可用于点对点通信, 也能与环路内的多达 15 个装置通信 (多点工作方式), 最大长度为 3000m (屏蔽导线对)。每个装置在环路内有特定的方向。HART[®] 执行主/从协议; 远地“从动”装置只在主动装置寻址时才起响应。查询/响应速率为 2/s。由于每个回复信息都包含有状态信息, 而且执行每项操作都进行大量的错误检验, 故 HART[®] 通信十分可靠。用一个 HART 信息可以传递多达 4 个过程变量, 每个装置可以多达 256 个变量。在危险领域, 有和 HART 兼容的具有本质安全性的屏障和隔离器用以通过 HART 信号。

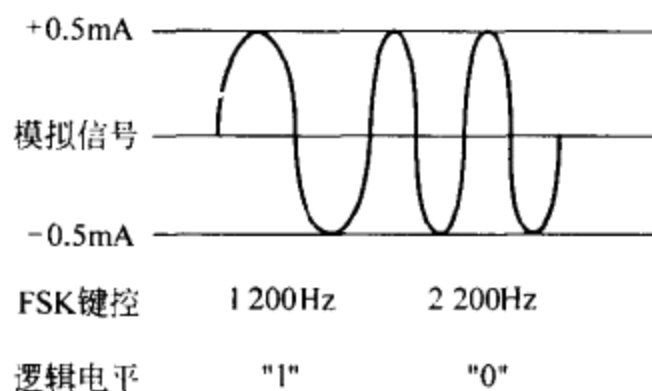


图 8.42 HART[®] 现场通信系统利用 FSK 对在 4mA~20mA 模拟信号的上面的信息进行编码。

8.6.3 传感器总线: 现场总线

模拟通信系统含有二重信号变换。来自模拟传感器的输出信号必须经数字化, 以便由微处理器处理后, 用于线性化、极限检波或任何其他操作。如果最终信息譬如说由 4mA~20mA 环路发送, 则数字信号必须变回到模拟信号, 然后再在对系统进行控制的中央处理器中数字化。能以数字方式通信的传感器避免这种二

重变换。此外,总线型通信允许单一通信信道由双向通信中的不同装置共享。这便简化了电缆敷设。特别是在利用串行总线时更是如此(图 8.43)。现场总线是一种在具有用户界面的智能测量和控制装置中间的数字式双向多点通信线路。它作为局域网(LAN)用于先进的过程控制、远地输入/输出和高速工厂自动化应用场合。

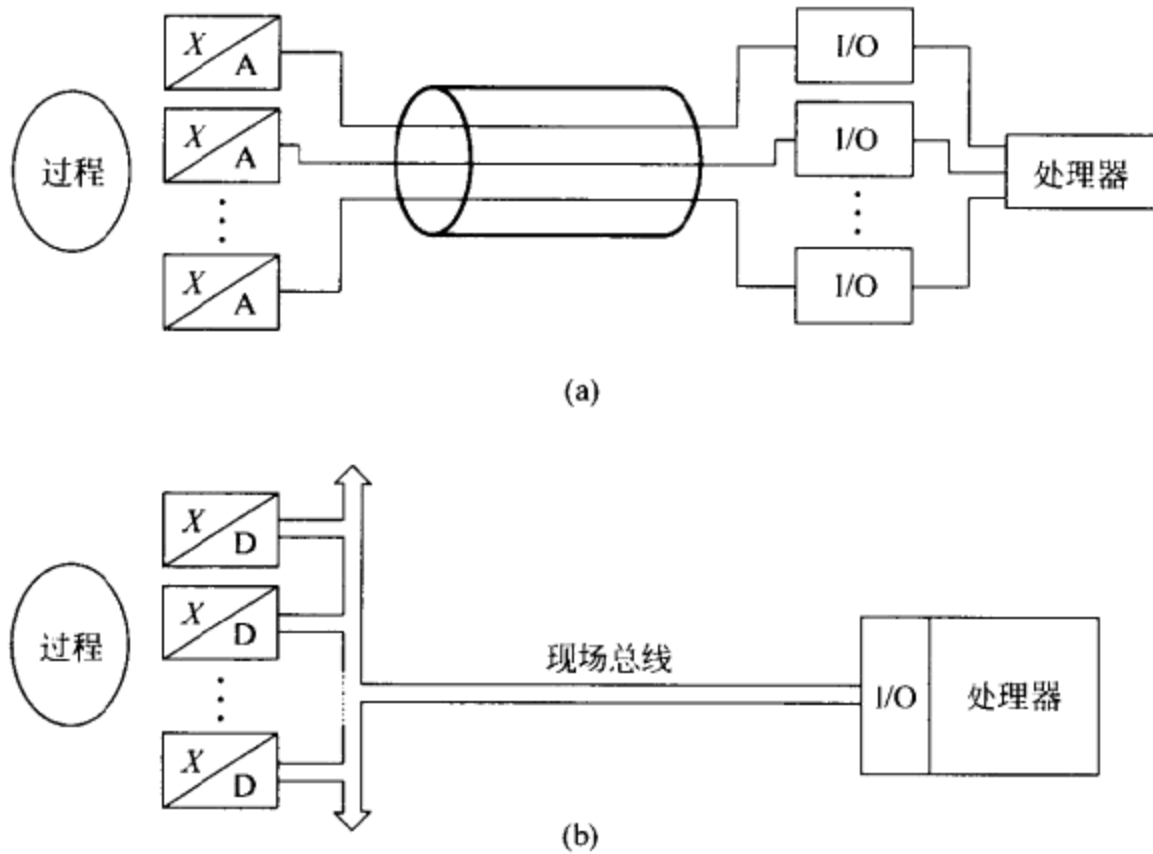


图 8.43 利用(a)模拟通信和(b)基于总线的数字通信的系统的基本结构。

基于总线的测量和控制系统所完成的功能与图 1.1 中的功能相同,但系统按照每个装置的功能布置在总线的周围。而不是用电缆连接。增加另外的传感器或执行器十分便捷,因为只需更新系统软件而不连接电缆,故无需使过程中断。但是,与给定总线相连的所有装置必须兼容,至今尚无普遍被接受的标准。因此,存在着多种现场总线。

1985 年,国际电工委员会(IEC)在 ISA(当时的美国仪器协会,现在为国际测量和控制协会)SP-50 委员会的指导下,制定了一项建立现存总线标准的计划。该标准将遵从 IEC 和 ISO(国际标准化组织)批准的 7 层 OSI(开放式系统互连)模型^[25]。经过多年的努力,得到一个有 3 层(物理层、数据链路层和应用层)的简化模型以及供用户界面用的附加层。每一层都包含涉及数据格式和时序的称为协议的专门规则。

物理层涉及利用和控制物理媒质,以确保信息在实际距离上的传递。物理层接收信息,将其变换成传输媒质上的物理信号或作相反的变化。因此,物理层主要

解决电气兼容性和机械兼容性问题,以及物理媒质(导线、射频、光纤)提出的功能和协议要求,以便经过它发送和接收信号。发送器是包含将数字信号加到总线上的电路的工作装置。为有线通信选择的代码是 Manchester II。

链路层协议在传输媒质的两端之间工作,以克服物理层的不足之处并管理链路资源(例如带宽)。例如,链路层决定在给定瞬时哪个装置可以“通信”,并对错误进行检测和校正。

应用层协议严格说来并不是通信系统的一部分,而是它的用户。它们规定了如何写入、读出、理解和执行某个信息。用户层是用户与通信系统之间的界面,它允许主系统与装置通信而无需专门编程。

然而,由于对现场总线的大量需求,造成许多制造厂商在取得对国际标准的一致意见之前便推出标有专利协议的产品局面。目前称之为 Typ1(或 H1)的应当是惟一的一组标准(IEC 61158)引出了 8 份文件,包括:ControlNet(Type2), Profibus(Type3), P-Net(Type4), Fieldbus Foundation high-speed Ethernet(HSE)(Type5), SwiftNet(Type6), World FIP(全球工厂执行协议)(Type7)和 Interbus-S(Type8)。这方面的一些进展可以在 Fieldbus Foundation 网址上查到(<http://www.fieldbus.org>)。InTech 杂志包含有关现场总线新闻的月刊。

8.7 智能传感器

智能传感器具有一个用于自动工作、处理数据或实现更大多用性的内装微处理器。已有各种各样可供利用的智能传感器,其范围从仅仅包含由片上微处理器协助实现的数字“微调”到有时以单片形式将数据处理和通信结合在一起的器件(例如, Analog Devices 公司生产的 MicroConverter™)。Honeywell 公司于 1983 年推出了首款商品智能传感器,它包含 2 个压力传感器(差动压力传感器和静态压力传感器)和 1 个温度传感器(用于补偿),并能多路转换到模数转换器和微处理器上。输入信号经处理,给出数字输出。数字输出又用与 4mA~20mA 环路相连的数模转换器(DAC)变回到模拟信号。

数字处理器的低成本适于生产具有数字输出的价位适中的智能传感器,能完成自识别、自测试、自适应校准、有噪声数据的滤波、发送和接收数据、进行逻辑判决等。然而,由于众多不兼容的工业网络或现场总线不允许传感器的直接插入,从而使这些优越性略有失色。IEEE1451 系列“用于传感器和执行器的智能换能器接口标准”的目标涵盖了网络化智能传感器的各个方面:从接口到换能器本身直到高层次需求,反映目标建模的性能、特征以及数据通信,以确保换能器与网络的互操作能力和互换能力^[26]。

图 8.44 示出与 IEEE Std 1451.2-1997 标准(换能器-微处理器通信协议和换

能器电子数据表(TEDS)格式)相符的独立于网络的传感器的基本组成部分。智能传感器(或执行器)本身称之为 STIM(智能换能器接口模块)。它集成了 1 个或多个传感器(或执行器)、信号调节器和变换器,利用逻辑电路(微处理器)进行连接可以实现接口和电子数据表功能。TEDS 是描述换能器的数据资料(工作参数和使用条件)并储存到某种形式的电可读存储器中。NCAP(网络化应用处理器)是一种处于 STIM 和完成网络通信、STIM 通信和数据变换功能的网络之间的器件。TII(独立于换能器的接口)是将 STIM 与 NCAP 相连的 10 线串行数据接口。它建立在 SPI(串行外围设备接口)同步串行通信协议的基础上,并允许任何 STIM 经 NCAP 节点插入任何工业网络。IEEE1451.2 标准包括 STIM、TII 和 NCAP 换能器单元中与 STIM 相联系的部分。它还规定了 TEDS 的各种格式、换能器的功能类型(如传感器、执行器、缓冲传感器和事件传感器)以及通用校准和校正工具。

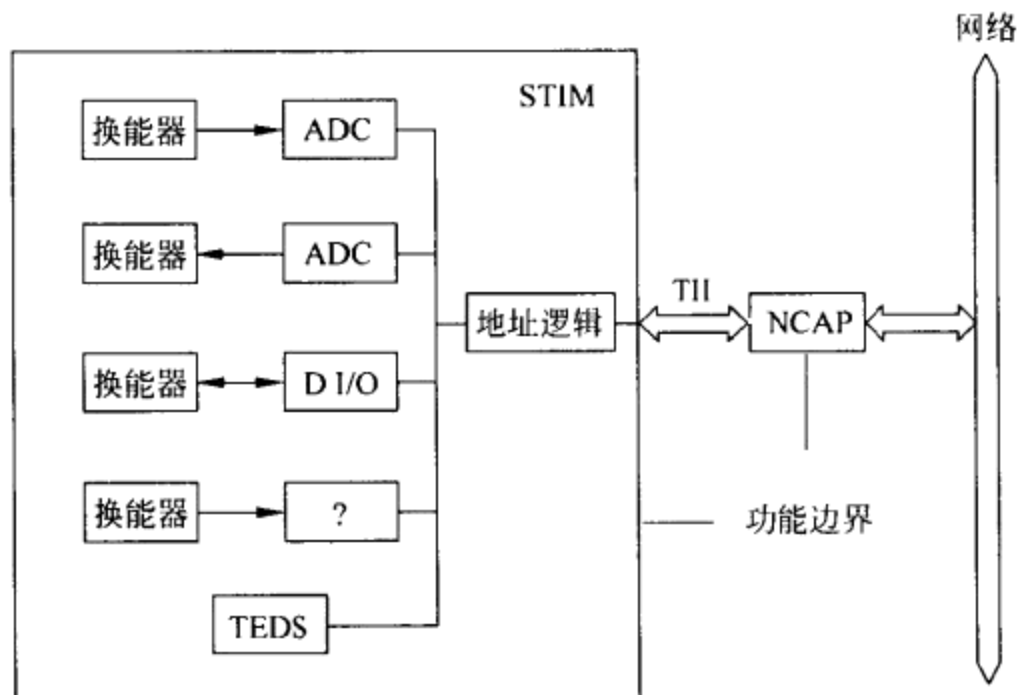


图 8.44 IEEE 1451.2 标准规定了智能换能器接口模块 (STIM)、换能器电子数据表 (TEDS)、网络化应用处理器 (NCAP) 和独立于换能器的接口 (TII)。

IEEE P1451.1 提出的标准 (NCAP 信息模型) 利用高层次的抽象规定了联网智能换能器面向目标的元件模型。该模型是一个插入一系列功能硬件和提供所需功能的软件程序块的虚拟平台。它提供与换能器单元的接口,所以,它的硬件看起来像是一个 I/O 驱动器和与包括不同的网络协议工具的 NCAP 的接口。

IEEE 1451.3 提出的标准(用于分布式多点系统的数字通信和 TEDS 格式)规定了用于将多个换能器短期连接到 SIIM 和 NCAP 上的高速、多点数字总线,亦即规定了图 8.44 中在 STIM 内将地址逻辑连接到 ADC 和 DAC 上的本地总线。该

标准适用于利用分布在有限区域内的多个换能器的数据采集系统,以及那些实际上无法将现场总线或电缆网络延伸到每个换能器的场合。

IEEE 1451.4 提出的标准(混合工作方式通信协议和 TEDS 格式)描述了用于经常规模拟布线与智能换能器相连的混合工作方式传感器(和执行器)的双向通信协议。

习 题

- 8.1 当对计数器提供的时钟为 10MHz 以及可利用的最长计数时间为 1s 时,试确定能使测量脉冲频率比测量脉冲间隔更好的最低旋转速度。
- 8.2 将线性漂移为 $35.4 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的某个石英晶体用于设计数字式温度计。试计算为获得 $1000\text{Hz}/^{\circ}\text{C}$ 灵敏度和 0.0001°C 分辨率的振荡器频率和计数器选通时间。
- 8.3 振动金属丝应变计被安装在膨胀系数为 $8 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的混凝土上。钢丝的膨胀系数为 $14 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。为了补偿温度干扰,我们对 150Ω 及在 25°C 时 $\alpha = 4.3(\text{m}\Omega/\Omega)/\text{K}$ 的驱动系统线圈的电阻进行检测。试计算当线圈电阻为 141Ω 时,对由应变计指示的温度引起的变形的校正因数。
- 8.4 利用 25°C 时具有 4700Ω 以及在测量范围内 $B = 3500\text{K}$ 的负温度系数热敏电阻在 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ 范围内对温度进行测量。我们希望获得在 0°C 时给出 1kHz 的频率输出。由于不需要线性频率-温度关系,故我们考虑使用如图 8.28 所示的维恩电桥。试计算有关的电路元件并确定输出频率范围。
- 8.5 图 P8.5 示出一个电路,该电路可以在缩小温度范围内给出与相对于 T_0 的温度增加成正比的周期。如果负温度系数热敏电阻用 $R_T = a \times b^{-\Delta T}$ ($\Delta T = T - T_0$) 模拟,并且在 25°C 具有 12400Ω 、在测量范围内 $B = 2734\text{K}$ 。试设计在 $35^{\circ}\text{C} \sim 45^{\circ}\text{C}$ 范围内给出 $50\mu\text{s}/\text{K}$ 的电路。

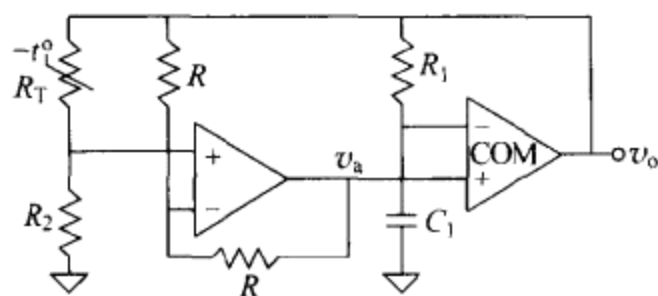


图 P8.5 周期与在缩小温度范围内的温度增加成正比的张弛振荡器。

- 8.6 图 P8.6 所示非稳态多谐振荡器具有一个与阻值为 120Ω 、应变系数为 2 的两个应变片有关的输出信号,两个应变片被焊接成使一个应变片的值增大时,另一个应变片则减小相同的值。双向计数器依据它的两个输入端中哪一个

接收输入脉冲来增加或减小其输出。试确定为获得 $1\mu\epsilon$ 分辨率的 C 和时钟频率。计算时,利用 TLC555 数据资料中的典型值。

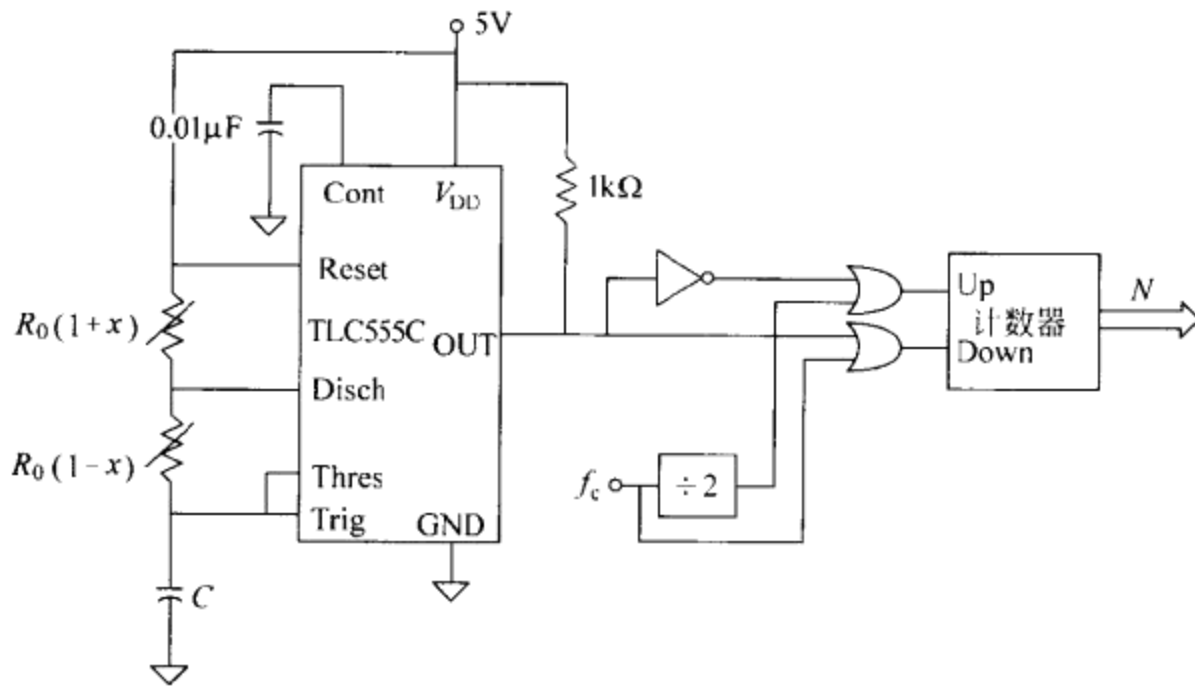


图 P8.6 在非稳态多谐振荡器中采用两个应变片的变形测量电路。

- 8.7 图 8.7(a)所示电容式湿度计的振荡频率为 $f_H = 0.559/(RC)$, 其中 $C = C_H + C_G$ 。 C_H 是温度漂移为 $0.05\%RH/K$ 的传感器电容, C_G 是与供电电压 V_{CC} 有关的反相门电路的输入电容。后一个依赖关系可通过使 V_{CC} 按照用具有 $1\mu A/K$ 的 AD590 检测温度的电路的输出而变化用来修正传感器的热漂移 [图 P8.7(b)]。为了确定 C_G 对 V_{CC} 的依赖关系, 将传感器维持在 $20^\circ C$ 和 $50\%RH$, 并测量输出频率 [图 P8.7(c)]。对 $V_{CC} = 6V$ 得到计数 8129, 对 $V_{CC} = 9V$ 得到计数 7986 以及线性关系。如果湿度传感器在 $20^\circ C$ 时具有 $107pF, 110pF$ 和 $122pF$ 以及相应的 $0\%RH, 50\%RH$ 和 $100\%RH$ 。试设计温度补偿电路。
- 8.8 图 P8.8 示出一个用来测量温差的电路。各个温度传感器均为具有 1000Ω 和在 $0^\circ C$ 时 $\alpha = 3.912 \times 10^{-3} (\Omega/\Omega)/K$ 的电阻式温度检测器。该电路的工作原理是测量经 R_{T1} 或 R_{T2} 对 C 充电的时间差。 R_p 对经 RA2 和 RTCC 的放电电流进行限制。微控制器用 $5V$ 供电并具有 $8MHz$ 时钟, 需要 4 个时钟周期来实现一个机器周期 ($P=4$)。内部 8 位计数器确定 RA0 和 RA1 相继设定到高电平之后将 C 充电到高阈电压要花多长时间。若温度范围为 $-50^\circ C \sim 500^\circ C$ 以及传感器之间的最大温差为 $50^\circ C$, 试确定为获得温差提供的最大可能分辨率的 C 。应考虑到在数据资料中输出高电平为 $5V$ 以及输入触发电平为最小。如果 RA0 和 RA1 上的高电平是数据资料中的最小值, 将会出现什么情况?
- 8.9 某个传感器给出 $5kHz \sim 10kHz$ 的频率输出。如果我们希望根据对它的周

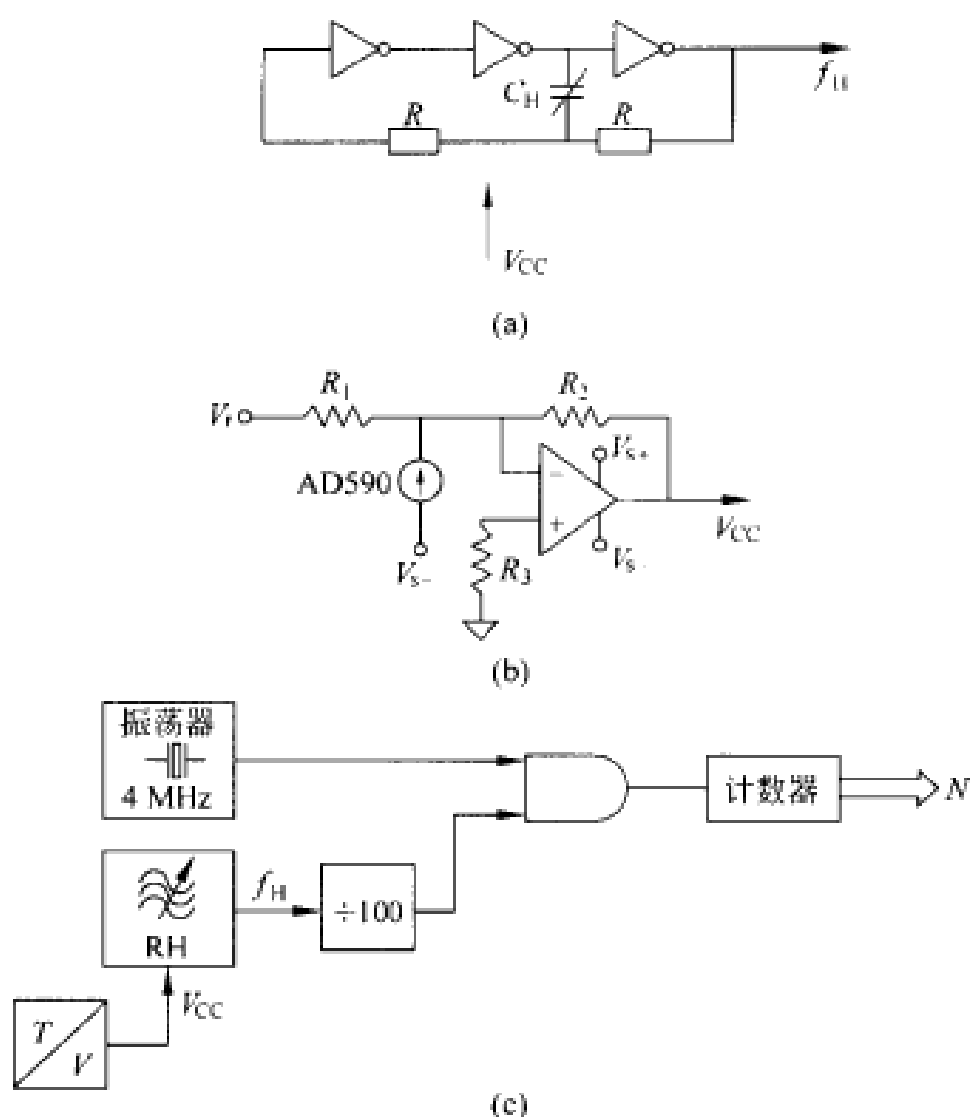


图 P8.7 建立在对反相门电路的输入电容的热漂移进行温度补偿的张弛振荡器基础上的电容式温度计。

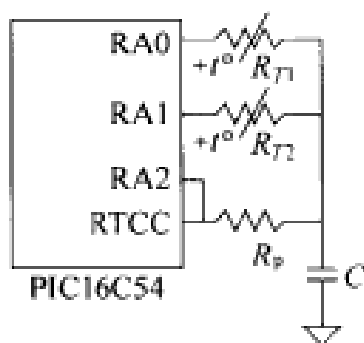


图 P8.8 基于测量时间差的温差测量采用的直接传感器-微控制器连接。

期的测量,以 10 位分辨率确定该频率,所需的分辨率是多少? 如果我们利用具有 1MHz 时钟的 8501 微控制器,在最坏情况下测量要花多长时间?

8.10 某个传感器给出 9kHz~11kHz 的频率输出。如果我们希望用具有 1MHz 时钟的 8051 微控制器通过测量它的周期以 10Hz 分辨率对其进行测量,试

确定测量周期所需的位数以及进行计数的输入信号的周期数。

- 8.11 H1 型电容式湿度传感器(Philips 公司产品)在 $RH = 43\%$ 时具有大约 $0.4\text{pF}\%RH$ 的灵敏度和 $C = 122\text{pF}$ 。为了测量室内相对湿度,我们将传感器放在一个张弛振荡器内,其频率由一个 8051 微处理器测量的周期来确定,该微处理器对为计数一个给定的输入周期数所花费的多少时间进行计数。
- 如果时钟为 10MHz 以及测量时间必须小于 10ms ,试确定张弛振荡器的振荡频率和为获得 $2\%RH$ 分辨率所要计数的周期数。
 - 若 $RH = 43\%$ 时张弛振荡器的振荡频率为 100kHz ,如我们假定振荡频率与相对湿度成正比,试确定误差。
- 8.12 我们通过对零交叉之间的时间计数对两个 10kHz 正弦波之间的相移进行测量。
- 如果待测量的最大相移是 90° ,试确定为获得 0.1° 分辨率所需的时钟频率。
 - 如果可利用的时钟为 10MHz ,试确定在测量 45° 相移时可能达到的分辨率,并计算测量该相移所花的时间。

参 考 文 献

- Anonymous. *Design and Operational Considerations for the HEDS-5000 Incremental Shaft Encoder*. Application Note 1011. Palo Alto: Hewlett Packard, 1981
- J. R. R. Mayer. Optical encoder displacement sensors. Section 6.8 in: J. G. Webster (ed.). *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999
- J. R. R. Mayer. High-resolution of rotary encoder analog quadrature signals. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **43**, 1994. 494~498
- M. Heiss. Error-detection unit-distance code. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **39**, 1990. 730~734
- E. M. Petriu. Absolute position measurement using a pseudorandom binary encoding. *IEEE Instrum. Meas. Magazine*, 1, September 1998. 19~23
- R. A. Busser. Resonant sensors. Chapter 7 in: H. H. Bau, N. F. de Rooij, and B. Kloeck (eds.) *Mechanical Sensors*, Vol. 7 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse and J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1994
- G. Stemme. Resonant silicon sensors. *J. Micromech. Microeng.*, **1**, 1991. 113~125
- E. Benes, M. Gröschl, W. Burger, and M. Schmid. Sensors based on piezoelectric resonators. *Sensors and Actuators A*, **48**, 1995. 1~21

- 9 H. Ito. Balanced adsorption quartz hygrometer. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr Freq. Control*, **34**, 1987. 136~141
- 10 G. Fischerauer, A. Mauder, and R. Müller. Acoustic wave devices. Chapter 5 in: H. Meixner and R. Jones (eds.) *Micro- and Nanosensor Technology/Trends in Sensor markets*, Vol. 8 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel (eds.). New York: VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1995
- 11 A. M. Madni and R. D. Geddes. A micromachined quartz angular rate sensor for automotive and advanced inertial applications. *Sensors*, **16**, August 1999. 26~34
- 12 E. J. Staples. A new electronic nose. *Sensors*, **16**, May 1999. 33~40
- 13 W. S. Arnold and W. I. Norman. Noncontact tension measurement. *Measurements & Control*, Issue **175**, 1996. 121~127
- 14 W. M. Mattar and J. H. Vignos. Vortex shedding flowmeters. Section 28.8 in: J. G. Webster (ed.). *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999
- 15 J. Yoder. Coriolis effect mass flowmeters. Section 28.10 in: J. G. Webster (ed.). *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*. Boca Raton, FL: CRC Press, 1999
- 16 S. Franco. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1998
- 17 B. Parzen. *Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators*. New York: John Wiley & Sons, 1983
- 18 M. Watts. *CMOS Oscillators*. Application Note 118. Santa Clara, CA: National Semiconductor
- 19 R. Pallàs-Areny and J. G. Webster. *Analog Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1999
- 20 J. Williams. *Some Techniques for Direct Digitization of Transducer Outputs*. Application Note 7. Milpitas, CA: Linear Technology, 1985
- 21 K. M. Daugherty. *Analog-to-Digital Conversion, A Practical Approach*. New York: McGraw-Hill, 1995
- 22 J. E. Buchanan. *Signal and Power Integrity in Digital Systems*. New York: McGraw-Hill, 1996
- 23 T. Williamson. Using the 8051 microcontroller with resonant transducers. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, **32**, 1985. 308~312
- 24 R. Bonnert. Design of a high performance digital tachometer with a microcontroller. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **38**, 1989. 1104~1108
- 25 L. W. Thompson. *Industrial Data Communications, Fundamental and Applications*, 2nd ed., Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1997
- 26 R. N. Johnson. Building plug-and-play networked smart transducers. *Sensors*, **14**, October 1997. 40~61

第 9 章

其他检测方法

面对用于测量不同物理量的种类繁多的装置和方法,任何传感器的分类标准都很难做到详尽无遗。本书中所遵循的标准也不例外。本章将介绍另几种传感器和测量方法,它们并没有依据前几章中所述的任何一种测量原理,而是依靠半导体器件(不仅半导体材料)或依靠经被测对象改变的某种辐射。

9.1 基于半导体结的传感器

半导体结是有源传感器如某些光电池(6.4节)和许多无源传感器工作的基础。然而,无源传感器需要偏流或偏压,以提供有效输出。同样,基于电阻或电抗变化的无源传感器也需要电压或电流激励。

基于半导体结的传感器具有双重意义。第一,微机械加工过程的高产量导致它们具有价格竞争优势。第二,有可能将传感器、信号调节、信号处理和通信电路集中起来构成智能传感器(8.7节)。Sensors and Actuators 杂志报道基于半导体的传感器(和执行器)的科研情况,而 Sensors 杂志则涉及到工业上的开发应用。参考文献[1]对半导体传感器的工作原理和应用做了权威性的评述。

9.1.1 基于半导体结的温度计

二极管的正向特性与温度有关(对于硅二极管约为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$),通常,这被看成是一个缺点。然而,我们却可以利用这种依赖关系来测量温度或与温度变化相关的任何其他量(参见习题 9.1)。但这种依赖关系呈非线性,且对精确测量的重复性非常差。因此,最好是利用由恒定集电极电流供电的晶体管基极-发射极电压 v_{BE} 的温度依赖关系。

根据埃伯斯-莫尔(Ebers-Moll)模型,理想晶体管的集电极电流为

$$i_{\text{C}} = \alpha_{\text{F}} I_{\text{ES}} (e^{q v_{\text{BE}}/kT} - 1) - I_{\text{CS}} (e^{-q v_{\text{CB}}/kT} - 1) \quad (9.1)$$

式中

α_F ——正向电流传输比；

I_{ES} ——发射极饱和电流；

q —— $0.160 \times 10^{-18} \text{C}$ 为电子电荷；

v_{BE} ——基极-发射极电压；

k —— $1.3807 \times 10^{-23} \text{J/K}$ 为玻尔兹曼常数；

T ——绝对温度；

I_{CS} ——集电极饱和电流；

v_{CB} ——集电极-基极电压。

乘积 $\alpha_F I_{ES}$ 有时称为 I_S 。在工作区, $i_C \gg I_S$ 。如果除此之外我们使集电极-基极电压为零, 则由式(9.1)可以导出

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_C}{I_S} \quad (9.2)$$

上式表明, v_{BE} 与温度有关, 但根据文献[2], I_S 也与温度有关^[2]:

$$I_S = BT^3 e^{(-V_{g0})/kT} \quad (9.3)$$

式中 B 是与掺杂程度和几何尺寸有关但与温度无关的常数, V_{g0} 是带隙电压(对于硅在 300K 时为 1.12V)。

将式(9.2)和式(9.3)合并, 得

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_C}{BT^3} + V_{g0} \quad (9.4)$$

如果我们用 V_{BE0} 表示给定温度下对应于恒定集电极电流 I_{C0} 的基极-发射极电压, 则有

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_C}{I_{C0}} \left(\frac{T_0}{T} \right)^3 + (V_{BE0} - V_{g0}) \frac{T}{T_0} + V_{g0} \quad (9.5)$$

因此, v_{BE} 与 T 之间的关系呈非线性且与集电极电流有关。为了定量表示非线性, 我们在给定的恒定集电极电流处对温度求导。对于 $i_C = I_{C0}$, 有

$$\left. \frac{dv_{BE}}{dT} \right|_{i_C = I_{C0}} = \frac{V_{BE0} - V_{g0}}{T_0} - \frac{3k}{q} \left(1 + \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.6)$$

右端的第一项是灵敏度, 而第二项则表示非线性。对于硅而言, 它们相应的值约为 $-2.2 \text{mV}/^\circ\text{C}$ 和 $0.34 \text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

例 9.1 图 E9.1 所示温度计利用了一个连接成二极管的晶体管。该晶体管在 25°C 时的 $v_{BE} = 0.595 \text{V}$, 当集电极电流为 $100 \mu\text{A}$ 时的温度系数为 $-2.265 \text{mV}/^\circ\text{C}$ 。若 $I_0 = 100 \mu\text{A}$, 试设计一个在 $0^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$ 温度范围能获得 $0 \text{V} \sim 10 \text{V}$ 输出范围的电路。当运算放大器处于 30°C 环境温度时, 试确定在 0°C 时由于运算放大器的失调电压引起的温度误差。若电阻器具有 1% 的容差, 试确定由于它们的标准值化和容差引起的误差。

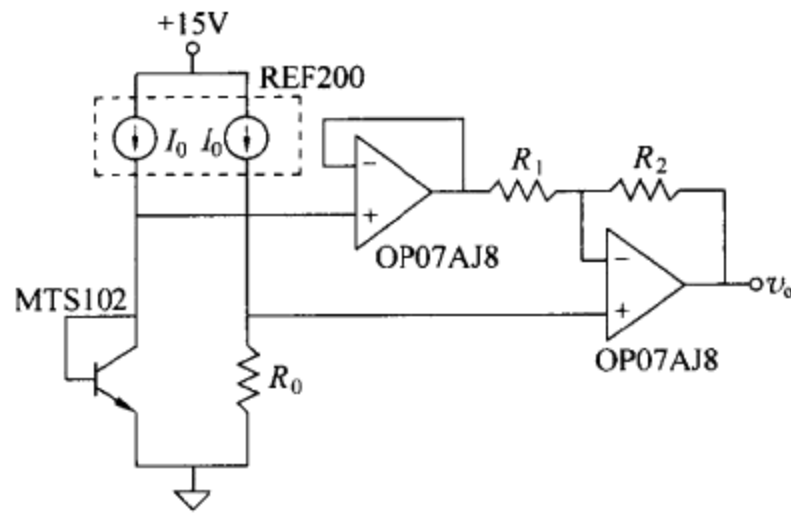


图 E9.1 基于连接成二级管的晶体管的基极-发射级结温度系数的温度计。

输出电压将是

$$v_o = I_0 R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - v_{BE} \frac{R_2}{R_1}$$

式中基极-发射极电压为

$$v_{BE}(T) = 0.595\text{V} - (2.265\text{mV}/^\circ\text{C})(T - 25^\circ\text{C})$$

在 0°C 和 100°C 应满足的条件为

$$0\text{V} = I_0 R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - 0.595\text{V} - (2.265\text{mV}/^\circ\text{C})(0^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \frac{R_2}{R_1}$$

$$10\text{V} = I_0 R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - 0.595\text{V} - (2.265\text{mV}/^\circ\text{C})(100^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \frac{R_2}{R_1}$$

于是得到下列方程组：

$$0\text{V} = (10^{-4}\text{A})R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - (0.6516\text{V}) \frac{R_2}{R_1}$$

$$10\text{V} = (10^{-4}\text{A})R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - (0.4521\text{V}) \frac{R_2}{R_1}$$

我们得到 $R_2/R_1 = 44.15$ 。若 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ ，则要求 $R_2 = 44.1\text{k}\Omega$ 和 $R_0 = 6371\Omega$ 。

由失调电压引起的输出电压为

$$v_o(0) = V_{io2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_{io1} \frac{R_2}{R_1} = 45.15V_{io2} - 44.15V_{io1}$$

由于存在功耗，故运算放大器将使它的温度升高到高于 30°C 。尽管如此，OP07A 有其预热之后规定的失调电压。因此，我们只需考虑从数据表中的 25°C 环境温度到 30°C 实际环境温度的温差。在最坏情况下，对于输出运算放大器，有

$$V_{io2} = 25\mu\text{V} + (0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C})(30^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = 28\mu\text{V}$$

对于第一个运算放大器，最坏情况条件是有大小相等但相反的初始电压 ($-25\mu\text{V}$) 和典型漂移 (而不是像对输出运算放大器所假定的最大漂移)。因此

$$V_{io1} = -25\mu\text{V} + (0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C})(30^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) = -24\mu\text{V}$$

和

$$v_o(0) = 45.15 \times (28\mu\text{V}) - 44.15(-24\mu\text{V}) = 2.3\text{mV}$$

这意味着误差约为 0.02°C 。

如果我们不对每个电阻器进行调整,便会出现由于计算值可能不同于电阻器的标准值以及由于电阻器容差引起的误差。若 $R_1 = 1\text{k}\Omega$,则对于 1% 容差 R_2 和 R_0 最接近的标准值是 $R_2 = 44.2\text{k}\Omega$ 和 $R_0 = 6.34\Omega$ 。因此,将存在零误差和灵敏度误差。当 R_0 和 R_2 取最小值而 R_1 为最大值时,便会出现由容差引起的最坏情况。在 0°C 时,有

$$\begin{aligned} v_o(0) &= (10^{-4}\text{A}) \times (6.34\text{k}\Omega) \times 0.99 \times \left(1 + \frac{44.2 \times 0.99}{1 \times 1.01}\right) \\ &\quad - (0.6516\text{V}) \frac{44.2 \times 0.99}{1 \times 1.01} = -0.4\text{V} \end{aligned}$$

这意味着误差为 -4°C 。在 100°C 时,同一电阻器将给出

$$\begin{aligned} v_o(100) &= (10^{-4}\text{A}) \times (6.34\text{k}\Omega) \times 0.99 \times \left(1 + \frac{44.2 \times 0.99}{1 \times 1.01}\right) \\ &\quad - (0.4251\text{V}) \frac{44.2 \times 0.99}{1 \times 1.01} = 9.4\text{V} \end{aligned}$$

因此,灵敏度是 $98\text{mV}/^\circ\text{C}$ 而不是 $100\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

基极-发射极电压的非线性和对于必须随时间和温度稳定的集电极电流的要求,使这个解决方案失去吸引力。常用的另一个解决方案是,利用发射极电流密度具有恒定比值的两个双极晶体管。

这一方法利用由不同集电极电流供电的两个相同晶体管[图 9.1(a)]。如果两个传感器均处于相同温度,则相应基极-发射极电流之间的差为

$$v_d = v_{BE1} - v_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad (9.7)$$

如果假定两个晶体管完全相同,则有 $I_{S1} \approx I_{S2}$ 和

$$v_d = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (9.8)$$

因此,若 I_{C1}/I_{C2} 为常数,则 v_d 与 T 成正比,而无需任何电流源维持恒定,使两个电流源之间的这一比值为常数便足够了。在图 9.1(a)中, $I_{C1}/I_{C2} = 2$, 所以 $v_d/T = 59.73\mu\text{V}/\text{K}$ 。后面的增益为 167.4 的差动放大器给出 $10\text{mV}/\text{K}$ 的输出[图 9.1(b)](参见习题 9.2)。

另一个温度计电路方案利用了发射极面积不同,但集电极电流相同的两个晶体管。图 9.2 示出这类广泛用作温度-电流变换器的传感器的简化电路^[3]。它的等效电路是流过与绝对温度相当的电流(μA)的二端电流源。

晶体管 Q3 和 Q4 相同并形成电流反射镜,所以

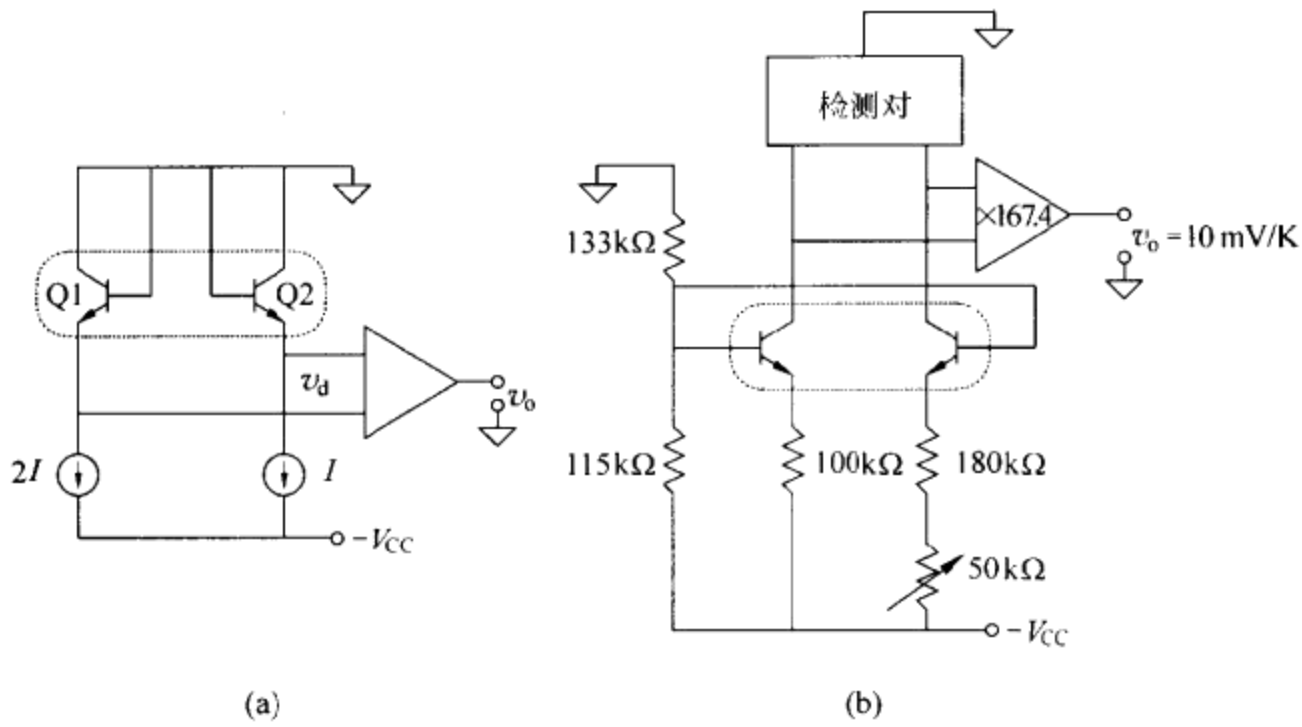


图 9.1 (a) 基于双极晶体管中基极-发射极温度依赖关系的温度计。利用有给定比值的两个电流源便无需有稳定的参考电流并给出更好的线性。
(b) 5μA和 10μA 电流源的电路。

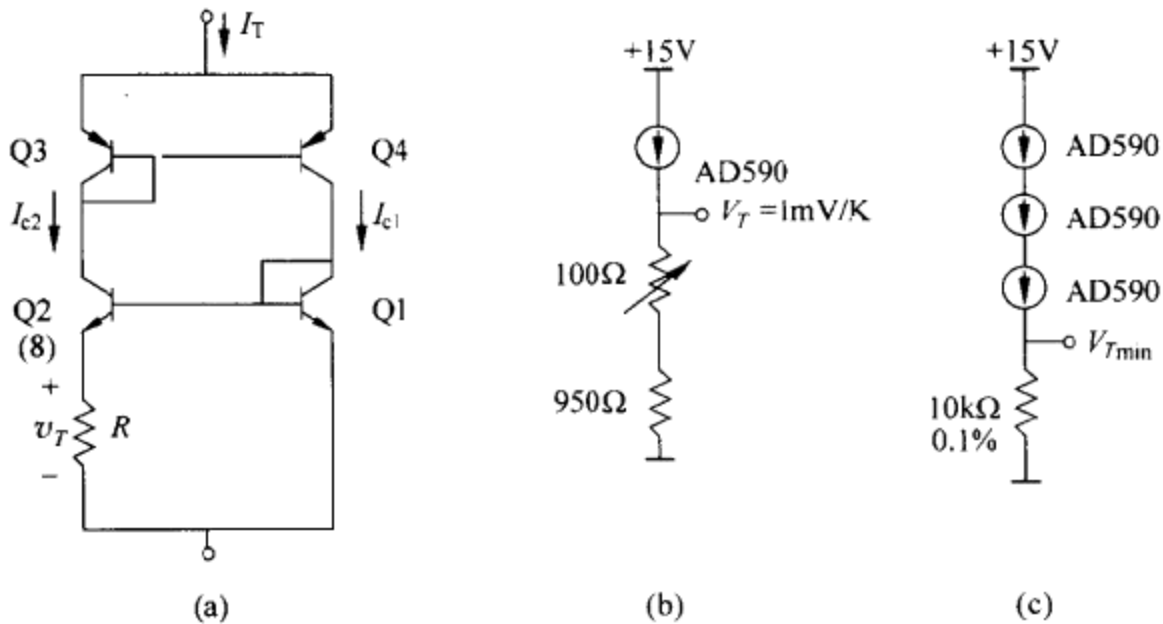


图 9.2 (a) 温度-电流变换器的简化电路。(b) 具有 1mV/K 输出的温度计。
(c) 用于检测最微弱温度变化的电路。

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{I_T}{2} \tag{9.9}$$

Q2 包含 8 个彼此均与 Q1 相同的并联晶体管。因此, Q1 的发射极电流密度比 Q2 大 8 倍。用 I_1 表示晶体管 Q1 的集电极电流以及用 I_2 表示每个 Q2 晶体管的集电极电流, 输出电压为

$$v_T = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{k}{q} (\ln 8) T = (179 \mu\text{V/K}) \times T \tag{9.10}$$

输入电流为

$$I_T = 2I_{C2} = \frac{2v_T}{R} \quad (9.11)$$

若将 R 调节到 358Ω , 则独立于外加电压(在给定范围内), 有

$$\frac{I_T}{T} = 1\mu\text{A/K} \quad (9.12)$$

另外, 我们也可以利用一个晶体管, 对两个已知电流进行转换并将对应的电压相减。

采用电流输出对于远程测量是有利的, 因为检测电路的阻抗低, 电缆长度和电容性干扰引起的干扰电压不会对测量带来显著影响。图 9.2(b) 示出如何获得输出电压。图 9.2(c) 示出几个串联的传感器, 所以输出电压与最低温度成正比。

表 9.1 列出这类温度传感器和类似温度传感器的部分特性, 其中有一些产品具有与绝对温度成正比的电压(VPTAT)。一般而言, 它们比电阻式温度检测器便宜, 线性优于热敏电阻和热电偶, 输出电平高于电阻式温度检测器或热电偶。不过, 这类温度传感器的工作温度范围较小(最大为 $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$), 精确度和线性不及电阻式温度检测器, 响应速度也比裸热电偶慢。它们常用于温度控制器、恒温器、采暖通风和空调系统、热保护(例如在 PC 机中)、工业过程控制和数字多用表的温度传感器。由于它们的质量相当小, 故响应速度很快(对于 50°C 变化, 响应时间为 $1.5\text{s} \sim 10\text{s}$)。此外, 如果传感器经过电绝缘处理, 它们还能测量工作有源元件的温度。由于它们的测量范围包括环境温度, 故也用于温度系数补偿和热电偶电路的冷端补偿(参见习题 9.3~9.6 和 6.3, 6.4 和 6.6)。这类传感器也是带有一个用于温度控制的集成窗口比较器的集成电路传感器的基本组成部分。某些温度传感器甚至还集成了模数转换器(例如, AD7816, BU9817FV, LM75, LTC1392, THMC50, TMP03, TMP04)。AD22103 具有一个是按下式以其供电电压 V_s 比率度量的输出:

表 9.1 部分具有模拟输出的基于半导体结的温度传感器的特性

型号	灵敏度	温度范围	精确度
AD592CN	$1\mu\text{A/K}$	$-25^\circ\text{C} \sim +105^\circ\text{C}$	$\pm 0.5^\circ\text{C}$
ADT43	$20.0\text{mV}/^\circ\text{C}$	$5^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$	$\pm 1.0^\circ\text{C}$
AD22100K	$22.5\text{mV}/^\circ\text{C}$	$-50^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$	$\pm 2.0^\circ\text{C}$
LM35A	$10.0\text{mV}/^\circ\text{C}$	$-55^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$	$\pm 1.0^\circ\text{C}$
LM35D	$10.0\text{mV}/^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$	$\pm 2.0^\circ\text{C}$
LM45B	$10.0\text{mV}/^\circ\text{C}$	$-30^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$	$\pm 2.0^\circ\text{C}$
LM62	$15.6\text{mV}/^\circ\text{C}$	$-10^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$	$\pm 2.0^\circ\text{C}$
TC1046	$6.25\text{mV}/^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$	$\pm 2.0^\circ\text{C}$
TMP01	5mV/K	$-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$	$\pm 1.0^\circ\text{C}$
TMP17F	$1\mu\text{A/K}$	$-40^\circ\text{C} \sim +105^\circ\text{C}$	$\pm 2.5^\circ\text{C}$

$$v_o = \frac{V_s}{3.3V} \left(0.25V + \frac{28mV}{^\circ C} \times T_A \right)$$

如果 V_s 也用作模数转换器的参考,则数字输出只取决于温度。

9.1.2 磁敏二极管和磁敏晶体管

二极管的 $I-V$ 特性在与载流子行进方向相垂直的磁场中将发生变化,这是因为洛伦兹力使载流子的运动偏离它们的轨迹。如果二极管设计成使载流子偏向高复合区,则所得到的磁敏二极管的 $I-V$ 特性将取决于磁场强度。当高、低复合区的复合特性截然不同,对磁场的灵敏度便会提高。这个灵敏度大约比霍耳效应硅器件的灵敏度高 10 倍。然而,磁敏二极管需要采用昂贵的非常规集成电路加工工艺。

同样的原理也可应用于磁敏晶体管设计,但大多采用由基极、发射极和两个集电极构成的另一种结构(参考文献[1],5.4节)。没有磁场时,两路集电极电流相等。加上磁场时,一路集电极电流增加,而另一路集电极电流减小。两路集电极电流之差便是外加磁场强度的测度。

还有一类传感器利用了霍耳元件和两个晶体管。霍耳元件是两个晶体管所共有的基极并有两个接触点,每个基极上有一个接触点。当磁场在两个接触点之间产生霍耳电压时,一个晶体管的基极电压大于另一个晶体管的基极电压,因而引起集电极电流失衡。这个失衡便是外加磁场的测度。也可能将霍耳元件布置成对场效应晶体管的栅压进行控制。

这些器件中还没有一个获得广泛工业应用,主要原因是它们的重复性差、灵敏度低和存在偏置问题。此外,一些最好的器件也与标准集成电路加工工艺不相适应^[4]。

9.1.3 光电二极管

6.4.1节已讨论过 $p-n$ 结中的内光电效应如何引起接触电位或短路电流变化,这些变化均与入射辐射的强度有关。光电二极管也建立在相同原理的基础上,但不是用它作为有源传感器,而要加上通常为 $5V \sim 30V$ 的反向偏压。这便增加了耗尽区的宽度,并给出更快的响应时间和与辐射强度成正比的电流。

图 9.3 示出光电二极管的结构。由于非耗尽 p 区和 n 区为导电区,故任何外加电压都加到耗尽区上,在此建立起电场。吸收的任何入射辐射都可以产生电子-空穴对。由于存在电场,故电子-空穴对将在 p 区和 n 区中累积,从而形成电压(光电效应)。为了收集输出电流,电荷须向二极管表面移动,从而使响应时间增加,这便导致较高的复合概率,使响应度(灵敏度)降低。

图 9.4 示出光电二极管对矩形辐射脉冲的响应。没有极化(0V)时,由于电荷向表面缓慢移动,故响应很慢。但当加上很小的反向电压(5V)时,耗尽区产生的

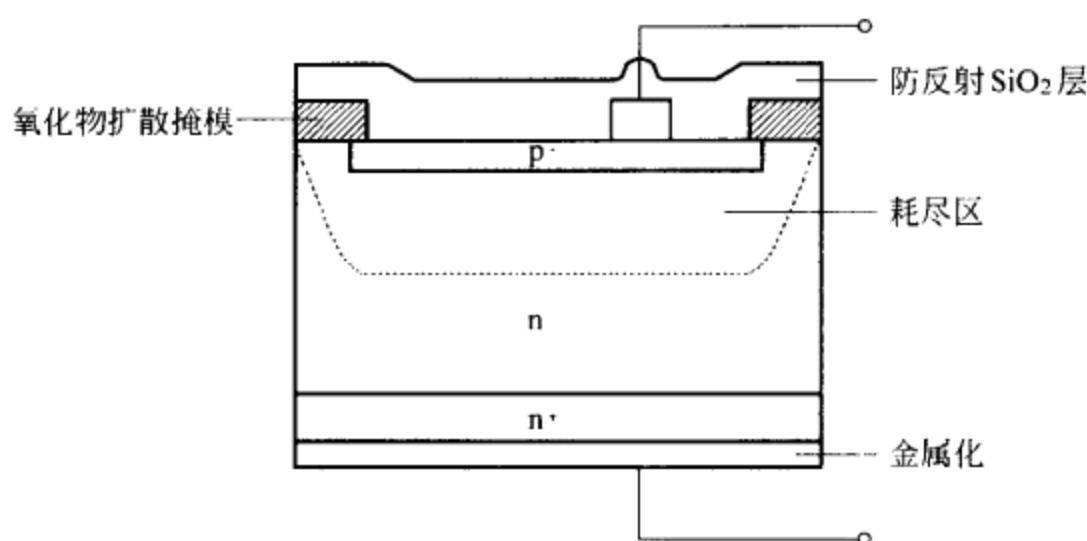


图 9.3 展示出耗尽区和薄 p 层的光电二极管结构。

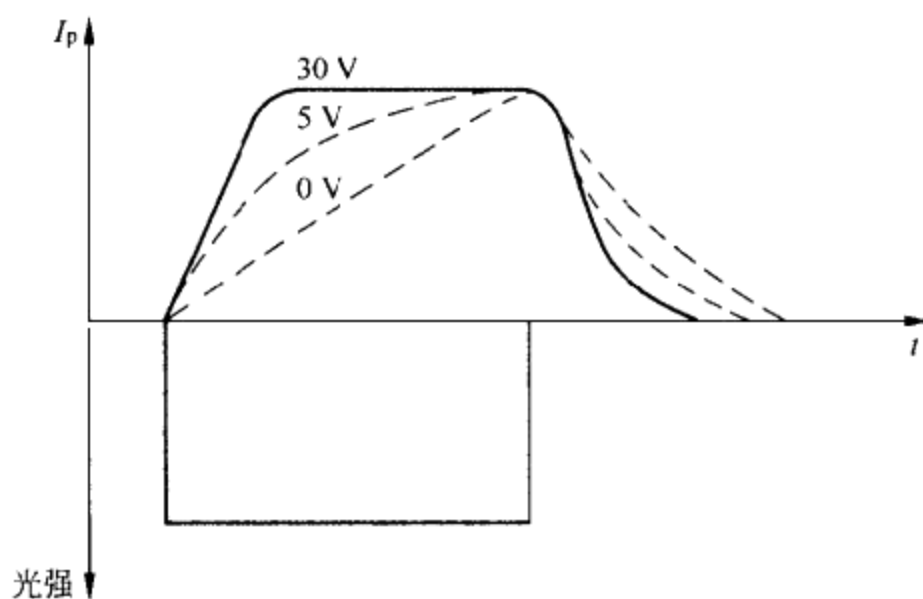


图 9.4 光电二极管的响应速度随反向偏压幅度的变化。

电荷迅速被收集,对应于快速起始响应。耗尽区外产生的电荷移动极其缓慢,对应于响应的缓慢部分。对于较大的外加电压(30V),耗尽区延伸到整个器件深度,从而形成单一的快速上升沿。

提高光电二极管灵敏度和谱带宽的方法是将本征半导体区置于 p 区和 n 区之间,从而形成 p-i-n 二极管。大部分入射光子都在这个复合速率较低的本征区内被吸收。增大的掺杂区间隔也有助于形成更小的内部电容。

大到足以使光电二极管接近击穿的偏压将产生链式反应(所谓雪崩倍增),将光电二极管的基本电流放大达 100 倍。这就允许进行弱光测量及高速测量。然而,雪崩光电二极管(APD)对偏压容差和二极管特性十分敏感,以致需要对它们作单独电路调整。^[5]

光电二极管的光谱响应取决于它的窗口吸收和检测材料本身。例如,硅对波长大于 1100nm 的辐射呈透明,因此,这种辐射既不会被吸收也不会被检测。此

外,非常短的波长也很难深入材料,而只在很薄的表面层内被吸收。因此,表面抛光十分关键,且 p 掺杂区要做得很薄。这存在着由抗反射涂层引起的损耗,因为抗反射涂层会改善对某些波长的响应,但在稍有反射的那些波长上则会使响应减小。为了改善对预定应用中所需波长的响应,应对探测器的输入窗进行选择。例如,为了探测红外辐射,我们可以利用以下两种窗:(a)能滤除可见光($\lambda < 800\text{nm}$)但能传输 $850\text{nm} < \lambda < 1000\text{nm}$ 辐射的塑料窗。或(b)对 $800\text{nm} \sim 1800\text{nm}$ 波长范围呈透明的锗窗。可提供用于 $0.2\mu\text{m} \sim 2\mu\text{m}$ 波长范围的光电二极管。

某些色彩传感器利用了置于光电二极管之前的红色、蓝色和绿色滤光器。色彩由测量经每个滤光器传输的光产生的电流决定。此法的缺点是滤光器也会减弱所需波长的光强。另一个方法是利用透明窗和两个重叠(背靠背)的 p-i-n 光电二极管。该光电二极管的光谱响应取决于加到二极管上的电压差。通过依次加上三个不同的偏压,便能检测出三个基本色彩的强度。

图 9.5 示出与负载电阻 R_L 相连的光电二极管的等效电路。它与图 6.25 中光电池的等效电路相似,但现在增加了漏电流(i_D ,暗电流)和噪声电流(i_n)。表 9.2 列出两种特定光电二极管的部分技术指标。

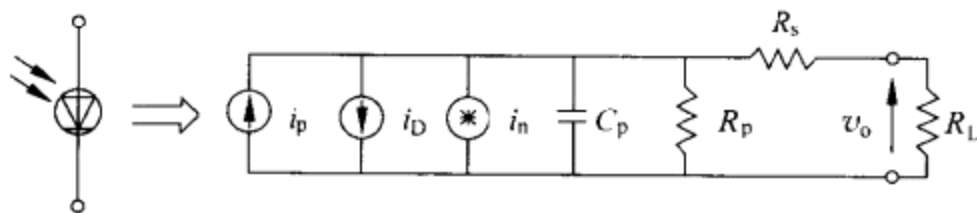


图 9.5 光电二极管的等效电路。 i_p 是信号电流; i_D 是漏电流(暗电流); i_n 是总噪声电流的谱密度; R_p 是动态电阻; C_p 是二极管电容; R_s 是串联电阻; R_L 是负载电阻。

表 9.2 两种市售光电二极管的部分技术指标

参 数	Hewlett Packard 5082-4203(p-i-n)	Hamamatsu G1115(GaAsP)
有效面积	0.2mm^2	1.7mm^2
灵敏度(响应度)	在 770nm 上为 0.5A/W	在 560nm 上为 0.29A/W
25°C 时的漏电流	在 -10V 时为 2.0nA	在 -10mV 时 10pA
NEP/\sqrt{B}	$51\text{fW}/\sqrt{\text{Hz}}$	$0.9\text{fW}/\sqrt{\text{Hz}}$
C_p	在 -25V 时为 1.5pF	600pF
R_s	50Ω	—
R_p	$100\text{G}\Omega$	$20\text{G}\Omega$
无偏压时的上升和下降时间	300ns (50Ω 负载)	$1.5\mu\text{s}$ ($1\text{k}\Omega$ 负载)
-20V 时的上升和下降时间	1ns (50Ω 负载)	

如果我们忽略图 9.5 中的噪声电流,则输出电压为

$$v_o = (i_p - i_D) \frac{R_L R_p}{R_s + R_L + R_p} \quad (9.13)$$

电流源为

$$i_p = \alpha q \Phi A = S \times P \quad (9.14)$$

$$i_D = I_s (e^{qv_d/kT} - 1) \quad (9.15)$$

式中

α ——探测器的量子产额(每秒产生的电子-空穴对除以每秒的人射光子数);

q ——电子电荷;

Φ ——入射通量密度;

A ——探测器面积;

S ——灵敏度(响应度);

P ——入射功率;

I_s ——反向饱和电流;

v_d ——加到二极管上的电压;

k ——玻尔兹曼常数;

T ——绝对温度。

图 9.6 示出流过光电二极管的电流随外加电压的变化。对于给定的负载电阻,根据图 9.6 中的曲线和式(9.13),便能计算出输出电压。由于灵敏度与温度有关,所以,为了实现不变的灵敏度,偏压必须随温度一起变化。

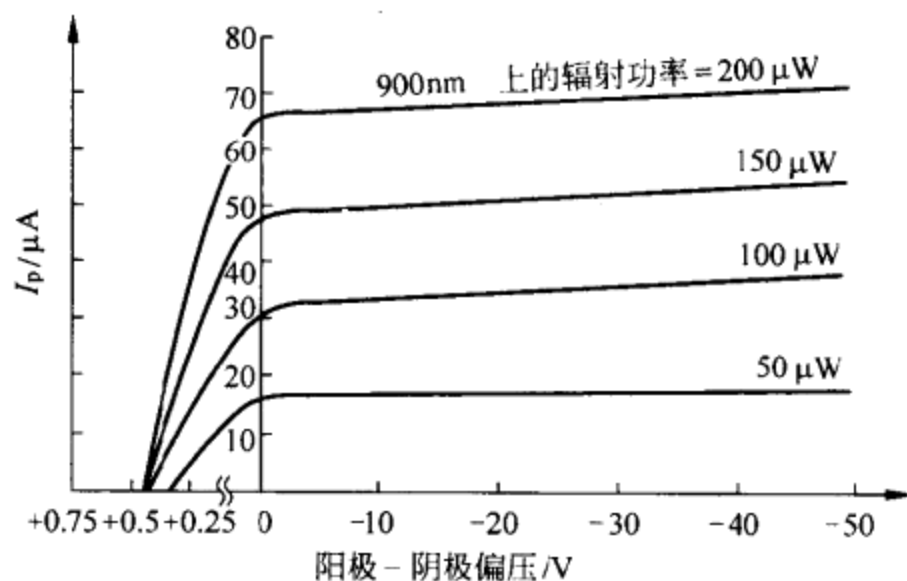


图 9.6 光电二极管的 I - V 特性。

同其他电子器件一样,噪声也限制了最小可检测的信号。若将噪声看成是由入射辐射引起的信号,则得到该信号所需的辐射功率称为等效噪声功率(NEP)。对于加偏压的二极管,主要噪声源是与平均漏电流或暗电流 I_D (低达 100pA) 相联

系的散粒噪声(7.4.1节)。根据式(7.50),这个噪声电流为

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_D B} \quad (9.16)$$

式中 $q=0.160 \times 10^{-18} \text{C}$ 是电子电荷, B 是噪声带宽。若探测器在工作波长上的通量响应度为 $S[\text{A/W}]$, 则有

$$\text{NEP} = \frac{I_{sh}}{S} \quad (9.17)$$

当二极管未加偏置时(光电工作方式),漏电流极小(几 pA)。根据式(9.15),若 v_d 很小,则漏电流趋于 $0\text{A}(I_s - I_s)$ 。然而,这类电流的散粒噪声不会相互抵消;而它们的功率(强度)相加。最终噪声等于与动态电阻 R_p 有关的热噪声,则有

$$I_{tp} = \sqrt{\frac{4kTB}{R_p}} \quad (9.18)$$

若图 9.5 中的负载电阻不很大,则在式(9.18)必须用 $R_p \parallel R_L$ 代替 R_p 。大的偏压将增大 I_D 和 R_p 。因此,对于大的反向偏压,散粒噪声起支配作用,而对于小的反向偏压,则热噪声起支配作用。在低于大约 20Hz 或 30Hz 的频率上,还存在附加的 $1/f$ 噪声电流。

温度将影响由漏电流增加引起的噪声,因为生成了热电子-空穴对。温度每升高 10°C ,这类漏电流增加 1 倍。在未加偏压的光电二极管中,我们可以根据式(9.18)来计算温度的影响。由于热电子-空穴对的生成,也会引起 R_p 减小。

噪声也取决于检测面积。大的面积将使噪声增大。然而,噪声是按照二极管电容的平方根增加,而输出电流则与面积成正比增加。因此,大面积(达 1cm^2)的光电二极管有更大的信噪比。尽管如此,由于电容随面积呈线性增加,故大面积的光电二极管的响应十分缓慢。

例 9.2 光电二极管工作在 45°C 及噪声带宽为 $10\text{kHz} \sim 100\text{kHz}$, 计算被偏置的光电二极管的等效噪声功率(NEP),使 $I_D = 10\text{nA}$, $R_p = 100\text{M}\Omega$, $S = 0.5\text{A/W}$ 。

根据式(9.16),由暗电流引起的散粒噪声为

$$I_{sh} = \sqrt{2 \times (0.160 \times 10^{-18} \text{C}) \times (10\text{nA}) \times (100\text{kHz} - 10\text{kHz})} \approx 17\text{pA}$$

根据式(9.18),由并联电阻引起的热噪声为

$$I_{tp} = \sqrt{\frac{4 \times (1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}) \times (318\text{K}) \times (100\text{kHz} - 10\text{kHz})}{100\text{M}\Omega}} = 4\text{pA}$$

假定这两个电流独立无关,因此将它们的功率相加。由于 17pA 比 4pA 的 4 倍还大,故总电流的功率约为 $(17\text{pA})^2$ 。因此,根据式(9.17),有

$$\text{NEP} = \frac{17\text{pA}}{0.5\text{A/W}} = 34\text{pW}$$

图 9.7 示出用于放大未加偏压的光电二极管的输出的电路^[6]。在光电工作方

式中,我们不加任何偏置并测量开路电压[图 9.7(a)]或通过互阻抗放大器测量短路电流[图 9.7(b)]。没有漏电流将使噪声很小,而由于没有外加反向电压所造成的相当大的 C_p 值则会减小带宽。由于运算放大器的输入电流可以忽略不计,故在测量电压时的开路输出电压 v_o [图 9.7(a)]可以由下式获得:

$$0 = i_p - I_s(e^{qv_d/kT} - 1) \quad (9.19)$$

上式给出

$$v_d = \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{i_p}{I_s}\right) \quad (9.20)$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{kT}{q} \ln\left(1 + \frac{i_p}{I_s}\right) \quad (9.21)$$

因此,响应为对数响应。

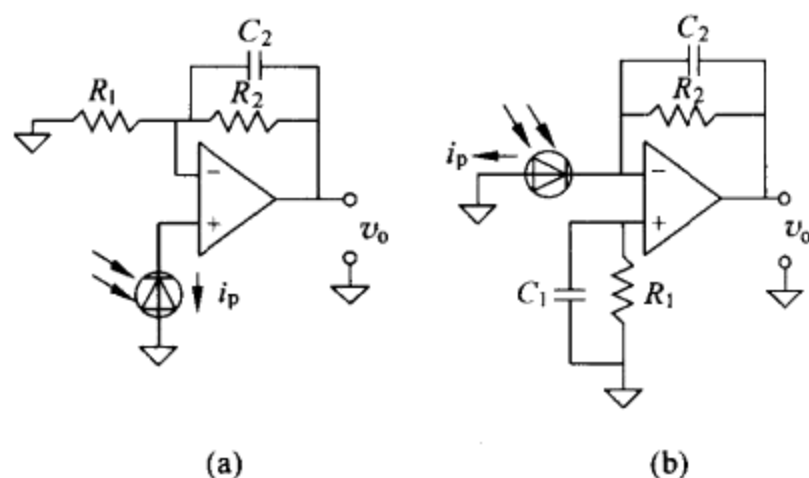


图 9.7 用于未加偏压的光电二极管的放大器。(a) 光电工作方式。(b) 电流检测工作方式。

如果我们代之以测量短路电流[图 9.7(b)],则 $v_d \approx 0$ 和输出电压为

$$v_o = i_p R_2 \quad (9.22)$$

选择 $R_1 = R_2$ 可以减小运算放大器输入电流对它的失调电流的影响。这两个电路中 R_2 均可用电阻器 T 型网络(图 7.11)代替。 C_2 可以避免增益峰值(通过对 C_p 的补偿——参见习题 9.6),而 C_1 可以减小噪声带宽。习题 9.7 提出了另一种电路。

例 9.3 HP 5082-4024 型 p-i-n 光电二极管具有 $0.5 \mu\text{A}/\mu\text{W}$ 的灵敏度(在 770nm 上)、 $100\text{G}\Omega$ 的漏电阻和 6.5pF 的电容(未加偏压时)。当与图 E9.3(a)的互阻抗放大器相连时,运算放大器和电路布局增加对地的 3.5pF 电容。试确定在低频上获得 $1\text{V}/\mu\text{W}$ 输出灵敏度的 R 。若入射光在 10kHz 是脉冲调制的,试确定由有限运算放大器增益和输入电阻引起的误差。

在低频上,我们假定运算放大器是理想放大器,所以有

$$R = \frac{v_o}{i_p} = \frac{1\text{V}/\mu\text{W}}{0.5\mu\text{A}/\mu\text{W}} = 2\text{M}\Omega$$

图 E9.3(b)示出考虑杂散电容和漏电阻时的等效电路。电路方程为

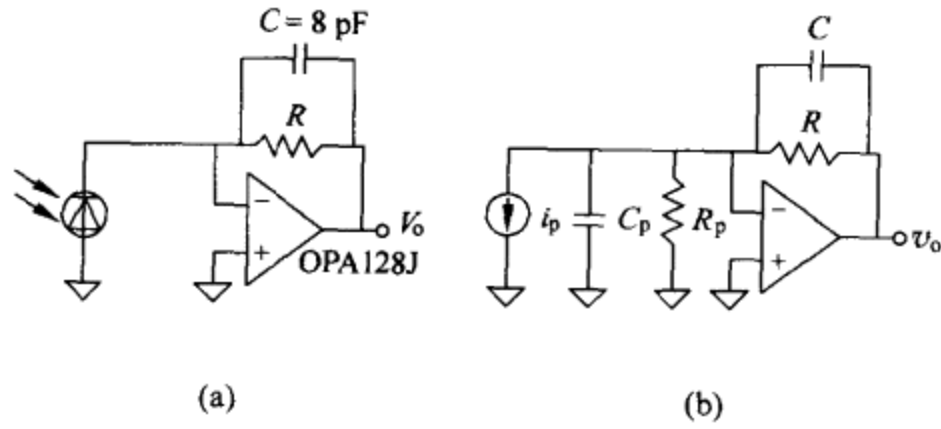


图 E9.3 (a) 用于未加偏压的光电二极管的互阻抗放大器。
(b) 等效电路。

$$\frac{V_o - V_n}{Z} = I_p + \frac{V_n}{Z_p}$$

$$V_o = -A_d \times V_n$$

式中 Z 是 R 和 C 的并联等效值, 而 Z_p 是 R_p 和 C_p 的并联等效值。据此, 传递函数为

$$\frac{V_o}{I_p} = \frac{Z}{1 + \frac{1}{A_d} \left(1 + \frac{Z}{Z_d} \right)}$$

在 10kHz 处有

$$Z = \frac{R}{1 + j2\pi fRC} = \frac{2M\Omega}{1 + j2\pi(10\text{kHz})(2M\Omega)(8\text{pF})} = \frac{2M\Omega}{1 + j0.32\pi}$$

$$\begin{aligned} Z_p &= \frac{R_p}{1 + j2\pi fR_p C_p} = \frac{100G\Omega}{1 + j2\pi(10\text{kHz})(100G\Omega)(10\text{pF})} \\ &= \frac{100G\Omega}{1 + j2\pi \times 10^4} \approx \frac{10M\Omega}{j2\pi} \end{aligned}$$

$$A_d(10\text{kHz}) = j10^{45/20} = j178$$

A_d 可以从 OPA128 的数据表中查到。于是, 传递函数为

$$\frac{V_o}{I_p}(10\text{kHz}) = \frac{\frac{2M\Omega}{1 + j0.32\pi}}{1 + \frac{1}{j178} \left(1 + \frac{2M\Omega}{1 + j0.32\pi} \frac{j2\pi}{10M\Omega} \right)} \approx \frac{2M\Omega}{1 + j}$$

上式的幅值约为 141kΩ, 相位约为 -45°。在 10kHz 处的增益比直流增益大约低 30%。

OPA128 具有与 1pF 并联的 10TΩ 差动输入电阻和与 2pF 并联的 10pΩ 共模输入阻抗。因此, 图 E9.3(b) 中从反相输入端到地的输入阻抗约为与 3pF 并联的 10TΩ。在 10kHz 处, 传感器阻抗呈容性且远小于 10TΩ。因此, 运算放大器的阻抗对结果并无显著影响。

当二极管加(反)偏压时,图 9.5 中的模型表明是对输出电流进行测量。图 9.8(a)示出一种可能的电路。加偏压的光电二极管具有较大的噪声,但也具有比未加偏压的光电二极管更大的带宽以及小于 10ps 的上升时间。这时,输出电压为

$$v_o = -(i_p + i_D)R_1 \quad (9.23)$$

输入偏流(I_b)与光电二极管电流相加,而运算放大器输入失调电压(V_{in})则加到输出电压上。如图 9.8(b)所示加入匹配替补光电二极管和匹配电阻器可以减小由漏电流引起的误差。

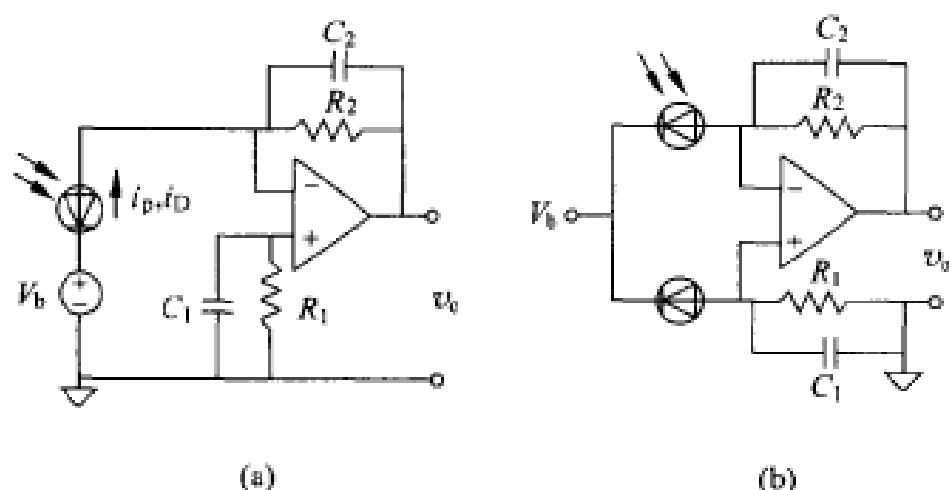


图 9.8 (a) 加反向偏压的光电二极管的放大器。(b) 加入匹配替补光电二极管和匹配电阻器可以降低漏电流的影响。

商品化的光电二极管在同一芯片上包含放大、温度补偿和稳定电路[例如, OPT202, OPT209, OPT301(Burr-Brown 公司产品)以及 TSL25X 和 TSL26X 系列(Texas Instruments 公司产品)]。TSL220 和 TSL230 给出频率与人射光强成正比的输出电压。集成可以降低漏电流、干扰和杂散电容引起的增益峰值。除单个光电二极管外,还可提供由将若干个光电二极管相隔 1mm 放置或由同一晶片上扩散若干个光电二极管所形成的阵列。TSL213 有中心间隔为 $125\mu\text{m}$ 的 64 像素。TSL215 有两个 64 像素阵列。光电二极管阵列比电荷耦合器件(CCD)需要的供电电压和时钟信号少(9.3 节),且可以逐一读取像素,但它们的响应较慢,分辨率也较低。

例 9.4 TSL251 将光电二极管和 I/V 变换器集成在一起,并具有 $45\text{mV}/(\mu\text{W}/\text{cm}^2)$ 的灵敏度和 3mV 的暗电压。它的输出经插入的电压放大器与模数转换器(ADC)相连。若 ADC 具有 5V 的输入范围且希望在黑暗时有零数字输出。以及输入辐照度为 $50\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 时有最大数字输出,试确定放大器的增益和 ADC 的位数。若传感器的温度系数为 $1\text{mV}/\text{K}$,试确定在不影响 ADC 输出的情况下,传感器可能承受的最大温度变化。

增益由输出电压范围与输入电压范围之商值求得:

$$G = \frac{v_o(\max) - v_o(\min)}{v_i(\max) - v_i(\min)}$$

最小输入电压和输出电压为 0V。在最大辐照时得到最大输入电压:

$$v_i(\max) = 45 \frac{\text{mV}}{\mu\text{W}/\text{cm}^2} \times 50 \mu\text{W}/\text{cm}^2 = 2.250 \text{V}$$

因此, $G = (5\text{V}) / (2.25\text{V}) = 2.22$ 。

为了使传感器处于黑暗时数字输出为零,输出电压必须小于 1LSB。因此要求

$$q = \frac{5\text{V}}{2^n} > (3\text{mV}) \times 2.22 = 6.7\text{mV}$$

亦即 $n > 9.55$ 位。我们选择 $n = 10$ 位。若热漂移不会引发位跳变,则要求

$$(1\text{mV}/\text{K}) \times \Delta T < \frac{q}{2} = \frac{4.88\text{mV}}{2}$$

由此得到 $\Delta T < 2.4^\circ\text{C}$ 。

光电二极管广泛用于光通信、光度计、照明和亮度控制、红外遥控、测距仪、厚度测量仪和光吸收率测量中。它们还依靠使通过票据的光通量小于设定阈值便产生触发来对分类机中的票据计数。紫外线(UV)光电二极管用于光谱分析、测光术、荧光分析、紫外线强度和曝光计量,以及用于气体和燃油火焰监测。色彩传感器用于产品检验和质量控制。光电二极管阵列用于直线和旋转编码器、条码阅读器、边缘检测和定位、成像和纸页处理(光字符识别、文件分类、复印机、传真机)以及用于摄像机中的自动聚焦和曝光控制。

9.1.4 位置灵敏探测器(PSD)

若非均匀辐射照射到 p-n 结上,则在接收最大强度的区域将出现最大光电流,而横向电压差将不同于图 9.3 中所示的横截面上的电压差。这个效应由瓦尔马克(Wallmark)于 1957 年发现。若 p-i 结加反向偏压并且在某一层(例如 p 层)装有两个接触电极起电阻器作用[图 9.9(a)],便形成横向光电二极管或位置灵敏探测器(PSD)。这一器件可以用作光电子电位器。如果我们将相同电压加到两个接触电极上,则光电流 i_p 分成两个分量 i_1 和 i_2 ,使得 $i_1 R_1 = i_2 R_2$ 。亦即 i_p 的分配与从入射点到电极的距离成反比。如果用 x 表示光点的相对位置[图 9.9(b)] ($-1 \leq x \leq 1$),则有

$$x = \frac{R_2 - R_1}{R_2 + R_1} = \frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2} \quad (9.24)$$

因此,上述电流比与光点在传感器表面上的相对位置成正比。分辨率大于 $10\mu\text{m}$ 。探测材料的选择应与入射光的波长相匹配。蜂房式光电二极管可以探测光点的二

维位置^[7]。

硅制位置灵敏探测器常常具有内置放大器,其通带特性可以抑制(a)恒定光和低频交变光的干扰以及(b)高频干扰。其应用包括自动聚焦机构、用户接近时启动 ATM(自动取款机)或自动售货机、测距仪和工业设备中的精密位置检测。

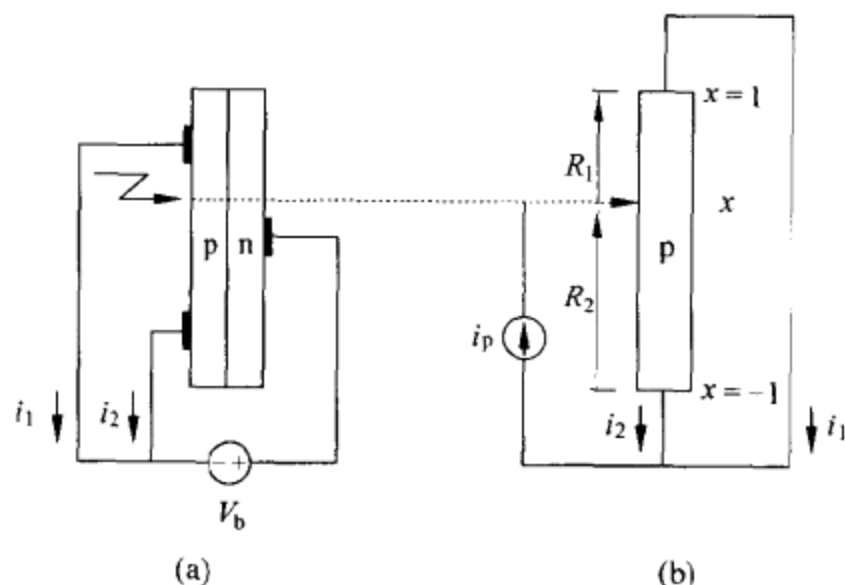


图 9.9 (a) 横向光电二极管和(b)简化模型。

9.1.5 光电晶体管

光电晶体管是光电二极管与光辐射照射基极的 n-p-n 晶体管的集成组合。集电极电流为

$$i_c = (\beta + 1)(i_p + i_D) \quad (9.25)$$

式中, i_p 和 i_D 由式(9.14)和式(9.15)给出, β 是晶体管共发射极电路的电流增益(100~1000)。这个增益不是常数,而是与电流因而与照度强弱有关。光电晶体管由于线性较差以及带宽比光电二极管窄(存在大的基极-集电极电容),故不太适合用于测量。然而,光电晶体管因其电流增益高而适于开关应用。对于要求增益达 100000 的一些应用,还可以利用光达林顿晶体管,它包含向第二个晶体管的基极馈电的光敏晶体管。光电晶体管工作在 $0.4\mu\text{m} \sim 1.1\mu\text{m}$ 波长范围。

光电晶体管广泛用于工业中的光电检测^[8]。光电检测利用光源(发光二极管或白炽灯用于彩色应用)和光电传感器(光电晶体管),后者对入射到它上面的光强度变化起响应。要求对可见光有高灵敏度的应用可以利用光导管。要求在宽辐射度范围内有极快响应或线性响应的应用可以利用光电二极管。以数千赫的频率开关发光二极管能对发射光进行调制。光电晶体管之后的放大器调谐到调制频率,以抑制干扰光信号(即未在相同频率上进行脉冲调制的信号)。然而,强烈的背景光可能使探测器饱和。对背景光采用机械屏蔽能减小干扰。光电晶体管对红外发光二极管有最高灵敏度,但也使用红色、绿色、黄色和蓝色发光二极管。检测范围

从大约 20cm 到超过 50m。

有三种基本光电检测方式,即对置检测、后向反射检测和贴近检测。在对置检测方式(也称为直通光束、光束中断或直接扫描方式)中,来自发射体的光直接对准接收器[图 9.10(a)]。任何中断光路的目标均被检测。对于检测小零件或检查小断面或对于极精确位置的检测,可以通过在发射体一侧或接收器一侧或者在两侧放置一个小孔来减小光束的直径。

在后向反射检测方式(也称为反射方式)中,发射体将光束对准后向反射靶,并使光束反射回接收器[图 9.10(b)]。当目标使光束中断时,只要它的反射能力不强,便会被检测到。

在贴近检测方式中,目标形成光束而不是中断光束。发射体和接收器处在目标的同一侧。发射体发送能量,接收器探测从目标反射的能量[图 9.10(c)]。明亮的白色表面比黯淡的黑色表面发送更远的距离。此外,大目标比小目标返回更多的能量。透镜系统将发射光聚焦到传感器前面的精确点上,同时也将接收器聚焦到同一点上。由此可以确定一个清晰的检测区。然而,发光的目标不能用这种方式进行检测,除非它们与传感器透镜能保持平行。

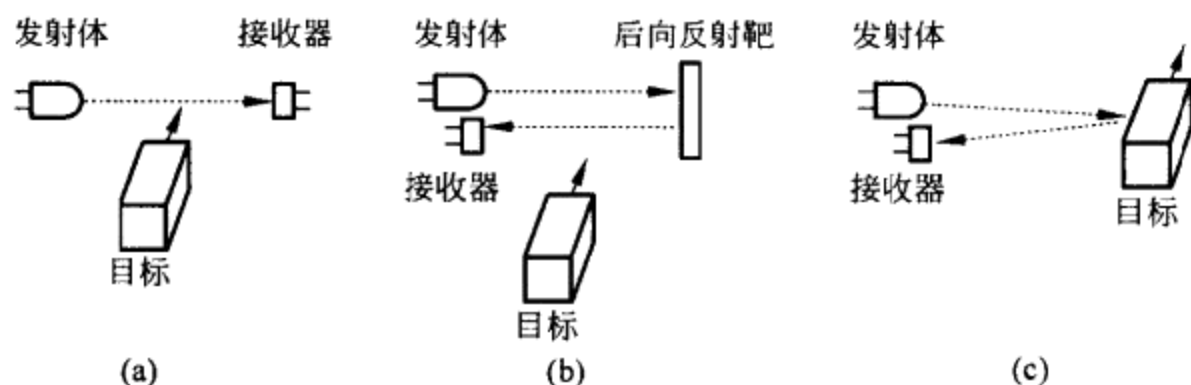


图 9.10 光电检测方式。(a)对置方式,(b)反射方式,(c)贴近方式。

光电晶体管也常常用在冷镜式湿度计中。由于热空气比冷空气能维持更多的水蒸气,故当空气冷却时,便达到使水凝聚而形成露、雾或霜的温度。在冷镜式湿度计中,镀金或镀铱的铜表面由热电方式冷却,所形成的露层通过用光电晶体管检测经平面镜反射来自发光二极管的减弱红外光加以检测。平面镜的温度为露点温度,典型精确度为 $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ 。独立的发光二极管和光电晶体管对用于补偿温度干扰。如果平面镜不断被冷却,大气中的污染物可能附着到它上面,从而影响它的反射率。只有循环冷镜才能使反射镜的露保留一段时间,因此能避免污染问题^[9]。

9.1.6 半导体结核辐射探测器

核辐射既可以包含亚原子粒子(α, β^+, β^- , 质子, 中子),也可以包含能量高到足以使电子脱离(例如使原子电离)的光子(电磁辐射)。X射线也是高能光子,但

它们来自原子的电子壳层。经过半导体的核辐射沿辐射迹径将产生许多电子-空穴对。如果这些电荷是在存在强电场的情况下产生的,则电荷在复合之前可能聚集而形成电流。加反向偏压的二极管具有适于辐射探测的耗尽区(图 9.3)。硅基底材料必须高度纯净,以减小杂散电流。

依据制作方法,可以形成各种不同的半导体二极管探测器^[10]。扩散结探测器起源于 p 型材料的均质晶体。一个表面容易受到 n 型杂质(磷)的高温蒸汽(900℃~1100℃)的影响,将靠近表面的晶体区从 p 型材料变成 n 型材料。在距表面大约 0.1μm~2μm 处,n 型杂质和 p 型杂质颠倒它们的相对浓度而形成结。由于 n 型表面层与 p 型原始晶体相比为重掺杂,故耗尽区(50μm~500μm)主要是在结的 p 型材料一侧延伸。在耗尽区之外保留的表面层构成了入射辐射必须经过的窗口,因而要吸收一部分辐射。

面垒探测器起源于 n 型或 p 型硅。在允许轻微表面氧化的条件下,由蒸发淀积上金属(对于 n 型硅)或铝层(对于 p 型硅)。淀积层薄到足以避免吸收任何明显的辐射。然而,这个窗口非常薄,以致可能受某些气体的侵蚀,同时,窗口还允许光传输,因而造成干扰。

在离子注入探测器中,半导体表面上的掺杂杂质通过用来自粒子加速器的离子对它进行轰击而被引入晶体。加速电压决定了透入深度。轰击之后的退火可以降低来自辐射损害的影响。由于退火温度(500℃)低于扩散杂质所需的温度,故晶体受到的扰乱比扩散结探测器的小。此外,入射窗口可能薄到 34nm,但仍然要厚于面垒探测器。

不管采用何种制作工艺,结果都具有近似电容 $C_x \approx \epsilon A/x$,其中 A 是探测器面积, x 是耗尽层厚度。若起始材料是 p 型硅($\epsilon_r \approx 12$)且 $x = 1\text{mm}$,则 $C_x \approx 10\text{pF/cm}^2$ 。由于在硅中形成电子-空穴对所需的能量是 3.62eV,故 1MeV 的入射辐射将给出 $N = (1\text{MeV})/(3.62\text{eV}) = 276000$ 个电子-空穴对、携带电荷 $Q = (276000) \times (0.160 \times 10^{-18} \text{C}) = 40\text{fC}$ 。因此, $A = 1\text{cm}^2$ 的探测器将给出 $v_o = (0.04\text{pC})/(10\text{pF}) = 4\text{mV}$ 。为了得到不受传感器和连接电缆电容影响的输出电压,可以用电荷放大器测量这个电压。另外,还可以利用互阻抗放大器来测量电流。

充气探测器需要 30eV 来产生电子-空穴对。闪烁探测器需要 500eV^[10]。因此,仅需 3.62eV 的硅探测器有更高的分辨率,不仅响应速度快而且线性好。由于它们的密度可以达到气体密度的 1000 倍,所以只需较小的体积来捕获辐射,因而有更高的空间分辨率。半导体二极管探测器用于核医学、高能物理学中的粒子检测和射线显影。X 射线探测器用于 X 射线断层显示、血管显影、数字射线显影以及工业中的非破坏性测试。

9.2 基于 MOSFET 的传感器

n 沟道 MOSFET 在线性区 ($V_{GS} > V_T, V_{DS} < V_{GS} - V_T$) 的漏极电流 I_D 为^[11]

$$I_D = \beta V_{DS} \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) \quad (9.26)$$

在饱和区 ($V_{GS} > V_T, V_{DS} > V_{GS} - V_T$) 的对应方程为

$$I_D = \frac{\beta (V_{GS} - V_T)^2}{2} \quad (9.27)$$

式中, β 是由栅极尺寸决定的灵敏度参数

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (9.28)$$

以及

μ ——沟道内的电子迁移率;

C_{ox} ——每单位面积的栅极电容(氧化物);

W ——沟道宽度;

L ——沟道长度;

V_{GS} ——加在栅极与源极之间的电压;

V_{DS} ——加在漏极与源极之间的电压;

V_T ——阈电压, 高于此电压便形成反演沟道;

V_T 之值为 1V~6V 并由下式给出:

$$V_T = \frac{\Phi_M - \Phi_S}{q} - \frac{Q_{SS}}{C_{ox}} + 2\Phi_F - \frac{Q_B}{C_{ox}} \quad (9.29)$$

式中 $\Phi_M - \Phi_S$ 是金属与半导体的逸出功之差(硅; 逸出功是将电子从费米能级移向无限远所需的最小能量)。 Φ_F 是基底(半导体)的费米能级, Q_{SS} 是表面电荷密度, Q_B 是耗尽区的电荷密度以及 q 是电子电荷。

当 MOSFET 晶体管用作电子元件时, 我们假定式(9.26)~(9.29)中的所有参数均为常数。这样一来, 便得到 V_G 与 I_D 之间明确的输入-输出关系。

相反, 在传感器中, 我们所关心的检测量对这些参数中的某些参数进行调制, 因而改变输入-输出关系。例如, 温度和辐射将影响 μ 和 Φ_F 。不过, 这一现象是许多电子器件所共有的。MOSFET 不常用于这些场合。MOSFET 晶体管的突出优点是 V_T 与金属的逸出功(或化学势) Φ_M 之间的依赖关系^[12]。对化学物质敏感的 FET 称之为化学场效应晶体管(ChemFET)。

若金属栅极的逸出功受某个外部参数控制, 则 MOS 晶体管可以检测该参数。例如, 若钯用作栅极材料代替普通的铝, 钯将吸附扩散进入钯-氧化物界面的氢, 并形成使 V_T 改变的偶极子层。因此, 阈电压给出氢浓度的测度。这种器件被制

成能在高温($50^{\circ}\text{C}\sim 150^{\circ}\text{C}$)工作,以加速钯的催化作用。然而,这种方法容易受能在钯表面上离解的所有气体,如 H_2O , H_2S , NH_3 以及许多碳氢化合物的影响。其他气体可以用多孔栅进行检测,其中,细孔允许气体到达钯-氧化物界面。这类器件通常称之为气体场效应晶体管[图 9.11(a)]。

另一些基于 MOSFET 的传感器以适合于常规生产工艺的普通 MOSFET 中的栅极改造为基础。最简单的变更仅仅是略去栅极。最广泛采用的更新结构是在栅极与氧化物之间放入某种材料,因而使晶体管对导致该材料变化的任何被测对象都非常敏感。

OGFET(开路栅极 FET)是没有暴露于气体的栅极的 MOSFET。因此,漏极电流随气体分压强而变。一种改进方案是氧化物厚度小于 5nm 的 ADFET(吸附式 FET)[图 9.11(b)]。这类器件可以检测一些具有永久偶极矩的气体,如 H_2O , NH_3 , HCl , CO , NO , NO_2 和 SO_2 的浓度。它的灵敏作用来源于氧化层中吸附的偶极分子,这些偶极分子形成了控制漏极电流的电场。用化学方法刻蚀氧化层时,似乎有可能实现选择性响应。同类器件的其他变化方案主要是将去掉栅极带来的电干扰减至最小(栅极的存在可以起到屏蔽作用)。

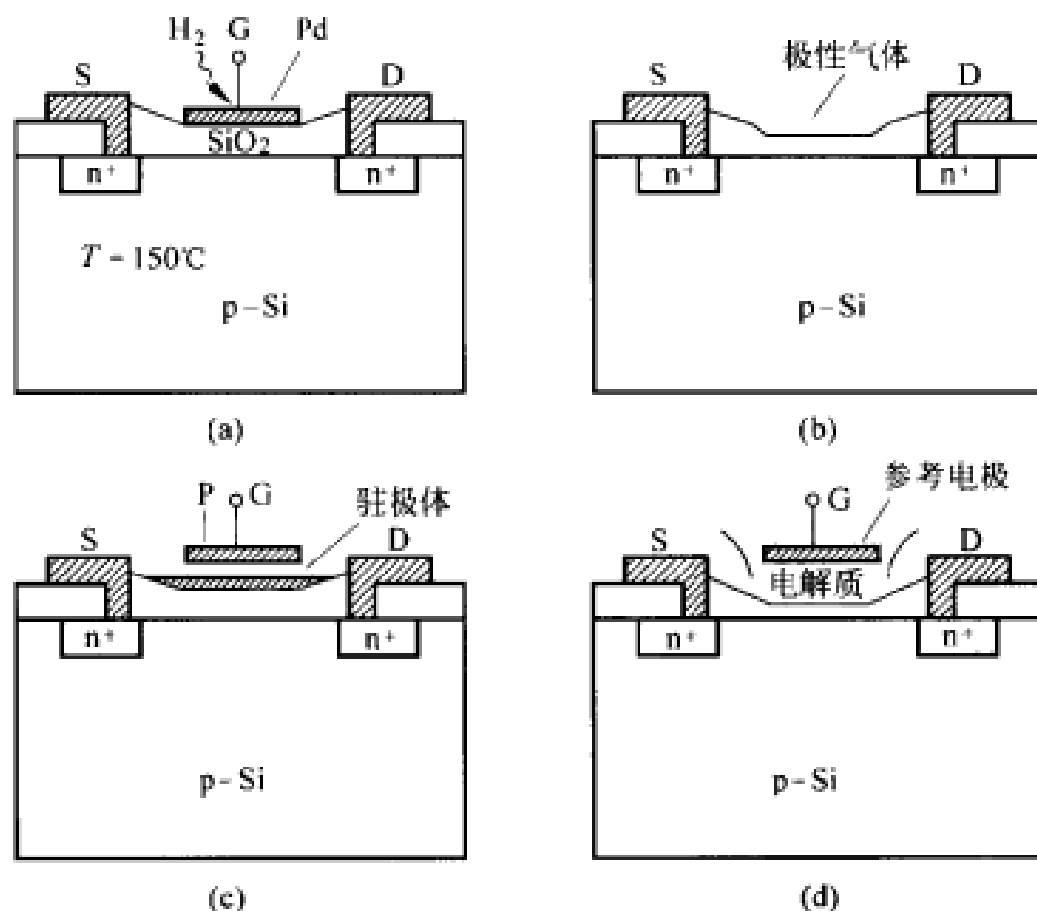


图 9.11 几种基于 MOSFET 的传感器的简化结构。(a) 栅极利用钯而不是铝。(b) 没有栅极而只有 5nm 氧化物层的 ADFET。(c) 利用氧化物上的驻极体和隔离栅极的 PRESSFET。(d) 具有与栅极区中的绝缘体相接触的电解质和金属参考电极的 ISFET。

在普通 MOSFET 中,若栅极在垂直方向上与氧化物分隔开,则式(9.26)~(9.29)仍然有效,但在式(9.28)中必须用等效电容 C_{eq} 取代氧化物电容 C_{ox} 。因此,这类器件将对改变 C_{eq} 的任何被测对象进行检测。图 9.11(c)示出基于这一原理的压力传感器(PRESSFET)的示意图,其中,所加压力将改变电极与氧化物之间的间距。电极化材料(驻极体)淀积到氧化物上,所以无需加任何外部电压。另一个方法是利用压电材料代替驻极体和空气间隙。

ISFET(对离子敏感的 FET)是一种代替栅极而在该区域内具有化学选择性涂层或膜片(6.5 节)的 MOSFET 晶体管。ISFET 首先由伯格韦尔特(P. Bergvelt)在 1970 年提出。当 ISFET 浸入电解质时,绝缘材料(氧化物)中的电势将取决于被检测的离子浓度。这一电势将取决于阈电压因而取决于漏极电流。浸入相同电解质的参考金属电极可以视为栅极(在器件中并不存在)的等效物。这样,ISFET 便可视为具有氧化物-电解质系统而没有栅极的 MOSFET [图 9.11(d)]。某些问题由膜片的不良的选择性和粘附性以及栅极材料的稳定性和光敏性引发出来。外壳必须允许与电解质接触,但应防止电解质进入电路。已出现了用于检测 pH 值和葡萄糖等的 ISFET 产品。某些生物传感器(9.6 节)也依赖于 ISFET 进行工作。

9.3 电荷耦合式传感器和 CMOS 图像传感器

9.3.1 工作原理

1970 年,美国贝尔(Bell)实验室取得了电荷耦合器件(CCD)的专利。参考文献[13]中汇集了几篇有关 CCD 的评述文章。CCD 是一种紧靠在一起的 MOS 电容器构成的单片集成电路阵列,它将模拟信号电荷(“电荷群”)从一个电容器转移到下一个电容器,起模拟移位器的作用。电荷在 Si-SiO₂ 界面上或界面附近的势阱之间储存和转移(图 9.12)。这些势阱由多相位时钟电压脉冲调制的 MOS 电容器(淀积到 SiO₂ 上的金属电极阵列)形成。被转移的电荷在 n 沟道和 p 沟道器件中分别是电子或空穴,它们可以用电方式或光学方式引入。对于光输入,CCD 起光学传感器的作用。通过对绝缘层下方的 p 型硅衬底进行扩散或生长 n 型外延层,可以有选择地改变硅的电导率,从而形成所需的沟道。全面的理论分析可以在参考文献[14]中查到,参考文献[15]对应用情况进行了讨论。

在图 9.12 中,若在某一栅极上加正阶跃电压,而相邻电极维持较低电压,则在 p 型衬底中将产生势阱,电荷(电子)被储存在该电极下方。若这时相邻电极之一的偏置电压高于前一个电极的电压,便建立较深的势阱,储存的电荷将沿硅表面向势阱移动,以寻找最低电位。通过时钟控制电极电压,便能在给定方向上移动初始

储存的电荷。热电子-空穴对连续不断地产生,电子最终将填满势阱。因此,CCD是一种动态器件,我们只能在远小于 MOS 电容器热弛豫时间的一段时间内储存电荷。在室温下,这个时间从 1s 到数分钟,视结构和制作工艺而定。

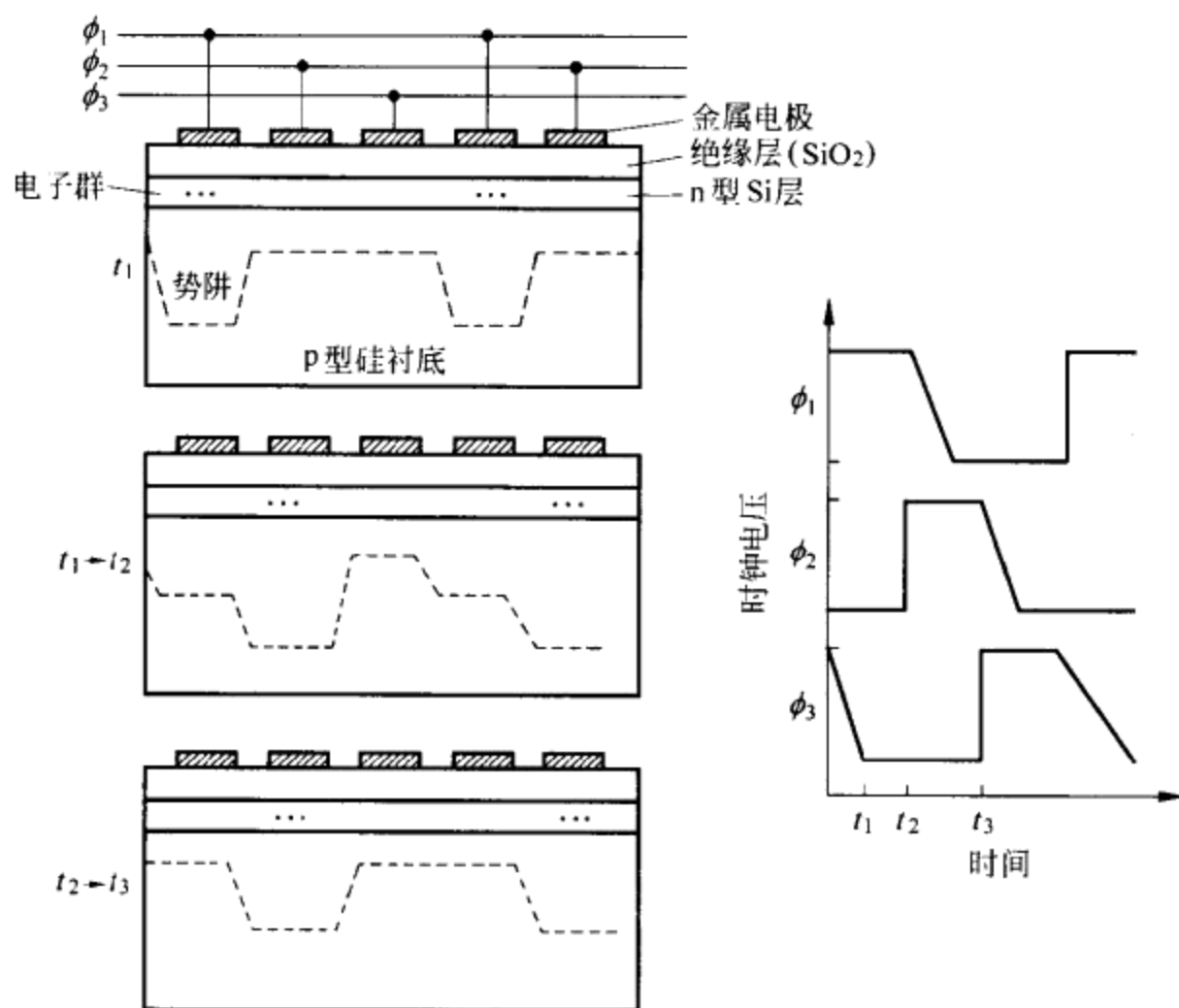


图 9.12 电荷耦合器件(CCD)的工作原理。时钟信号转移势阱中累积的电子。

依据 CCD 需要的时钟相位的大小,有二相结构和三相结构。三相系统如图 9.12 中所示,其中,每隔两个电极均被连接到相同的时钟电压上,因而需要 3 个独立时钟信号。这些信号相重叠并显示陡削前沿和线性下降后沿,从而提高电荷转移的效率。当正阶跃电压加到这些电极上时,在 $t=t_1$ 时,储存在 ϕ_1 电极下面的势阱中的电荷(在每个势阱中不一定相同)散布到在 ϕ_2 电极下面形成的相邻势阱中。到 t_2 时,电荷已全部散失。然后,电压 ϕ_1 线性减小,导致 ϕ_1 电极下面的势阱上的电位呈缓慢而不是突然上升。这便使电荷容易转移到与同一时钟线相连的电极 2,5 等下面的势阱中。到 t_3 时,转移即告完成。在 $t_1 \sim t_3$ 间隔期间, ϕ_3 电极上的低电压可以确保电荷向右转移,而不向势阱左方转移。对 ϕ_2 和 ϕ_3 电极重复相同的步骤,可以在下一个间隔移动电荷,然后,在另一个间隔将电荷从 ϕ_3 移动到 ϕ_1 ,以此类推。颠倒上述顺序,电荷便向左方移动。

在二相系统中,氧化物厚度呈阶梯状或形成不同的 n 型电导率区(图 9.13),因此,每个独立电极下方的势阱呈非对称状。电荷始终是向右转移。时钟脉冲无

需像三相系统那样重叠,布局更加简洁实用。虚拟相位设计(Texas Instruments 公司)利用了处于衬底直流电位上的结-栅极区,并被置于计时的电极之间。由此构成了与独立栅极相同的选通和转移功能,因而简化为一个所需要的时钟信号。

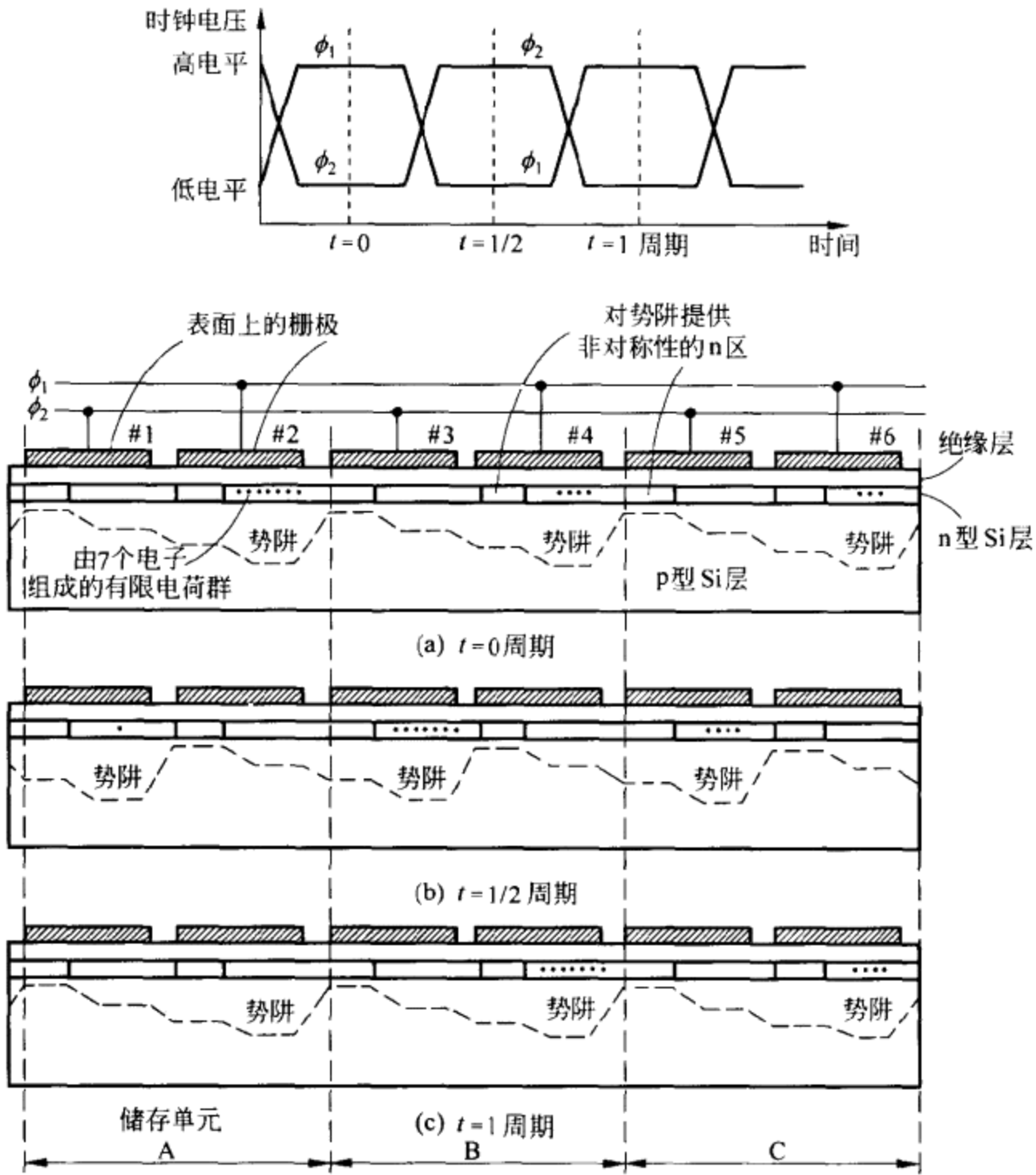


图 9.13 基于具有不同电导率的 n 型区的二相电荷耦合器件(CCD)。

在最常见的所谓隐埋沟道 CCD 中,不是在二氧化硅(SiO_2)下方的硅表面上储存和转移电荷,储存和转移过程而是发生在远离 Si-SiO₂ 界面的隐埋沟道内。由此给出更大的迁移率,因而获得更大的速度,且与表面效应无关(这类效应有可能引起噪声和损耗)。

在 CCD 图像传感器中,来自目标的光既可从电极一侧,也可以从衬底一侧照射 CCD,由光电效应在硅中形成电子-空穴对(硅对波长为 300nm~1100nm 的光子敏感)。加上适当的时钟信号时,便形成势阱。在所谓光集成时间的一段时间内,势阱搜集光子生成的少数载流子,而多数载流子则被送入衬底。所搜集的电荷群通过 CCD 寄存器往下移动,在输出端转换成电压或电流。每个势阱中所累积的电荷量是照射强度和曝光(或累积)时间的线性函数。输出信号电荷是一个阶梯直流电压,该电压将从在零照明(黑暗状态)时热生成的背景电平(噪声)线性变化到明亮照明下达饱和时的最大值。

CMOS 图像传感器也依靠硅中的光电效应进行工作,但不是连续将电荷移至公共输出放大器,而是直接检测每个像素上的电荷,相应的信号经多路转换到信号处理电路。CMOS 图像传感器可以有源或无源像素。具有无源像素的传感器[图 9.14(a)]于 1967 年问世。每个像素由一个光电二极管和一个与列总线相连的选取晶体管组成。光电荷累积之后,阵列控制器接通选取晶体管,以将电荷转移到列总线的电容上。列总线与检测电压并复位光电二极管的电荷累积放大器相连。然后,控制器使选取晶体管截止。由于每个像素只包含 1 个晶体管,故填充因数很大。然而,读出噪声也很大,特别是对在低照度下无法对总线的分布电容充电的远方的像素更是这样。此外,选取晶体管导通阈值的差别也会对相同的光强度给出非均匀的响应,因而导致固定图案噪声(FPN)。

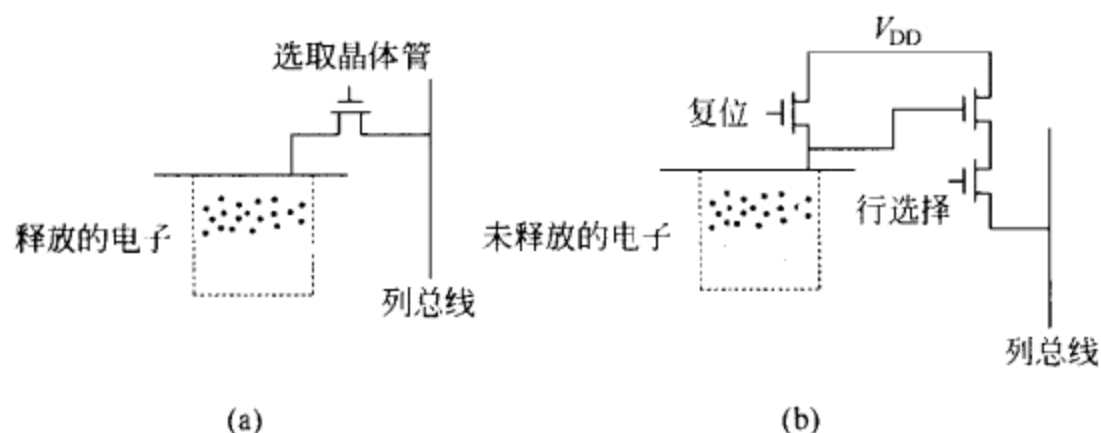


图 9.14 (a) CMOS 图像传感器中的无源光电二极管。(b) 有源像素传感器(APS)用晶体管对光电二极管进行缓冲。

有源像素传感器(APS)在每个像素中包含一个放大器。在有源光电二极管中[图 9.14(b)],有一个源极输出晶体管,为总线电容迅速充放电提供电流。这就允许更长的总线长度,因而允许更大的阵列尺寸。有源像素传感器还包含一个控制累积时间的复位晶体管(因而提供电子开关控制)和一个调整像素计数的行选择晶体管。这些附加晶体管因其阈值很难匹配而降低了填充因数,并增大了固定图案噪声。为了对小的填充因数计数,某些 CMOS 传感器对每个像素都配备了微透镜,但要增加成本,因为微透镜淀积不是标准的 CMOS 工艺。

9.3.2 CCD 和 CMOS 图像传感器的类型及应用

有两类可供利用的 CCD 成像器件,即线成像器件和面成像器件。像素数目范围从 128 个到 1600 万个。常见的线成像器件具有 1800~5400 个像素。具有邻近线的专用线成像器件受最大晶片宽度的限制,但有可能将若干个器件交错排列来达到所需的像素数目。典型像素尺寸对于 512×512 阵列为 $27\mu\text{m}^2$,对于 1024×1024 阵列为 $12\mu\text{m}^2$ 。

线成像器件(图 9.15)有一排传感器单元(也称为光位置或像素)以及一个称为光栅的公共电极和一个单独的光学微透镜。各像素相互之间的电气隔离是通过称为沟道中止的高浓度 p 型区来实现的。一些线成像器件有一些附加检测元件,它采用不透明金属化层(铝)遮挡外部光线,提供暗参照级。将暗参照级这个虚信号从所需的信号中减去,可以消除 $6\text{V} \sim 9\text{V}$ 偏置信号。消除偏置的另一个方法是使用两个取样保持放大器(SHA)的相关联的二次取样。第一个取样保持放大器对参照相位期间的偏置信号取样,而第二个取样保持放大器则对完整(偏置+视频)信号取样。将它们的输出相减,便给出视频信号。另一些线成像器件还包含由输入二极管构成的白色参照单元,并输出一个大约为饱和电平的 70%或 80%的信号。这些信号用于外部直流恢复和自动增益控制电路。

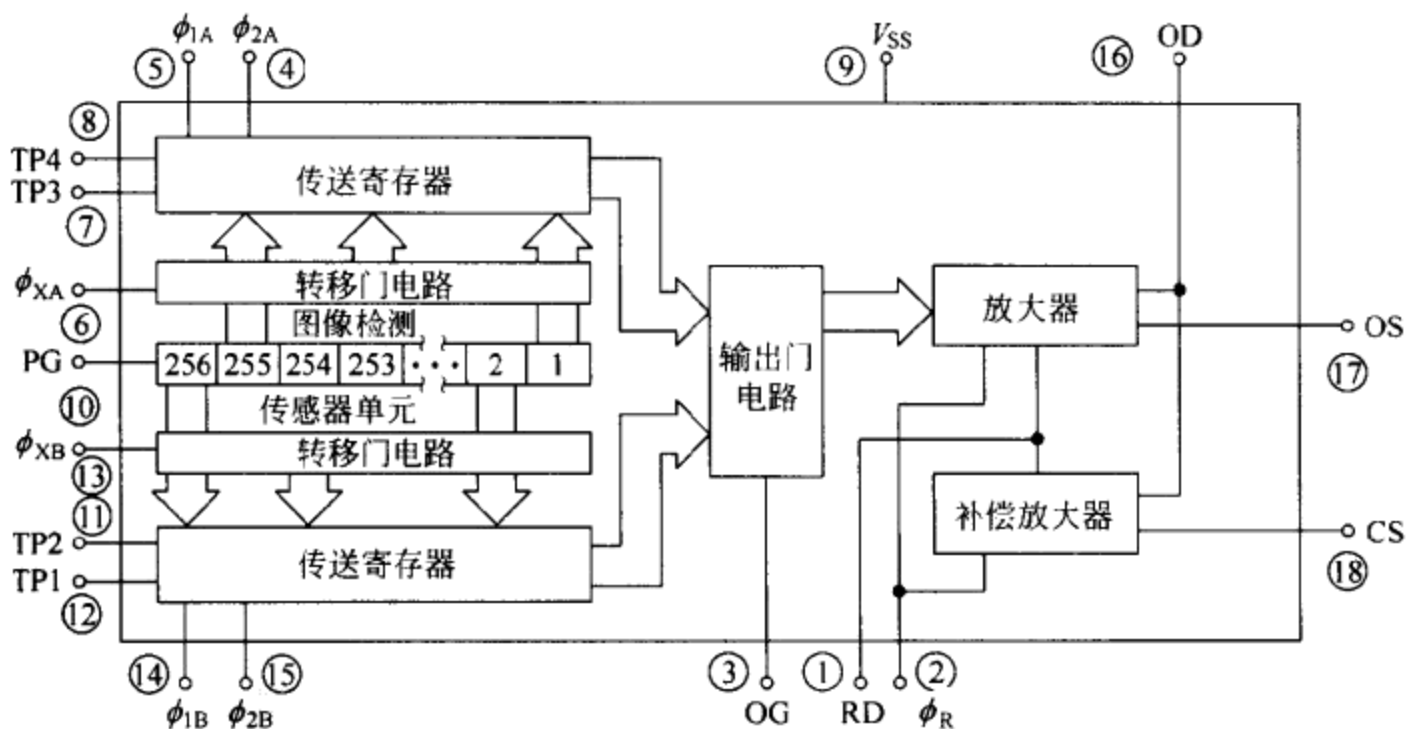


图 9.15 CCD 线图像传感器的方框图。

除线传感器单元外,还有称为电荷转移门电路的结构,它布置成两排,分别处于线传感器的两侧。当转移栅压变为高电平、光栅变为低电平时,光子生成的电荷群(当光栅压为高电平时,它在每个像素处集聚)被交替传送至转移门储存阱,奇数像素转移到一侧,偶数像素转移到另一侧。电荷群从转移门转移到传送寄存器并

连续移向输出放大器。转移门电路还控制累积时间。转移门电路可以防止成为大多数 CCD 图像传感器的基本限制的图像拖影。图像拖影是当电荷群被转移而光仍入射到阵列上时,由电荷群拾取寄生电荷所引起的。

复位和传送时钟的互补相位关系以及传送寄存器的几何布局,为将电荷群轮流送入输出放大器而设,因而重新建立起线图像数据的原始顺序。某些线图像传感器还包括两个外 CCD 移位寄存器或外围二极管,用以减小内部移位寄存器中的暗电流噪声。

输出电荷群被传送至电位按照所提供的信号电荷量呈线性变化的预充电二极管。这个电位被加到提供输出脉冲串电压信号的输出 MOS 晶体管的栅极上。在来自传送寄存器的每个新信号电荷群到达之前,由复位时钟驱动的复位晶体管便对电荷探测器二极管电容($0.1\text{pF}\sim 0.5\text{pF}$)重新充电。通过对输出放大器进行选通,某些线图像传感器还能提供取样保持输出。

线图像传感器至少需要用于转移、传送和复位的时钟信号。转移时钟加到转移门电路,以将累积电荷从像素移至传送寄存器。此外,它还对曝光时间进行控制。为了将信号电荷群沿着传送寄存器送入选通电荷探测器/放大器,需要两组传送时钟(通常为二相传送时钟)。复位时钟使电荷探测器电平返回到固定电平。复位时钟的工作频率为传送时钟频率的 2 倍,并决定了输出数据率。馈入 CCD 图像传感器的时钟信号必须仔细遵循制造厂家对幅度、相位、上升和下降时间以及输入连接的说明。有若干种能提供必需的信号处理电子线路的芯片系列,常见像素分辨率在 10 位到 14 位之间。

线图像传感器的主要参数有:空间分辨率、响应度、频谱响应、动态范围和输出数据率。空间分辨率表征鉴别图像中紧邻点的能力,并用与图像的空间频率有关的输出的调制传递函数(MTF)表示。图像由可以作为空间频率分量进行傅氏分析的周期强度变化构成。空间频率 f 用每毫米的线对表示。这里,线对指最大强度之间的间隔。电极间隔也可以表示为空间频率 f_0 (每毫米的单元数)。目标的频率图谱可以归一化为比值 f/f_0 。根据取样定理,分辨率最终被限定到 $f/f_0=0.5$ (奈奎斯特极限),它表示为了使线对成像,我们至少需要 2 个检测单元。用聚焦在图像传感器上的给定空间频率对图像进行强度调制,所给出的输出调制度将随空间频率的提高而降低。调制传递函数是在零空间频率上归一化到 1 的输出调制深度。

响应度是对规定辐射谱型每单位曝光量的输出信号电压。它等于输出电压除以曝光量($\text{V}/(\mu\text{J}/\text{cm}^2)$)。曝光量是辐射度与曝光(累积)时间相乘之积。而曝光时间则是任意两个转移时钟脉冲下降沿之间的时间间隔。响应度随波长的变化是光谱响应,它比人眼的光谱响应范围更宽,其响应波长的最大值约为 800nm。在均匀照射下,最灵敏与最不灵敏元件的响应之差给出所谓光响应均匀性。

动态范围是饱和曝光与有效值噪声等效曝光两者之比,后者为给出一个等于黑暗中在输出端的有效值噪声电平的输出信号的曝光等级。最好的图像传感器具有 75000 : 1 的动态范围。暗信号是热生成的(随机)电压,它取决于累积时间和温度,且温度每升高 5°C 数值翻倍。因此,工作温度被限制到 70°C 左右,对某些图像传感器甚至限制到 55°C。最低工作温度约为 -25°C。

输出数据率取决于输出端的数目。数据率高于 10MHz 时,提供了两路输出:一路用于偶数像素,另一路用于奇数像素。取样频率越高,分辨率(位)越低。对于 12 位的分辨率,数据率为 10MHz。线图像传感器的最高取样频率约为 25MHz。

对于那些一部分图像的动态范围大于 CCD 动态范围的应用场合,有一些包含抗光晕和累积控制的传感器。抗光晕特性将可以被聚集在任何光像素位置的电荷量限制到移位寄存器能够转移而不会引起过大损失的数值。这便能防止过饱和光像素位置将相邻区弄模糊,从而带来分辨率损失(过剩电荷将留在势阱内并与来自 $n+2$ 个像素的电荷群组合)。由此付出的代价是损失过饱和像素的信号幅度信息。光晕可以通过下述方式加以消除:在光栅附近增加一个电极并将两者偏置在大致一样的电压上。光像素位置处产生的过剩电荷经该电极形成的壁垒涌入附近的电极而被“吸收”。

累积控制是由降低所有像素的响应度构成的,就像每次扫描时间内启动的一个电子可变快门一样。这样便能防止任何像素出现饱和与溢出(光晕)。累积控制可以由将时钟信号馈入抗光晕电极来实现。每当抗光晕电极电压上升到超过光栅电压 3V 时,光像素位置处产生的电荷便转入电极被吸收。通过控制时钟的占空比,便能将有效电荷聚集时间调节到所需的值。将时钟的低电平调节到光晕所要求的电压,既能实现抗光晕,又能实现累积控制。

面图像传感器由一系列精密安排成行和列的光敏元件组成,各行和各列均有一个使人射光子聚焦的光学微透镜。可以提供阵列尺寸范围从 192(水平方向)×165(垂直方向)到 2048(水平方向)×2048(垂直方向)的面图像传感器。若干图像传感器与不同的电视制式(NTSC, PAL/SECAM)以及与能同 PC 机相连的摄像机中使用的共用中间格式(CIF)相符合。1980 年,索尼(Sony)公司出售了首款彩色 CCD 摄像机。

转移被检测的图像有各种各样的方法。在隔行转移法中,每列传感器均与垂直传送寄存器相连,然后再馈至水平传送寄存器。在曝光时间之后,每行上奇数像素的电荷群首先转移至垂直传送寄存器,由此再以逐行方式转移至水平传送寄存器。在那里,它们依次移进输出放大器。读出奇数区域之后,再对偶数像素重复相同过程。

在帧转移法中,有一个图像区和储存区。在累积时间的最终处,信号电荷转移到储存区。由此进入读出串行寄存器,再馈入输出放大器。在一边搜集下一帧的

同时,一边读出上一帧信息。

还可提供在线传感器中存在的某些特点,如暗参考级输出和抗光晕控制。还有一些能为 CCD 成像器件提供必要辅助功能的芯片系列。在某些面传感器中,通过对图像敏感区上方的彩条滤光器分层以及使之与各列敏感元件精确对准,可以得到色灵敏度。由此将各列分成与滤光器中使用的红色、绿色和蓝色相对应的三大类。

CCD 图像传感器广泛用于固态电视摄像机和其他用可见光或红外光工作的成像器件,其中,光学系统将图像聚焦到传感器上。可以精确掌握光敏元件的相互位置,使它们比真空管电视摄像机具有明显的优点。它们的低功率、低压要求使之更富有吸引力,特别是对一些手持式设备(如摄录机)更是这样。例如,CCD 图像传感器已用于检验、测量、监视、电视电影、传真、分光仪和光学字符识别(高速电子邮件分类、货币分类、文件扫描等);涉及范围从粮食加工到天文学(太空望远镜)以及从机器人技术到绘制图表和医学成像的技术领域。

与 CMOS 图像传感器相比,CCD 具有优良的动态范围、较小的固定图案噪声和较高的光灵敏度。然而,CMOS 传感器对功率的要求比 CCD 及其辅助芯片小 10 倍,能用单电源工作而且可以将辅助电路集成到与传感器同样的芯片上。此外,还能对像素进行随机存取,这就使我们能对所关心的有限的窗口获得高的帧速率。CMOS 线阵列器件可以做到 128~2048 个像素,面阵列每 $7.5\mu\text{m}\times 7.5\mu\text{m}$ 可以做到 2048×2048 像素,静止图像的速度从 9.3 帧/s 到 102 帧/s。CMOS 图像传感器比目前的 CCD 能更好地进行红外观察。CCD 因其抗光晕溢出结构而降低了它的红外灵敏度。CMOS 图像传感器因成本较低,故在一些不要求高分辨率或低背景噪声的应用场合(如消费类产品)正在取代 CCD。

9.4 光纤传感器

光纤技术在通信领域中的进展导致光纤传感的发展已经得到公众的广泛了解,而在 1977 年以前,光纤传感器几乎还不为人们所知晓。目前,Measurements & Control 杂志每年第 9 月号都要刊出光纤传感器的型号和制造厂商。

9.4.1 光纤的基础知识

光纤是由较低折射率($n_2 < n_1$)材料包围并靠内反射使光在其整个长度上传输的玻璃或塑料透明细线束(图 9.16)。光纤周围的塑料或不锈钢柔性外套提供了机械保护。根据折射定律,入射到光纤入口处的光线产生折射,因此折射光线位于由入射光线与前表面的法线所限定的相同平面内,但在该表面和法线的另一侧。如果相应的折射率分别为 n_0 和 n_1 ,则根据斯涅耳(Snell)定律

$$n_0 \sin\theta_0 = n_1 \sin\theta_1 \quad (9.30)$$

在纯净空气中, $n_0 = 1$ 。当折射光线到达纤芯-包层界面时, 又重新产生折射。但若入射角满足 $\sin\theta_c > n_2/n_1$, 则折射进入包层的射线角的正弦应大于 1, 而这是不可能的。因此, 射线将以等于入射角的反射角反射加回纤芯。所以, 当射线再次到达界面时, 还会发生同样情况, 即射线将沿光纤行进。由此可以得出, 在 α 满足下列条件的情况下:

$$n_0 \sin\alpha = n_1 \sin(90^\circ - \theta_c) = n_1 \cos\theta_c = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (9.31)$$

以小于 α 角进入光纤的光线将形成全反射并被导引至光纤输出端, 而且光线以近似等于入射角的角度射出。 θ_c 称为临界角, 2α 是接受角, 而 $n_0 \sin\alpha$ 是数值孔径 (NA)。处于接受角之外的光线均被包层吸收而损失掉。对于阶跃折射率光纤, 典型的数值孔径范围为 $0.2 \sim 0.5$ (α 的范围为 $11.5^\circ \sim 30^\circ$)。数值孔径以及光源照射的面积与纤芯面积之间的匹配决定了耦合效率。

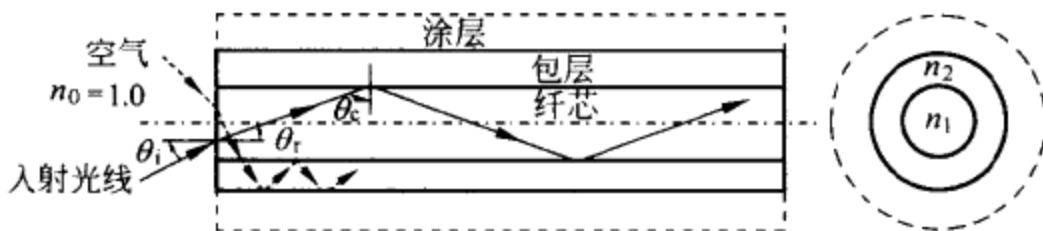


图 9.16 处于光纤 ($n_1 > n_2$) 接受角之内的入射射线被全部反射并导引至输出端。处于接受角之外的入射射线则损失在包层内。

渐变折射率光纤具有折射率呈非均匀分布的纤芯。这种分布引起光在类似波状的路径上行进。靠外层的射线有较长的路径长度, 由外层纤芯区内较高光速加以补偿。接受角取决于距纤芯中心的距离: 最大接受角在中心, 而最小接受角在纤芯-包层界面处。数值孔径约为 0.2。

光纤由塑料或玻璃制成。塑料光纤属于单根光纤材料 (直径为 $0.25\text{mm} \sim 1.5\text{mm}$), 适用于非常紧凑的区域。它们很容易将 (可见) 光导引至检测位置, 但要吸收红外光。玻璃光纤由单根或多束极细 ($50\mu\text{m}$) 的熔融石英束制成。相干光纤束有从一端到另一端精确地排成一行的每根光纤, 因此在它的另一端可以观看到一端的图像。随机光纤束中的光纤不按规则排列, 因而不能传送图像。

如果纤芯直径很细且 n_1 仅略大于 n_2 , 则接受角很小, 只传输轴向射线。由此, 可以得到单模光纤。纤芯的典型直径为 $5\mu\text{m} \sim 12\mu\text{m}$, 包层直径约为 $125\mu\text{m}$ 。较大光纤具有多模色散特性。由于路径长度取决于进入角, 故出射时间对每根射线也不相同, 从而引入相移并对带宽带来限制。

9.4.2 光纤传感器技术和应用

与其他测量方法相比, 光纤传感器能以更高的灵敏度检测多种物理和化学被测对象, 在它们的可能的几何形状方面是通用的, 其重量轻、体积小、不受恶劣环境

(如强磁场、高温或腐蚀性媒质)的影响,并且在易爆炸环境中本质上是安全的。此外,它们还适于分布式检测。盘卷的塑料光纤可以安装在往复机构上。不过,塑料光纤不能承受高温,且易受许多化学物质的影响。相反,玻璃光纤则能承受极高和极低温度,但在突然弯曲或连续弯折后会发生断裂。

基于光纤传感器的测量系统由光源(发光二极管或激光器)、光纤和光电探测器组成。发光二极管(红外或可见光)的可靠性高且容易组合到系统中,但耦合效率低,光谱宽度约40nm,色散强烈,带宽被限定到约200MHz。激光器具有高的耦合效率和约3nm的光谱带宽,从而有大的带宽和弱色散特性,但较昂贵,可靠性稍差,易受过载电流的影响,且需要冷却以及稳定的电源。光纤传感器中常用的光电探测器有光电晶体管、p-i-n光电二极管和雪崩光电二极管。

光纤传感器可以是非本征或本征传感器^[15]。在非本征、混合式或外调制传感器中,光纤携带的光被外部元件中的被测对象变更(调制)。许多非本征光纤传感器都依靠由光传输或光反射引起的强度调制进行工作(如图9.10中用于遮挡探测的光电传感器)。图9.17(a)示出一种基于两根光纤之间的互耦合变化(它随光纤的相对位置和数值孔径而变)的非本征光纤传感器。例如,位置可能取决于作用于粘贴在其中一根光纤上的膜片的压力,或取决于惯性质量所感受的加速度或振动。图9.17(b)示出了一种基于光学反射原理的压力传感器。从一根光纤射出的光经弯曲的膜片反射到另一根光纤上。接收到的强度取决于膜片的曲率,而曲率本身又取决于两侧之间的压力差。将反射区置于标尺或刻度盘上便构成一个位置编码器。

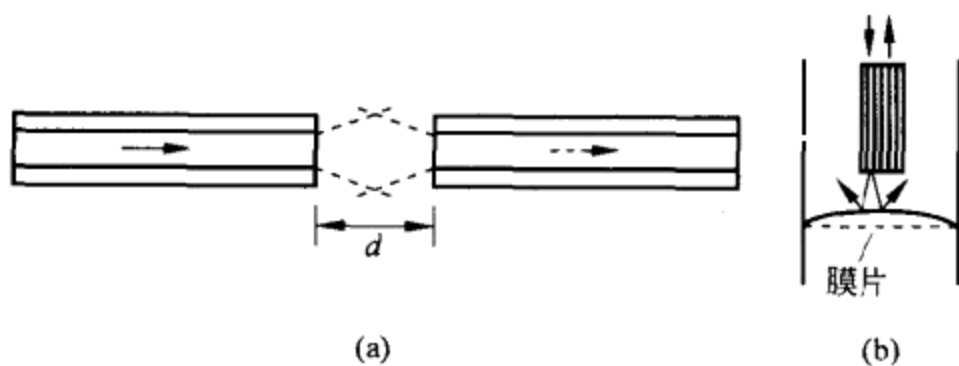


图 9.17 基于由(a)光传输和(b)光反射(来自膜片)引起的光强度调制的非本征光纤传感器。

基于光强度调制的非本征光纤传感器也可以依靠折射率的变化进行工作。图9.18示出一种基于当(透明)液体充满光纤两端之间的间隔时,从发射器光纤到接收器光纤的光耦合增大的液位传感器。这类传感器由于其本身固有的安全性使其适用于可燃透明液体的检测。

限制光强度调制光纤传感器的因素包括导致变化的损耗的干扰和与被测对象不相关的干扰。机械蠕变、光源和探测器不在一条直线上、连接器、接头、宏弯曲以

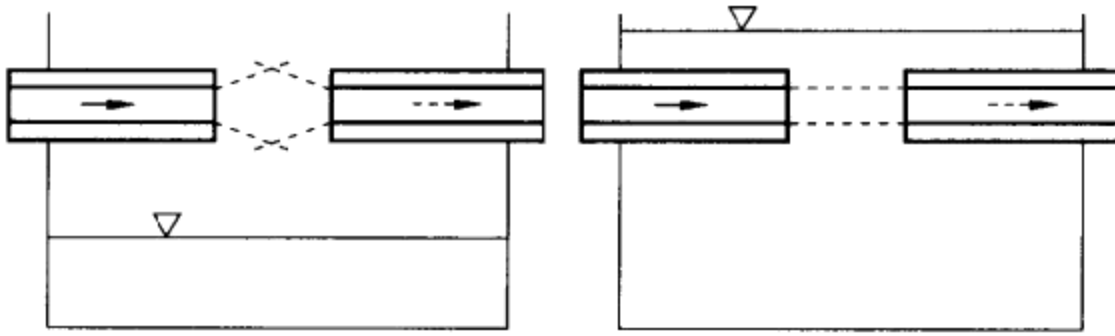


图 9.18 基于由液体介质引起的光耦合的液位传感器。

及当超过保证全内反射的临界角 θ_c 时引起的微弯曲损耗等都会带来问题。利用双波长的传感器通过使用绕过检测区一个波长作为参考能避免这类问题的发生。这类传感器被用于控制吸收特定红外辐射波段的化学物质的处理、体内血液气体测量以及空气污染监测。

基于光谱的光纤传感器依靠被测物质对光束波长的调制进行工作。例如，黑体温度传感器利用了光纤末端的黑体腔。由于黑体发射的光谱取决于黑体温度(图 6.23)，故一系列与窄带滤波器组合的探测器可以决定发射光的分布，因而可以决定黑体温度。传感器性能在高于 200°C 时将获得改善，且始终不受强电磁场的影响。

用于化学样品的定量和定性识别的某些非本征传感器利用了荧光材料。荧光是指一个分子吸收某一波长(通常为紫外线)的光，然后再发射较长波长(紫外线或可见光)的光。在包含待分析物质的样品中激发荧光是分析化学中的经典方法。它也适合于光纤应用，因为光纤可以将光引导至比较远的场合，并在被考察物中激发荧光辐射。同一光纤还可以将辐射引回到探测器。化学成分是通过从其衰变寿命获得的暂时信息以及通过激励和发射波长信息加以识别。光纤荧光传感器已应用于核反应堆、地下水污染测量以及医学中血管内的传感器。

在本征光纤传感器中，被测对象将直接或通过微机械弯曲来影响光纤的特性。所诱发的变化可能表现为辐射强度或辐射相位。某些分布式传感器利用了光时域反射测量术(OTDR)。

图 9.19(a)示出一个系统的工作原理，该系统基于当被测对象(力、压力等)在光纤中产生微变形时产生的损耗。通常，对于正常的直光纤，总的内反射只造成很小的传输损耗。但当外力引起光纤变形时，纤芯-包层界面的曲率将改变，入射角小于临界角，所以只有部分反射，从而引起损耗随变形的增大而加大。

另一种基于传输损耗的本征传感器所采用的光纤芯线和外包封材料在温度下降时折射率相互接近，由此导致通过外包封材料的损耗增大。此法可用于在下方有光纤的广大区域的分布式温度检测，例如用于探测低温液体储罐的泄漏。

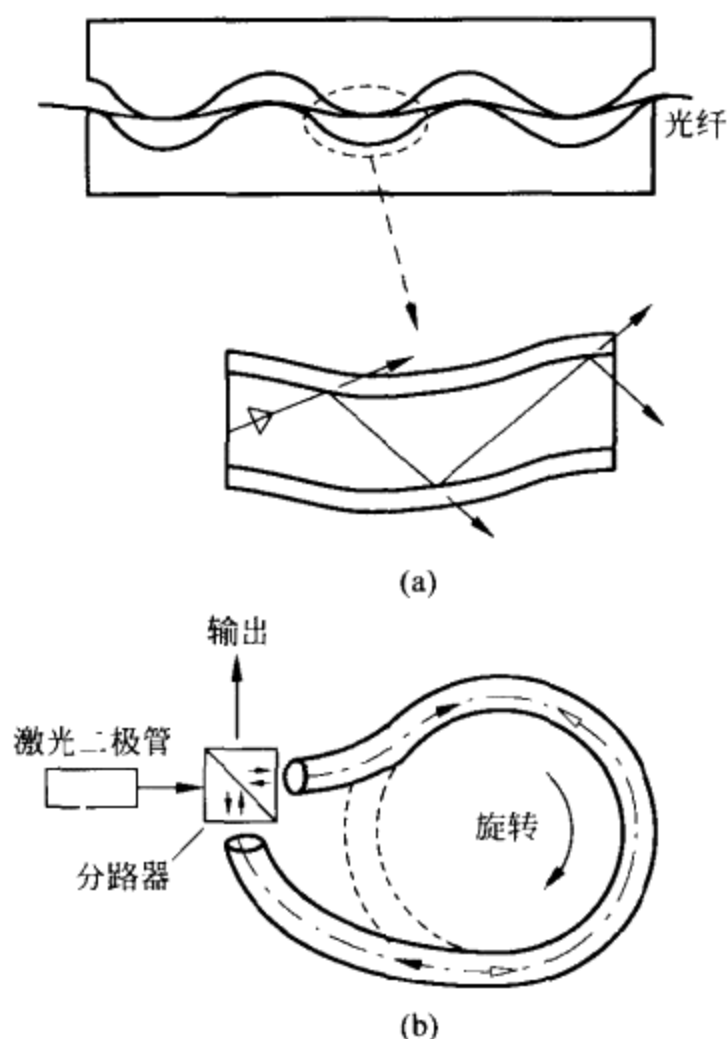


图 9.19 基于在光纤内部所传播的光的内在调制的传感器：(a) 由微变形引起的强度调制；(b) 由光纤旋转引起的暂时相移(萨尼亚克效应)。

基于辐射相位变化的传感器利用了单模光纤和单色激光源。被测对象引起的变化用干涉测量术加以检测。某些基于干涉仪的传感器将光束分为两束,并将其中来自单模光纤经被测对象调节后的光束与来自路径不受被测对象影响的参考光纤的光束作比较。被测对象将使外包封产生变化(最常见的变化是收缩或膨胀),从而引起折射率和光纤纤芯尺寸的变化,由此产生相对于参考光纤的空间相移。此法可以检测 $0.025\mu\text{m}$ 的位移。

光纤回转仪是建立在 1913 年发明的萨尼亚克(Sagnac)干涉仪[图 9.19(b)]的基础上^[17]。这类回转仪由单一旋转光纤构成。在光纤内部,来自同一光源的两条光束在相反方向上传播。在输出端,两条光束重新组合,并被引导至光电探测器。光纤环路的旋转使与旋转相同方向上传播的光束的行进路径较长,而使与旋转相反方向上行进的光束的路径较短。结果是对组合光束产生幅度调制的短时间延迟,延迟与旋转速度成正比。通过将环路安排得足够长(对直径为 10cm 的环路,长 1km),得到的调制可能十分显著。调制由光电探测器变换成电信号。

光时域反射测量传感器利用了经光纤发送一连串光脉冲的激光二极管^[18]。具有理想光学特性的无限长光纤不会将任何光能反射回发射端。任何反常现象

(如折射率改变)由于将每个人射光脉冲的一部分向后散射或反射都会返回回波脉冲。离入口端越远,发射脉冲与接收回波之间的延时越长。此法能在 10km 距离内以 1m 的空间分辨率检测 $\pm 1^\circ\text{C}$ 温度变化,且已用于检测地下输电线、电源变压器和埋地电缆中的热点以及检测管道泄漏。

9.5 超声波传感器

超声波是一种频率高于人的听觉范围(约 20kHz)的机械振动。超声波类似于其他任何辐射,当碰到目标时,一部分被反射,一部分被传输以及一部分被吸收(图 9.20)。此外,当辐射源相对于反射体移动时,接收频率也有变化(多普勒效应)。辐射-目标互作用的所有这些特性已应用于用超声波测量许多物理量。

超声波的穿透能力允许非直接介入方式的应用,亦即无需在出现有待检测的变化的场合安装硬件。非直接介入式测量在爆炸和放射性环境中,在医学应用以及在测量场所需要防止环境污染等方面具有重要意义。通常,非直接介入式传感器比直接介入式传感器更容易安装和维护。

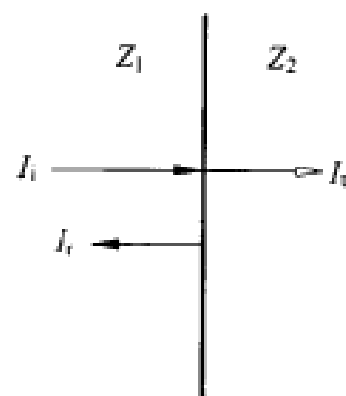


图 9.20 垂直入射到界面上的平面波(强度为 I_i)一部分被反射(I_r)和一部分被传输(I_t)。

9.5.1 超声波传感器的基础知识

当弹性媒质内的某点产生形变时,形变并非始终局限于该点,而是将形变传播到邻近点。当形变是由振动引起时,则振动用它的频率 f 、幅度 a 和原子的瞬时速度 v 来表征。原子的平均“净”速度为零。

从一点传播到另一点的扰动速度(或波速)取决于媒质,而不是取决于频率。对于气体和液体而言,扰动速度由下式给出:

$$c^2 = \frac{K_m}{\rho} \quad (9.32)$$

式中 K_m 是体弹性模量, ρ 是密度。由于这两个参数都随温度而变,故 c 也与温度相关。

对于固体,纵波的速度为

$$c^2 = \frac{E(1-\nu)}{\rho(1+\nu)(1-2\nu)} \quad (9.33)$$

式中 E 是杨氏模量, ν 是泊松比。对于空气, $c \approx 330\text{m/s}$;对于水, $c \approx 1500\text{m/s}$;对

于钢, $c \approx 5900 \text{ m/s}$; 对于铝, $c \approx 6320 \text{ m/s}$ 。横向剪切波的速度为

$$c_T^2 = \frac{G}{\rho} = \frac{E}{2\rho(1+2\nu)} \quad (9.34)$$

式中 G 是剪切模量 ($\nu = E/2G - 1$)。

由于扰动的结果, 在给定点的压力并不是常数, 而是相对于平均值变化。瞬时压力与平均压力之差称为声压 p 。 p 与 v 两者均被当作复数量 (有模和相位, 我们假定在频域中对问题进行分析), p 与 v 之间的商称为声阻抗:

$$Z = \frac{p}{v} \quad (9.35)$$

当传播媒质中没有损耗时, p 与 v 同相, 所以 Z 为实数。可以证明, Z 之值为

$$Z = \rho c \quad (9.36)$$

Z 是各种媒质的特性参数。对于空气, $Z \approx 4.3 \times 10^{-4} \text{ Pa} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$; 对于水, $Z \approx 1.5 \text{ Pa} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$; 对于钢, $Z \approx 45 \text{ Pa} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$; 对于铝, $Z \approx 17 \text{ Pa} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$ 。

辐射强度定义为每单位面积的辐射功率:

$$I = pv = \frac{p^2}{Z} \quad (9.37)$$

当辐射在均匀媒质中传播时, 辐射随距离按下式呈指数衰减:

$$I = I_0 e^{-\alpha x} \quad (9.38)$$

式中 I_0 是入射强度; α 是衰减系数, 取决于媒质和频率; 而 x 是在媒质中行进的距离。

如果媒质不是均匀媒质, 则声阻抗随区域而变。辐射不仅被吸收, 而且也被反射。对于在与将各自声阻抗为 Z_1 和 Z_2 的两种媒质分开的平面表面相垂直的方向行进的平面波 (图 9.20), 波强度的传输系数和反射系数为^[19]

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2 \quad (9.39)$$

$$T = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (9.40)$$

式中 I_i , I_r 和 I_t 分别是入射强度、反射强度和传输强度。注意, 像所预期的那样, $R + T = 1$, 这是因为垂直入射时每一侧的功率密度必须相等。从式 (9.39) 可以推出, 当两种媒质之间的阻抗差增大时, 反射也增大。这便妨碍了在空气中的非直接介入式测量, 因为气体与容器壁之间的 Z 存在明显差别。

多普勒 (C. Doppler) 于 1843 年发现了多普勒效应: 当辐射 (机械或电磁辐射) 被一相对于辐射发射器移动的物体反射时, 辐射所经历的频率要发生变化。若反射体以速度 v 移动, 则频率变化为

$$f_e - f_r = 2f_e \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (9.41)$$

式中 f_e 是发射频率, f_r 是接收频率, 而 α 是反射体速度与声传播方向之间的相对角。

9.5.2 基于超声波的检测方法和应用

超声波传感器通常是建立在超声波的渡越时间、衰减或速度的基础上。大多数超声波传感器都利用压电陶瓷或聚合物换能器作为发生器和探测器。它们必须工作在低于各自居点的温度上。分辨率受波长的限制, 而波长与频率成反比 ($\lambda=c/f$)。高频比低频的衰减更大。来源于工业噪声的寄生振动可能对接收器产生干扰。利用窄声束系统可以降低来自背景噪声的干扰。最大功率沿轴向(即垂直方向)辐射到换能器正面, 所以灵敏度和作用距离取决于换能器与反射器之间的相对位置。

传播时间超声波传感器发射超声短脉冲并测量发射与接收之间的经历时间(回波测距法)。经历时间乘以声速等于到返回回波的阻抗不连续处距离的 2 倍。反射面必须与检测面平行, 即与检测方向垂直。由于 c 随温度的升高而增加, 故必须测量环境温度以计算当前的 c 值。频率根据距离和反射器表面加以选择。由于衰减增大, 故远距离要求使用低频, 例如 23kHz 用于 30m 距离, 40kHz 用于 12m 距离。平滑无孔的表面对声音的反射要优于粗糙或多孔表面。不良的反射器在低频将返回较强的回波^[20]。不平的表面将返回低电平回波^[21]。换能器与反射器之间的最小距离取决于换能器消除由发射的脉冲引起的回波(振铃)所需的时间。对较低频率, 振铃将持续较长时间。对一系列脉冲而不是单个脉冲进行评估, 可以降低来自背景噪声的干扰。由于空气湍流可能吹散回波, 故超声波传感器不适于户外使用。

传播时间传感器在测量距离时能给出高度线性和精确的输出。对于大型储液罐和储藏库中的液面监测, 需要使用远距离传感器。对于位置和填充水平面控制应用、厚度测量和超声波成像, 则要求进行精确的距离测量。瞬间摄影可以利用低成本的回波测距。非破坏性测试也依靠阻抗不连续处的声反射进行工作。对于液体或固体位面测量, 换能器通常放在储藏罐的上方, 并发射锥形波束图(图 9.21)。空气和液体或固体(包括粉末在内)的声阻抗相差非常大, 以致在其中之一传播的大部分能量在到达界面上便被反射。介电常数、电导率、颜色、粘滞度和比重都不会影响精确度, 但水蒸气、烟雾和灰尘则会影响精确度。将传感器放在固定的容器壁内能降低液体内表面搅动的影响。泡沫或松软表面能吸收能量, 因而会降低测量效果。传感器可以交替地放在槽罐的底部, 使声音在液体或固体中传播, 但是, 换能器和电缆连接必须是密封的。

物体在发射器与接收器之间通过时切断超声波束的过程类似于光束直通式光电检测过程, 可以作为目标探测和接近开关工作的基础[图 9.10(a)]

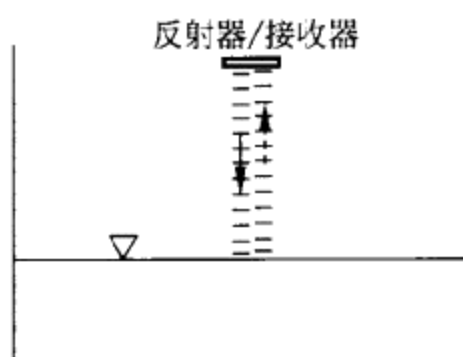


图 9.21 超声波液位传感器通过测量发射和接收信号脉冲之间经历的时间,可以确定换能器到阻抗不连续处的距离。

基于超声波衰减的传感器已用于塑料、玻璃或金属管中的空气或海绵状的泡沫探测器,例如用于防止病人的呼吸障碍。

一些最广泛应用的基于超声速度的传感器还有超声波多普勒流量计。声阻抗不同于流动流体声阻抗的任何物质都能起到反射器作用,并按式(9.41)产生超声信号的频移[图 9.22(a)],例如,滞留在液体中的气泡或固体悬浮物。当反射体尺寸大于流体中声波波长的 10%时将产生最佳反射。对于常用的 1MHz 频率,在水中的波长为 $\lambda = c/f = (1500\text{m/s})/(10^6\text{Hz}) = 1.5\text{mm}$ 。对于更高的频率,辐射在媒质中的衰减会相当大。由于流体速度沿波的路径会改变,故接收器信号由一个频带组成,这个频带必须进一步处理,以确定流速。

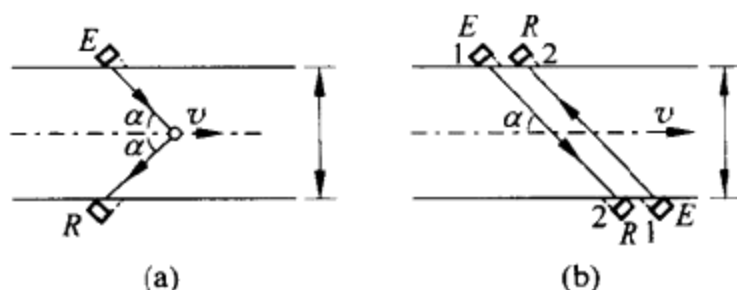


图 9.22 超声波流量计的工作原理。(a) 基于多普勒效应。
(b) 基于传播时间(E =发射器; R =接收器)。

对于纯净的液体(没有任何反射体)和气体,可以采用检测发射器与探测器之间传播时间的变化的流量计。传播时间的变化取决于辐射是在与流动相同方向还是相反方向传播(反向传输)。在图 9.22(b)中,如果换能器 1 用作发射器、换能器 2 用作接收器,则辐射到达接收器的时间为

$$t_{12} = \frac{D/\sin\alpha}{c + v\cos\alpha} \quad (9.42)$$

如果两个换能器互换功能或使用另一对换能器,则

$$t_{21} = \frac{D/\sin\alpha}{c - v\cos\alpha} \quad (9.43)$$

流率与 $(t_{12} - t_{21})/(t_{12}t_{21})$ 成正比。待测的时间差极小。

基于相同原理的另一种方法利用了声循环电路,其中,当相关的接收器检测到预先发射的辐射脉冲时,发射器便发射脉冲。利用两对发射器-接收器(一对在与流动相同的方向发射,而另一对则在相反方向发射)或利用一对互易换能器,脉冲重复频率之差为

$$f_1 - f_2 = \frac{2v \sin \alpha \cos \alpha}{D} \tag{9.44}$$

管道或容器内的速度分布对应于某一频谱。进一步处理使流动分布整合还可以确定流体的体积流量。

超声波流量计既不会产生任何压力损失,也不会污染流体。它们不产生磨损并能测量各种冷热流体及泥浆。在工业中,超声波流量计经常用于测量液体、气体和二相或多相流体。它们已成为对动脉血液流速进行非直接介入估测的选择方案。在露天的沟渠、溪流或河流中,超声波流量计能测量超过特定出水口的液位(1.7.3节)。Measurements & Control 杂志每年 10 月号都要刊出超声波流量计的制造厂商。

声速对温度的依赖关系已用于测量海洋中的水温 and 烟囱中的气体温度。

9.6 生物传感器

生物传感器是含有生物敏感元件的器件,它们能对化学成分,特别是与生物相关联的分子提供特殊而灵敏的响应。图 9.23 示出生物传感器的简化结构。外膜片必须允许目标分析物的渗透,但排除其他物质的进入。生物传感器的生物元件与分析物相互作用,并给出用普通传感器能探测到的响应。因此,生物元件起初级传感器的作用。它可以通过生物化学反应,将分析物转换成不同的化学成分,依照分析物的刺激释放化学产物或改变分析物的电特性、机械特性或光学特性。靠近

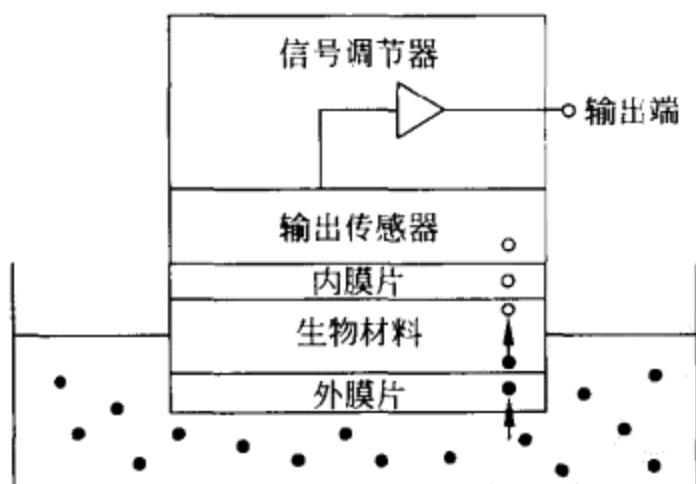


图 9.23 生物传感器的基本结构。生物元件对经半可渗透外膜片扩散的分析物(黑圆点)起反应并给出产物或经历由普通(输出)传感器加以检测的变化。

输出传感器的内膜片(如果有的话)的渗透性可能不同于外膜片的渗透性。输出传感器可能是普通的电化学传感器(6.5节)、化学场效应晶体管(Chem FET)(9.2节)、压电式传感器或表面声波传感器(8.2.2节)、光电式传感器、热电式传感器等^[22]。

由于膜片上吸附蛋白质或其他物质或者传感器表面对生物元件产生毒害,故生物传感器的读数常常发生变化。因此,生物传感器需要定期校准。寿命既取决于进行的总测量次数,也取决于被测分析物的浓度大小及其温度。高浓度和高温会降低生物元件的灵敏度。为了保存生物活性,必须在测量的间隔期间将传感器冷藏起来。温度也会影响扩散系数、用于制作传感器的液体和固体的气体溶解度与化学溶解度以及影响反应速度。因此,必须使传感器工作在等温状态,供人使用的生物传感器必须符合生理卫生条件。

传感器中使用的生物材料有酶、抗体、细胞和组织片断。酶是由活细胞产生的促进其生物化学反应的蛋白质。在有特殊酶存在的情况下,被酶作用物通过中间酶——被酶作用物络合物的可逆方式不可逆地转变成某种产物。这些反应的产物由输出传感器检测。

生物传感器通过固定酶来维持其活性,所以,酶的扩散率或为零或远小于被酶作用物和产物的扩散率。有几种固定酶的方法,即物理捕获法、微囊法、吸附法、共价交联法和共价结合法。物理捕获法用靠近生物传感器的粘滞溶液(如琼脂胶、动物胶和聚丙烯酰胺之类的凝胶)和防止其向远处扩散的膜片使酶维持在原处。常用的膜片有玻璃纸、乙酸纤维和聚氨脲。外膜片必须是分析物可渗透的。微囊法(例如在脂体内部)或在玻璃珠或碳粒上的吸附,能将酶包埋在膜片内或靠近输出传感器的粘性凝胶内。大多数膜片都能直接吸附酶,但附着强度可能不很理想。如果膜片首先吸附其他蛋白质(如白蛋白),则酶的附着力会大一些。交联剂(如乙二醛或戊二醛)能显著增强酶的附着力,但它们可能影响酶的活性。某些酶,如葡萄糖氧化酶可以与电化学传感器的聚合物膜片的共价键结合,从而允许它们直接“连接”。

酶的稳定性与化学参数和热环境参数,特别是与pH值有关。酶的活性易受某些化学成分(如重金属)和高于50℃的温度的抑制。利用酶的生物传感器可以探测葡萄糖和能被其他酶分解形成葡萄糖的其他糖类(果糖、麦芽糖、乳糖和蔗糖)——检测最终的O₂或H₂O₂浓度或pH值;尿素——检测NH₄⁺、CO₂或pH值;酒精(乙醛、甲醇)——检测O₂或H₂O₂。

抗体是由特定细胞经抗原(蛋白质或碳水化合物)刺激后产生的Y形蛋白质,它在免疫反应中可以起到专门对付抗原的作用。单态无性抗体可以识别和结合每个臂顶端上受体处的特殊抗原。多态无性抗体则对一类密切相关的抗原进行识别和结合。由于抗原-抗体结合并不能产生任何分子,故输出传感器必须检测由这类

结合造成的微小质量变化以及电特性和光学特性的变化^[23]。对混合细胞进行克隆和人工繁殖能生产出用于各种各样分析物的抗体。它们的反应比生物新陈代谢传感器(基于受酶催化的反应)的反应更专一。然而,某些免疫反应是不可逆的,所以,每个生物传感器都只允许一次测量(或免疫测定法)。基于免疫反应的生物传感器称为免疫传感器和生物亲和力传感器。这类传感器是靠将抗原或更经常是将抗体固定在它们的外膜片上进行工作的。

在生物传感器中,利用细胞或亚细胞单体而不改变它们的天然生物和生物化学功能的应用,不如基于酶的生物传感器或免疫传感器那样广泛。已对固定多孔膜片上的海藻、细菌、霉素和酵母的利用进行过研究,以检测很难用特殊酶进行检测的生物物质的复杂混合物。微生物用的生物传感器对经由溶解物和准最佳 pH 值及温度的阻滞作用不如酶传感器敏感,它的寿命长、价格便宜,因为无需与活性酶隔离^[24]。要克服的困难包括需要通过控制它们的环境、提供所需的营养素(包括氧气)和去除有毒物质使微生物维持活性。它们还有较长的反应时间,在使用后比酶传感器需要更长时间返回原始状态。输出传感器对 O_2 的消耗、 CO_2 的产生和其他代谢物或 pH 值的变化进行检测。主要应用领域是废水监测。

由于生物传感器的灵敏性、专一性、快速反应和只需少量样品便能进行工作,故它可能取代用动物进行的生物鉴定,同时还可以取代显微分析。目前,生物传感器已用于医学试验中的生物和化学物质快速测量(如医疗护理点的血液分析)、食品和药品测试、化学工业和制药工业中的过程控制、环境监测以及化学战监测。

习 题

- 9.1 图 P9.1 所示温度计依靠由恒定电流供电的硅二极管的温度系数(约 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$)进行工作。LM385-2.5 给出 2.5V 参考电压。
 - a. 确定获得 $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ 输出灵敏度的放大器增益。
 - b. 开关允许选择 $10\text{mV}/^\circ\text{F}$ 输出灵敏度。试问增益应是多大?
 - c. 确定利用电压参考集成电路获得 $100\mu\text{A}$ 输出的 R_1, R_3 和 R_4 之值。
 - d. 确定将二极管偏置在 $250\mu\text{A}$ 所需的 R_2 。
 - e. 确定当用 $\pm 1.5\text{V}$ 供电及环境温度为 25°C 时,由于运算放大器发热所造成的误差。
- 9.2 图 P9.2 示出一个采用两个匹配晶体管的温度计,其中假定运算放大器是理想运算放大器。试设计能获得 $1\text{mV}/\text{K}$ 输出的电路。
- 9.3 图 P9.3 示出用于 J 型热电偶的冷端补偿电路。AD590 的灵敏度为 $1\mu\text{A}/\text{K}$ 。输出电压用阻抗极高的电压表测量。试确定由 V_b, V_p, R_s 和 R_i 应满足的条件并设计完整电路。

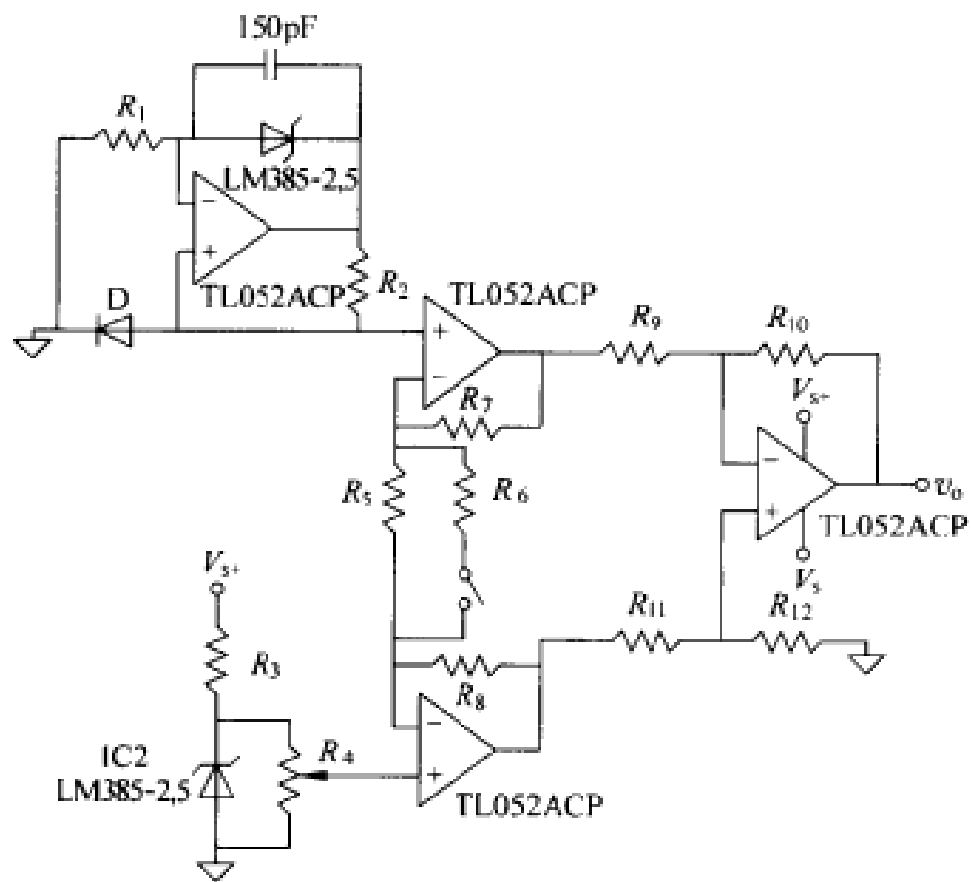


图 P9.1 基于硅二极管温度系数的温度计。

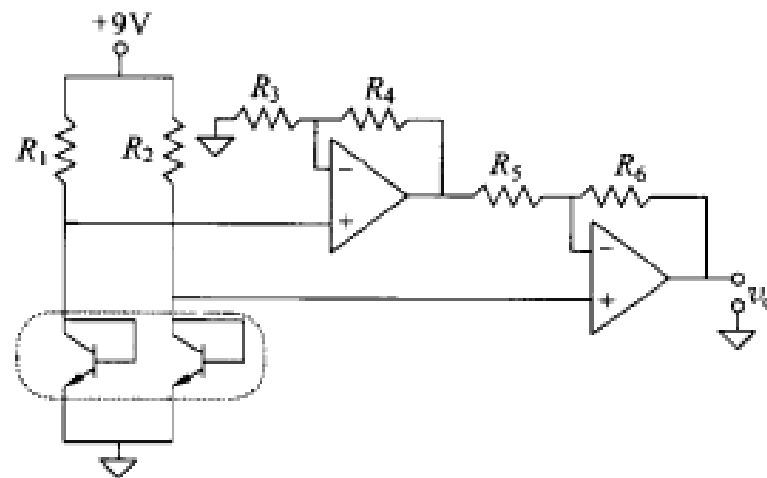


图 P9.2 采用两个匹配晶体管的温度计。

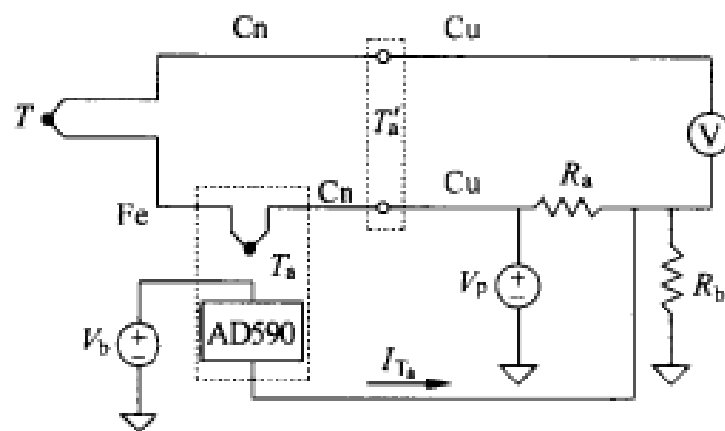


图 P9.3 用于 J 型热电偶的冷端补偿电路。

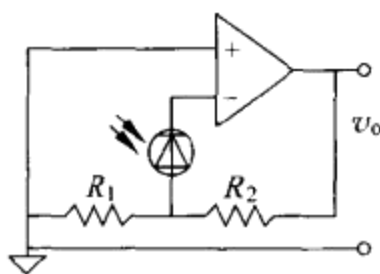


图 P9.7 在光电工作方式下,光电二极管的信号调节器。

- 9.8 图 P9.8 所示红外光电晶体管在全照射下给出暗电流 $I_D = 3\mu\text{A}$, 最小 $I_{OL(\min)} = 2\text{mA}$ 和最大集电极-发射极电压 $V_{OL(\max)} = 0.8\text{V}$ 。当部分照射时, 电流 $I_{OH} = I_D + (1 - n/100) I_{OL}$, 其中 n 是被阻断光的百分数。7400 系列的 TTL 门电路具有下列参数: $V_{IH(\min)} = 2\text{V}$, $V_{IL(\max)} = 0.8\text{V}$, $I_{IH(\max)} = 40\mu\text{A}$, $I_{IL(\max)} = -1.6\text{mA}$ 。电源电压为 $5(1 \pm 0.05)\text{V}$ 。不考虑电源电压, 为了在入射光被阻断 95% 或更多时确保数字输出 0 以及光电晶体管被完全照射时确保数字输出 1, 试计算所需的 R 值。

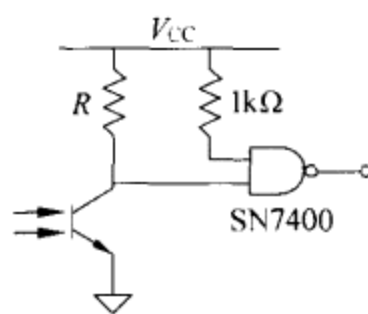


图 P9.8 用于光电晶体管的数字接口。

参 考 文 献

- 1 S. M. Sze(ed.). *Semiconductor Sensors*. New York: John Wiley & Sons, 1994
- 2 Y. J. Wong and W. E. Ott. *Function Circuits Design and Application*. New York: McGraw-Hill, 1976
- 3 M. P. Timko. A two-terminal IC temperature transducer. *IEEE J. Solid State Circuits*, **11**, 1976. 784~788
- 4 T. Nakamura and K. Maenaka. Integrated magnetic sensors. *Sensors and Actuators*, **A21-A23**, 1990. 762~769
- 5 A. Chapell (ed.). *Optoelectronics Theory and Practice*. Bedford, UK: Texas Instruments, 1976
- 6 J. Graeme. *Photodiode Amplifiers, Op Amp Solutions*. New York: McGraw-Hill, 1996
- 7 F. Daghighian. Optical position sensing with duo-lateral photoeffect diodes. *Sensors*, **11**(11), November 1994. 31~39
- 8 R. H. Garwood (ed.). *Handbook of Photoelectric Sensing*. Minneapolis, MN: Banner Engineering, 1993
- 9 P. R. Wiederhold. Chilled mirror hygrometry. *Sensors*, **14**(5), May 1997. 40~45, 71~72
- 10 G. F. Knoll. *Radiation Detectors*, 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 1999
- 11 P. Bergveld. The impact of MOSFET-based sensors. *Sensors and Actuators*, **8**,

1985. 109~127
- 12 P. Bergveld, J. Hendrikse, and W. Olthuis. Theory and application of the material work function for chemical sensors based on the field effect principle. *Meas. Sci. Technol.*, **9**, 1998. 1801~1808
 - 13 R. Melen and D. Buss (eds.). *Charge-Coupled Devices; Technology and Applications*. New York; IEEE Press, 1977
 - 14 D. K. Schroder. *Advanced MOS Devices*. Reading, MA; Addison-Wesley, 1986
 - 15 H. Fieldler and K. Knupper. Market overview; Charge-coupled devices. Chapter 7 in H. Baltes, W. Göpel, and J. Hesse (eds.), *Sensors Update*, Vol. 1. New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1996
 - 16 E. Udd. Fiber optic smart structures. *Proc. IEEE*, **84**, 1996. 884~894
 - 17 K. Böhm and R. Rodloff. Optical rotation sensors. Chapter 17 in; E. Wagner, R. Dänliker, and K. Spenner (eds.), *Optical Sensors*, Vol. 6 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, J. N. Zemel(eds.). New York; VCH Publishers(John Wiley & Sons), 1992
 - 18 A. J. Rogers. Optical-fiber sensors. Chapter 15 in; E. Wagner, R. Dänliker, and K. Spenner (eds.), *Optical Sensors*, Vol. 6 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel(eds.). New York; VCH Publishers(John Wiley & Sons), 1992
 - 19 L. C. Lynnworth. Ultrasonic nonresonant sensors. Chapter 8 in; H. H. Bau, N. F. de Rooij, and B. Kloeck (eds.), *Mechanical Sensors*, Vol. 7 of *Sensors, A Comprehensive Survey*, W. Göpel, J. Hesse, and J. N. Zemel(eds.). New York; VCH Publishers(John Wiley & Sons), 1994
 - 20 D. P. Massa. Choosing an ultrasonic sensor for proximity or distance measurement. Part 1; Acoustic considerations. *Sensors*, **16**(2), February 1999. 34~37
 - 21 D. P. Massa. Choosing an ultrasonic sensor for proximity or distance measurement. Part 2; Optimizing sensor selection *Sensors*, **16**(3), March 1999. 28~42
 - 22 D. G. Buerk. *Biosensors Theory and Applications*. Lancaster, PA; Technomic, 1993
 - 23 G. Gauglitz. Opto-Chemical and Opto-Immuno Sensors. Chapter 1 in; H. Baltes, W. Göpel, and J. Hesse(eds.), *Sensors Update*, Vol. 1. New York; VCH Publishers (John Wiley & Sons), 1996
 - 24 I. Karube and K. Nakanishi. Microbial biosensors for process and environmental control. *IEEE Eng. Med. Biol. Magazine*. **13**(3), 1994. 364~374

习题答案

下面给出各章结尾处列出的所有习题的答案。其中许多习题肯定存在着若干个正确答案,因此,这里给出的答案并不是惟一的选择。为了帮助那些解题有困难的读者,在某些情况下对答案做了部分讨论,并阐明所作的特殊假定。这也有助于判断所提出的答案的正确性。

第 1 章

- 1.1 第 1 种情况:对小于满量程 $1/5$ 的读数,第一个传感器更精确。第 2 种情况:对大于第一个传感器满量程 60% 的读数,第二个传感器更精确。
- 1.2 $100^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$ 是正确的。所有其他表示都不正确。
- 1.3 1% , 3% 。
- 1.4 68% 。
- 1.5 $\hat{x}_n - 2.576\sigma/\sqrt{n}, \hat{x}_n + 2.576\sigma/\sqrt{n}$ 。
- 1.6 $t=0.52\text{ms}$ 。传感器应具有非常小的质量。
- 1.7 从输入功率到炉温的传递函数是 $R/(1+j\omega RC)$, 其中 $R = \Delta T/P = 13.33^\circ\text{C}/\text{W}$ 是热阻, $C=19.5\text{J}/\text{K}$ 是热容量。 $\tau=RC=260\text{ms}$ 。
- 1.8 对于 $\xi=0.7, M_p=0.45\text{g}$ 。对于 $\xi=0.4, M_p=0.9\text{g}$ 。对于 $\xi=0.7, t_p=0.4\text{ms}$ 。
- 1.9 10% 。
- 1.10 $\xi > 0.59$ 。
- 1.11 最终的系统是具有灵敏度 $=1/\rho g, \omega_n = (2g/L)^{1/2}, \xi = R/(2\rho)(2gL)^{1/2}$ 的二阶低通系统, 其中 g 是重力加速度, L 是液柱的总长度, R 是液柱与管壁的摩擦系数, 而 ρ 是液柱的密度。
- 1.12 $f_n = 14.6\text{Hz}, 0.45 < \zeta < 0.55, 9\text{Hz} < f_r < 11\text{Hz}$, 和 $0.08 < \epsilon(f_r) < 0.235$ 。
- 1.13 0.028Hz 。
- 1.14 $x = 1.26\text{mm}, s_M = 882\text{MPa}$ 。
- 1.15 在振动系统中, $x = k \sin \omega t, dx/dt(\max) = k\omega, d^2x/dt^2(\max) = k\omega^2$ 。为了确定加速度, 我们既可以测量距离和频率, 也可以测量速度和频率 ($a = v\omega$)。在第一种方法中, 光学位移测量仪的误差可以忽略不计, 而 ω 的误差具有加倍权重, 然而, 在第二种方法中, 线速度测量仪的误差可能超过频率计的误差。因此, 第一种方法更方便。
- 1.16 a. 相对误差 $= 0.04\%$ 。
b. 位数 $> 11.28(12)$ 。
c. 加速度计给出输出电压 $v_o = k_n \omega^2 r \cos \alpha + k_t \omega^2 r \sin \alpha$, 其中 k_n 是标称灵敏

度, k_t 是横向灵敏度。算出的灵敏度为 $k = v_o / \omega^2 r$ 。相对误差为 $\epsilon = (k - k_n) / k_n$ 。角向定位系统所要求的精确度约为 3.5° 。

第 2 章

- 2.1 如果功率耗散能力沿整个电位器恒定不变, 则临界点是靠近高端的点, 因为当稍低于高端时, 流过电位器和测量装置的全部电流才循环流过高端与滑臂之间的区域。最大供电电压为 42.6V。
- 2.2 a. 最大供电电压 = 7.2V。
b. 输出电压 = $81\mu\text{V}$ 。
c. 校准电阻器 = $184.5\text{k}\Omega$ 。
- 2.3 $S = 3.09\Omega/\text{K}$, $\alpha_{100} = 3.82 \times 10^{-3} (\Omega/\Omega)/\text{K}$, $R_{100} = 809\Omega$ 和 $R_{101} = 812\Omega$ 。
- 2.4 $S = 119\Omega$ 和 $\alpha = 0.04 (\Omega/\Omega)/\text{K}$ 。
- 2.5 由于我们提供恒定电流, 故自热在 0°C 时将最大(最大电阻为 13640Ω)。我们要求 $I < 0.8\text{mA}$ 。
- 2.6 由于负温度系数热敏电阻和分流电阻器的并联组合没有恒定的温度系数, 故不能得到理想补偿。我们不得不利用下列近似方法加以弥补: 迫使并联组合的拐点落在补偿范围的中心(20°C)。在这点上, 将总电阻(包括测速计在内)对温度的导数设定为零。结果为 $R_{20} = 909\Omega$ 和 $R = 639.5\Omega$ 。
- 2.7 由于不可能在工作范围内实现理想补偿, 故我们选择在工作范围的中间部分(30°C)有精确补偿。对于热敏电阻, 我们求出 $B = 3444.6\text{K}$ 和 $R_{30} = 1636.4\Omega$ 。因此要求 $R = 1907\Omega$ 。
- 2.8 我们可以写出有三个未知变量的三个方程。结果是 $R_s = 17.8\text{k}\Omega$, $R_p = 27.13\text{k}\Omega$ 和 $R_G = 16.43\text{k}\Omega$ 。
- 2.9 如果传感器的灵敏度为 $K_0 [1 + \alpha(T - T_0)]$, 则在理论上我们将关注增益为 $G_0 / [1 + \alpha(T - T_0)]$ 的放大器, 这便得到

$$\frac{R_6}{R_5} \frac{R_c}{R_1} - \frac{R_6}{R_4} = \frac{G_0}{1 + \alpha(T - T_0)}$$

式中 $R_c = R_T \parallel R_2 + R_3$ 。由于这个条件不能被满足(因为 R_c 呈非线性), 所以必须采用另外的标准。例如, 我们可以要求在 20°C 时, 传感器和放大器斜率的绝对值相等, 但符号相反, 同时采用在该温度下的增益值。于是, 电阻器必须满足下列条件:

$$\frac{R_6 R_2^2}{R_5 R_1} \frac{B}{T_0^2} \frac{R_0}{(R_2 + R_0)^2} = \alpha G_0$$

$$G_0 = \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1} \left(\frac{R_2 R_0}{R_2 + R_0} + R_3 \right) - \frac{R_6}{R_4}$$

此外,如果考虑热敏电阻的热耗散,由于它是由与热敏电阻阻值无关的电流供电,故可以证明,当热敏电阻阻值等于 R_2 时,热耗散最大。因此, R_2 的选择应使其等于热敏电阻的最小阻值。

2.10 利用三点线性化方法给出 $R=2531.4\Omega$ 。

第 3 章

- 3.1 我们需要 $I_0=10\text{mA}$,从而要求 $R_1/R_2=50$ 。由于量化区间为 48nV ,故有 $\Delta R=4.8\mu\Omega$ 和 $\Delta T=12\mu\text{K}$ 。
- 3.2 $R=2.5\text{k}\Omega$ 。与导线电阻(R_w)无关的输出电压要求 $R_1 \gg R_w$ 。FSO=5V 要求 $R_3=R_2 \times (5\text{V}) / [(1\text{mA})(197.8\Omega)] = 24.3R_2$ 。
- 3.3 三点线性化方法给出 $R=2212.4\Omega$ 。若晶体管基极电流可以忽略不计,则 $R_b > 4568\Omega$ 。为了得到所要求的输出电阻,要求 $R_3=285R_1$ 和 $R_1=9.06R_2$ 。例如, $R_2=1\text{k}\Omega$, $R_1=9.09\text{k}\Omega$ 和 $R_3=26.1\text{k}\Omega$ (标准值)近似满足那些条件。对于 TLV2262,我们有 $V_{io}=2500\mu\text{V}$ 和 $\Delta V_{io}/\Delta T=2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,而对于 D 封装,我们有 $\delta(=1/\theta)=5.8\text{mW}/^\circ\text{C}$ 。实际温度将是 40.3°C ,所以 $V_{io}=2536\mu\text{V}$,这意味着误差为 1.3°C 。
- 3.4 $R_1=2320\Omega$, $D(0)=1765$, $D(600)=4077$ 和 $\Delta T=0.38^\circ\text{C}$ (在 600°C 时)。
- 3.5 由于有三个条件但有 7 个要选择的电阻器,故可以利用四个附加条件。例如,用于将热敏电阻限制到 0.5mA 的 $R_1=10\text{k}\Omega$,和 $R_2=R_5$, $R_1=R_6$ 以及为使对称的 $R_7=R_0(=29490\Omega)$ 。若 $R_2=50\text{k}\Omega$,则 $R_3=13\text{k}\Omega$ 。 R_4 与从运算放大器输入看去的电阻相匹配。因此, $R_4=R_3 \parallel [(R_5+R_6 \parallel R_7)/2] = 8.7\text{k}\Omega$ 。
- 3.6 $R_p > 100\text{k}\Omega$, $V_{ref}=45.5\text{mV}$, $R_2=212.3R_1$ 。若 $R_1=100\Omega$,则 $R_2=21\text{k}\Omega$ 。
- 3.7 借助计算机或计算机程序,可以更精确地算出最小误差。当负载电阻比电位器的标称电阻大 10 倍以上时,误差约为 $0.15/k$, $k=R_m/R_T$ (负载/电位器)。我们选择最大供电电压为 51V 的 600Ω 电位器。灵敏度= $141.6\text{mV}/^\circ$ 。
- 3.8 通过引入 $c=R/R_T$ (串联电阻/电位器电阻),当 $\alpha=(1-c)/2$ 时,便得到最大误差,误差之值为 $(c+1)/(4k+c+1)$ 。
- 3.9 对于具有分路供电的电路,折算到满量程的绝对误差为 $e=\alpha(1-\alpha)(2\alpha-1) / [2\alpha(1-\alpha)+2k]$,而图 3.7(a)中的误差为 $e=\alpha(1-\alpha)(2\alpha-1) / [2\alpha(1-\alpha)+k]$,因此其值较大,这是因为它的分母较小。
- 3.10 a. 当 x 为最大值时,便得到最大相对误差,其值为 4.76% 。
 b. 与其他桥臂上的传感器相邻的电阻器必须为 1000Ω ;另两个电阻器必须彼此相等且大于 8900Ω 。
 c. 当传感器的电阻为最大时,便得到这个电桥中传感器的最大功耗。最大

可接受的电压为 47.7V。灵敏度 = 43mV/N。

d. 当 $k=1$ 时,最大灵敏度为 25mV/N。这比情况 c 的灵敏度低,因为最大供电电压现在为 10V。

3.11 a. $G=20$ 。

b. 电桥的共模信号(5V)在放大器输入端给出差模信号以及共模信号。差动信号经差模增益放大,而共模信号经共模增益放大。当 $R_x=1100\Omega$ 时,两个桥臂具有 24Ω 的失衡,信号为 238mV。共模增益为 0.0006。假定共模输入电阻 R 很大,则相对误差为 $\epsilon \approx 0.00063 + 504/R$ 。若 R 为无限大,仍然有由于共模增益引起的误差。因此,最终误差很小,但不为零。

3.12 部分电阻增量为 90×10^{-6} ,输出电压为 $900\mu\text{V}$,由容差引起的最大误差为 $3214\text{kg}/\text{cm}^2$ 。

3.13 由于全传感器电桥总是与输出阻抗平衡,故有效 CMRR 等于差动放大器的 CMRR。对于 12V 电源,电桥的共模电压为 6V,放大器的输出为 3mV。对 1% 的应变片变化的电桥输出为 1.2V,因此, $\text{FSO}=1.203\text{mV}$ 。

3.14 根据所要求的线性,必须选择电阻器之值和电桥必须平衡的点。电桥的供电电压必须选择成使传感器具有高灵敏度,但要避免自热。在零输出附近,不可能达到小于 1% 的相对误差,因为总是存在由传感器自热引起的某个绝对误差。我们必须设定一个极限:例如不能超过非线性误差的 10%。如果电桥在 0°C 时平衡以及理论灵敏度是在 0°C 时的灵敏度,则 $R_0=900\Omega$,而电桥电阻之比必须大于 43.4。因此,当传感器达到它的最大值时将产生最大功耗。供电电压不得超过 25V 左右。

3.15 输出呈非线性。由于有两个待选择的电阻器,故我们强加上两个条件,例如转移特性曲线的某个点及其斜率。该点可以选择成在温度范围的中心处,输出电压也处在输出电压范围的中心。输出电压范围既不能达到 +12V 也不能达到 0V,因为运算放大器不允许出现这种情况。然而,由于实际输出曲线位于理论输出曲线的下方,故可能尝试一下 +2V ~ +12V 的范围,然后检验各种输出值的可能性。这时有 $R=3829\Omega$ 和 $R_2=246\Omega$ 。在 -10°C 时输出将是 0.38V,而在 $+50^\circ\text{C}$ 时输出将是 11.25V。如果运算放大器不允许在其输出端出现这些值,则应改变范围,例如从 2.5V 变化到 11.5V。

3.16 输出电压与温度不成正比。如果作为设计判据,我们取 0°C 时输出为 0V, $+40^\circ\text{C}$ 时输出为 +10V,则有两种状态。 R_1 受正温度系数热敏电阻上的最大电流限制, V_{CC} 可以选择在 10V。

a. 如果除此之外还要求平衡时电阻之间的比值为 1,便有 $R_1=R_2=$

8. $35\text{k}\Omega, R = 28552\Omega, R_3 = 1723\Omega$.
- b. 如果取 $v_o = 0.25T$ 作为理论响应, 则在大约 19°C 处将产生最大误差。这个温度与实际灵敏度同理论灵敏度一样时的温度相一致。
- 3.18 $V_r < 2.65\text{V}$ 。对于 $-100\text{kg}/\text{cm}^2$ 负荷, 电阻的部分变化为 93×10^{-6} 。如果 $2R_1 \gg 350\Omega$, 则 $R_2/R_1 > 86$ 。由于 A1 和 A2 的失调电压只影响电桥激励电压, 故输出零误差是由 A3 的失调所引起且为 8.7mV , 这等效于 $87\text{kg}/\text{cm}^2$ 的外加负荷。
- 3.19 应变为 $-140\mu\epsilon$ 而要求 $G = 2721$ 。输出零误差(OZE)是运算放大器失调电压之和乘以增益。输出运算放大器达到 45.5°C , 所以它的失调电压为 $150\mu\text{V} + (45.5^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \times (1.8\mu\text{V}/^\circ\text{C}) = 187\mu\text{V}$ 。另一个运算放大器必须向电桥提供 10mA 的电流, 所以运算放大器达到 60°C , 其失调电压为 $213\mu\text{V}$ 。对于 $G = 1000$, 有 $\text{OZE} = 402\text{mV}$, 等效于 $40\text{kg}/\text{cm}^2$ 。
- 3.20 $G = 125$ 。匹配条件为 $R_3R_5 = R_4(R_6 + R_7)$ 。例如 $R_3 = R_4 = R_5 = 10\text{k}\Omega$, $R_6 = 8.2\text{k}\Omega$ 和 $R_7 = 2\text{k}\Omega$ (微调器)。为了获得 $G = 125$, 要求 $R_2/R_1 = 61.5$ 。如果 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, 则 $R_2 = 61.5\text{k}\Omega$ 。
- 3.21 如果输出放大器中的电阻器相匹配, 使得 $R_2/R_1 = R_3/R_4 = k$, 则输出电压为 $v_o = 4(R_5/R_4)/V_r x/(1-x^2)$ 。由于我们利用恒定电压激励, 故每个应变片在具有最小电阻时将耗散最大功率, 从而限制 $V_r < 9\text{V}$ 。对于 10V 输出, 当 $x = 0.02$ 时, 要求 $R_5/R_4 = 13.88$ 。线性误差约为 0.04% 。在 R_2 和 R_4 为最大而 R_1, R_3 和 R_5 为最小时, 电阻器容差将给出最大误差。取代 $\text{FSO} = 10\text{V}$ 将得到 $\text{FSO} = 5\text{V}$ 。
- 3.22 为了从 50mV 输入获得 -10V 输出, 要求 $G = -200$ 。例如, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_2 = 200\text{k}\Omega$ 。由于 OPA27 具有典型直流开环增益 $A_{\text{dc}} = 10^6$, 故所得到的增益将不是 -200 而是 -199.96 。因此, 所得到的 $\text{FSO} = 9.998\text{V}$ 而不是 $\text{FSO} = 10\text{V}$, 亦即存在 2mV 误差。对于运算放大器, $V_{\text{io}} = 25\mu\text{V}$, $I_{\text{io}} = 40\text{nA}$ 和 $\text{PSRR} = 20\mu\text{V}/\text{V}$ 将给出 19mV 的附加误差。在隔离放大器中, $V_{\text{io}} = 70\text{mV}$, $e_{\text{G}} = 50\text{mV}$, $e_{\text{nlG}} = 0.6\text{mV}$, $\text{IMRR}(140\text{dB})$ 和 $\text{PSRR} = 4\text{mV}/\text{V}$ 将对输出误差贡献 127mV 。总误差是 149mV , 亦即约 $0.015 \times \text{FSO}$ 。

第 4 章

- 4.1 静摩擦由于滞后而使系统呈非线性。
- a. 如果当倾斜增大时 $\mu > \tan\theta$, 则芯杆位移了 $x = Mg(\sin\theta - \mu\cos\theta)/K$ 。当倾斜减小时, 有 $x = Mg(\sin\theta + \mu\cos\theta)/K$ 。零滞后要求 $\mu = 0$ 。因此, 输出电压将是 $v_o = 2.45\sin\theta$ 。
- b. 相移约为 $+90^\circ$ 。这可以借助 LVDT 次级上的相位滞后网络进行修正, 尽

管对幅度稍有衰减。

- 4.2 当存在加载效应时,为了了解在给定频率上的相移,必须知道初级和次级的电阻和电感。次级参数并不影响对 LVDT(假定处于开路状态)规定的相移。但是,电阻和电感可以从输出阻抗导出,因为在两个不同的频率上对阻抗做了规定。尽管如此,仍不能担保次级参数不随频率变化。然而,由于有许多初级的数据,根据对它们的分析便可做出阻抗在这些频率上不会显著变化的结论。对初级绕组我们得到 69.5Ω 和 50mH ,对次级绕组总共为 968Ω 和 660mH 以及 $R_2 \approx 101\Omega$ 。待修正的相移为 $+29^\circ$,它可以通过将 226nF 与仪表并联进行修正。
- 4.3 从初级绕组的阻抗数据中我们得到 $R_1 = 1141\Omega$ 和 $L_1 = 0.26\text{H}$ 。灵敏度为 $0.279\Omega \cdot \text{s}/(\text{m} \cdot \text{rad})$ 。当用 12V 在 20kHz 上激励时,FSO 增加到 637mV 。
- 4.4 若在工作频率上 $R = |X_c|$,则除定子与转子之间的相对角之外还有 -45° 的固定相移。
- 4.5 如果我们首先考虑单一转子环路,则激励电流 $i_e = I_e \sin(\omega t + \phi)$ 将给出 $B_x = k_e i_e$, B_x 与环路交链以给出 $v_r = -d\Phi/dt = -A_r d(B_x \cos 2\pi n t)/dt$ 。如果环路具有电阻 R ,则 v_r 给出电流 $i_r = v_r/R$, i_r 产生 $B_y = k_r i_r \sin 2\pi n t$ 。在检测绕组中, B_y 感应出 $v_o = N_o A_o dB_y/dt$, v_o 可以写为
- $$v_o = K \{ A \sin[(\omega + 4\pi n)t + \phi] + B \sin[(\omega + 4\pi n)t + \phi] - \omega \pi n \sin(\omega t + \phi) \}$$
- 式中 $K = N_o A_o k_r A_r k_e I_e / R$, $A = [(2\pi n)^2 + \omega^2/2 + 3\omega \pi n]$, 以及 $B = [(2\pi n)^2 + \omega^2/2 - 3\omega \pi n]$ 。如果转子具有将角度 $\theta_j = 2\pi/N(1 \leq j \leq N)$ 分隔的 N 个环路,则每个环路与 x 轴之间的相对角度为 $\alpha_j = 2\pi n t + \theta_j$ 。因此,输出电压是每个环路感应的电压之和。其中的每一个电压都包含与 θ_j 无关的一项以及与 A 相乘的一项和与 θ_j 相关的同 B 相乘的另一项。这些具有相移 θ_j 的 N 个相量之和将与带有 A 和 B 的项相抵消,因此得出式(4.77)。
- 4.6 要采用的判据是输出电压对温度的导数为零,因此有

$$\frac{1}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_4}{R_5} - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_5} + 1 \right) = \frac{\beta}{\alpha - \beta} \frac{1}{R_0}$$

设计选择为 $R = R_2 = R_3 = R_4 = 1\text{k}\Omega$,将 R_5 选得足够小,使加到传感器上的电压不太小。选择 $R_5 = 100\Omega$ 给出 $R_1 = 882\Omega$ 。

第 5 章

- 5.1 该电路显示出直流增益为 $1 + (R_2 + R_4)/R_1$ 以及高频增益为 $1 + R_2(R_4/R_3 + R_4/R_2 + 1)/R_1 + R_4/R_3$ 的高通频率响应。如果 $R_1 = R_2 = R_4$,则直流增益为 3。在 1kHz 上增益为 1000 要求 $R_4/R_3 = 498.5$ 。如果 $R_3 = 1000\Omega$,则其他的电阻器必须为 $489.5\text{k}\Omega$ 。为使 C 在 1kHz 不影响电路,可

以选择 100Hz 的转折频率, 因此得出 $C=1.6\mu\text{F}$ 。

- 5.2 电路分析表明, 若 $R_2/R_1=R_3/R_4=k$, 则第一级为纯积分器, 第二极为差动微分器。若其他输入积分器上的电阻之比也是 k , 便选择 $R_5=R_1$, $R_9=R_{10}=R$ 和 $C_a=C_b$, 输出为

$$v_o = -v_e(k+1) \frac{R}{R_1} \frac{C_a}{\epsilon A} 2x$$

v_o 与频率无关。

- 5.3 当 R_1 和 R_2 的电阻分别大于在工作频率上 C_1 和 C_2 的阻抗时, 输出将与频率无关。如果 $C_1=C_2=C$ 和 $R_4/R_3=R_6/R_5=k$, 则输出电压为

$$v_d = kv_e \frac{C_x - C_y}{C} = kv_e \frac{\epsilon A}{C} \frac{2x}{d^2 - 2x}$$

转换速率 ($9\text{V}/\mu\text{s}$) 将激励频率限制到小于 143kHz。对于 $\text{FSO}=10\text{V}$, 当 $d=1\text{cm}$ 和 $x=1\text{mm}$ 以及用 100kHz 激励时, 若 $k=1$, 则要求 $C=8.85\text{pF}$ 和 $R \gg 179\text{k}\Omega$ (例如 $R=2\text{M}\Omega$)。对于 R_3, R_4, R_5 和 R_6 , 我们选择 $10\text{k}\Omega$ 。

- 5.4 电桥运算放大器的输出为

$$v_b = v_e \frac{R_4 - R_2 Z_3 / Z_1}{Z_3 + R_4} = v_e \frac{R_4 - R_2 Z_3 Y_1}{Z_3 + R_4}$$

如果 $Y_1 = Y_{10} + \Delta Y_1$, 则平衡条件为 $R_4 = R_2 Z_3 Y_{10}$, 从而得到 $R_3 = 1/(\omega^2 R_{10} C_{10} C_3)$ 和 $C_3 = (R_2/R_4)(C_{10} + 1/\omega^2 R_{10} C_{10})$ 。将 v_b 对 Y_1 求导数, 可以取下列近似:

$$\Delta v_b = v_e \frac{-R_2 Z_3}{R_4 + Z_3} \Delta Y_1 = v_e \frac{-R_2}{R_4 Y_3 + 1} \Delta Y_1 = v_e (G + jB)$$

式中, G 是传感器的电导, B 是传感器的电纳 ($\Delta Y = G + jB$)。如果我们将 $\theta + \pi$ 称为 v_e 相对于激励电压的相移, 则比较器的输出将具有幅度 V_{sat} 和相移 θ 。因此, $V_1 = -V_{\text{sat}} G$ 和 $V_2 = V_{\text{sat}} B$ 。

- 5.5 带有运算放大器 A2 和 A3 的电路是其强度受两个相同电阻器控制并对传感器进行驱动的恒流源。A3 对于要求零输出温度下的压降进行补偿。所要求的关系为 $R_{10} = R_{11} = R_5 = R_6$; $R_8 = R_9 = R_3 = R_7$; $R_0/R_3 = R_2/R_1$ 。

- 5.6 电桥输出电压为

$$v_1 = -v_e \frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)} = -v_e \frac{\alpha_{100}(T - 100)}{2[2 + \alpha_{100}(T - 100)]}$$

OA1 和 OA2 构成一个以增益 $G=1+R_2/R_1$ 在通带内对 v_1 进行放大的复合同相放大器。OA3 和开关构成一个增益转换解调器。OA4 是低通滤波器的一部分, 它给出解调信号的平均值, 亦即解调信号峰值的 $2/\pi$ 倍。因此

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\alpha_{100}(T - 100)}{2[2 + \alpha_{100}(T - 100)]}$$

由 $\alpha_0 = 0.004/\text{K}$ 和 $R_0 = 100\Omega$ 得到 $R_{100} = 140\Omega$ 和 $\alpha_{100} = 0.00286/\text{K}$ 。因此，在 100.01°C 处

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (7.4 \times 10^{-6})$$

通过传感器的最大电流为 0.845mA ，这将有效值激励电压限制到 237mV ，因而将峰值限制到 335mV 。为了对 0.01°C 增量获得 10mV 输出，要求 $G = 6567$ 。 C_1 和 C_2 分别对低频和高频增益进行限制，但不应衰减载频。如果 $R_2 = 10\text{M}\Omega$ ，则要求 $R_1 = 1523\Omega$ 。我们可以选择 $C_1 = 1.5\mu\text{F}$ 和 $C_2 = 1.5\text{pF}$ 。在解调器中，我们选择 $R_3 = R_4 = 1\text{k}\Omega$ ，所以 $R_5 = 500\Omega$ 。

- 5.7 如果 $C = 1\text{nF}$ ，则对在 20kHz 振荡的维恩电桥要求 $R = 7958\Omega$ 。LVDT 在满量程处给出 637mV (峰值)。因此要求 $G = 18.8$ ，它可以分配在仪表放大器的两级之间，例如可以分配成 5 和 3.77。如果 $R_1 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ ，则要求 $R_2 = 20\text{k}\Omega$ 和 $R_4 = 37.7\text{k}\Omega$ 。最小转换速率为 $1.5\text{V}/\mu\text{s}$ 。

第 6 章

- 6.1 假定热电偶的灵敏度在参考端的整个温度范围内恒定不变，则所要求的惟一条件是 $2T_1 = T_2$ 。这种方法能在不使用溶化冰的情况下对 0°C 参考温度进行模拟。

- 6.2 a. 如果我们对两个热电偶之间的电压差 (电压表接在两个“铁”端之间，“康铜”端连在一起) 进行测量，则根据热电偶定律，环境温度不会影响电压。对于 80°C 的温差，电压表读数将是 4.535mV 。

b. 没有影响 (第一定律)。

c. 我们要求电桥输出电压与环境温度范围内的热电偶电压相等，但符号相反以及 $R = R_T(0^\circ\text{C})$ ，因为 0°C 是热电偶的参考温度。由于电桥输出与温度不成正比，故另一个判据可能是，例如在补偿范围的中心处 (20°C) 具有精确补偿或在 20°C 处的电桥灵敏度等于热电偶的平均灵敏度。第一个判据给出 $k \approx 104$ ；第二个判据给出 $k \approx 103$ 。如果 $k \approx 103.5$ ，则 30°C 时的误差为 0.05°C 。

- 6.3 a. $v_o = (E_T - E_{T_s}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_4} \right) - (10\text{V}) \frac{R_2}{R_4} + IR_1$ 。

b. $G = 1778$ 。

c. $R_2 = 405 R_3 = 7.38 R_4$ 。若 $R_3 = 100\Omega$ ，则有 $R_2 = 40.5\text{k}\Omega$ 和 $R_4 = 5.5\text{k}\Omega$ 。

- 6.4 a. $v_o = E_T(A/B) - E_{T_s}(A/B) + v_e$ 。

b. $v_e = I_{T_s} T_s R_b \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_s \frac{R_3 + \alpha R_p}{R_3 + R_4 + R_p} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ 。

- c. $R_1 = 240R_2$ 。若 $R_2 = 100\Omega$, 则有 $R_1 = 24k\Omega$ 。
- d. $R = 8100\Omega, R_4 + (1 - \alpha)R_p = R_3 + \alpha R_p$ 。若 $R_3 = 100k\Omega$, 则有 $R_4 = 150k\Omega$ 和 $R_p = 10k\Omega$ 。
- 6.5 a. $v_o = G \left[V_r \left(\frac{R_{T_s}}{R + R_{T_s}} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) + S_K (T - T_s) \right]$ 。
- b. $R_0 R_1 = R_2 R_3$ 。
- c. 若 $R_2 \gg R_0$ 和 $R_1 \gg R_3$, 则要求 $R_2 = 95625\Omega$ 。此外, $R_1 = 95625\Omega$ 和 $R_3 = 100\Omega$ 。
- d. $G = 261$ 。
- e. 由于输出灵敏度为 $10mV/^\circ C$, 故要求 $V_{io} < 3.8\mu V$, 这是一个非常严格的限制条件。因此, 我们要求将实际失调电压消除。
- 6.6 为了获得 $0^\circ C$ 时有零输出, 要求

$$I_{T_s} - E_{T_s} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{V_r}{R_1}$$

为了获得所需要的灵敏度, 要求

$$10mV/^\circ C = S_j \left[1 + R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \right]$$

式中 $S_j = 52.146\mu V/^\circ C$ 由热电偶数据表获得。由上述两式得到 $R_1 = 36630\Omega$ 。如果 $R_2 = 10k\Omega$, 则 $R_3 = 51.8\Omega$ 。

- 6.7 仪表的输入阻抗是如此之高, 以致可以将传感器视为开路。输出电压是在静态下得到的电压, 但考虑了传感器与仪表阻抗之间的分压器效应。因此, 传感器输出端的 $9mV$ 减小到 $1.5mV$ 左右。峰-峰变形约为 $2.2pm$ 。
- 6.8 a. $40kV/cm$ 。
- b. $8889V/cm$ 。
- c. $1076Hz$ 。
- d. $47.5nF$ 。
- e. $83.3V/cm$ 。

第 7 章

- 7.1 OP77GP 的数据表给出下列最大值: $V_{io} = 150\mu V, \Delta V_{io}/\Delta T = 1.2\mu V/^\circ C, I_b = 6nA, \Delta I_b/\Delta T = 60pA/^\circ C, I_{io} = 4.5nA, \Delta I_{io}/\Delta T = 85pA/^\circ C, P_d = 75mW$ 。数据表还列出下列最小值: $A_{do} = 2 \times 10^6$, 直流时的 $PSRR = 5\mu V/V$ 以及 $120Hz$ 时的 $PSRR \approx 75dB$ 。对于“P”型封装, $\theta_{ja} = 103^\circ C/W$ 。根据这些数据, 实际工作温度大约比环境温度高 $8^\circ C$ (即 $48^\circ C$); 以及 $IZE = 175\mu V$ (主要是由 V_{io} 引起)。由估算的输入电流引起的漂移约为 $10.7nA (I_n)$ 和

4. $1\text{nA}(I_p)$ 。若电源变化很缓慢,则等效输入误差可以忽略不计,但若电源有 120Hz 的纹波,则相应的输入误差约为 $27\mu\text{V}$ 。由有限 A_{d0} 引起的增益误差为 5×10^{-4} ,因而可以忽略不计,但电阻器容差造成 2% 的增益不确定性。由于电阻器的漂移很小以及流过电阻器的电流不大,故大部分漂移将是由 V_{i0} 漂移引起的 IZE 漂移。

- 7.2 a. 为了计算偏流,要求 $R_1 = R_2 \parallel R_3$ 。 R_2 包含从电位器滑臂到左端看上去的电阻。为了确保该电阻维持低阻值,应在电位器滑臂与地之间安装电阻 $R_0 \ll R_2$,在滑臂与 R_0 之间串联电阻,以防止电位器的加载效应。由于 R_1 很大,400 倍的电压增益要求 $R_3 = 399R_2$, R_2 应小于 R_1 ,这就导致 R_3 非常大。要不我们可以在运算放大器的反相输入端串联电阻 $R_b = R_1$,并选择 $R_3 = 3.97\text{M}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_a = 10\text{k}\Omega$, $R_s = 10\text{k}\Omega$ 以及 $R_0 = 100\Omega$ 。
- b. 实际输出是 $V_o = I_s Z_c A_d [1 + A_d R_2 / (R_2 + R_3)]$,其中 Z_c 是 R_1 、传感器阻抗和运算放大器共模输入阻抗(基本上就是电容 C_c)三者的并联。在 10kHz 处, $A_d \approx 1/(j400)$,所以电路增益是 $200\sqrt{2}$ 而不是 400。
- 7.3 a. $G = 16$ 。如果 $R_1 = 1\text{k}\Omega$,则要求 $R_2 = 15\text{k}\Omega$ 。
- b. $R_2 = 212\text{M}\Omega$, $C_2 = 663\text{pF}$ 。
- c. $R_0 = 212\text{M}\Omega$, $G_0 > 1\text{nF}$ (用来减小 R_0 的噪声带宽)。

- 7.4 a. $G = 10.6$ 。
- b. 如果 $R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \ll R_4$,则 20Hz 的转折频率要求 $R_4 = 53\text{M}\Omega$ 。为了获得处于电源电压中间范围中心的输出电压,要求

$$\frac{1}{2} = \frac{R_5 \parallel R_6}{R_5} + R_3 \left(\frac{R_5 \parallel R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 \parallel R_2} - \frac{1}{R_1} \right)$$

若除此之外我们采用 $R_5 = R_6$ 和 $R_1 = R_2$,则为了获得所需增益,要求 $10.6 = 1 + 2R_3/R_1$ 。若 $R_1 = 20\text{k}\Omega = R_2$,则 R_3 必须为 $96\text{k}\Omega$ 。为了减小不同电阻器值的数量,可以选择 $R_5 = R_6 = 20\text{k}\Omega$ 。

- c. 例如 $R_7 = R_9 = 1\text{M}\Omega$ 和 $R_8 = 10\text{k}\Omega$ 。
- 7.5 a. 输出电压为 $v_o = i[R_2 + R(1 + R_2/R_1)]$ 。若 $R = 10\text{M}\Omega$,则要求 $R_2/R_1 = 9$,例如 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ 和 $R_2 = 90\text{k}\Omega$ 。
- b. V_{i0} 和 $I_n \times R_s$ ($R_s = 10\text{G}\Omega$) 及其各自的漂移都被放大 10 倍而给出 $\text{OZE} = 5.15\text{V}$,漂移约 $1\text{V}/^\circ\text{C}$ 。
- c. $Z_i \approx R(1 + R_2/R_1)/A_d$,其中 A_d 是运算放大器的开环增益。
- 7.6 $RC = R_1 C_1$ 以及 $R_1 \ll R$ 和 $C_1 \gg C$ 。
- 7.7 a. $S_v = 31\mu\text{V}/\text{Pa}$ 。
- b. $C = 2\text{nF}$ 。
- c. $R > 24.2\text{M}\Omega$ 。

- d. R_1 将通带的频率范围限制到低于 9824Hz。
- 7.8 待满足的条件是 $C_0 = G_{\min} \times (1\text{nF})$ 和 $C_0 = G_{\max} \times (10\text{pF})$ 。如果 $G_{\min} = 1$, 则要求 $C_0 = 1\text{nF}$ 和 $G_{\max} = 100$ 。例如, $R_1 = R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega$ 和 $R_2 = 100\Omega + 9900\Omega$ 。因此, $R_0 \gg 1.5\text{G}\Omega$ 和 $R \ll 150\text{k}\Omega$ 。
- 7.9 在理想条件下, 电荷放大器中 10pF 就足够了, 频率响应将是平坦响应。但是, 必须增加偏置电阻器 R_0 。还必须考虑传感器和电缆的电阻与电容以及运算放大器的有限增益 A_d 。如果 $R_0 = 16\text{G}\Omega$, 则转折频率将是 1Hz。因此, R_0 或应较大, 或外接放大器应具有远低于 1Hz 的转折频率。这意味着运算放大器应具有很小的偏流。偏流将部分地流过传感器和电缆的漏电阻。
- 7.10 a. $C_0 = 100\text{pF}$ 。
b. 高端转折频率将 R 限制到小于 $16\text{k}\Omega$ 。偏流将 R_1 限制到小于 $10\text{G}\Omega$ 。如果 $R = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_1 = 1\text{G}\Omega$, 则低频转折频率要求 $C_1 \gg 208\text{pF}$ 。我们可以选择 $C_1 = 100\text{nF}$, 因此 R_1 可能更小。
- 7.11 热点温度为 100°C , 1000 小时之后对 95% 置信水平的漂移为 1%。由于 5 年约 43800 小时, 故实际漂移可以估计为 1000 小时漂移的 6.6 倍。因此, 95% 置信区间是 $[93.4\text{k}\Omega < R < 106.6\text{k}\Omega]$ 。
- 7.12 电桥给出与应力成正比的差动输出电压并具有对称的 60Ω 输出电阻。电桥的最大供电电压是 6V。由于电桥的输出信号很小, 故仪表放大器必须具有很高的增益(例如 1000)。因此, 来自电桥(内部)输入级的噪声在输出级的噪声中起主要作用。因为电桥的输出电阻很小, 故噪声电流的贡献可以忽略不计。AD624 的噪声电压被规定为 0.1Hz ~ 10Hz 的峰-峰值和在 1kHz 处的有效值谱密度。对于 1000 的增益, 10Hz ~ 1kHz 的噪声谱密度可以假定为常数。由于不同频段内的噪声是随机噪声且不相关, 所以总噪声通过噪声功率相加求得。如果将有效值变换成峰-峰值的系数为 6.6, 则总噪声为 130nV。由这个噪声决定的分辨率约为 2200Pa。
- 7.13 我们选择 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 200\text{k}\Omega$, $C_2 = 8.2\text{nF}$, $R_3 = 330\text{k}\Omega$, $C_3 = 3\mu\text{F}$, $R_4 = 230\Omega$, $C_4 = 680\text{nF}$ 和 $R_5 = 1\text{k}\Omega$ 。 R_2 和 C_2 决定了 $f_2 = 97\text{Hz}$, R_3 和 C_3 决定了 $f_3 = 0.16\text{Hz}$ 以及 R_4 和 C_4 决定了 $f_4 = 1018\text{Hz}$ 。因此, 我们有一个 0.16Hz ~ 97Hz 的带通滤波器以及附加的低通一阶滤波器。然而, 每个噪声源的通带对信号是不一样的。为简单起见, 我们假定噪声带宽等于滤波器带宽。 R_5 的热噪声带宽为 $B = 97\text{Hz} - 0.16\text{Hz} \approx 97\text{Hz}$, 噪声电压(RTI)为 40nV。 R_1 的热噪声带宽被限制到 97Hz。此外, 我们还假定存储示波器将调到约 0.1Hz 的最低频率。因此, 噪声带宽约 97Hz, 噪声电压(RTI)为 40nV。类似地, R_2 的热噪声的噪声带宽约为 97Hz, 噪声电压(RTO)为 594nV。 R_3 的热噪声的噪声带宽为 $0.16\text{Hz} - 0.1\text{Hz} = 0.06\text{Hz}$, 噪声电压

(RTI) 为 18nV 。运算放大器噪声电压的噪声带宽为 $97\text{Hz} - 0.1\text{Hz} \approx 97\text{Hz}$ 。运算放大器在 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{Hz}$ 的最大峰-峰电压噪声为 $0.65\mu\text{V}$ ，在 10Hz 处的最大噪声电压谱密度为 $20\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，在 100Hz 处为 $13.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。除以 6.6 便将峰-峰值变换成有效值，并将 10Hz 处的数据用于最坏情况预测，则噪声电压 (RTI) 为 220nV 。运算放大器的电流噪声也分别从 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{Hz}$ (35pA ，峰-峰值)、在 10Hz 处 ($0.9\text{nA}/\sqrt{\text{Hz}}$) 和 100Hz 处 ($0.27\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) 加以规定。将与上面相同的方法用于运算放大器电压噪声，反相输入端的噪声电流给出 $2.1\mu\text{V}$ (RTO)，同相输入端的噪声电流因其噪声带宽较小 ($0.16\text{Hz} \sim 0.1\text{Hz}$)，所以影响可忽略不计。 R_4 的热噪声的噪声带宽约为 $1018 \sim 0.1\text{Hz}$ ，噪声电压 (RTO) 为 62nV 。由于电路的噪声增益为 201，故运算放大器电压噪声所起的作用占优势，有效值输入噪声电压为 220nV ，等效于 $1.5\mu\text{V}$ (峰-峰值)。

- 7.14 用于噪声分析的等效电路是图 7.21 中所示电路。由于 $C = 2\text{pF}$ 和 $C_s = 20\text{pF}$ 以及运算放大器的 $f_T = 1.8\text{MHz}$ ，故电路带宽约为 180kHz 。因此，噪声带宽由 $10\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 的外部滤波器决定。输出功率谱密度为

$$e_{\text{no}}^2 = \left(1 + \frac{R}{R_s}\right)^2 e_n^2 + \left(\frac{R}{R_s}\right)^2 e_{\text{ts}}^2 + e_i^2 + i_n^2 R^2$$

输出噪声功率是将 e_{no}^2 对噪声带宽积分的结果。对于 TLC2201B 而言，在 10Hz 处 $i_n = 0.6\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $e_n = 35\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，在 1kHz 处 $e_n = 15\text{nv}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。根据这些数据便可以确定出 $f_{\text{ce}} = 13\text{Hz}$ 。热噪声对 R_s 为 $e_{\text{ts}} = 1.3\mu\text{V}$ ，对 R 为 $e_i = 0.4\mu\text{V}$ 。对 e_{no}^2 进行积分，便得到 $E_{\text{no}} = 40\mu\text{V}$ (大部分是 R 的贡献)。

第 8 章

- 8.1 在 $60000 \text{ 圈}/\text{min}$ (1000Hz) 以下，对周期而不是频率进行测量能给出较高的分辨率。
- 8.2 28.248MHz 和 10s 。
- 8.3 $\Delta T = 11^\circ\text{C}$ ，相对的修正系数是 $6.6\mu\epsilon$ 。
- 8.4 在图 8.28 中，对一个传感器方便的位置是 R_2 ，因为 R_2 接地。输出频率将是 $f(-40) = 0.333f(0) = 333\text{Hz}$ ， $f(85) = 4.275f(0) = 4275\text{Hz}$ 。如果 $C_1 = C_2 = C$ ，为了使 $f(0) = 1\text{kHz}$ ，要求 $R_1 C^2 = 1.84 \times 10^{-12}$ 。如果 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ，则要求 $C = 13.6\text{nF}$ 。为了保证振荡，可以选择 $R_3 = R_1$ ， $R'_1 = 20\text{k}\Omega$ 和 $R'_4 = 210\text{k}\Omega$ 。
- 8.5 振荡周期为 $2t_1 = 2R_1 C_1 \ln(R_2/R_T) = 2R_1 C_1 (\ln R_2 - \ln R_0 - \Delta T \ln b)$ ，其中 $b = 1.028$ 。如果 $R_2 = R_0 = (7989\Omega)$ ，要求 $R_1 C_1 = 0.9\text{ms}$ 。如果 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ，则

要求 $C_1 = 90\text{nF}$ 。为简单起见,取 $R = 10\text{k}\Omega$ 。

- 8.6 当非稳态输出为高电平时,与 up 输入端相连的信号具有频率 f_r/α ,而与 down 输入端相连的信号处于低电平。当非稳态输出为低电平时,与 up 输入端相连的信号处于低电平,而与 down 输入端相连的信号具有频率 f_r 。因此,计数器的输出为

$$\begin{aligned} N &= t_H \times (f_r/2) - t_L \times f_r \\ &= 0.693 \times 2R_0 C (f_r/2) - 0.693 \times R_0 (1-x) C \end{aligned}$$

式中 t_H 和 t_L 分别是对 C 充电和放电的时间, $x = G \times \epsilon$ 是电阻的部分变化 ($G=2$ 是应变系数)。为了在 $\epsilon = 1\mu\epsilon$ 时获得 $N=1$,要求 $1 = 0.693 \times (120\Omega) \times C \times f_r \times 2$ 。如果 $f_r = 1\text{MHz}$,则要求 $C = 6\text{nF}$ 。

- 8.7 补偿电路必须提供其热漂移能抵消振荡器漂移的适当平均供电电压。计数器的输出为

$$N = \frac{f_c}{2 \times f_r/100} = \frac{f_c}{0.559} \frac{100}{2} (C_H + C_G)$$

式中,因子 2 考虑到门电路只在可变振荡器的一半周期内打开。传感器电容为 $C_H = C_0 \{1 + a[\text{RH} + b(T - 20^\circ\text{C})] + P(\text{RH})\}$,其中 $b = 0.05\text{RH/K}$, $P(\text{RH})$ 是描述非线性的多项式。栅电容按照 $C_G = C_{G0} + c(V_{cc} - 6\text{V})$ 与供电电压相关。当分析 C_G 对 V_{cc} 的依赖关系时,有

$$C_G = \frac{0.559N}{50Rf_r} - C_H(50\%, 20^\circ\text{C})$$

根据在 6V 和 9V 上进行的测量,我们分别推导出 $C_{G0} = 3.6\text{pF}$ 和 $C_{G9} = 1.6\text{pF}$ 。因此, $c = -0.67\text{pF/V}$ 。振荡器的供电电压为 $V_{cc} = G \times T - V_0$,其中 $G = (1\mu\text{A/K}) \times R_2$, $V_0 = (273\mu\text{A}) \times R_2 - (V_c R_2)/R_1$ 。当 $C_0 \times a \times b \times c \times G = 0$ 和 $C_0 \times a \times b \times (-20^\circ\text{C}) + C_{G0} + c(V_0 - 6\text{V}) = 0$ 时, $C = C_H + C_G$ 将与温度无关。由第一个方程得到 $G = 11.25\text{mV/K}$ 。因此, $R_2 = 11250\Omega$ 。由第二个方程得到 $V_0 = 375\text{mV}$ 。如果 $V_c = 1.235\text{V}$ (AD589),则要求 $R_1 = 5153\Omega$ 。 $R_3 = R_1 \parallel R_2$ 。

- 8.8 防止溢出的最长计数时间是 $127.5\mu\text{s}$ 。由于传感器的最大电阻是 2956Ω ,故要求 $C < 22.7\text{nF}$ 。如果我们选择 $C = 20\text{nF}$ (标准值),则计数次数在 500°C 时为 224 次,在 450°C 时为 210 次。由于每次计数过程都存在不确定性,故差值的最大不确定性是 2 次计数。这意味着不确定性为 7°C ,最小的高输出电压比供电电压低 0.7V ,在这种情况下,达到阈值的时间是 $263\mu\text{s}$,计数器将溢出。
- 8.9 测量在最坏情况下持续 49.2ms 的周期 (246 个最慢频率的周期) 时,要求 11 位的分辨率。

- 8.10 测量周期要求 10 位的分辨率且必须对输入信号计数 173 个周期。
- 8.11 a. RH 动态范围为 40, $C_{\min} = 108.8 \text{ pF}$ 和 $C_{\max} = 140.8 \text{ pF}$ 。如果张弛振荡器的频率为 $f = k_1/C$, 则需要计数的周期数 k 应大到足以具有所需动态范围 ($k > 1.5k_1 \mu\text{s/pF}$), 但小到足以对小于 10ms 的时间间隔 [$k \times (140.8 \text{ pF}/k_1) < 10 \text{ ms}$] 计数。因此, $1.5 \mu\text{s/pF} < k/k_1 < 71 \mu\text{s/pF}$ 。如果我们选择 $k = 10k_1 \mu\text{s/pF}$, 由于 8051 的内部计数器具有 16 位, 故 k 应小于 255, 因此 $k_1 = 25.5 \text{ pF}/\mu\text{s}$ 。当 $\text{RH} = 43\%$ 时, 张弛振荡器将振荡在比一位低的 209kHz 上。选择 $k = 50k_1 \mu\text{s/pF}$ 将给出 $k_1 = 5.1 \text{ pF}/\mu\text{s}$ 和在 43%RH 时 $f \approx 42 \text{ kHz}$ 。
- b. 在 $\text{RH} = 10\%$ 时, $f = 112 \text{ kHz}$, 计算出的电容变化为 -14.8 pF , 结果为 $\text{RH} = 6\%$ 。因此, $e = 4\%$ 。在 $\text{RH} = 90\%$ 时, $f = 86.6 \text{ kHz}$, 计算出的电容变化为 16.3 pF , 结果为 $\text{RH} = 83.7\%$ 。因此, $e = 6.3\%$ 。
- 8.12 a. 41MHz。
b. 0.36° 和 $12.5 \mu\text{s}$ 。

第 9 章

- 9.1 a. $G = 5$ 。
b. $G = 9$ 。
c. $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ 。如果 $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$, 则要求 $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ 。
d. $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。
e. TL052 的最大静态电流为 5.6mA。“P”型封装具有 $\theta_{ja} = 125^\circ\text{C/W}$ 。因此, 运算放大器的实际温度为 46°C 。如果仪表放大器将其增益集中在第一级, 便有 $\text{OZE} = G(V_{i01} - V_{i02}) + 2V_{i03}$ 。在最坏情况下, 假定 $V_{i01}(25^\circ\text{C}) = 0.8 \text{ mV}$, (具有最大漂移 $25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$), $V_{i02}(25^\circ\text{C}) = -0.8 \text{ mV}$ (具有典型漂移 $6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$) 以及 $V_{i03} = V_{i01}$ 。因此, $\text{OZE} = 12.6 \text{ mV}$, 这意味着误差约 1.3°C 。
- 9.2 如果 $R_1 = 2R_2$, 则仪表放大器的增益必须是 16.74。因此, $R_6/R_5 = R_3/R_4 = 16.74 - 1$ 。我们可以选择 $R_5 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ 和 $R_6 = R_3 = 15.8 \text{ k}\Omega$, 所有电阻器都具有 0.1% 的容差, 以获得最佳 CMRR (对于 0.1% 的容差和 16.74 的差动增益, CMRR 最小为 72dB)。 $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ 给出可接受的电流值。
- 9.3 设计条件是 $V_p = (273 \text{ K}) \times R_b \times (1 \mu\text{A/K})$ 和 $R_a \parallel R_b = 52 \Omega$ 。 V_b 可以在 AD590 所接受的范围内随意选择。 R_b 应小于 (比如说) $10 \text{ k}\Omega$, 以避免出现任何电压表加载效应。 V_p 必须很小, 使 R_a 上的电流很小。如果选择 $V_p = 1.35 \text{ V}$ (水银电池), 则要求 $R_b = 4945 \Omega$ 和 $R_a = 52.55 \Omega$ 。
- 9.4 我们必须考虑运算放大器中用于调节参考电压的电路具有与调节电平相关的有限等效输出电阻。可以得到 $R = 52 \Omega$ 和 $R_g = 303 \text{ k}\Omega$ 。通过调节电位器

得到所要补偿的电压是 14.272mV ；因此，从滑臂到地的电阻将是 628Ω 。失调电压和偏流给出 29.4mV 的输出。这可以用电位器补偿，但会引起增益变化，因而要求重新调节 R_g 。

- 9.5 $G=185.2$ 。
- 9.6 与OPA121 相连的光电二极管的并联电容约为 14pF 。对于 OPA121, $f_T=2\text{MHz}$ 。互阻抗是二阶低通函数。对于平坦的频率响应，我们采用 $\zeta=1/\sqrt{2}$ ，因而要求 $C=5\text{pF}$ 。当 $\zeta=1/\sqrt{2}$ 时， -3dB 带宽等于固有频率，在此为 409kHz 。
- 9.7 $v_o=(1+R_2/R_1)(kT/q)\ln(1+i_p/I_s)$ ，其中， i_p 是光电流， I_s 是反向饱和电流。失调电压出现在乘以 $1+R_2/R_1$ 的输出端，偏流追加到 i_p 上。
- 9.8 设计方程为 $R_{\min}=(V_{CC,\max}-V_{IL})/(I_{OH}+I_{IL})$ 和 $R_{\max}=(V_{CC,\min}-V_{IH})/(I_{OH}+I_{IH})$ ，由此得到 $11125\Omega < R < 19200\Omega$ 。例如 $R=15\text{k}\Omega$ 。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 传感器和信号调节：第2版

作者 =

页数 = 479

出版社 =

出版日期 =

SS号 = 11196174

DX号 =

URL = <http://book.szdnnet.org.cn/bookDetail.jsp?dxNumber=&d=204018350E153ABB9B73FEBc82B56715>

第1章利用传感器的测量系统简介

- 1.1 一般概念和术语
 - 1.1.1 测量系统
 - 1.1.2 换能器、传感器和执行器
 - 1.1.3 信号调节和显示
 - 1.1.4 接口、数据域和变换
- 1.2 传感器的分类
- 1.3 通用输入 - 输出配置
 - 1.3.1 干扰输入和调整输入
 - 1.3.2 补偿技术
- 1.4 测量系统的静态特性
 - 1.4.1 精确度、精密度和灵敏度
 - 1.4.2 其他特性：线性和分辨率
 - 1.4.3 系统误差
 - 1.4.4 随机误差
- 1.5 动态特性
 - 1.5.1 零阶测量系统
 - 1.5.2 一阶测量系统
 - 1.5.3 二阶测量系统
- 1.6 传感器的其他特性
 - 1.6.1 输入特性：阻抗
 - 1.6.2 可靠性
- 1.7 初级传感器
 - 1.7.1 温度传感器：双金属传感器
 - 1.7.2 压力传感器
 - 1.7.3 流速和流量传感器
 - 1.7.4 液位传感器
 - 1.7.5 力和转矩传感器
 - 1.7.6 加速度和倾斜传感器
 - 1.7.7 速度传感器
- 1.8 传感器使用的材料
 - 1.8.1 导体、半导体和电介质
 - 1.8.2 磁性材料
- 1.9 微传感器工艺
 - 1.9.1 厚膜工艺
 - 1.9.2 薄膜工艺
 - 1.9.3 微机械加工工艺

习题

参考文献

第2章电阻式传感器

- 2.1 电位器
- 2.2 应变计
 - 2.2.1 基本原理：压阻效应
 - 2.2.2 类型和应用
- 2.3 电阻式温度检测器
- 2.4 热敏电阻
 - 2.4.1 模型
 - 2.4.2 热敏电阻的类型和应用
 - 2.4.3 线性化

- 2.5 磁敏电阻
- 2.6 光敏电阻 (LDR)
- 2.7 电阻式湿度计
- 2.8 电阻式气体传感器
- 2.9 液体电导率传感器

习题

参考文献

第3章电阻式传感器的信号调节

- 3.1 电阻的测量
- 3.2 分压器
 - 3.2.1 电位器
 - 3.2.2 用于热敏电阻
 - 3.2.3 动态测量
 - 3.2.4 分压器用的放大器
- 3.3 惠斯登电桥：平衡测量
- 3.4 惠斯登电桥：偏转测量
 - 3.4.1 灵敏度和线性
 - 3.4.2 电阻式传感器电桥的模拟线性化
 - 3.4.3 传感器电桥的校准和平衡
 - 3.4.4 差值测量、平均值测量和补偿
 - 3.4.5 惠斯登电桥的电源
 - 3.4.6 惠斯登电桥的检测方法
- 3.5 差动放大器和仪表放大器
 - 3.5.1 差动放大器
 - 3.5.2 利用两个运算放大器的仪表放大器
 - 3.5.3 利用三个运算放大器的仪表放大器
- 3.6 干扰
 - 3.6.1 干扰的类型和抑制
 - 3.6.2 信号电路接地
 - 3.6.3 屏蔽接地
 - 3.6.4 隔离放大器

习题

参考文献

第4章变电抗式传感器和磁电式传感器

- 4.1 电容式传感器
 - 4.1.1 可变电容器
 - 4.1.2 差动电容器
- 4.2 电感式传感器
 - 4.2.1 变磁阻式传感器
 - 4.2.2 涡流式传感器
 - 4.2.3 线性可调差接变压器 (LVDT)
 - 4.2.4 可调变压器：自动同步器、分解器和感应同步器
 - 4.2.5 磁弹性传感器和磁致伸缩传感器
 - 4.2.6 威甘德 (Wiegand) 传感器和脉冲 - 合金线传感器
 - 4.2.7 饱和磁心 (磁通闸门) 传感器
 - 4.2.8 超导量子干涉器件 (SQUID)
- 4.3 磁电式传感器
 - 4.3.1 基于法拉第定律的传感器
 - 4.3.2 霍耳式传感器

习题

参考文献

第5章变电抗式传感器的信号调节

- 5.1 问题和解决方案
- 5.2 交流电桥
 - 5.2.1 灵敏度和线性

- 5.2.2 电容性电桥的模拟线性化
- 5.2.3 交流放大器和电源去耦
- 5.2.4 静电屏蔽和有源屏蔽
- 5.2.5 交直流信号变换器
- 5.3 载波放大器和相干检波
 - 5.3.1 载波放大器的工作原理和结构
 - 5.3.2 相敏检波器
 - 5.3.3 在线性可调差接变压器中的应用
- 5.4 供电容式传感器使用的特殊信号调节器
- 5.5 分解器 - 数字变换器和数字 - 分解器变换器
 - 5.5.1 自动同步器 - 分解器变换器
 - 5.5.2 数字 - 分解器变换器
 - 5.5.3 分解器 - 数字变换器

习题

参考文献

第6章有源传感器

- 6.1 热电式传感器：热电偶
 - 6.1.1 可逆的热电效应
 - 6.1.2 常用的热电偶
 - 6.1.3 实用的热电偶定律
 - 6.1.4 热电偶回路中的冷端补偿
- 6.2 压电式传感器
 - 6.2.1 压电效应
 - 6.2.2 压电材料
 - 6.2.3 应用
- 6.3 热电式传感器
 - 6.3.1 热电效应
 - 6.3.2 热电材料
 - 6.3.3 辐射定律：普朗克定律、维恩定律和斯忒藩 - 玻尔兹曼定律
 - 6.3.4 应用
- 6.4 光电式传感器
 - 6.4.1 光电效应
 - 6.4.2 材料和应用
- 6.5 电化学传感器

习题

参考文献

第7章有源传感器的信号调节

- 7.1 斩波放大器和低漂移放大器
 - 7.1.1 运算放大器中的失调和漂移
 - 7.1.2 斩波放大器
 - 7.1.3 自动调零放大器
 - 7.1.4 组合放大器
 - 7.1.5 仪表放大器的失调和漂移
- 7.2 静电计放大器和互阻抗放大器
 - 7.2.1 互阻抗放大器
 - 7.2.2 通过积分进行电流测量
 - 7.2.3 设计静电计电路时的注意事项
- 7.3 电荷放大器
- 7.4 放大器的噪声
 - 7.4.1 噪声的基础知识
 - 7.4.2 运算放大器的噪声
 - 7.4.3 互阻抗放大器的噪声
 - 7.4.4 电荷放大器的噪声
 - 7.4.5 仪表放大器的噪声
- 7.5 电阻器的噪声和漂移

- 7.5.1 固定电阻器的漂移
- 7.5.2 可调电阻器（电位器）的漂移
- 7.5.3 电阻器的噪声

习题

参考文献

第8章 数字式传感器和智能传感器

8.1 位置编码器

- 8.1.1 增量位置编码器
- 8.1.2 绝对位置编码器

8.2 谐振式传感器

- 8.2.1 基于石英谐振器的传感器
- 8.2.2 表面声波（SAW）传感器
- 8.2.3 振动金属丝应变计
- 8.2.4 振动圆筒传感器
- 8.2.5 数字式流量计

8.3 可变振荡器

- 8.3.1 正弦振荡器
- 8.3.2 张弛振荡器
- 8.3.3 可变CMOS振荡器
- 8.3.4 可变振荡器的线性
- 8.4 变换成频率、周期或持续时间
- 8.4.1 电压 - 频率变换
- 8.4.2 检测量 - 频率直接变换
- 8.4.3 检测量 - 持续时间直接变换
- 8.5 传感器 - 微控制器直接连接
- 8.5.1 频率测量
- 8.5.2 周期和时间间隔测量
- 8.5.3 计算和补偿
- 8.5.4 速度测量——数字式转速计
- 8.6 传感器的通信系统
- 8.6.1 电流遥测术：4 mA ~ 20 mA 电流环路
- 8.6.2 同时进行模拟和数字通信
- 8.6.3 传感器总线：现场总线

8.7 智能传感器

习题

参考文献

第9章 其他检测方法

9.1 基于半导体结的传感器

- 9.1.1 基于半导体结的温度计
- 9.1.2 磁敏二极管和磁敏晶体管
- 9.1.3 光电二极管
- 9.1.4 位置灵敏探测器（PSD）
- 9.1.5 光电晶体管
- 9.1.6 半导体结核辐射探测器

9.2 基于MOSFET的传感器

9.3 电荷耦合式传感器和CMOS图像传感器

- 9.3.1 工作原理
- 9.3.2 CCD和CMOS图像传感器的类型及应用

9.4 光纤传感器

- 9.4.1 光纤的基础知识
- 9.4.2 光纤传感器技术和应用

9.5 超声波传感器

- 9.5.1 超声波传感器的基础知识
- 9.5.2 基于超声波的检测方法和应用

9.6 生物传感器

习题
参考文献
习题答案