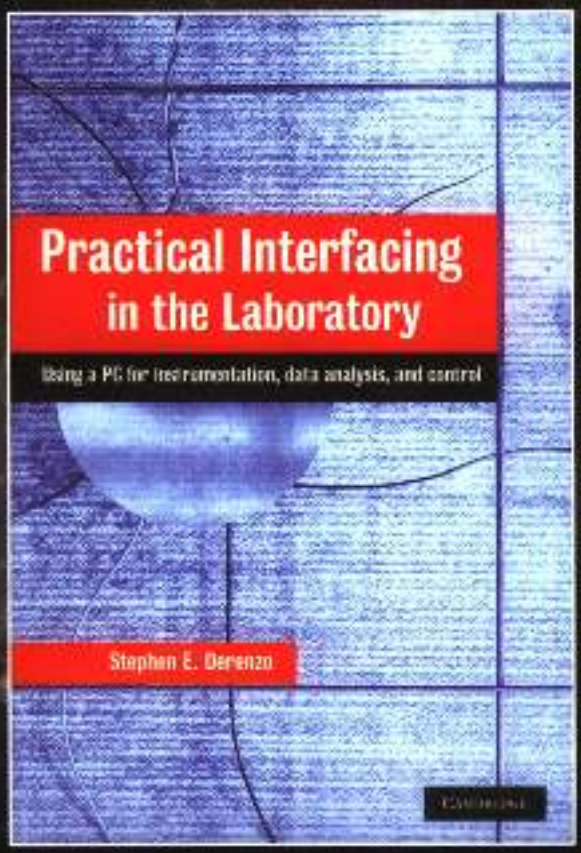
计 算 机 科 学 丛 书

微机接口技术实验教程

(美) Stephen E. Derenzo 著　蔡梅琳　伍钦　罗晃华　伍拓琦　等译



Practical Interfacing in the Laboratory

Using a PC for Instrumentation, Data Analysis, and Control

机械工业出版社
China Machine Press

本书取材于美国加州大学伯克利分校电子工程和计算机科学系实验课程，详细描述用PC机控制的实验过程，以及显示、分析、处理实验结果的方法，包括完整的实验电路图和实例代码。实验主题包括：模拟放大、数字信号处理、数/模和模/数转换、电子传感器和执行器、计算机编程、数据分析与控制等。所测试的物理量包括：位移、温度、力、声音、光以及生物学和医学上的电势等。本书实验题材范围广，注重实验方法，讲解实验思路。除了提供详细的27个实验外，还包括大量的实验习题，以及计算机体系结构和接口方面的实用信息。

作者简介

Stephen E. Derenzo 美国加州大学伯克利分校电气工程与计算机科学系教授，也是美国劳伦斯国家实验室的资深科学家。15年来，他一直致力于电子电路、电子传感器和微机接口方面的教学工作。本书充分凝聚了他从这些课程的教学中总结出来的经验和方法。他已独立或合作发表了150多篇论文或论著。他还是IEEE会士，并在1992年被IEEE核子与等离子体学会授予年度杰出贡献奖。



ISBN 7-111-17776-2

9 787111 177760

HZ BOOKS

华章图书

上架指导：计算机科学/微型计算机

华章网站 http://www.hzbook.com

网上购书：www.china-pub.com

投稿热线：(010) 88379604

购书热线：(010) 68995259, 68995264

读者信箱：hzjsj@hzbook.com

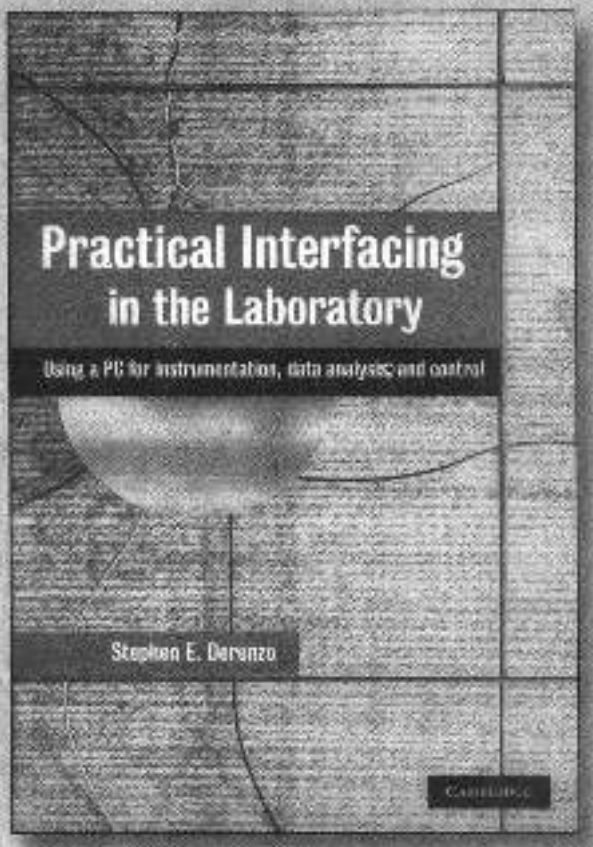
ISBN 7-111-17776-2/TP · 4526

定价：56.00 元

计 算 机 科 学 丛 书

微机接口技术实验教程

(美) Stephen E. Derenzo 著　蔡梅琳　伍钦　罗晃华　伍拓琦　等译



Practical Interfacing in the Laboratory

Using a PC for Instrumentation, Data Analysis, and Control

机械工业出版社
China Machine Press

本书详细介绍如何使用通用微型计算机实现数据检测、分析、处理和控制，其中涉及多个领域的专业技术知识，如计算机接口技术、计算机编程、电子电路、数字信号处理、流体力学等。本书不仅包括大量实验，讲解基本知识，而且包括大量习题，清晰地解释了如何设计电子电路和编写计算机程序去检测、分析和显示实际的物理量，如位移、温度、力、声音、光，甚至生物学和医学上的电势等。

本书既可以用作大学相关专业的实验教材或参考书，也可供相关专业技术人员参考。

Stephen E. Derenzo: Practical Interfacing in the Laboratory: Using a PC for Instrumentation, Data Analysis, and Control(ISBN: 0-521-81527-4).

Originally published by Cambridge University Press in 2003.

This Chinese edition is published with the permission of the Syndicate of the Press of the University of Cambridge, Cambridge, England.

Copyright © 2003 by Cambridge University Press.

This edition is licensed for distribution and sale in the People's Republic of China only, excluding Hong Kong, Taiwan and Macao and may not be distributed and sold elsewhere.

本书原版由剑桥大学出版社出版。

本书简体字中文版由英国剑桥大学出版社授权机械工业出版社独家出版。未经出版者预先书面许可，不得以任何方式复制或抄袭本书的任何部分。

此版本仅限在中华人民共和国境内（不包括中国香港、台湾、澳门地区）销售发行，未经授权的本书出口将被视为违反版权法的行为。

版权所有，侵权必究。

本书法律顾问　北京市展达律师事务所

本书版权登记号：图字：01-2003-6963

图书在版编目（CIP）数据

微机接口技术实验教程/（美）德伦左（Derenzo, S. E.）著；蔡梅琳等译. - 北京：机械工业出版社，2006.4

（计算机科学丛书）

书名原文：Practical Interfacing in the Laboratory: Using a PC for Instrumentation, Data Analysis, and Control

ISBN 7-111-17776-2

Ⅰ.微…　Ⅱ.①德…　②蔡…　Ⅲ.微型计算机 - 接口 - 实验 - 教材　Ⅳ.TP364.7-33

中国版本图书馆CIP数据核字（2005）第127465号

机械工业出版社（北京市西城区百万庄大街22号　邮政编码　100037）

责任编辑：吴　怡

北京京北制版印刷厂印刷 · 新华书店北京发行所发行

2006年4月第1版第1次印刷

787mm × 1092mm 1/16 · 29.25印张

定价：56.00元

凡购本书，如有倒页、脱页、缺页，由本社发行部调换

本社购书热线：（010）68326294

出版者的话

文艺复兴以降，源远流长的科学精神和逐步形成的学术规范，使西方国家在自然科学的各个领域取得了垄断性的优势；也正是这样的传统，使美国在信息技术发展的六十多年间名家辈出、独领风骚。在商业化的进程中，美国的产业界与教育界越来越紧密地结合，计算机学科中的许多泰山北斗同时身处科研和教学的最前线，由此而产生的经典科学著作，不仅擘划了研究的范畴，还揭橥了学术的源变，既遵循学术规范，又自有学者个性，其价值并不会因年月的流逝而减退。

近年，在全球信息化大潮的推动下，我国的计算机产业发展迅猛，对专业人才的需求日益迫切。这对计算机教育界和出版界都既是机遇，也是挑战；而专业教材的建设在教育战略上显得举足轻重。在我国信息技术发展时间较短、从业人员较少的现状下，美国等发达国家在其计算机科学发展的几十年间积淀的经典教材仍有许多值得借鉴之处。因此，引进一批国外优秀计算机教材将对我国计算机教育事业的发展起积极的推动作用，也是与世界接轨、建设真正的世界一流大学的必由之路。

机械工业出版社华章图文信息有限公司较早意识到“出版要为教育服务”。自1998年开始，华章公司就将工作重点放在了遴选、移译国外优秀教材上。经过几年的不懈努力，我们与Prentice Hall，Addison-Wesley，McGraw-Hill，Morgan Kaufmann等世界著名出版公司建立了良好的合作关系，从它们现有的数百种教材中甄选出Tanenbaum，Stroustrup，Kernighan，Jim Gray等大师名家的一批经典作品，以“计算机科学丛书”为总称出版，供读者学习、研究及庋藏。大理石纹理的封面，也正体现了这套丛书的品位和格调。

“计算机科学丛书”的出版工作得到了国内外学者的鼎力襄助，国内的专家不仅提供了中肯的选题指导，还不辞劳苦地担任了翻译和审校的工作；而原书的作者也相当关注其作品在中国的传播，有的还专程为其书的中译本作序。迄今，“计算机科学丛书”已经出版了近百个品种，这些书籍在读者中树立了良好的口碑，并被许多高校采用为正式教材和参考书籍，为进一步推广与发展打下了坚实的基础。

随着学科建设的初步完善和教材改革的逐渐深化，教育界对国外计算机教材的需求和应用都步入一个新的阶段。为此，华章公司将加大引进教材的力度，在“华章教育”的总规划之下出版三个系列的计算机教材：除“计算机科学丛书”之外，对影印版的教材，则单独开辟出“经典原版书库”；同时，引进全美通行的教学辅导书“Schaum's Outlines”系列组成“全美经典学习指导系列”。为了保证这三套丛书的权威性，同时也为了更好地为学校和老师们服务，华章公司聘请了中国科学院、北京大学、清华大学、国防科技大学、复旦大学、上海交通大学、南京大学、浙江大学、中国科技大学、哈尔滨工业大学、西安交通大学、中国人民大学、北京航空航天大学、北京邮电大学、中山大学、解放军理工大学、郑州大学、湖北工学院、中国国家信息安全测评认证中心等国内重点大学和科研机构在计算机的各个领域的著名学者组成“专家指导委员会”，为我们提供选题意见和出版监督。

这三套丛书是响应教育部提出的使用外版教材的号召，为国内高校的计算机及相关专业的教学度身订造的。其中许多教材均已为M. I. T.，Stanford，U.C. Berkeley，C. M. U. 等世界名牌大学所采用。不仅涵盖了程序设计、数据结构、操作系统、计算机体系结构、数据库、编译原理、软件工程、图形学、通信与网络、离散数学等国内大学计算机专业普遍开设的核心课程，而且各具特色——有的出自语言设计者之手、有的历经三十年而不衰、有的已被全世界的几百所高校采用。在这些圆熟通博的名师大作的指引之下，读者必将在计算机科学的宫殿中由登堂而入室。

权威的作者、经典的教材、一流的译者、严格的审校、精细的编辑，这些因素使我们的图书有了质量的保证，但我们的目标是尽善尽美，而反馈的意见正是我们达到这一终极目标的重要帮助。教材的出版只是我们的后续服务的起点。华章公司欢迎老师和读者对我们的工作提出建议或给予指正，我们的联系方法如下:

电子邮件: hzjsj@hzbook.com
联系电话: (010) 68995264
联系地址: 北京市西城区百万庄南街1号
邮政编码: 100037

专家指导委员会

（按姓氏笔画顺序）

尤晋元	王　珊	冯博琴	史忠植	史美林
石教英	吕　建	孙玉芳	吴世忠	吴时霖
张立昂	李伟琴	李师贤	李建中	杨冬青
邵维忠	陆丽娜	陆鑫达	陈向群	周伯生
周克定	周傲英	孟小峰	岳丽华	范　明
郑国梁	施伯乐	钟玉琢	唐世渭	袁崇义
高传善	梅　宏	程　旭	程时端	谢希仁
裘宗燕	戴　葵			

译者序

随着科技的飞速发展，计算机性能不断提高，计算机的尺寸和价格不断下降，这就使得用通用计算机做自动检测和控制的市场越来越大。本书详细介绍如何使用通用计算机实现数据检测、分析、处理和控制。本书既可以作为大学有关课程（计算机接口技术、电子电路、传感器和执行器、数字信号处理、自动检测技术、计算机控制、控制系统抗干扰技术、生物工程学、物理化学、电化学、流体力学与传热、化工过程控制原理与仪表、热工测量与仪表等）的实验教材或实验参考书，也可以供相关领域内的专业工程技术人员和研究人员实际使用中参考。书中提供了计算机接口技术在自动检测与控制、物理、机械、电化学、分析化学、流体力学、热能工程、医学、考古等领域的应用实例，包括计算机程序、完整的电路图表和元器件列表。

本书的英文原著作者Stephen E. Derenzo是美国加州大学伯克利分校电子工程学和计算机科学系教授、Lawrence伯克利国际实验室的资深科学家。他为学生讲授电子电路、电子传感器和微机接口技术15年余，这本书就是他从这些课程的教授中总结出来的教学经验的结晶。

本书译者在翻译时对书中若干处明显的错误做了修改和更正，因时间紧张，未来得及联系和征求原著作者的意见。

蔡梅琳组织并参加了本书的翻译和审校工作。蔡梅琳翻译了第1、2、3章、目录、索引，伍拓琦翻译了第5章和第4章的实验练习，罗晃华翻译了第4章的正文，蔡梅琳、伍钦、李艳斌翻译了术语表，伍钦翻译了序、书和作者介绍、致谢等，张今宁、田丹翻译了附录，曾淑勤等参与了部分实验练习翻译。全书的最后审校和修改由蔡梅琳、伍钦完成（罗晃华参与了部分校改）。

限于译者的水平，译文中难免有疏漏和错误，敬请读者批评指正。

蔡梅琳

2006年1月16日于华南理工大学

前　言

本书从实用角度介绍了如何用微型计算机来测量实际的物理量，如温度、力、声音、光等，从而迅速地分析、处理数据，显示处理结果，或者利用结果来执行控制功能。本书供相关领域内的工程技术人员与研究人员阅读，也可作为电子传感器和微型计算机接口课程的大学实验教材。

我们的方法是充分利用微型计算机的价格相对便宜的优势。这些微型计算机有足够强的功能支持高速的并行输入/输出端口、数据采集电路板、图形操作系统、高级程序设计语言以及快速的双精度计算。本书从实用角度阐述问题，并用非常经济有效的方式解决在数据采集、分析、显示和控制方面问题，而且不涉及总线协议和特殊的微处理器本机语言（native language）。

本书包括5章，内容涵盖数字工具、模拟工具、模拟信号和数字信号的转换、传感器和执行器，以及数据分析与控制。还有27个实验练习，可用作大学程度的实验课程；或作为实际案例，供希望将传感器、初级放大和微型计算机原理直接用于实际工作中的工程技术人员和研究人员参考。

本书内容主要是为美国加州大学伯克利分校电子工程系和计算机科学系两门一学期的实验课程而设计的，两门课程是EECS 145L:“电子传感器实验”和EECS 145M:“微型计算机接口实验”。这两门课程的目的是让高年级本科生掌握如何检测和控制实际的物理量，如温度、力，而且将“实时”分析的结果显示出来，如最小平方拟合、“学生”*t*检测、快速傅里叶变换、数字滤波等。这要求学生对模拟电路、数字电路、微积分、线性代数、C语言程序设计有基本的了解。

数年来，我们在实验室使用了不同的微型计算机系统，并且在实验练习中，将系统尽可能地设计成独立于测控对象。对所用到的特定的计数器/定时器、并行I/O接口、数据采集板，提供专门介绍（如附录E和F）。最新的技术进展是对C语言调用驱动程序的软件支持，这使得在Windows NT环境下，对单个字和数据块的采集和传输变得相对容易。

由于C语言适用于几乎所有的微型计算机，而且非常适合于数据采集、分析与控制，因此本书采用了C编程语言。C语言提供了字和字节的输入/输出、位处理功能，并具有功能强大的条件分支和数据结构，对于整数和浮点数其精度和比特长度都有较大的选择范围，且执行速度快。

第1章“数字工具”，简要介绍了微型计算机的总体结构、二进制和二进制补码数字系统、以及需要执行的数据采集和控制，例如数字定时器、锁存器、寄存器、三态缓冲器，以及并行输入/输出接口。然后介绍若干数据采集过程的数字和控制方面，并讨论各类应用所需要的握手电平。

实验练习1介绍了Windows NT操作系统、C语言编译器/编辑器，以及将二进制位模式解释作为数字量的许多方式。实验练习2是使用微处理计时器测量人类反应时间的一个例子，实验练习3是介绍并行输入/输出接口、读出一组开关的数据和控制灯。

第2章“模拟工具”，包括：常用的运算放大器电路、对传感器信号进行初级差分放大的

测量放大器、噪声源，以及用来提高信噪比的模拟信号的处理。还介绍可以驱动执行器的B类功率放大器。

实验练习4 和实验练习5研究运算放大器电路、测量放大器、差分放大以及噪声源，还包括电磁干扰。实验练习6研究使用运算放大器的模拟信号处理，包括有源高通滤波器、低通滤波器以及陷波滤波器。

第3章“模/数转换、数/模转换以及采样”，包含需要执行数据采集与控制的数据转换器件，如D/A转换器和A/D转换器、采样和保持放大器、比较器。还介绍常用的数据采样方法，以及因不适当采样导致的频率混叠现象的概念（关于在傅里叶域的混叠现象将在第5章提到）。第3章编录和介绍了一些商业上可用的电路板。

对于那些没有做实验练习8和实验练习9的学生，实验练习7使用一个商用的模拟输入/输出板，提供了关于A/D转换和D/A转换的概念。有关模拟量和数字量之间的转换，将在实验练习8和实验练习9中通过使用A/D转换和D/A转换集成电路芯片进行探讨。实验练习8涉及将一个D/A转换器连接到一个并行输入端口和波形产生的知识。实验练习9是通过使用硬件“选通脉冲”与“数据就绪”及“数据有效”的握手协议，将A/D转换器连接到一个并行输出端口。实验练习10使用一个商用的数据采集板，对波形进行周期性采样，并且论证了在时间域内频率混叠的概念。

第4章“传感器和执行器”，涵盖传感器（在许多数据采集系统中的第一个元件）、传感器检测到的实际量、传感器产生信号（和噪声）的性质、执行器（在控制系统中的基本元件）。

实验练习11到实验练习14是研究用于测量位置、温度、张力、力和光的电子传感器。实验练习15探究热电热泵问题。实验练习16研究了关于裸金属和银（氯化银）电极的交流电和直流电的电性质。实验练习17到实验练习19研究心脏、骨骼肌肉和眼睛的生理学信号。

第5章“数据分析与控制”，涵盖了数据分析，包括统计分析；“学生”t检验；最小平方拟合和χ^2拟合；连续的、离散的和快速的傅里叶变换，以及用于控制实际量的某些运算法则。

实验练习20研究：对于模拟信号储存的模拟信号到数字信号的转换，对于那些信号恢复成模拟信号的数字信号到模拟信号的转换，以及决定了信号恢复精度的最小平方拟合。实验练习21涉及正弦波、方波和三角波的采样及其快速傅里叶变换（FFT）的计算。实验练习22是这些技术用在对人类声音的采样和快速傅里叶变换。实验练习23是将模拟信号与实时数字滤波进行比较，而实验练习24则是演示微型计算机如何测量线性的、不随时间变化的系统的冲激响应，以及如何使用快速傅里叶变换技术去确定数字滤波器，当系统的频率响应满足一定的要求时，这种数字滤波器能够补偿由于系统引起的信号失真。实验练习25提供了模拟温度信号的检测和控制。实验练习26是通过使用电阻加热器和若干的运算法则，使用计算机进行数字温度检测和控制。实验练习27与实验练习26相类似，只是使用了热电热泵，这里用的热电热泵能够灵活地加热和制冷。一个基本的元器件是LM12功率运算放大器。

在若干实验练习中，搭建和检测了许多相关的电路。在这些实验练习的开始部分都列出了器件清单，包括要求学生在进入实验室之前需要他们搭建的所有电路所需要的所有元器件。由于实验练习时间通常是非常有限的，这种方法比仅给学生提供实验时需要的最少量元器件，而且在实验练习期间让他们在开始下一个实验前要先拆除上一个电路的做法要好。

每一章都设有期中考试和期末考试将涉及的问题。

附录A提供一些物理和电子的单位和常量，可供各章习题练习中参考。附录B讨论误差传

播的问题以及电子屏蔽和接地。附录C总结了在C编程中一些有价值的提示。附录D提供了C语言代码清单和一些数值方法的流程图，包括快速傅里叶变换、非线性函数的最小化（用于数值的曲线拟合）、用于自适应正交的数值积分以及使用牛顿方法和二次逼近的函数反演。作为一个例子，本书给出了一个程序，用以计算超出“学生”t的概率。

附录E介绍需要使用数据传输DT3010 PCI插板的硬件和软件，附录F介绍如何使用HP VEE去记录数字示波器上的波形。附录G讨论电的危害和预防的方法。附录H列出标准的电阻器和电容器的值，以及给出电阻器的颜色编码。附录I列出ASCII字符码。最后列出本书使用到的术语。

致教师

尽管整本书是用于全年课程的，但把它作为一个学期的课程也是可以的，在伯克利，我们是这样做的。

关于数字接口、数据分析和控制的一个学期课程可以包括第1、3、5章和实验练习1～3、8～10、20～24、26、27。

关于传感器、初级放大和模拟信号处理的一个学期课程可以包括第2、4章和实验练习4～6、11～19。第5章的一部分和实验习题25将提供模拟控制的介绍。

关于生物工程学的一个学期课程可以根据需要选讲第2、4、5章和实验练习2、4～7、11～19、20～22，实验可选做。

想对这本书作进一步详细了解，请发邮件至solutions @ cambridge.org。

致谢

衷心感谢Kenneth Krieg，他是微机接口实验EECS 145M课程的始创人之一，几年来一直是我的教学同事，他为多数实验练习做了非常重要的贡献！同时我还要感谢许多助教和学生，他们也为实验练习的改进做出了贡献！

在这里我还要非常感谢几位专家：Ted Lewis教授，本书第4章就是来自他的EECS 145A课程“传感器、执行器和电极”；Thomas Budinger博士，本书第5章就是来自他的EECS 145B课程“计算机在生物医学上的应用”。一些实验练习来自EECS 182课程“生物信号和传感器”，这些都是Ted Lewis教授和Ed Keller教授（20世纪70年代）在伯克利研究出来的，我衷心地感激他们。另外，我还要感谢John Cahoon、Matt Ho 和William Moses，他们为电路设计提出了很多建议，还有Ronald Huesman和Gerald Lynch也为统计分析和拟合提出了建议，Orin Dahl为伪随机数字发生器提出过建议。

目　录

出版者的话
专家指导委员会
译者序
前言
第1章　数字工具 ……1
1.1　概述 ……1
1.2　微型计算机 ……2
1.3　数字系统 ……3
1.3.1　二进制数的表示 ……3
1.3.2　格雷码 ……5
1.4　数字构件 ……6
1.4.1　三态缓冲器 ……7
1.4.2　边缘触发式D型触发器 ……8
1.4.3　透明锁存器 ……8
1.4.4　单稳态触发器 ……9
1.4.5　与门、或门和异或门 ……9
1.4.6　置位/复位锁存器 ……10
1.5　数字计数器/定时器 ……10
1.5.1　数字计数器/定时器的应用 ……11
1.5.2　8253可编程定时器 ……11
1.5.3　AM9513 系统定时控制器 ……12
1.6　并行和串行输入/输出端口 ……14
1.6.1　握手 ……15
1.6.2　并行输出端口 ……16
1.6.3　并行输入端口 ……19
1.7　数字数据采集过程 ……22
1.7.1　软件触发状态轮询法 ……22
1.7.2　硬件触发状态轮询法 ……23
1.7.3　硬件触发硬件中断法 ……24
1.7.4　硬件触发直接存储器存取法 ……24
1.7.5　嵌入式处理器方法 ……25
1.8　去除开关抖动 ……25
1.8.1　交叉耦合与非门 ……26
1.8.2　单稳态触发器 ……26
1.8.3　软件去抖动 ……26
1.9　数字接口标准 ……26
1.9.1　RS-232C ……27
1.9.2　RS-422和RS-423 ……30
1.9.3　RS-485 ……31
1.9.4　IEEE-488 ……31
1.9.5　VME总线 ……33
1.9.6　小型计算机标准接口 ……34
1.9.7　通用串行总线 ……34
1.9.8　IEEE-1394 ……34
1.9.9　ISDN、ADSL和互联网电缆连接 ……34
1.9.10　各种数字接口标准的相互比较 ……34
1.10　习题 ……35
1.11　参考阅读资料 ……40
实验练习1　C语言程序设计简介 ……41
实验练习2　测量事件次数 ……45
实验练习3　数字接口：开关和灯 ……50
第2章　模拟工具 ……57
2.1　概述 ……57
2.2　运算放大器电路 ……57
2.2.1　反向放大器 ……58
2.2.2　同相放大器 ……59
2.2.3　差动放大器 ……60
2.2.4　电压跟随器 ……60
2.2.5　电流－电压转换器 ……60
2.2.6　求和放大器 ……61
2.2.7　全波整流器 ……61
2.2.8　峰值检波器 ……63
2.2.9　曲线整形放大器 ……63
2.3　运算放大器特性 ……63
2.3.1　输入偏移电压和输出偏移电压 ……63
2.3.2　运算放大器的动态响应 ……65
2.3.3　具有负反馈的动态响应 ……66

2.3.4 *RC*时间常数、上升时间、和带宽之间的关系 ……66
2.4 测量放大器与隔离放大器 ……67
2.4.1 测量放大器 ……67
2.4.2 隔离放大器 ……70
2.5 噪声源 ……71
2.5.1 约翰逊噪声 ……71
2.5.2 散射噪声 ……71
2.5.3 放大器噪声 ……72
2.5.4 电干扰 ……72
2.5.5 不适当的接地 ……73
2.6 模拟滤波 ……73
2.6.1 简易无源滤波器 ……75
2.6.2 计算运放滤波器的伯德图 ……78
2.6.3 单极点低通滤波器 ……78
2.6.4 高通单极点滤波器 ……79
2.6.5 陷波滤波器 ……80
2.6.6 高阶低通滤波器 ……81
2.6.7 高阶高通滤波器 ……86
2.7 功率放大器 ……87
2.8 习题 ……87
2.9 参考阅读资料 ……94
实验练习4 运算放大器 ……95
实验练习5 测量放大器 ……100
实验练习6 模拟滤波器 ……106
第3章 数/模转换、模/数转换以及采样 ……111
3.1 概述 ……111
3.2 数/模转换电路 ……111
3.2.1 D/A转换器的特性 ……111
3.2.2 使用加权加法器的D/A转换器 ……113
3.2.3 运用*R*-2*R*电阻梯形网络的D/A转换器 ……115
3.2.4 分段D/A转换器 ……116
3.3 模/数转换器电路 ……117
3.3.1 A/D转换器的特性 ……117
3.3.2 A/D转换和D/A转换之间的关系 ……119
3.3.3 比较器 ……119
3.3.4 跟踪式A/D转换器 ……120
3.3.5 积分式A/D转换器 ……121
3.3.6 逐次逼近式A/D转换器 ……122
3.3.7 快速A/D转换器 ……123
3.3.8 分段快速A/D转换器 ……124
3.3.9 1位重复采样西格马－德尔塔（Σ－Δ）A/D转换器 ……125
3.3.10 常用的A/D转换器 ……126
3.4 采样/保持放大器 ……126
3.4.1 采样模式 ……126
3.4.2 保持模式 ……127
3.4.3 采样/保持转换 ……128
3.4.4 保持/采样转换 ……129
3.4.5 采样/保持放大器的作用 ……130
3.4.6 用采样/保持放大器消除D/A转换器的尖峰脉冲 ……130
3.5 模拟波形采样 ……131
3.5.1 软件控制的采样 ……131
3.5.2 硬件控制的DMA采样 ……131
3.5.3 使用数据采集子系统的采样 ……131
3.5.4 脉冲幅度分析 ……132
3.6 频率混叠 ……133
3.7 常用的数据采集系统 ……135
3.7.1 HP 54501A ……135
3.7.2 几种特殊用途的外部数据采集系统 ……136
3.7.3 接口软件 ……136
3.8 习题 ……136
3.9 参考阅读资料 ……145
实验练习7 A/D和D/A转换简介 ……146
实验练习8 D/A转换和波形产生 ……150
实验练习9 A/D转换与周期采样 ……155
实验练习10 频率混叠 ……161
第4章 传感器和执行器 ……165
4.1 概述 ……165
4.2 位置传感器与角度传感器 ……166
4.2.1 电位计 ……166
4.2.2 数字编码器 ……168
4.2.3 步进电机 ……169
4.3 温度传感器 ……170
4.3.1 温度标准 ……171
4.3.2 铂电阻温度计 ……172

4.3.3 双金属开关和表盘式温度计 ……172
4.3.4 热电偶 ……173
4.3.5 热敏电阻器 ……179
4.3.6 固态温度传感器 ……182
4.3.7 热电偶参考结点的自动补偿（电子“冰点”） ……183
4.3.8 红外线温度传感器 ……183
4.3.9 温度传感器小结 ……183
4.4 应变敏感元件 ……184
4.5 力传感器和压力传感器 ……185
4.5.1 力传感器 ……185
4.5.2 压力传感器 ……187
4.5.3 压电传感器 ……187
4.5.4 真空传感器和真空泵 ……188
4.6 测量光 ……189
4.6.1 硅光电二极管 ……189
4.6.2 郎伯－比尔定律 ……193
4.6.3 固态光电探测器小结 ……193
4.6.4 真空光电倍增管 ……193
4.7 产生可见光 ……194
4.7.1 白炽光 ……194
4.7.2 发光 ……195
4.7.3 发光效率 ……196
4.8 离子电势 ……197
4.8.1 离子电势的产生 ……197
4.8.2 裸金属电极 ……197
4.8.3 银/氯化银电极 ……197
4.9 电离辐射的检测与测量 ……198
4.9.1 电磁波谱 ……198
4.9.2 辐射的应用 ……198
4.9.3 X 射线 ……199
4.9.4 γ 射线 ……199
4.9.5 中子 ……199
4.9.6 β射线 ……199
4.9.7 α射线 ……200
4.9.8 放射性同位素 ……200
4.9.9 辐射探测器 ……200
4.10 测量时间 ……201
4.10.1 传统的时间测量方法 ……201
4.10.2 现代的时间测量方法 ……201
4.11 习题 ……201
4.12 参考阅读资料 ……214
实验练习11 测量角度位置 ……216
实验练习12 测量温度 ……220
实验练习13 测量应变和力 ……224
实验练习14 用光电二极管测量光 ……228
实验练习15 热电热泵 ……233
实验练习16 电极与离子介质 ……238
实验练习17 人的心脏 ……242
实验练习18 肌动电流图 ……250
实验练习19 眼动电流图 ……256
第5章 数据分析与控制 ……261
5.1 概述 ……261
5.2 高斯误差分布 ……261
5.2.1 相同量的重复测量 ……261
5.2.2 估计样本均值和标准差 ……264
5.2.3 估计均值的标准误差 ……265
5.2.4 估计标准差的标准误差 ……265
5.3 使用“学生”t 检验 ……266
5.3.1 不配对数据 ……266
5.3.2 成对数据 ……267
5.3.3 “学生”t 检验的运用 ……267
5.3.4 计算超过 $|t|$ 的概率 ……269
5.4 最小平方拟合 ……270
5.4.1 用所测量的数据拟合一条直线 ……270
5.4.2 用所测量的数据拟合一条曲线 ……272
5.5 χ^2统计 ……273
5.5.1 数据拟合模型中χ^2的使用 ……273
5.5.2 计算超过χ^2的概率 ……275
5.6 解非线性方程 ……276
5.6.1 牛顿法解 $f(x)=0$ ……276
5.6.2 二次迭代法解 $f(x)=0$ ……277
5.6.3 数值最小化 ……277
5.7 蒙特卡罗模拟 ……278
5.8 傅里叶变换 ……280
5.8.1 积分傅里叶变换的例子 ……281
5.8.2 周期波形的傅里叶变换 ……285
5.8.3 周期采样时间函数的傅里叶变换 ……287

5.8.4 有效地使用混叠——采样示波器 …289
5.8.5 截尾时间函数的傅里叶变换 ……291
5.8.6 离散傅里叶变换 ……292
5.8.7 快速傅里叶变换 ……296
5.8.8 快速傅里叶变换函数和开窗术的应用 ……299
5.8.9 采样系统设计因数的总结 ……303
5.9 数字滤波器 ……304
5.9.1 有限冲激响应滤波器 ……305
5.9.2 无限冲激响应滤波器 ……305
5.9.3 用FIR和IIR滤波器进行离散傅里叶变换 ……306
5.10 控制技术 ……307
5.10.1 傅里叶控制 ……307
5.10.2 模拟控制 ……308
5.10.3 基于计算机的数字控制 ……308
5.10.4 开环系统响应 ……309
5.10.5 控制算法的性能标准 ……309
5.10.6 温度控制 ……311
5.10.7 开关控制 ……311
5.10.8 比例控制 ……312
5.10.9 比例积分微分控制 ……313
5.11 习题 ……313
5.12 参考阅读资料 ……329
实验练习20 模/数转换器和最小平方拟合 ……330
实验练习21 样本数据的快速傅里叶变换 ……333
实验练习22 语音的快速傅里叶变换 ……338
实验练习23 数字滤波 ……346
实验练习24 用傅里叶反卷积和数字滤波处理补偿问题 ……350
实验练习25 使用电阻加热器的模拟温度控制 ……356
实验练习26 使用计算机和电阻加热器的温度控制 ……360
实验练习27 使用计算机和热电热泵的温度控制 ……365
附录A 接地与屏蔽 ……370
附录B 实验中的不定度 ……373
附录C C语言编程技巧 ……375
附录D 数值方法与C函数 ……381
附录E 数据转换插卡DT3010 PCI简介 …411
附录F 用数字示波器记录波形 ……415
附录G 电的危险与安全 ……416
附录H 电阻与电容的标准值 ……420
附录I ASCII字符码 ……423
术语表 ……426

第1章
数字工具

1.1 概述

过去的几年里，微型计算机及其关联的模拟电路和数字电路的成本大幅下降，性能大大提高，而且使用更加简单。现在，花费相对较少的钱就可以购买一台微型计算机系统，这个系统可以接收数据、迅速分析数据并显示结果，或者控制一个过程。这要归功于集成电路技术的发展，大规模集成电路技术可以将数百万的晶体管、二极管、电阻、电容和导线集成在一片**集成电路芯片**（integrated circuit chip）上。

微型计算机（微机）通常包括以下一些标准配件：微处理器芯片及其关联电路、随机存取存储器芯片、软盘驱动器、硬盘驱动器、光盘驱动器、键盘、视频显示器、串行接口、打印机，以及诸如鼠标、跟踪球、操纵杆、写字板（bitpad）、触摸屏等的输入设备。然而，数据采集与过程控制需要一些附加构件，比如数字输入/输出（I/O）端口、模拟输入/输出（I/O）端口以及计数器/定时器。模拟输入端口包括模拟多路复用器（multiplexer）、采样与保持（S/H）放大器以及模拟－数字（A/D）转换器。模拟输出端口包括数字－模拟（D/A）转换器。

即使是仅需一块微处理器和少量附加电路的设计，如果在开发阶段使用微机上的资源，也是有很多好处的。这些资源包括程序代码编辑器和编译器、用于存储与处理程序代码和数据文件的操作系统，以及充足的随机存取存储器。

本章讨论若干数字接口概念，它们用在基于微型计算机的数据采集与过程控制系统（图1-1）中，包括并行和串行输入/输出端口、握手、以及数字计数器/定时器。第2章介绍模拟工具（放大器和滤波器）。第3章讨论数字-模拟转换、模拟-数字转换、以及采样。第4章介绍传感器和执行器。

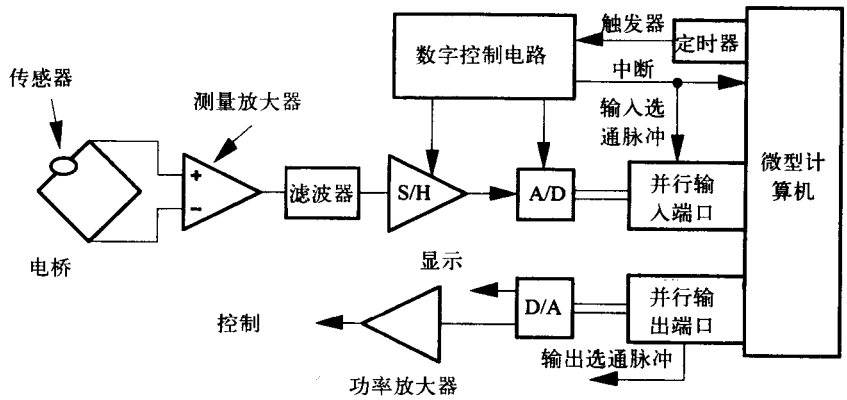


图1-1 连接了传感器和有关的模拟电路的微机系统，用于数据采集、数据分析以及过程控制

1.2 微型计算机

当构建一个用于数据采集与过程控制的系统时，**微型计算机**（microcomputer，微机）自身就是一个关键的构件（图1-2）。微机应小到可以安置在一张实验台（或桌面）上，而且还应包含下列构件：

1）**微处理器**（microprocessor）是一个集成电路，它从内存读取程序指令，然后根据程序指令决定所执行操作的顺序。微处理器通过地址总线、数据总线和若干控制线与内存和外围设备电路相连接。

微处理器的操作包括从内存读取数据和指令、执行计算、执行由计算结果决定的不同的指令、打印数据以及同类似硬盘这样的外围设备交换数据。不同的微处理器在速度和数据处理能力上有很大的差异。

2）**随机存取存储器**（Random-access memory，RAM)通常由高速半导体存储芯片组成，这些芯片用于存储和检索程序指令和数据。当微机外部的数据被直接读到RAM时，数据采集达到最高速度，因此，RAM的容量限制了能够被快速采集的数据量。

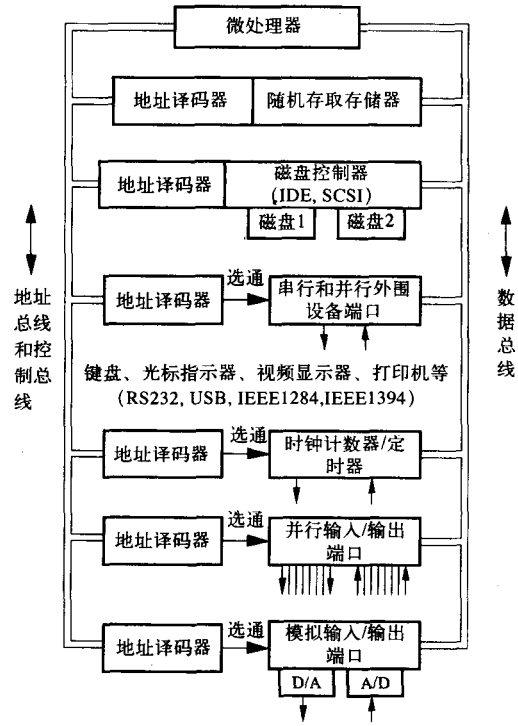


图1-2 微机由通过地址总线和数据总线与内存以及输入/输出设备通信的微处理器构成

3）键盘、视频显示器、打印机、鼠标、操纵杆和跟踪球等普通接口设备。有些系统提供语音输入和人工合成的语音输出。IEEE-1284接口标准包括：标准并行打印机（SPP）端口以及一些其他的增强功能。通用串行总线（USB）是键盘和光标指示器的现行标准。对于更高速的数据传输（例如外部硬件驱动器，数字便携式摄像机，HDTV），IEEE制定了IEEE-1394标准（也称为FireWire或i.Link）。

4）**磁盘存储器**（Magnetic disk memory）用于程序和数据的长期保存，由一个或多个表面涂磁的平面电路板组成。对于小的可移动软盘，磁盘容量从500KB到2MB不等；对于硬盘，磁盘容量从1GB到20GB或者更大。访问时间由数十毫秒（读/写头定位目标磁道）的固定延迟和每16位字1μs的典型传输时间组成。

5）**光盘存储器**（Optical disk memory）包含CD-ROM盘和DVD-ROM盘。CD-ROM（compact disk-read only memory，光盘只读存储器）和DVD-ROM（digital versatile disk，数字通用盘）驱动器使用光学存储和检索技术，该技术是为音乐制作行业和娱乐业开发的。CD-ROM的容量超过600MB，DVD-ROM的容量约为前者的十倍。CD-ROM和DVD-ROM的直径都是12cm。微机和工作站一般都配有一张CD-ROM，该张CD-ROM上通常包含系统软件和联机文档的备份副本，以代替众多的软盘和数千页的打印文档。CD-W（只写一次）和CD-RW（可重写）以及DVD-RAM（随机存取）技术允许将信息写到这些盘上。

6）操作系统允许用户操作程序和数据文件，还支持高级编程语言（FORTRAN、Pascal、

C、经过编译的BASIC等)。

7) **编译器**（compiler）的功能是将高级语言代码翻译成微处理器代码，微处理器代码能够：

a) 执行数值计算和条件转移。

b) 直接同数据采集与控制电路板或并行I/O端口进行通信（见下面）。

c) 读写磁盘文件。

编译器附加的功能包括：

- 所有的科学计算函数（例如sine, cosine, exp, log等）以及浮点数计算能力，这种计算能力能够处理很小和很大的数（例如，80位扩展精度能处理从 $\pm 10^{-4932}$ 到 $\pm 10^{+4932}$ 的数，并且处理结果的精度可以达到小数点后19位)。
- 在数据采集期间，为了获得更快的速度，用汇编代码写函数的能力（某些编译器允许汇编代码和更高级语言的代码混用)。
- 一个内置**编辑器**(editor)，它能显示引起编译错误的行号并允许立即纠正错误。
- 一条特殊命令，它能编译所有改动过的程序模块、连接所有必需的模块，进而运行编译连接后的程序。

8) 一个模拟输入/输出端口（也称为数据采集与过程控制电路)，这个端口应达到所要求的速度，还应具有足够多的A/D和D/A转换电路。

9) 如果缺少第8项，就得有一个足够快速的并行输入/输出端口。在这种情况下，就要设计和搭建一个数据采集电路，用于连接到并行输入/输出端口（如实验练习9中所示)。

10) 一个计数器/定时器，它能以1μs的典型精度值确定已消逝的时间，还能计算输入脉冲数，或者以1μs的典型精度值产生任意宽度和周期的输出脉冲。

微处理器通过地址总线、数据总线和若干控制线与微机的其他构件通信（图1-2)。**地址总线**（address bus）允许微处理器选择各个特定的构件。不论是RAM单元、I/O端口寄存器还是其他外围设备电路，每一个构件都被分配唯一的一个**地址**（address)。只要地址出现在地址总线上，**地址译码器**（address decoder）就产生一个**选通**（select）脉冲。例如，一片16M位容量的RAM芯片上有一个内部地址译码器，该内部地址译码器有24根输入线和1.6亿根选通线，可以寻址芯片上的每一位。**数据总线**（data bus）用于在微处理器和它的关联电路之间传送数据字。

注意 *在某些系统中，用一个特殊的控制位来区别内存单元和外部设备。而另一些系统则为外部设备保留了大块的内存地址空间。*

因为有众多设备连接到数据总线和地址总线上，而任一时刻只能有一个设备传送数据，所以使用控制线指示总线是否忙、设备是否请求使用总线、请求是否获准等等。这些细节超出了本书的范围，在此提及是为了概述微机的总体组织结构。

实验练习1是让读者熟悉特定的编辑器和编译器，它们在以后的实验中也要用到，这个实验同时也复习了二进制补码、十六进制、实数以及二进制数的整数转换等知识。

1.3 数字系统

1.3.1 二进制数的表示

我们可以用多种方式转换二进制数。表1-1给出了8位二进制编码的不同转换，分别转换为

无符号十进制数、十六进制数、格雷码和二进制补码。16位和32位的二进制数的转换也类似。

表1-1 8位二进制数的译码

二进制	无符号十进制	十六进制	格雷码	二进制补码
0000 0000	0	00	0	0
0000 0001	1	01	1	1
0000 0010	2	02	3	2
0000 0011	3	03	2	3
0000 0100	4	04	7	4
0000 0101	5	05	6	5
0000 0110	6	06	4	6
0000 0111	7	07	5	7
0000 1000	8	08	15	8
0000 1001	9	09	14	9
0000 1010	10	0A	12	10
0000 1011	11	0B	13	11
0000 1100	12	0C	8	12
0000 1101	13	0D	9	13
0000 1110	14	0E	11	14
0000 1111	15	0F	10	15
0001 0000	16	10	31	16
…	…	…	…	…
0111 1110	126	7E	65	126
0111 1111	127	7F	64	127
1000 0000	128	80	192	−128
1000 0001	129	81	193	−127
…	…	…	…	…
1111 1110	254	FE	129	−2
1111 1111	255	FF	128	−1

A/D转换器和计数器/定时器产生的二进制数被转换为无符号数。二进制数序列从所有位=0到所有位=1连续分布，而且最左边的位是**最高有效位**（Most Significant Bit，MSB）。

角度编码器和位置编码器通常产生格雷码，格雷码从所有位=0到所有位=1，但是，二进制数序列不是连续的，因为格雷码有特殊的性质，即从一个数增大到下一个数，仅一个位的状态发生变化。格雷码将在下一小节详细讨论。

还可以用**十六进制**（hexadecimal）数（基数16）转换二进制数，这种转换也是有效的。注意，一个8位字节可以表示为2个十六进制数。八进制（基数8）较少使用。

二进制数也能被转换为带符号的数，即包括负数（<0）、0和正数（>0）。有些计算机使用带符号的二进制数，使用最左边的位表示符号。虽然它更接近于对数字的书面表示，但由于要处理符号位，算术运算需要更长的时间，所以这种带符号的二进制数在计算机中很少使用。

为了更有效地处理负数和正数，大部分微机采用**二进制补码表示**（2's complement representation）。在二进制补码中，通过求反一个数的所有位，然后加一，来改变该数的符号。这种运算被称为**求补运算**（2's complement operation）。使用这种运算，a−b可以转变为a加上b的二进制补码。对于8位的二进制数，2表示为0000 0010（十六进制的02），而−2表示为

1111 1110（十六进制的FE）。例如，在二进制补码运算中5－2＝3是：

5 0000 0101 做简单的加法，但是忽略最高位的进位

−2 1111 1110

3 0000 0011

注意，在二进制补码中，正数的MSB = 0，而负数的MSB = 1。

重要提醒：符号扩展

正如实验练习1所证实，如果一个数的最高有效位（MSB）是0，则它从8位到16位或从16位到32位的转换都是正常的，转换结果如我们所料。然而，如果一个数的MSB是1，而且也要将其转换为位数更长的数，则位数更长的数左边的附加位全部用1填充（符号扩展）。只有这样，转换后的二进制补码值才与转换前的相同。例如，从字符型转换到整型时，35变成0035，而8A变成FF8A。因此，如果以8位的字长从一个计数器/定时器或A/D转换器读出无符号数，那么在将其扩展成16位或32位的数之前必须有些预防措施。有两种方法：

1) 用零屏蔽数的左半边（见附录C）。

2) 声明所有相关变量的类型为“无符号型”。

表1-2给出了微机中常见的内部数据类型。在实验练习1中也有相关的数据类型练习。每一个程序变量都被声明为这些类型中的一个。浮点型、双精度型和扩展型的指数位数分别是8位、11位和15位，精确度分别是23位、52位和63位，小数位数分别是7位、15位和19位。

表1-2 典型变量类型、存储大小和数值范围

类 型	位 长	小数位数	范 围
字符型	8		−128～+127
无符号字符型①	8		0～255
短整型	16		−32 768～+32 767
无符号整型	16		0～65 535
整型和长整型	32		−2 147 483 648～2 147 483 647
无符号长整型①	32		0～4 294 967 295
浮点型	32	7	$\pm 1.2\times10^{-38}$～$\pm 3.4\times10^{+38}$
双精度型	64	14	$\pm 2.3\times10^{-308}$～$\pm 1.7\times10^{+308}$
扩展型①	80	19	$\pm 1.7\times10^{-4932}$～$\pm 1.1\times10^{+4932}$

① 美国国家标准协会的C的标准，但是在所有C或Pascal的编译器中都没有定义。

1.3.2 格雷码

格雷码（Gray code）被广泛用于诸如数字位置编码器这样的外部设备，因为在格雷码中任何数转变为其相邻的下一个数仅涉及一个位的变化（表1-3）。如果使用二进制编码，当多于一位发生改变时就可能产生错误值，因为不能保证所有位同时从一个值改变到对应的下一个值。

图1-3给出了两个异或电路，其中一个将一个数的二进制编码转换为格雷码，另一个则将一个数的格雷码转换为二进制编码。如果需要复习与、或和异或逻辑电路的知识，可以先看下一节。从图1-3的左图中可以注意到，直到知道位2的值后才能确定位1，而且直到知道位3

的值后才能确定位2，等等。因此，只有在N个门电路传导时间之后输出才有效。通过连接所有输入位到一个或门电路，我们得到一个“数据有效”信号，而这个信号被用作脉冲发生器的输入。在脉冲的下降边沿读取输出。还有另一种转换方法，就是用计算机内存中或者只读存储器中的查找表来实现格雷码和二进制编码之间的转换。

表1-3 二进制编码和格雷码以及它们的十进制对应值

十进制	二进制	格雷码	十进制	二进制	格雷码
0	00000	00000	16	10000	11000
1	00001	00001	17	10001	11001
2	00010	00011	18	10010	11011
3	00011	00010	19	10011	11010
4	00100	00110	20	10100	11110
5	00101	00111	21	10101	11111
6	00110	00101	22	10110	11101
7	00111	00100	23	10111	11100
8	01000	01100	24	11000	10100
9	01001	01101	25	11001	10101
10	01010	01111	26	11010	10111
11	01011	01110	27	11011	10110
12	01100	01010	28	11100	10010
13	01101	01011	29	11101	10011
14	01110	01001	30	11110	10001
15	01111	01000	31	11111	10000

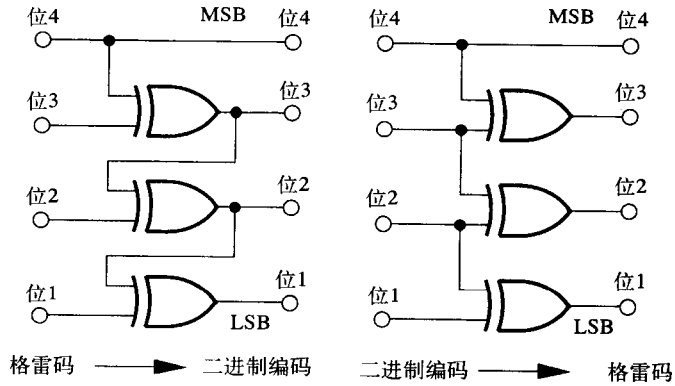


图1-3 用于格雷码和二进制编码相互转换的电路。图中给出了4个数据位的情形。图中显示的逻辑元件执行异或功能，仅当两个输入端的逻辑状态不同时，输出的逻辑状态才为1

1.4 数字构件

本节介绍一些基本构件。这些基本构件用于连接到多路输出总线，采样并存储在某一特定时刻的逻辑状态，产生脉冲，或者对逻辑状态进行逻辑测试（AND、OR等）。表1-4列出两个最常用的逻辑电路系列——TTL(transistor-transistor logic,晶体管-晶体管逻辑电路)和

ECL(emitter-coupled logic, 发射极耦合逻辑电路)——的外部电压范围。

注意1 考虑到电压沿着导线下降，对输出的要求比对输入的要求更加严格。

注意2 对于TTL和ECL，逻辑1通常比逻辑0有更高的电势。

表1-4 TTL和ECL电路系列的逻辑电压范围

	TTL(V)	ECL(V)
电源	0, +5(±5%)	0, −5.2(−5%)
允许的"0"输入范围	−0.5～+0.8	−5.0～−1.4
模糊的输入范围	+0.8～+2.0	−1.4～−1.1
允许的"1"输入范围	+2.0～+5.5	−1.1～+0.0
标称逻辑"0"输出	+0.2	−1.75
标称逻辑"1"输出	+3.2	−0.90
允许的"0"输出范围	+0.0～+0.4	−1.85～−1.65
模糊的输出范围	+0.4～+2.4	−1.65～−0.96
允许的"1"输出范围	+2.4～+5.0	−0.96～−0.81
典型脉冲上升时间（10%～90%）	10ns[1]	1.5ns[2]

① 低功率肖特基变成电路TTL。

② ECL 10 000。

1.4.1 三态缓冲器

三态缓冲器（Tri-state buffer）有三种输出状态：高电平、低电平和高阻抗。在高阻抗状态，输出既不加载也不驱动任何连接到它的电路。三态缓冲器有普通的输入端，也有一个附加的允许（使能）输入端，允许（使能）输入决定输出是跟随输入还是进入高阻抗状态。当几个不同的输出必须被连接以形成一个通用总线时，三态缓冲器为关键元件。电路简图见图1-4，图1-5是典型时序图，表1-5为功能表。

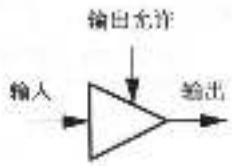


图1-4 三态缓冲器（见表1-5功能表和图1-5典型时序图）

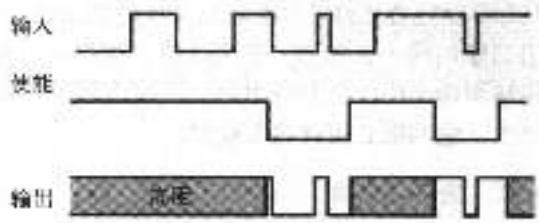


图1-5 三态缓冲器典型时序图（见表1-5 功能表）

表1-5 三态缓冲器功能表

输入	输出使能	三态输出
H	L	H
L	L	L
X[1]	H	高阻

① X=任意值。

1.4.2 边缘触发式D型触发器

并行输出端口中的基本元件是边缘触发式D型触发器（D-type flip-flop），边缘触发式D型触发器稍微不同于简单触发器。简单触发器能在两种逻辑状态之间转换，边缘触发式D型触发器有两个输入，一个数据输入（D）和一个时钟输入（C）（图1-6），当时钟（C）从低电平跳变到高电平时，输出（Q）被设置为输入（D）的逻辑状态。在其他时候，即使D改变，Q的状态都不变。见表1-6功能表和图1-7典型时序图。

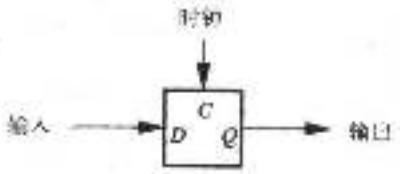


图1-6 边缘触发式D型触发器（见表1-6功能表和图1-7典型时序图）

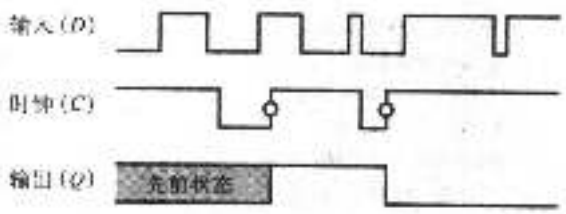


图1-7 边缘触发式D型触发器典型时序图（见表1-6功能表）

表1-6 边缘触发式D型触发器功能表

数据 D	时钟 C	触发器输出Q
H	↑②	H
L	↑	L
X①	H或↑③或L	先前状态

① X=任意值。
② ↑=电平从低到高跳变的边沿。
③ ↓=电平从高到低跳变的边沿。

通常，触发器的输出带有三态缓冲器（见图1-4和1-5），以便能够将几个输出连接在一起。74LS374三态八D型边缘触发式触发器就是一个实例。当“输出允许”选通时，Q的状态就输出到输出线上。而当“输出允许”关闭时，输出则为高阻状态，高阻状态既不驱动也不加载连接到输出的任何其他电路。只要有两个或更多的输出连接到一根被称为总线（bus）的公共线上，它们都必须有三态输出。

1.4.3 透明锁存器

除了在锁存器允许选通的整个时间里，锁存器的输出等于其输入之外，透明锁存器（图1-8）与边缘触发式D型触发器相似，见表1-7功能表和图1-9典型时序图。

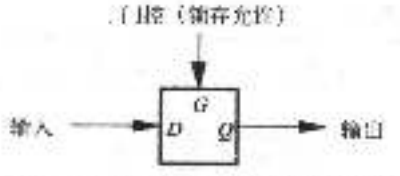


图1-8 透明锁存器（见图1-9典型时序图和表1-7功能表）

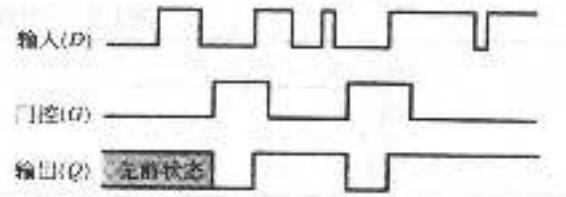


图1-9 透明锁存器典型时序图

表1-7 透明锁存器功能表

数 据 D	门 控 G	锁存输出Q
H	H	H
L	H	L
X①	L	先前状态

① X=任意值。

通常，锁存器的输出带有三态缓冲器（见图1-4和1-5），以便能够将几个输出连接在一起。74LS373三态8位D型透明锁存器就是一个实例。

1.4.4 单稳态触发器

单稳态触发器产生固定宽度的输出脉冲，而脉冲宽度取决于外部电阻R的值和外部电容C的值。图1-10给出了74LS123可重复触发单稳态触发器及其外部构件，而表1-8给出了功能表。可以使用公式：

$$W = 0.37R\,(C + 22\ \text{pF})$$

估算脉冲宽度W。

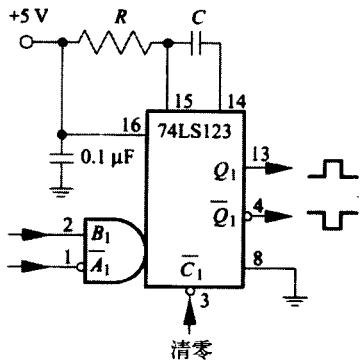


图1-10 74LS123 可重复触发单稳态触发器。脉冲宽度取决于外部电阻值和外部电容值

由于构件不同，不同的单稳态触发器的实际脉冲宽度通常会相差20%。为产生更为精确的脉冲宽度，通常使用一个变阻器，一边观察示波器上显示的脉冲，一边调节变阻器。

表1-8 74LS123可重复触发单稳态触发器功能表

清 零 C	输 入 A	输 入 B	输 出 Q	输 出 $\overline{Q}$
L	X	X	L	H
X①	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	⎍	⎎
H	↓③	H	⎍	⎎
↑②	L	H	⎍	⎎

① X=任意值。

② ↑= 电平从低到高跳变。

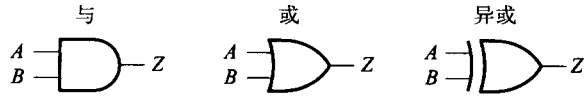
③ ↓= 电平从高到低跳变。

可重复触发单稳态触发器具有这样的特性，即当一个输出脉冲正在输出时，如果又接收到一个新的触发脉冲，则从那个时刻起输出脉冲再维持一个脉冲宽度W。非重复触发单稳态触发器正在输出脉冲时将忽略新输入的触发脉冲。

1.4.5 与门、或门和异或门

集成电路可以很方便地用来执行标准逻辑运算，比如与运算、或运算和异或运算（图1-11）。（或也称为“包含或”，以区别“排他或”，即异或）。与门电路用于检测两个输入逻辑

电平是否都为高，或门电路用于检测两个输入逻辑电平中是否有一个为高，异或电路用于检测两个输入逻辑电平是否不同。当输出端有一个小圆圈时，表示输出被求反（$\overline{Z}$而不是Z），这时该器件被称为**与非**（NAND）门或者**或非**(NOR)门。



输入		输出
A	B	Z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

输入		输出
A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

输入		输出
A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

图1-11 与门、或门、异或门

1.4.6 置位/复位锁存器

这种电路有两个数字输入，它们决定输出被置位或者复位。TTL74LS279 包含四个置位/复位锁存器(Set/reset latch)，每个置位/复位锁存器的功能表如表1-9所示。置位/复位锁存器用于转换脉冲为稳定的逻辑电平。特别地，如果两个输入初始都是H(输入均为无效电平)，在$\overline{S}$上的L脉冲将置位Q为H，而$\overline{R}$上的L脉冲将复位Q为L。

表1-9 74LS279四置位/复位锁存器功能表

输 入 $\overline{S}$	输 入 $\overline{R}$	输 出 $\overline{Q}$
L	L	H①
L	H	H
H	L	L
H	H	先前值

① 当两个输入都被复位为L时，输出可能无法持续为高电平。

1.5 数字计数器/定时器

数字计数器/定时器（Digital counters/timers）是一个特制的电路，它能够计算在任意时间段内产生的脉冲数目，能通过计数时钟脉冲来测量时间，或者能产生时间间隔均匀的脉冲。通常，当一个程序正在执行时，微机必须执行其他任务，这使得程序不可能保持对绝对时间的跟踪。况且，程序执行速度取决于所使用的特定计算机的时钟频率。于是人们研制出各种集成电路芯片，当微机忙于其他任务（甚至关机时），用它们来记录时间（甚至日期）。例如，大多数微机有电池供电的电路，这个电路保持最新的日期和时间（精确到秒），并使用此时间信息来记录磁盘文件的创建时间和修改时间。对于需要进行周期性采样的数据采集系统，则需要更精确的专用时钟电路，这个电路能被程序读取或者能产生一系列时间间隔均匀的外部脉冲。实验练习2是关于硬件计数器/定时器用途的实验，在这个实验中，使用硬件计数器/定时器来测量人的反应时间。1.5.1节到1.5.3节介绍了数字计数器/定时器电路的典型应用，以及

两种常用的数字定时器芯片：8253和9513。

1.5.1 数字计数器/定时器的应用

测量脉冲宽度

设置计数器初始值为0，在门控信号GATE开启后，计数器累加时钟脉冲的个数。被测量脉冲宽度的脉冲又用作门脉冲。被测量的脉冲宽度由$T_W = N/f_C$给出，其中N是计数器的终值，而f_C是时钟频率。

测量两个事件之间的时间差

第一个事件置位一个逻辑电平，而第二个事件复位逻辑电平。使用刚才介绍的方法测量所得到的脉冲的脉冲宽度。一个众所周知的应用是奥林匹克运动会上赛跑项目的计时精度达到1ms。

产生一个脉冲宽度精确的脉冲

对计数器设定一个初值N，并且每时钟脉冲将N减1。计数期间输出为高，N值递减到零后输出为低。由$T_W = N/f_C$给出脉冲宽度，其中f_C是时钟频率。

测量平均脉冲频率

使用刚才介绍的方法，可以用一个计数器来产生一个脉冲宽度精确的脉冲。当第一个计数器的输出开启了第二个计数器的门控信号后，第二个计数器开始累计脉冲的个数。如果脉冲宽度是T_W而在第二个计数器中的计数值是M，则平均脉冲频率由$f_p = M/T_W$给出。

产生时间间隔均匀的脉冲

对计数器设定一个初值N，并且将计数器的工作方式设置成为：每时钟脉冲将N减1。当计数器的初值N递减为零时，计数器就产生一个外部脉冲，接着从一个加载寄存器重新装入数N，然后重新开始计数。由此得到的脉冲频率由$f_p = f_{clock}/N$给出。

1.5.2 8253可编程定时器

这个集成电路芯片（由英特尔和其他公司制造）有三个16位的递减计数器，这些计数器能够计数时钟脉冲，也可以在程序控制下被读和写。这个芯片具有若干功能，使得它既可以用作脉冲发生器，也可以用作数字单稳态触发器，或者是数字方波发生器。可以通过写控制寄存器来选择这些功能。在1MHz的典型时钟速率下，有两个问题：

1) 直接读一个迅速变化中的累加器（accumulator）是不可能的，因此，就有必要把累加器的值锁存到缓冲（暂时存储）寄存器中。当锁存指令发出时，芯片上的电路传送特定计数器的内容到一个缓冲寄存器，稍后就可以读取这个缓冲寄存器的内容。如果计数器的值是在变化之中，电路在进行锁存之前必须等待，直到计数器的值变成稳定的。注意，读指令读取的是缓冲寄存器（不是计数器自身）的内容，而且，所读取的值，是锁存指令发出瞬间计数器的值，而不是读指令发出时刻计数器的值（图1-12）。

2) 一个16位的累加器将在16ms或更短的时间里溢出（overflow），为了计数更长的周期，就必须将两个累加器依次硬连线（hardwire）。因为两个累加器必须分别由不同的指令锁存，所以，当两个累加器中较快的一个通过零时，一种多义性出现。这个芯片没有相关的电路来

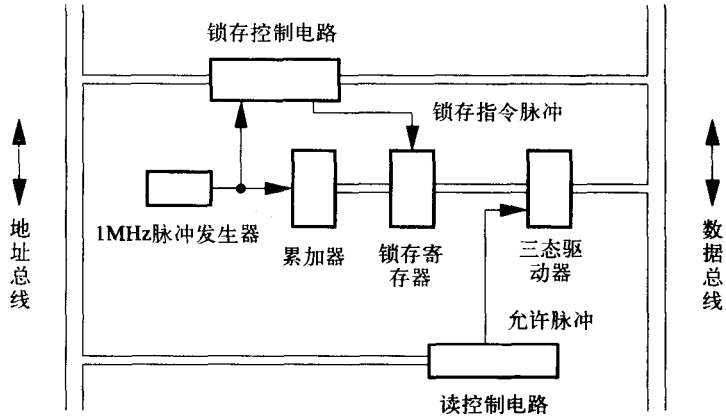


图1-12 对1MHz脉冲进行累加、在计算机控制下传送一个有效的累加器值到一个锁存器以及读锁存器值到内存的电路

处理这个问题，而最简单的解决办法是重读较慢的那个累加器（见下面关于级联计数器/定时器芯片的重要提醒）。

初始化、装入、锁存和读数据的顺序如图1-13所示。

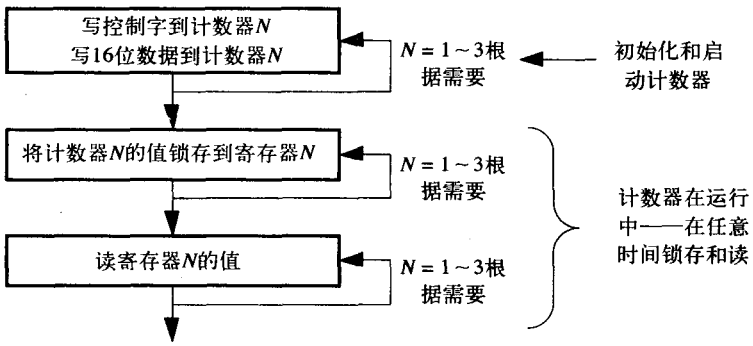


图1-13 初始化、装入、锁存和读8253计数器/定时器的操作顺序

1.5.3 AM9513系统定时控制器

这个集成电路芯片（由Advanced Micro Devices公司生产）比8253有更多的特点，而且要求更多的程序步骤来对其初始化（图1-14）。它有五个独立的16位计数器、一个1MHz时钟和若干内置的子计数器，这些子计数器可以用来做除*N*计数，从而得到更慢的输出速率和更长的输出时间范围。

在程序控制下，任一计数器的输入可以连接到任一子计数器，也可以连接到另一个计数器的溢出输出，或者连接到一条外部输入线。类似地，任一计数器的溢出输出可以连接到另一个计数器的输入，也可以连接到一条外部输出线。

用单条指令就能够同时锁存这五个计数器的任意一种组合。然而，当级联两个或更多的计数器时，前面提到的多义性问题仍然存在（虽然出现的频率较低），因此，仍然要求重读较慢的那个计数器。这个间隔定时器（interval timer）被用在Metra Byte公司的并行I/O板和美国国家仪器公司（National Instrument，NI）的模拟数据采集板（以及一些其他的电

路板)。

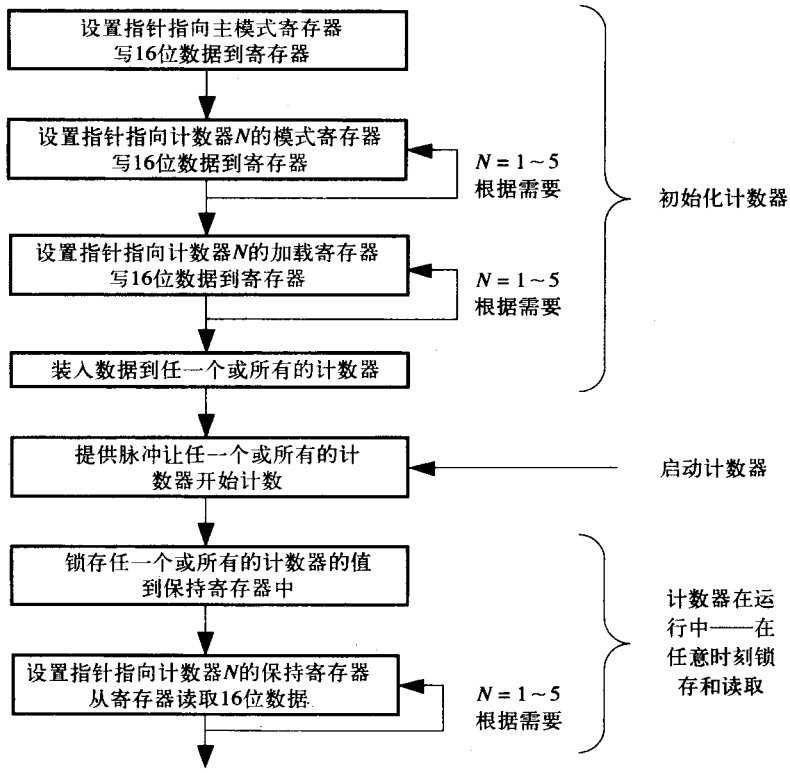


图1-14 初始化、装入、锁存和读9513计数器/定时器的操作顺序。这些计数器在任意时刻都可以重复锁存和读取

重要提醒：级联计数器/定时器芯片

当级联两个计数器/定时器芯片时，变化较快的计数器（比方说，计数器1）从系统时钟接收输入脉冲，并且计数器的值一直增加到FFFF(对于一个16位计数器)。当它转变为0000，就传送一个进位脉冲给变化较慢的计数器（计数器2，见图1-15），使其值增1。

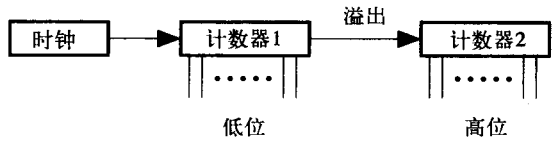


图1-15 由一个时钟和两个级联的计数器组成的定时器

然而，不能完全保证这两个事件——计数器1的归零和计数器的增1——会同时发生，所以偶尔会读出错误的计时信息。例如，假定某一时刻从计数器2读出A73D，从计数器1读出FFFF(表1-10)。在计数器1接收它的下一个时钟脉冲后，我们希望计数器2和计数器1同时发生变化，所读取的值应是A73E 0000，但是，如果一个计数器变化在另一个之前，而且我们又在这个非常短暂的时间里锁存计数器，那我们将得到A73E FFFF或A73D 0000。两个读数的误差

都将超过65 000次计数！况且，即使它们能够同时发生变化，同时锁存两个不同的计数器电路的输出也是不可能的。

表1-10 级联计数器的正确值和错误值

	计数器1	计数器2
正确：计数器	FFFF	A73D
1和计数器2同时增1(理想的计时)	0000	A73E
不正确：计数器	FFFF	A73D
1比计数器2先增1（少65 536次，太慢）	0000	A73D
	0000	A73E
不正确：计数器2比计数器1先增1（多65 536	FFFF	A73D
次，太快）	FFFF	A73E
	0000	A73E

解决这个问题的一般方法是采用下列的步骤：

1) 锁存并读取两个计数器。

2) 如果计数器1“接近”0000，返回步骤1)。

计数器1的这种“接近”状态是由计数器1的某一个数值范围确定的，在这个数值范围期间计数器2可能将要改变。

对于9513，计数器采用1MHz时钟频率的自增模式，并且“同时发生”计数器锁存。计数器1的增1最多会比由其溢出脉冲导致的计数器2增1提前2μs的时间。在这种情况下，步骤2) 中的接近状态是指“如果计数器1 < 2”。

对于8253，计数器采用1MHz时钟频率的自减模式，并且计数器的锁存是由不同的程序语句来完成的，而不同程序语句间的时间间隔通常是20μs，所以计数器1可能会刚刚好在计数器2之前锁存。于是，步骤2) 中的一个可靠的接近状态应为“如果计数器1>FF00”。

1.6 并行和串行输入/输出端口

并行输入/输出（I/O）端口(parallel input/output(I/O) port)允许微机与外部数字世界中的逻辑电平直接通信，它使用微处理器的地址总线和数据总线处理大部分的控制和同步问题。最方便使用的是并行输入/输出的双向端口，它的双向端口有各自独立的输入线和输出线，从而简化了与外部设备的连接。因为并行（同时）传送数据的所有位，所以并行端口通常比串行端口快。实验练习3涉及使用一个并行端口读开关状态和写信息到指示灯。此外，A/D和D/A转换器通常处理并行数字信息，并且可以直接连接到并行I/O端口，如实验练习8和9中所演示。

并行I/O端口通常包括下列可寻址的内部寄存器：

1) **数据寄存器**（data register）。数据寄存器用于保存输入数据，直到程序读取数据，在向外部电路输出数据时，还可以用于保存输出数据。

2) **控制寄存器**（control register）。控制寄存器允许程序写1或0去控制端口的工作模式，或者控制外部线路的逻辑状态。这些外部线路通常用于通知外部电路当前程序：i) 有新的输出，ii) 已经读取新输入，iii) 准备接收新输入。

3) **状态寄存器**（status register）。程序通过读取状态寄存器的内容，来确定数据寄存器的状态或外部线路的逻辑状态。如果一个外部电路：i) 已经声明并锁存新数据到输入端口上

(准备好由程序来读)，ii) 已经读取输出端口的内容，iii) 从输出端口读新数据的准备已就绪。相关的各个状态位将被置位。

一些商用并行I/O端口只有数据寄存器而没有握手寄存器，但是，可以分配一些数据位，用于程序与外部电路之间通信。这将在下面关于并行输入输出的握手章节中描述。

大部分并行I/O端口既有输入数据线也有输出数据线，并且它们的功能不能改动（双向端口），而其余的并行I/O端口允许一个数据位既可以是输入也可以是输出，并由一个特殊控制寄存器的值来具体指出是输入还是输出。

串行输入/输出端口（serial I/O port）也有用于建立通信协议的地址，并且可以仅使用一根输入线和一根输出线及时地串行传送数据。串行端口优于并行端口的地方是现有的电路(特别是电话线）能长距离传输串行数据，甚至可以将数据传到其他洲。用于连接到附近外围设备的老式RS232串行端口，正在被速度更快的USB端口和IEEE1394串行端口代替（更多详细内容见1.9节)。

1.6.1 握手

握手（handshaking，也称信号交换）由一组通信过程构成，这组通信过程用于确保发送方和接收方都对数据传输准备就绪。即当数据准备就绪时，发送方通知接收方；或者是取走数据后，接收方通知发送方。

仅仅当数据的所有位都稳定时，并行数据才能被正确读出。握手是必需的，因为当新的数据准备就绪并且稳定时，发送方才发信号给接收方，而这种信号的发送就是一种握手。

下面的步骤，描述了一种握手的实现方法。该方法除了使用数据线之外，还使用了两根握手线——“接收数据准备好”和“数据有效”。这种方法可以用于计算机与外部电路之间任一方向上的数据传输。在数据传输期间，“接收数据准备好”和“数据有效”均为假。

1) 当接收方准备好接收新数据时，它置位“接收数据准备好”为真。

2) 发送方检测到“接收数据准备好”为真。

3) a) 如果是接收方发起数据传输，发送方将在步骤2) 之后尽快确定所要求的数据（“确定”意味在数据线上设置对应于数据0和1的电压)。

b) 如果是发送方发起数据传输，发送方可以在步骤2) 之后的任何时间确定要发送的数据。

4) 数据线上的电压稳定之后，发送方置位“数据有效”为真。(在置位“数据准备好”为真之前数据必须是有效的)。

5) 接收方检测到“数据有效”为真并读数据。

6) 接收方置位“接收数据准备好”为假。(此时接收方因为需要处理刚读到的数据，所以它尚未准备好接收新数据。)

7) 发送方检测到“接收数据准备好”为假，它就置位“数据有效”为假（此时发送方无须确定数据)。

当一系列的数据值必须可靠地传输，而接收方或发送方的响应时间无法预知，或在无法预知的时间传输数据（异步通信）时，传输串行数据和并行数据之前都需要握手。

当发送方连续地产生数据（例如温度测量)，并且接收方能够容错由于比特位值的改变所引起的偶然错误值，则握手一般是不必要的。为了避免由于比特位值的改变所引起的偶然错误值，数字位置编码器（见第4章）使用格雷码，因为格雷码的特性是：相邻数值之间只有一

个比特位值是不同的（见表1-1）。

设计技巧

如果一个电路在一个短暂的时间段内确定数字数据，并且计算机不能迅速地读取该数据：

1) 连接电路的每一根输出线到一个透明锁存器。

2) 当电路有数据时，它可以将数据存储在锁存器，直到计算机读取数据。

3) 握手是需要的，以便外部电路能够通知程序新数据已经准备好，并且程序也能通知外部电路数据已经被取走。

1.6.2 并行输出端口

并行输出端口（parallel output port）从计算机内存读一个数，并将该数的位组合模式转换为计算机外部导线上的逻辑电平。它可能还包含附加的控制线和状态寄存器，这是为了：i) 外部电路能告诉计算机程序：它准备好了接收输出数据；ii) 计算机程序能告诉外部电路：它的内部寄存器里有数据；iii) 外部电路能告诉计算机程序：它已经取走输出数据了。

并行输出端口中的基本元件是**寄存器**（register），它是一个能够根据不同指令执行数字数据的采样、存储和输出的电路。这个电路通常是由一组输出接三态驱动器的边缘触发式D型触发器来实现，这些元件在本章前面已经介绍过（图1-4和1-6）。这个电路有八个数据输入（*D*）、一个时钟输入（*C*）和一个输出允许输入（图1-16）。

仅当时钟（*C*）从低到高跳变时，输出（*Q*）才等于输入（*D*）。在所有其他时间，*Q*的状态都不改变（即使*D*发生变化）。当“输出允许”线为低电平时，*Q*的状态被输出到输出线上。当“输出允许”线为高电平时，输出处于高阻状态，即不驱动也不加载任何连接到输出的电路。每当两个或更多的输出连接到称为**总线**（bus）的公用线时，它们必须都有三态输出。见图1-17典型时序图。

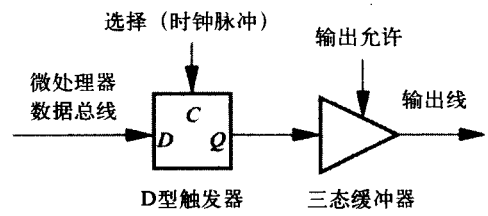


图1-16 边缘触发式D型触发器用作微机输出。程序写指令提供选择脉冲，外部电路提供输出允许

并行输出端口由一组寄存器组成，这些寄存器能被寻址，而且在程序的控制下还能够从内存读数到这些寄存器中（图1-18）。由图1-16所示的电路控制每一个数据位。每当输出允许为低电平时，寄存器的内容就被输出到外部输出线上。

几乎所有为IBM PC机（以及兼容微机）编写的C编译器，都提供了8位字节和16位字节的输出语句。例如，在Turbo C编译器（宝兰公司）中，语句“outportb(a,d)；”表示写一个字节数据“d”到地址为“a”的并行输出端口。这个函数从内存读一个字节d，将它写到地址为a的并行输出端口，端口锁存数据到它的内部寄存器，具体步骤如下：

1) 该函数从内存读取地址a和字节d。

2) 该函数写a 到地址总线并写d到数据总线。

3) 并行输出端口认出它的地址，读数据总线上的字节，并把数据锁存到它的内部寄存器（通常是D型触发器）上。

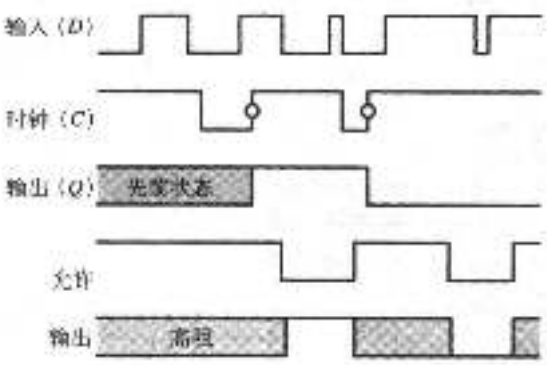


图1-17 如图1-16所示的边缘触发式D型触发器的典型时序图。仅当时钟C从低到高跳变时，输出Q等于数据D。当输出允许为低电平时，在输出线上输出Q

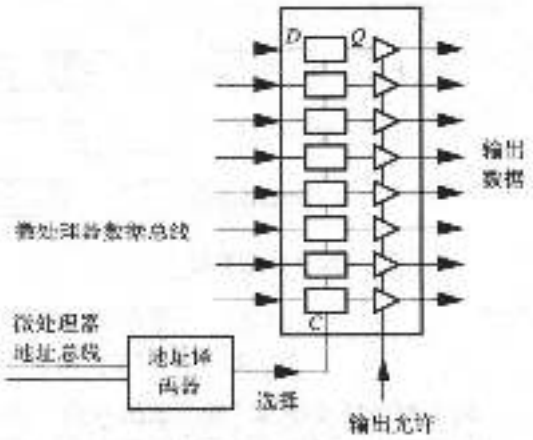


图1-18 使用一个八边缘触发式D型触发器、一个地址译码器和一个三态输出缓冲器的并行输出端口。当端口被微处理器寻址时，内存中的数据就传送到寄存器，并且在三态缓冲器的输入端口的数据一直有效，直到新数据被写入。每当外部电路提供一个输出允许，数据就输出到输出线上

当输出允许线为低电平时，数据就被输出到外部电路。如果将输出允许线总置为低电平（它的电平高低取决于电路），输出端口就工作在“透明”模式，于是，写一个字节到端口，数据就立即出现在输出线上，并且直到写入新的字节数据才改变。

在并行输出端口的握手中，计算机是发送方，而外部电路是接收方。对于单个并行输出端口的握手，常常将输出使能设置为有效，所以，三态驱动器总是处于透明模式。一开始设置“输出数据有效”=假，“接收输出数据准备好”=真，握手的步骤如下（见图1-19控制流和数据流的编号顺序，图1-20时序图）。



图1-19 一个并行输出端口和单个外部电路之间的握手。文中介绍了数字编号所代表的步骤内容

1) 当外部电路准备好接收新数据，它置位“接收输出数据准备好”为真。

2) 程序一直等待，直到“接收输出数据准备好”变为真为止。

3) 程序写数据到输出端口。

4) 程序置位“输出数据有效”为真。（大部分情况下，执行本步骤导致的时间延迟是足够长的，足以让步骤3) 中所写的数据稳定下来。）

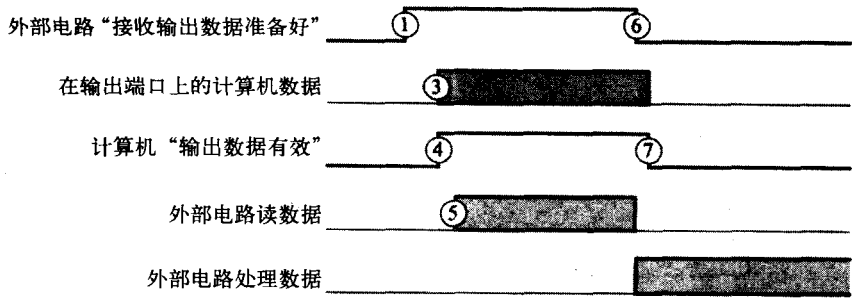


图1-20 一个并行输出端口和单个外部电路之间握手的时序图。文中介绍了数字编号所代表的步骤内容

5) 外部电路检测到“输出数据有效”为真并读数据。

6) 外部电路置位“接收输出数据准备好”为假，并开始处理数据。

7) 计算机一直等待，直到“接收输出数据准备好”变成假为止，然后它就置位“输出数据有效”为假。(直到这一步之后，计算机才能写新数据到输出端口。)

如果是计算机发起数据传输，步骤1) 和步骤2) 可以发生在步骤3) 之前的任何时间。如果是外部电路发起数据传输，计算机在执行步骤2) 之后应尽快执行步骤3) 。

总之，输出端口通过写“输出数据有效”控制寄存器，发出新数据准备就绪的信号，而且端口必须维持输出线上的数据，直到外部电路通过置位“输出数据已被取”状态寄存器，返回信号为止。

注意，很多商用并行输出端口并不提供握手。对于这些端口，通过指定一根输入数据线携带“输出数据有效”信号，和一根输出数据线携带“输出数据已被取”信号，来完成握手。这种方法必然会减少数据传输线的数量。

如果计算机的作用只是连续不断地提供最新数值给单个外部电路（例如在控制应用中），则不需要握手，省略步骤1) 、2) 和5) ，数据传输过程减少为下列步骤：

3) 程序在某一时刻写新数据到输出端口的内部寄存器，而新数据立即出现在输出线上。

4) 外部电路根据需要读新数据。

外部输出总线（external output bus）通过使用一条公共数据总线，允许单个输出端口可以有选择地连接到若干设备（图1-21）。

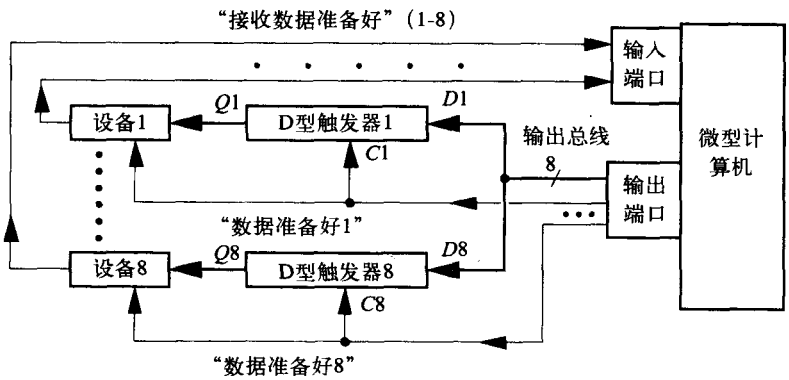


图1-21 用于一个发送方、多个接收方的外部输出总线。输出允许线控制三态驱动器，三态驱动器的输出是端口输出线。外部电路一次仅允许一个输出，其他输出保持在高阻状态

对于这个系统，操手步骤是：

1) 计算机置位8根“数据有效”线（即选择线）全部为假。

2) 计算机检测到设备n（我们想写的那一个）“接收数据准备好”为真。

3) 计算机写数据位到所有三态驱动器的输入。

4) 计算机置位“数据有效”线（即选择线）n为真（或计算机置位“数据有效”为真而设备选择一个八三态驱动器）。

5) 设备n检测到它的“数据有效”为真，读数据并且置位它的“接收数据准备好”为假。

6) 计算机检测到“接收数据准备好”为假，置位“数据有效”线（即选择线）为假。

7) 设备n处理完刚接收到的数据后，置位它的“接收数据准备好”为真。

1.6.3 并行输入端口

并行输入端口（parallel input port）将计算机外部的逻辑电平转换为计算机内存中的一个数。并行输入端口可能还包含附加的控制线和状态寄存器，这是为了：i) 计算机程序能通知外部电路：它准备好了接收数据；ii) 外部电路通知计算机程序：它已经将数据写到了端口的内部寄存器里；iii) 计算机程序能通知外部电路：它已经取走输入数据了。

和输出端口一样，并行输入端口中的基本元件也是寄存器，它是一个能够根据不同指令执行数字数据的采样、存储和输出的电路。正如前面章节所述，这个电路通常是由一个输出接三态驱动器的边缘触发式D型触发器来实现（见图1-22）。外部设备在选通脉冲（strobe）线上发出一个从低到高的转变时，置位寄存器的输出Q等于输入D，而且直到下一个从高到低转变，输出Q都不改变（即使D改变）。当输出允许为有效电平时，电路输出等于Q。当输出允许为无效电平时，缓冲器输出处于高阻状态，即既不驱动也不装载微处理器数据总线。

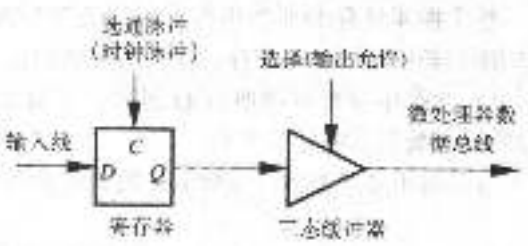


图1-22 用于微机输入的边缘触发式D型触发器。外部电路提供选通脉冲边沿，程序读指令提供选择脉冲。见图1-23时序图

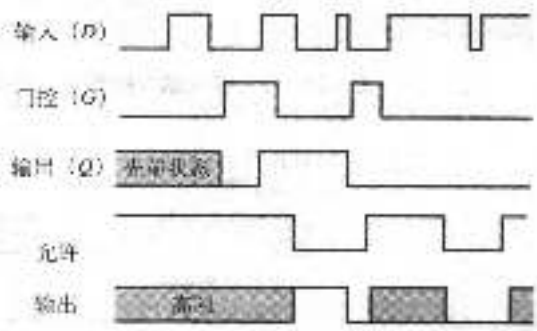


图1-23 当微机输入时，透明锁存器和三态缓冲器的典型时序图（图1-8和1-4）。仅当门控G为高时，输出Q才等于数据D。仅当“选择”为低时，Q才输出到三态缓冲器的输出端口上

这个电路的一种等效替换是采用锁存器（Latch），仅在门控G为高时（透明模式，图1-8），锁存器才使得输出Q等于输入D。当门控G为低时，输出Q不变（即使D改变）。见图1-23典型时序图。

并行输入端口由一组寄存器组成，在输入选通线发生脉冲跳变的瞬间，寄存器储存外部输入线上的所有数据，然后微机程序能寻址和读这些寄存器。

几乎所有为IBM PC机（以及与其兼容的微机）写的C编译器，都提供8位字节和16位字节的

输入语句。例如，在Turbo C编译器（宝兰公司）中，语句“d = inportb(a)；”表示从地址为“a”的并行端口读入一个字节数据到“d”。在数据已经锁存到并行输入端口的内部寄存器之后，函数和端口使用下列步骤，将数据传送到内存。

1) 函数从内存读地址a。

2) 函数写地址a到地址总线。

3) 端口确认它的地址，并将数据从它的内部寄存器传送到数据总线。

4) 函数从数据总线读字节d，并将数据储存到内存中。

注意，程序读取的数，与选通线上脉冲跳变时刻输入线上的数据一致，不同于程序执行读语句时输入线上的数据。

整个握手过程的典型步骤如下（见图1-25控制流和数据流的编号顺序，图1-26时序图）：

1) 当程序准备好接收新数据时，它置位“接收输入数据准备好”为真。

2) 外部电路检测到“接收输入数据准备好”为真。

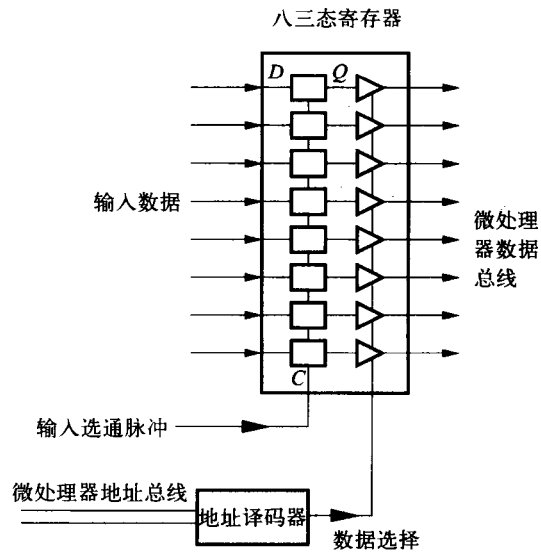


图1-24 使用一个8位三态边缘触发式D型触发器和一个地址译码器的并行输入端口

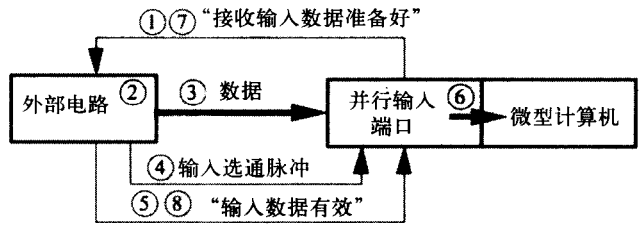


图1-25 并行输入端口的握手。文中介绍了数字编号所代表的步骤内容

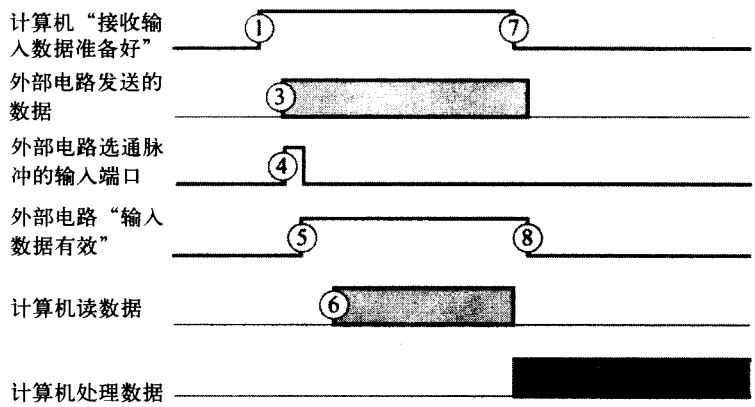


图1-26 并行输入端口握手的时序图

3) 外部电路检测到“输入数据已被取”为假，并（当数据准备好时）确定数据在端口的输入线上。

4) 外部电路在输入选通线上发出一个选通脉冲，将数据锁存到端口内部寄存器上。(该步骤对于边缘触发式触发器是必需的，但是，对于工作在透明模式下的锁存器，可以忽略该步骤。)

5) 外部电路置位状态寄存器“输入数据有效”为真。

6) 程序检测到“输入数据有效”并读数据。

7) 程序置位“接收输入数据准备好”为假。

8) 外部电路检测到“接收输入数据准备好”为假，置位“输入数据有效”为假。

并行输入端口电路的例子如图1-24所示，计算机是接收方，外部电路是发送方。

对于某些并行输入端口，输入选通线不仅用于锁存新数据到端口的输入寄存器，还用于置位一个程序可读的寄存器，以传递“输入数据有效”的信号。当程序读取新数据后，该寄存器必须由输入端口复位。通过上面的分析，合并步骤3) 和4) 以及步骤5) 和7)，得到这种类型并行输入端口的整个握手过程，如下：

1) 程序置位一个控制寄存器位，即设置“输入数据已被取”为假（发出“接收输入数据准备好”的信号)。

2) 外部电路检测到“输入数据已被取”为假，并（当数据准备就绪时）确定数据在端口输入线上。

3) 外部电路在输入选通线上发出一个选通脉冲，这个脉冲将数据锁存到端口的内部寄存器并置位“输入数据有效”为真。

4) 程序检测到“输入数据有效”为真，就读取新数据，这个读操作将置位“输入数据有效”为假。

5) 程序置位“输入数据已被取”为真。

对于那些不提供握手的并行输入端口，通过指定一根输入数据线携带“输入数据有效”信号，和指定一根输出数据线携带“输入数据已被取”信号，来完成握手。这种方法必然会减少数据传输线的数量。

如果微机同时还执行多个其他任务，握手不使用“输入数据有效”信号，而是在步骤4) 外部电路将发一个脉冲到微处理器的“中断”线，使程序的执行暂停，由一个小服务程序读数据寄存器，读完后将微处理器的控制权返回给主程序。

如果希望得到一个从低到高的边沿触发的选通脉冲（图1-18)，商用并行输入端口通常使用74LS374三态8位寄存器；或者，如果希望得到电平控制的选通脉冲（高=采样，低=保持）(图1-24)，通常使用74LS373三态8位锁存器。

并行输入端口很少工作在透明模式下。因为，在这种模式中，程序不能确定外部电路在何时改变了输入数据。如果输入数据的改变超过一位，外部电路不能精确地在同一时刻改变这些位，因此，会存在一个很短的时间段让程序读取错误的数据。当使用握手时，仅当外部电路发出新数据是稳定的这一信号之后，程序才读取输入端口的数据。

外部输入总线（external input bus）使得单个并行输入端口可以读若干个并行设备（如A/D转换器）(图1-27)。三态驱动器通常都处于高阻状态。一次只选通一个三态驱动器。在这个例子中，我们假定并行输入端口工作在透明模式下，因此，计算机在任何时候都能读取并行输入总线上的数据。

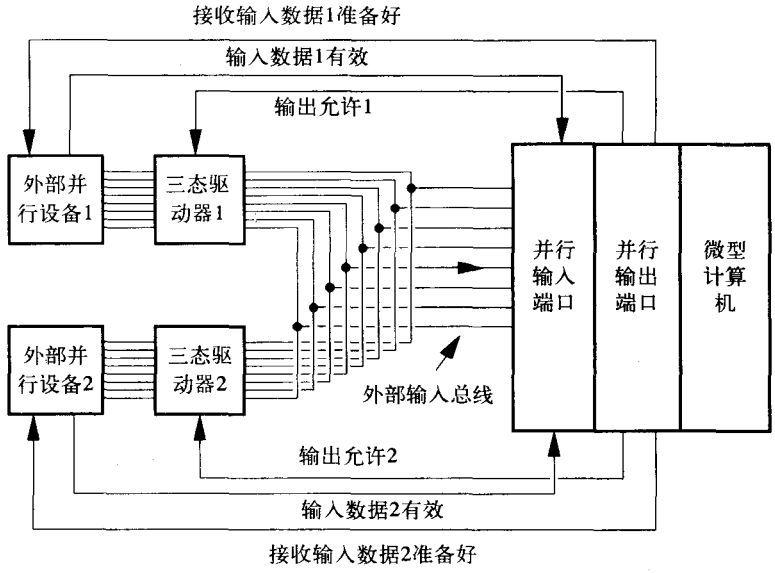


图1-27 外部输入总线。输出允许线控制三态驱动器，三态驱动器的输出是端口输入线。一次只选通一个三态驱动器，而其他三态驱动器的输出保持在高阻状态

设计技巧

连接单个N位数字输入端口到$M \times N$位数字电路：

1) 将每一个数字电路的每一个输出位连接到一个三态驱动器的输入（总共$N \times M$位）。

2) 将M个三态驱动器相对应的输出位连在一起，形成一个总线（N根线）。

3) 将总线连接到数字输入端口。

4) 将计算机数字输出端口的M根线连接到M个三态驱动器的允许输入线。

5) 计算机使用M根输出线，选择M个电路中的任意一个连通到计算机的输入端口。

1.7 数字数据采集过程

周期性地从一个外部设备采集数据，通常要求：

1) 一个用于提供一致采样周期的数字时钟，使得采样周期独立于可变的软件延迟。

2) 外部设备能锁存数据到寄存器，而且寄存器能被程序读取。外部设备可以是一个A/D转换器、一个数字位置编码器或者任何一个能读出物理量并将其转换成数字量的电路。

3) 程序能够确定新数据已经被锁存。

为执行这些任务，并行I/O端口和定时器/计数器有多种不同的使用方法，下面几节对这些方法进行了总结。

1.7.1 软件触发状态轮询法

“软件触发状态轮询”是启动数据采样并确定计算机何时读取输入数据的最简单的一种方法。**轮询**（Polling）或**状态轮询**（status polling）是指对所有相关外围设备的状态字进行顺序

检测，以确定它们是否有服务请求。我们在实验练习9中使用了软件触发状态轮询法（如图1-28所示），以演示一个A/D转换器与并行输入端口之间的接口技术和周期性数据采样。这种方法由下面的步骤1）到步骤5）构成的循环组成：

1）程序周期性地产生一系列外部脉冲，然后通常将这些脉冲在并行输入端口的“接收输入数据准备好”线上发送出去，用以触发外部的数据采集电路。软件循环延迟是不精确的，如果程序想要可靠地产生周期为1ms的脉冲，最好的方法是在一个循环中读硬件定时器。但如果要产生周期更短的脉冲，则推荐使用硬件触发方法（下面章节介绍）。

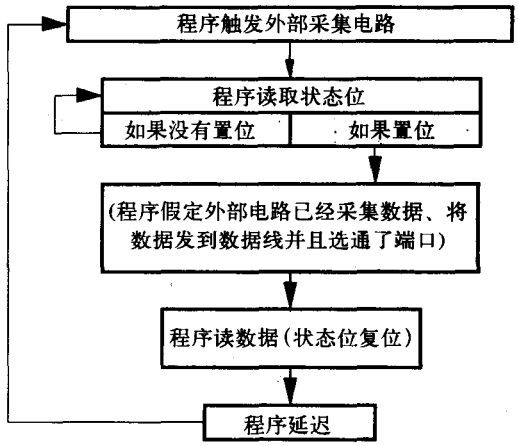


图1-28 软件触发状态轮询法的流程图

2）在外部电路有新数据之后，它就将新数据发送到并行端口的输入线上，接着发脉冲到选通线上用以锁存数据，并置位“输入数据有效”状态位。

3）与此同时，程序一直在一个连续的循环中不断读“输入数据有效”状态位，等待着这个状态位被置位。

4）当这个状态位被置位后，程序检测到置位并读数据。然后程序或输入端口将复位这个状态位。

5）在预定的延迟之后，返回步骤1）。

对于采样时间间隔少于1ms的情形，不推荐使用这种方法。在实验练习中使用这种方法只是为了方便。

1.7.2 硬件触发状态轮询法

硬件触发状态轮询法（如图1-29所示）提供在时间上均匀分隔的触发脉冲，但仍然对状态位进行软件轮询。如果程序没有其他任务，对状态位进行软件轮询的方法还是可行的。具体步骤是：

1）程序将硬件定时器初始化为重复地装入一个数，并且每次达到终点计数值就产生一个脉冲。初始化完成后程序启动定时器。

2）每个脉冲都触发外部电路。

3）在外部电路有新数据之后，它就将新数据发送到并行端口的输入线上，接着发脉冲到选通线上用以锁存数据，并置位“输入数据有效”状态位。

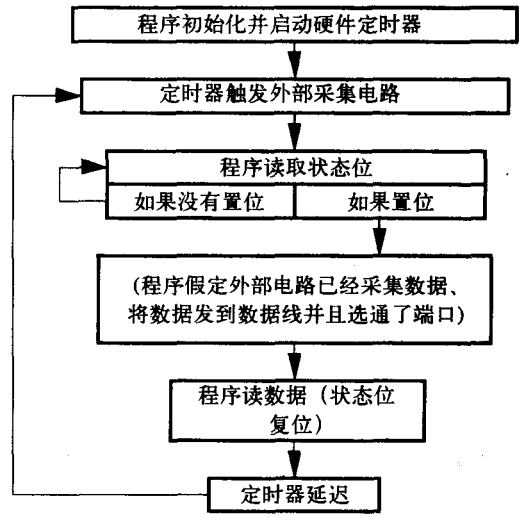


图1-29 硬件触发状态轮询法的流程图

4）与此同时，程序一直在一个连续的循环中不断读“输入数据有效”状态位，等待着这个状态位被置位。

5) 当这个状态位被置位后，程序检测到置位并读数据。然后程序或输入端口将复位这个状态位。

6) 返回步骤2)。

这种方法的优点是以精确的时间间隔采样。缺点是：i) 最大速率受到中断服务所需时间的限制；ii) 计算机不能执行其他的任务；iii) 系统中断会导致采样数据的丢失。

1.7.3 硬件触发硬件中断法

硬件触发硬件中断法允许在数据采集期间进行数据分析，因为程序对并行输入端口的读数是由**中断**（interrupt）触发的，中断使得计算机暂停当前正在执行的程序，跳转到一个中断服务程序（图1-30）。当中断服务程序执行完毕后，就返回主程序。具体步骤是：

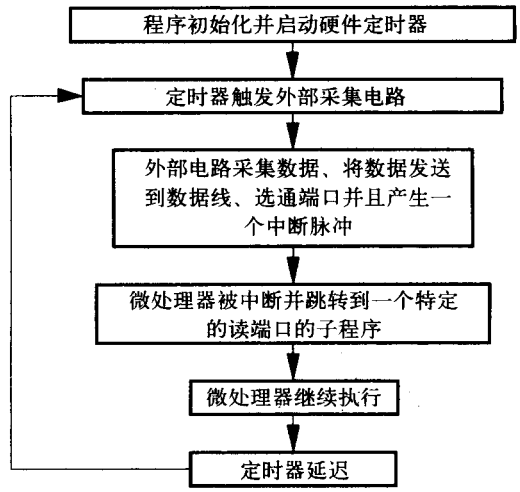


图1-30 硬件触发硬件中断法的流程图

1) 程序将硬件定时器初始化为重复地装入一个数，并且每次达到终点计数值就产生一个脉冲。初始化完成后程序启动定时器，紧接着初始化中断服务程序。

2) 每个脉冲都触发外部电路。

3) 在外部电路有新数据之后，它就将新数据发送到并行端口的输入线上，接着发脉冲到选通线上用以锁存数据，然后发出一个中断脉冲（其间，计算机一直执行其他任务，诸如数据分析）。

4) 中断脉冲引起：i) 将当前指令的地址以及若干寄存器中的数值储存到“堆栈”中。ii) 跳转到一个特定的中断服务程序，这个中断服务程序读并行输入端口、恢复寄存器的值，然后返回去继续执行主程序。注意，这种中断服务程序也能做一些数字信号处理并将结果写到一个输出端口。

5) 返回步骤2)。

这种方法的优点是：i) 以精确的时间间隔采样数据；ii) 计算机在数据采集期间还可以执行其他的任务。缺点是：i) 最大速率受到中断服务所需时间的限制；ii) 系统中断会导致采样数据的丢失。

1.7.4 硬件触发直接存储器存取法

硬件触发直接存储器存取(DMA)法允许直接传输数据到内存，而不必中断程序的执行（图1-31）。这种方法可以用一个DMA控制器电路方便地实现。这个DMA控制器电路能从外部数据采集电路接收数据、控制微处

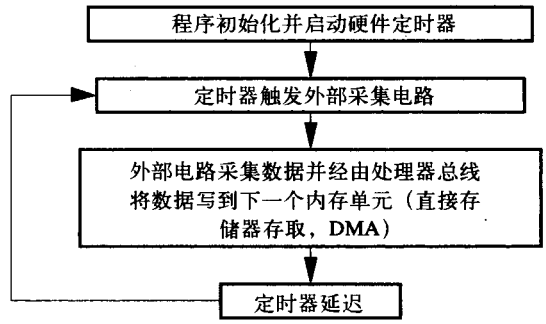


图1-31 硬件触发直接存储器存取（DMA）法的流程图

理器总线和写数据到具体的内存单元。大部分数据采集插板都有定时器和DMA电路以及使这种高速传输模式容易使用的软件。具体步骤是：

1) 程序告诉外部数据采集电路：采样数据的数量、采样频率和采样数据在内存的存储位置。

2) 每当数据采集电路有一个新数据值，就将它传送到DMA控制器，DMA控制器将这个新数据值存储到下一个内存单元。注意，在这个时候也可以做一些数字信号处理并将结果传送到输出端口，但是需要一个定制的DMA控制器电路去执行这些处理算法。

3) 重复步骤2)，直到取够所要求的采样数据数量为止。

4) DMA控制器通知程序：内存中已准备好数据。

这种方法的优点是：a) 以精确的时间间隔采样；b) DMA的数据采集速度比程序采集方式快很多；c) 计算机在数据采集期间还可以执行其他的任务；d) 系统中断期间，也能进行DMA传输。

1.7.5 嵌入式处理器方法

嵌入式处理器方法采用一张数据采集卡，这张卡上包含一个处理器、并行I/O端口和模拟I/O端口以及内存。主计算机装载一个数据采集程序到嵌入式处理器，并启动处理器。这个采集程序也可以完成复杂的数字信号处理任务。当采集程序运行结束时，它发信号给主计算机。相反地，采集程序的执行能被主程序中断。因为嵌入式处理器专门用于特定的数据采集和处理任务，并且不用运行复杂的操作系统，所以，嵌入式处理器能高效地完成上述任务。虽然图形界面（Graphical interface）操作系统已经逐步变得用户友好，但它对于实时操作却变得非常低效。

1.8 去除开关抖动

用开关来手动改变逻辑电平，比如键盘按键和启动按钮。当开关从一端拨到另一端，可动的触点触及另一端触点后又反跳，所以电路的输出将处于短暂的开路（图1-32）。这种情形称为：**触点抖动**（contact bounce）。在多次抖动后，开关才达到预期的闭合状态。实验练习3演示了这种抖动效应，在实验中机械开关用于产生并行端口的输入选通脉冲。用于产生无抖动脉冲的方法叫做**去抖动**（debouncing）。以下三个小节介绍了三种去抖动的方法，它们分别使用交叉耦合与非门、单稳态触发器以及软件延时。

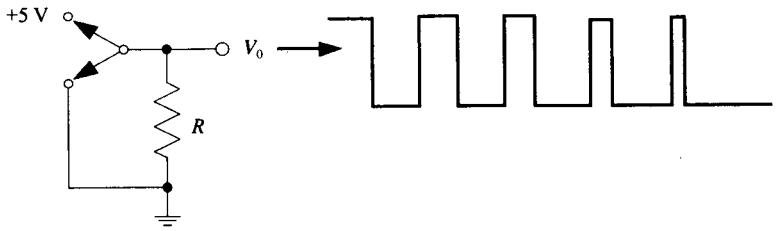


图1-32 用来将负载*R*连接到+5V电源或将其接地的单刀双掷开关。输出波形显示了开关从+5V拨到接地点后，触点抖动的效应。在数十毫秒内，输出V_0是不稳定的

1.8.1 交叉耦合与非门

这种方法使用一对交叉耦合的与非门来产生稳定的输出，即使开关处于开路状态输出也不改变（图1-33）。当开关触及顶部触点的瞬间，输出变为高电平，并且维持高电平直到开关触及底部触点。当开关触及底部触点的瞬间，输出变为低电平，并且维持低电平直到开关触及顶部触点。当开关处于顶部触点与底部触点之间时，输出保持不变，即与最近一次触点位置所决定的输出值相同。这种电路以集成电路形式存在（如，TTL 74LS297四置位/复位锁存器）。

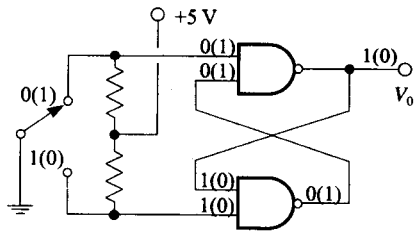


图1-33 用于去除单刀双掷开关的抖动的交叉耦合与非门。当开关上拨时，逻辑值如图所示；当开关下拨时，逻辑值如图括号中所示

注意，当开关在两触点之间频繁快速切换时，这种去抖动的方法失效。在这种情况下，应采用单稳态触发器或软件方法（在下面小节中介绍）。

1.8.2 单稳态触发器

这种方法使用一对边缘触发式单稳态触发器，并将这对单稳态触发器的输出连接到一个或门，当输入朝任一方向改变状态后，或门就输出一个固定脉冲宽度的脉冲（图1-34）。所选脉冲宽度稍长于开关的最大稳定时间。当输入发生改变后，这个脉冲使得透明锁存器在一段固定时间里一直工作在保持模式。所以在这段时间里，输入的变化不会出现在锁存器的输出上。这段脉冲过后，锁存器恢复为透明模式。各种电路延迟使得最初的状态变化，可以在锁存器被置为保持模式之前，输出到锁存器的输出线上，这一点很重要。

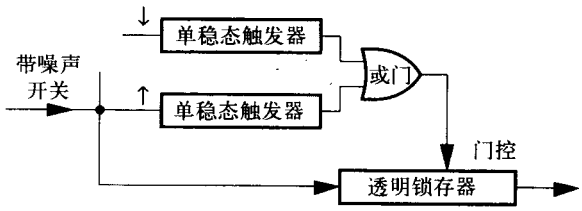


图1-34 用于极限噪声情形下的开关去抖动电路。两个单稳态触发器在检测到输入端的任何变化后，使透明锁存器在一段预定的时间里都工作在保持模式。于是在这段时间里，输入端的任何变化都将被忽略

1.8.3 软件去抖动

这种方法允许输出到微机的开关出现触点抖动。当程序检测到最初的触点变化时，就调用软件延迟程序以忽略随后的数据，直到开关稳定下来程序才去读开关信息。通过要求用户来回拨动开关数次，然后观察触点的最长抖动持续时间，程序甚至能够动态适应特定的开关动作，即程序可以将由实验测得的抖动持续时间作为延迟时间。

1.9 数字接口标准

在前面的几节中，我们已经讨论了计算机与并行I/O端口间的接口技术。本节将介绍几种串行数字接口，比如RS-232和RS-422，以及几种并行数字接口，比如IEEE488、SCSI和VME标准。其中VME标准允许最多21个控制器和许多其他电路一起作为一个较大的系统互相通信。本节还介绍了几种基于这些标准的商用电路。商用模拟I/O接口板的部分产品列表见第3章。

1.9.1 RS-232C

RS-232C是一个串行异步通信接口标准。**串行**（Serial）的意思是一次传送一个比特，**异步**（asynchronous）的意思是数据传输可以在任何时候进行。因为这个标准有独立的两根导线分别用于接收数据和发送数据，所以它被称为是**全双工**（full duplex）的。它是常用的接口标准中最古老的一个，用作微型计算机与调制解调器、键盘、视频显示终端、串行打印机或者与其他计算机之间的接口。连接距离可以很近，比如将同一建筑物中的计算机和打印机连接在一起的局域网，也可以很远，比如视频显示终端或本地计算机通过调制解调器和长途电话线连接到一台远程计算机。**视频显示终端**（video display terminal）包括一个显示设备（通常采用阴极射线管技术）、一个串行接口电路、一个足以保证显示刷新的缓冲存储器以及一个键盘。它没有微处理器和附加内存。在20世纪70年代和20世纪80年代的早期，价格低廉的台式计算机还没有出现时，视频显示终端就已经得到了广泛的应用。

需要有一个串行接口电路把来自于微型计算机数据总线的并行数据转化为串行的RS-232C格式。这种电路通常称为UART，全称为**“通用异步收/发器”**（“universal asynchronous receiver/transmitter”）。例如美国国家半导体公司生产的8250 UART。通常微型计算机都安装有多个URAT，以便能够与键盘、视频显示终端、打印机或其他计算机进行通信。除了产生握手信号之外（如下所述），当URAT从按位串行传送的输入信息流中检测到以下三种错误类型中的任何一种错误时，它还能产生错误提示信号。**奇偶校验错误**（parity error）：奇偶校验位与7位**ASCII码**（ASCII code）中1的个数不符。附录1有ASCII字符集编码。如果选择奇校验，则包括奇偶校验位在内的8位数据中1的个数必须为奇数。另外两种选择是偶校验和忽略奇偶校验（当8个位全部表示数据时使用）。**过速错误**（overrun error）：微处理器还没有读取完当前字符，UART就接收下一个字符了。为避免此类错误的发生，通常将一条URAT握手线连接到微处理器的中断引脚上，以便快速响应。**成帧错误**（framing error）：接收器读取了8位数据后，没有接收到停止位“1”，而是接收到“0”。这通常是由于噪声或是由于在错误的时钟速率下读数据而引起的。

因为RC-232仅使用两根信号线和一根公共地线进行数据通信（没有握手线），所以，几十年来，人们一直使用这个标准，通过调制解调器和现有的电话线，将视频显示终端连接到远程计算机。远程数据传输速率的主要制约因素是300Hz～3 300Hz的音频级的电话带宽。这种电话线不适合传输逻辑电平，但是，对于音频音调的传输，以中等速率工作，其性能良好。**调制解调器**（modem）（即调制器与解调器）用于将逻辑电平转化为适合在电话线上传输的调谐音调（调制），并将调谐音调转变回逻辑电平（解调）。有两种类型的调制解调器，较老式的**声调制解调器**（acoustic modems）和较新式的**直接耦合式**（direct coupling modems）**调制解调器**。

当计算机无法与电话线直接连接时，例如，在一些旅馆的房间里或在公共电话亭里，这时可使用声调制解调器。当声调制解调器发送信息时，它将二进制数据转化为双音调声频信号（1 200Hz和2 100Hz），接着，该双音调声频信号又输出到电话听筒里的麦克风。当声调制解调器接收信息时，它从电话听筒里的扬声器接收双音调声频信号，并将其转化为二进制数据。这种将逻辑1和逻辑0作为两种不同的音调的传输方法，叫做**频移键控法**（frequency shift keying，FSK）调制。数据传输速率被限制为300波特（300b/s）。

直接耦合式调制解调器直接通过电话线传送和接收音频，无需使用麦克风和扬声器。

FSK的传输速率为300b/s，**差分相移键控法**（differential phase-shift keying, DPSK，使用4个相位变化来对4个二位数据符号进行编码）的传输速率为1 200b/s～2 400b/s。使用特殊技术，比如相位振幅组合编码、数据压缩、线路特性的自适应补偿和数字信号处理，可以使长距离传输的传输速率达到9 600b/s～5 600b/s。完全信号交换无法应用于长距离连接，因为标准电话连接没有提供足够多的导线。

使用现有导线，电话公司也可以提供56Kb/s～144Kb/s的数字信息传输服务。方法是在传输过程中用**数字鉴频器**（discriminator）（数字鉴频器比起标准3 300Hz带宽的模拟放大器，有更高的有效带宽和抗噪声度）再生信号。因为信号可以再生，所以可达到更高的数据传输速率。这种服务的花费与标准模拟音频线路相比较，要更经济一些，并且经常提供声音和数据的同时传输。

对于不涉及电话服务的本地通信，RS-232逻辑电平被直接传送到专用通信线路上，而且无需调制解调器。微型计算机与键盘、视频显示设备或者点阵打印机之间的通信，如果采用RS-232的接口，传输速率通常是9 600b/s。对于在同一建筑物之中的计算机和打印机之间的连接（如在局域网中），传输速率通常在56Kb/s。

RS-232接口标准规定了特定的电缆插头和信号电平。在调制解调器电缆末端是25针的D型插头（DB25P），用于插入固定在机箱上的25针插槽中（DB25S）。用RS-232接口连接的任意一端都可以作为发送端或者接收端。接收端把+3V～+25V的信号译为“高”，将−3V～−25V的信号译为“低”。发送端相应地送出电压在+5V～+15V和−5V～−15V范围中的电平。当线路长度大于0.5m时，标准TTL的输出将变得不可靠。特制的**线路驱动器**(line driver)电路（摩托罗拉MC1488发送器和MC1489接收器，或TI SN75188发送器和SN75189接收器）可以来回转换TTL逻辑电平（“高”＞2.0V，“低”＜0.8V）。在20Kb/s的速率下，建议的最大传输距离为17m。

RS-232引线号及其功能如下：

1 保护性接地（PG）——通常用来连接电缆的屏蔽金属套。

2 发送数据输出端（−TxD）——“高”代表逻辑“0”，“低”代表逻辑“1”。

3 接收数据输入端（−RxD）——“高”代表逻辑“0”，“低”代表逻辑“1”。

4 请求发送（RTS）——一个输出信号，当电路准备发送数据时，它被置位为“高”，并且在传输数据期间，它必须保持为“高”。

5 允许发送（CTS）——一个输入信号，当另一个电路准备好接收数据时将其置位为“高”，并且在传输数据期间，它必须保持为“高”。

6 数据通信设备就绪（DSR）——一个输入信号，用来检测另一个电路的“数据终端就绪”状态（引线20）。在硬连线调制解调器中，这根线用来设置调制解调器是工作在音频状态还是数据状态。

7 信号地线（SG）——用于接收来自引线2的信号。

8 载波检测（CD）输入——用来指出另一个电路是否“在线”或者连接是否可用。它常常由别的电路在“请求发送”准许时激活。在调制解调器上，这个信号通常用来控制指示灯。

20 数据终端准备好（DTR）——一个输出信号，当设备处于“在线”状态时，输出为“高”，当设备处于“离线”状态时，输出为“低”。对于打印机和视频显示终端，设备的状态通常是手动选择的。

22 振铃指示器（RI）——一个输入信号。调制解调器通常将其发送给可以自动应答呼叫的设备。

引线9、11、18和25过去常常被用在老式电路中作为电流回路接口，这种接口不属于RS-232标准。其他号数的引线在RS-232标准中没有分配用途。

在引线2、3上传输的数据以8位为一组，通常以一位“0”作为开始位，以任意长度的“1”作为结束位（图1-35）。接收电路在结束位与下一个字节的开始位之间的边沿进行同步，然后接收电路开始锁存接下来的8位数据，将这些数据装配好，并以8位一个字节的格式存储。发送端与接收端上的时钟只需精确到几个百分点，而且发送端可以在停止位后的任意时刻发送下一个字节。

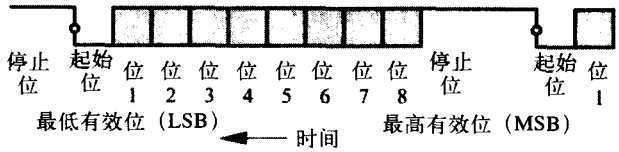


图1-35 RS-232串行数据传输。停止位为任意长度的“1”，开始位是“0”。接收电路在停止/开始位边沿同步，并且读取后面8位作为数据

RS-232接口标准支持很多的握手协议，具体取决于被连接的两个电路的要求。通常的握手过程如下：

1) 最初，DTR设置为“高”，控制线RTS和CTS设置为“低”，数据线－TxD和－RxD设置为“低”，这些都是它们的空闲状态。

2) 发送端设置“RTS”为“高”，以通知接收端数据已经准备好。

3) 接收端检测到RTS信号并设置CTS为“高”，以通知发送端已经准备好接收数据。

4) 发送端传送一开始位“高”，接下来是8位数据，最后传送一段任意长度的停止位“低”。

5) 接收端检测到开始位的前沿由“低”到“高”发生跳变，就存储接下来的8位数据，然后等待下一开始位。

6) 重复第4) 步和第5) 步直到所有字符传送完毕。

7) RTS和CTS被设置为“低”，直到又有数据需要传送。

对于最简单的RS-232接口（没有握手），被连接起来的两个设备（图1-36）都认为另外一

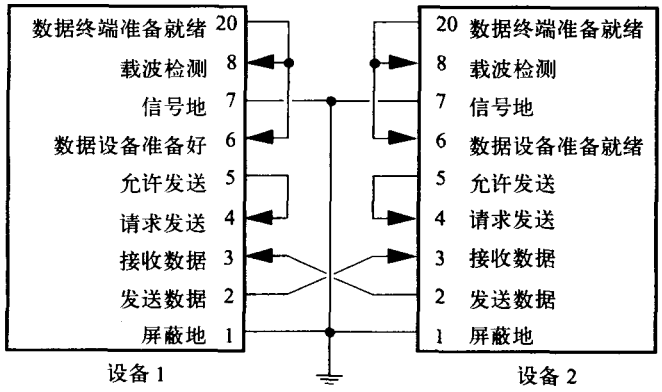


图1-36 在简单RS-232接口中使用的连接方式，使得每个设备都认为另一个总是处于准备好接收数据的状态

个设备总是处于准备好接收数据的状态。任何一个设备都可以在任意时刻在其输出线2上发送数据，并且两个设备都一直在等待输入线3上的开始位。这种连接描述如下：

- RTS输出（引线4）被连接到CTS输入（引线5），这样表现出来的状态是另一个电路总是处于准备好接收数据的状态。
- 将DTR输出（引线20）连接到DSR（引线6）和CD（引线8）输入上。
- 数据输入和输出（引线2、3）交叉连接。
- 两个设备的地线（引线1、7）连接在一起。

连接两个设备时，直接将引线2和引线3交叉连接（如图1-36所示）的RS-232电缆，被称为**假调制解调器**（null modem）。

当连接计算机或视频显示终端到调制解调器时，使用常规调制解调器电缆，并且不交叉连接引线2和引线3。但当两个调制解调器互连时，电话系统中的接收线和发送线是交叉连接（图1-37）。

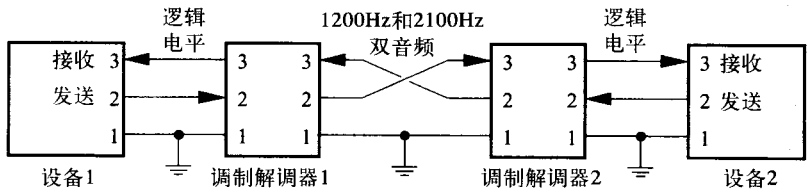


图1-37 通过调制解调器和电话系统上传输的音频对两个设备进行连接，比如计算机和视频显示终端之间的连接

1.9.2 RS-422和RS-423

RS-422接口标准是在RS-232的基础上，制定了更高性能的接口标准，是一种以平衡方式传输的标准，采用平衡的差动驱动器和差动接收器，用两根双绞的线传输信号，而不是用具有公共接地的单根导线传输。这种接口在±3V共模噪声下工作，并且较少与别的电路串话，因为双绞线中的电压和电流彼此相互抵消为0。推荐的最大传输距离为1 200m，允许的最大数据速率为10Mb/s（1MB/s）。合适的线路终端设备对良好的传输性能非常重要，因为导线终端的反射不是共模的，而是表现为延迟的差分信号。

使用标准电话线（只有两根不接地的导线）时，RS-422只允许用一种方式通信（这种方式的通信称为**半双工**（half duplex））。当发送器完成发送后，它使用握手和三态差动驱动器，告诉接收器数据已经发送完毕，并断开差动驱动器与两条传输导线之间的连接，从而变成为接收器。当接收器和发送器中的任何一方要发送信息时，或者要响应对方的请求时，就要将自己的差动驱动器连接到两条传输导线上，从而变成为发送器。

RS-423接口标准是RS-422接口标准的变型，是RS-422接口标准的特殊用法，即：只用一根不接地的导线作为信号传输线。在RS-423标准中，差动驱动器或差动接收器的两根导线中的一根连接到公共接地导线。因为由几个不同的差动驱动器共用接地回路导线，RS-423接口标准的性能不如RS-422接口标准的高。推荐的最大传输距离为1 200m，允许的最大数据传输速率为100Kb/s（10KB/s）。

1.9.3 RS-485

RS-485接口标准是RS-422接口标准的变型。使用一对不接地的导线作为半双工总线，或者用两对不接地的导线作为全双工总线，RS-485接口标准允许最多32台设备进行长距离通信。和RS-422接口标准一样，RS-485接口标准使用差动驱动器和差动接收器，但是，它另外还定义了一个设备地址码，这个设备地址码被并入发送数据中。发送器使用这种地址码与某一特定的接收器通信。其他的没有被寻址的设备，都忽略总线上的数据。推荐的最大传输距离为1 200m，允许的最大数据传输速率为100Kb/s（10KB/s）。RS-485接口标准的最大速率比RS-422标准的低，因为，当众多设备都连接到一对导线上时，终端的最大速率会变低。

1.9.4 IEEE-488

1965年惠普公司（Hewlett Packard Corporation）开发了**惠普－接口总线**（Hewlett Packard interface bus, HP-IB），美国电气和电子工程师协会在1975年将HP-IB总线采纳为一种通用标准，即IEEE-488总线。IEEE-488总线常常也被称为**通用接口总线**（general purpose interface bus, GPIB），它被用在数百种计算机外围设备和仪器中，这些外围设备和仪器包括：打印机、绘图仪、数字温度计、函数发生器、示波器以及数字万用表。

IEEE-488总线有8根控制线（5根管理线和3根信号交换线）和8根数据线。IEEE-488电缆有24根导线，其中8根是地线。IEEE-488的所有线都工作在具有负逻辑的TTL电压电平下。小于0.8V的电压是逻辑1，大于2.5V的电压是逻辑0。IEEE-488电缆的每一端都有一个既能连接插头又能连接插座的电缆连接盒，因此，许多设备能够连接到IEEE-488总线，总线结构可以是总线型的也可以是星型的，或者是两者的混合。此外，设备的机箱上只需一个插头。

每条总线最多能够连接15个设备，而这些设备可以是控制器也可以是普通设备。每次只能由一个控制器控制总线，任何其他的控制器必须作为普通设备使用。通常，控制器是一个带有专用GPIB接口电路的微型计算机。控制器规定最多14个设备接收并且只能一个设备（可能就是它自己）发送。通过手动设置硬件双列直插式开关，可以将从0到30的地址分配给每个设备。某些应用中，一种设备永远是发送器，同时，其他设备永远是接收器，这时则不需要控制器。

发送器和接收器之间的数据传输要求完全握手，因此，传输速率取决于最慢的那个设备。典型的数据传输时钟速率是300kHz～500kHz，并且这个标准允许的最大数据传输时钟速率是1MHz。电缆长度限制在20m或者2m乘以设备数。

3根信号交换线是：

没有准备好接收数据（not ready for data, NRFD）：一个负逻辑线“或”，可由在线的任意一个设备将其置位为低电平（为真）。当所有设备都准备好接收数据时，该信号为高电平（为假）。

数据有效（data valid,DAV）：一个负逻辑信号，当数据在总线上并且可以读取时，该信号是低电平（为真）。

未接收数据（not data accepted,NDAC）：一个负逻辑线“或”，可由在线的任意一个设备将其置位为低电平（为真）。当所有设备都已经接收了数据时，该信号为高电平（为假）。

这些信号交换线的连接，如图1-38所示。

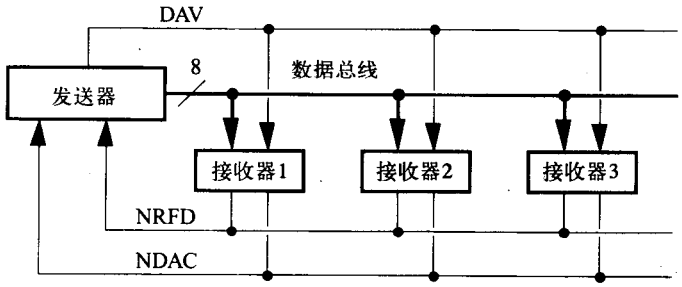


图1-38 用于IEEE接口标准的数据线和握手线。其中，DAV =“数据有效”；NRFD=“没有准备好接收数据”；NDAC=“未接收数据”

5根管理线是：

引起注意（attention，ATN）：当8个数据位表示一个命令或一个设备的地址时，该负逻辑信号为低电平（为真）。数据传输期间，该信号为高电平（为假）。

接口清零（interface clear，IFC）：由处于活动状态的控制器，置位接口清零这根线为低电平（为真），用以清除总线，并且使得所有发送器和接收器都处于空闲状态。

远程允许（remote enable，REN）：当这根线被置位为有效时，处于活动状态的发送器可以对总线设备进行编程。

结束或识别（end or identify ,EOI）：该信号线有效，表明正在传送一个多字节序列的最后一个字节。如果该信号线和引起注意线（ATN）同时被置位为有效，则表示发起并行轮询，这种轮询允许处于活动状态的控制器每次同时检测最多8个设备的状态。

服务请求（service request, SRQ）：一个负逻辑线“或”，可由在线的任意一个设备将其置位为低电平（为真）。处于活动状态的控制器检测到这个信号有效时，就去执行一个循环的串行轮询，用以检测哪一台设备正在请求服务以及所请求的内容。

数据传输的GPIB握手过程是：

1）处于活动状态的控制器指定一个设备作为发送器（可能就是其自身），而其他设备都作为接收器。

2）发送器置位数据有效(DAV)为高电平（假），所有接收器置位没有准备好接收数据（NRFD）和未接收数据（NDAC）为低电平（真）。

3）发送器发送第一个字节数据到8根数据线上，并等待数据稳定。

4）每个接收器在准备好接收数据时，则将其自己的没有准备好接收数据（NRFD）位置位为高电平（假）。当所有接收器都如此置位后，没有准备好接收数据（NRFD）将为高电平。

5）控制器检测到没有准备好接收数据（NRFD）为高电平，则置位数据有效(DAV)为低电平（真），通知接收器可以读取数据。

6）当每个接收器检测到数据有效(DAV)为低电平（真）时，则将其自己的没有准备好接收数据（NRFD）位置位为低电平（真），并读取数据字节，以及置位未接收数据（NDAC）为高电平（假）。

7）当所有接收器都声明它们的未接收数据（NDAC）线为高电平（假）时，未接收数据（NDAC）线将变为高电平。

8) 当控制器检测到未接收数据（NDAC）线为高电平时，就置位数据有效(DAV)为高电平。

9) 各个接收器检测到数据有效(DAV)为高电平时，就置位未接收数据（NDAC）线为低电平（真）。

10) 重复步骤3) 到9)，直到最后一个字节被读取。发送器使用结束或查询（EOI）管理线指示最后一个字节。

注意，按照并行端口的握手信号，NRFD相当于“接收数据准备好”，NDAC相当于“已经取数据”，以及DAV相当于“数据准备好”。

1.9.5 VME总线

VME总线是由摩托罗拉公司、Mostek公司和Signetics公司联合开发的计算机体系结构。VME的全称是Versa Module Eurocard（即Versa总线的欧式模板），它被提交到IEEE作为一种公共领域的标准，这意味任何人都可以自由地制造和销售VME产品而不必付版权费。VME总线出现于1981年，广泛用于工业上的处理器接口和数据采集与控制电路接口。VME总线的设计灵活并且独立于微处理器。对于小规模的系统，标准接口比定制接口费用低，而且研发速度更快。

VME总线的总体特征如下：

- 共有32位地址总线，允许寻址最大4G字节的内存空间。
- 数据总线宽度可以是8、16、24或者32位。
- 数据传输是异步的、非多路的以及不是由中央时钟控制的。数据传输速率的范围从0MB/s～40MB/s，取决于最慢的部件。
- 最多可以使用七个等级的中断优先级。
- 可以有1～21个的“主设备”（VME总线是多处理总线）。
- 在“主设备”传输数据之前，必须从系统控制器那里获得总线。
- 可以有许多响应“主设备”请求的“从设备”。

VME总线有一个系统模块，该模块执行以下功能：

- 如果数据传输使用总线时间过长，总线定时器就执行复位操作。这个特点用于防止由硬件错误引起的锁定。
- 总线仲裁器监控来自“主设备”的总线请求，并将数据总线控制权每次只转让给一个总线请求设备。
- 提供一个对所有模块都有效的16MHz系统时钟（总线定时取决于最慢的部件）。

VME总线用户模块可以是主设备也可以是从设备。一个主设备（例如微机、具有DMA控制器的外部设备）可以启动数据传输总线循环如下：

1) 主设备与总线仲裁器进行握手——当总线仲裁器不忙时，主设备请求数据传输总线。

2) 当被授权总线时，主设备选择另一个主设备或从设备，并与其进行握手。

3) 传输数据完毕后，主设备释放总线。

当一个从设备被一个主设备选中后，这个从设备（例如内存、I/O、传感器和执行器模块）则参与到总线循环中。

VME总线的部分机械特性如下：

- 机箱内包含电源（+5V、−12V和+12V）和10～20个电路板插槽。

- 单个高度的插件板的尺寸为16×10cm。
- 双倍高度的插件板的尺寸为23.3×10cm。
- 模板插头（connector）是DIN603-2型号的，带有96根引脚（3宽×32高）。
- 单个高度的插件板有96根引脚，而双倍高度的插件板有两个模板插头，共192根引脚。

1.9.6 小型计算机标准接口

SCSI（Small Computer Standard Interface, SCSI）接口是一种用于连接外部硬盘驱动器和CD-ROM驱动器的接口标准。SCSI接口也用于Silicon Graphics公司制造的高端系统中处理器之间的高速通信。

1.9.7 通用串行总线

大部分现代计算机都带有通用串行总线（Universal Serial Bus，USB），用以直接与键盘、指示器、扫描仪、打印机等连接。通用串行总线的最大数据速率是12Mb/s。

1.9.8 IEEE-1394

苹果公司称IEEE-1394接口标准为FireWire，索尼公司称之为i.Link。该接口的速率大约是USB接口的30倍，被设计来用于硬盘和数字摄像机等。

1.9.9 ISDN、ADSL和互联网电缆连接

最早的高速互联网连接是综合业务数字网（Integrated Services Digital Network, ISDN），能在一条租用的电话专线同时提供语音和数据通信服务。异步数字用户专线（Asynchronous Digital Subscriber Line, ADSL）和双向电缆（bi-directional cable）则是更新颖的技术。这两种技术都提供高速互联网接入，而且每个月的费用并不高，普通的家庭计算机用户可以负担。

1.9.10 各种数字接口标准的相互比较

表1-11总结和比较了上述各种数字接口标准的时钟频率、并行线路数和传输距离等数据。

表1-11 各种数字接口标准的比较

接口标准	最大数据传输时钟频率（kHz）	并行线路数	传输距离（m）
并行I/O端口	1 000	8，16，32	10
RS-232C（本地）	20	1	17
RS-232C（带 modem）	56	1	无限制①
RS-422②	10 000	1	1 300
RS-423	100	1	1 300
RS-485②	100	1	1 300
IEEE-488	500	8	20
VME	40 000	8，16，24，32	
PC 串行端口	115	1	

（续）

接口标准	最大数据传输时钟频率（kHz）	并行线路数	传输距离（m）
PC 并行端口	200	8	
SCSI	500	8	7
USB 1.1	12 000	1	
USB 2.0	480 000	1	
IEEE-1394 (FireWire)	400 000	1	
ATA/66	66 000	16	
ISDN	128	1	
ADSL	1 000	1	5 000
电缆③	10 000	1	③

① 通过普通电话线路可以和地球上任何地区通信。

② 每路信号传输线由两条不接地导线构成。

③ 使用电缆或光纤和地球上任何地区通信。这个最大数据传输速率假定每条电缆为多个用户所共用。

1.10 习题

1.1 已知一个数据采集系统的组成为：

- 一个温敏电路，当“获取数据”的输入电平从低到高变化时，该电路能够检测温度并将其数字化。在0℃时输出为0，128℃时输出为2 048。当数字化输出已准备就绪，该电路就产生一个12位的数据字（对应相应的温度），而且其“数据有效”输出电平从低到高变化。当“获取数据”输入端的电平变成低电平时，“数据有效”输出也被置位为低电平。
- 一个16位输入、16位输出的并行I/O端口。编程时可用“get(&value)”和“put(value)”两函数分别对数字端口读和写。写到输出端的字将持续有效，直到下一个新的字被输出。

设计目标如下：

- 在程序控制下测定温度。
- 将数字化的温度数据读取到计算机存储器中，以待进一步分析。

做下面的练习：

a) 绘制一张系统所有构件及其相互连接的框图，并且标注每一个构件和连线。

b) 给出此系统从温度测定到将结果存储至计算机存储器的事件次序（硬件及软件）。

c) 作出步骤b) 中信号和数据的时序图。

1.2 一位同学设计了一个数字式数据采集系统，该系统使用一台微型计算机、一个用边缘触发式D型触发器作输入寄存器的输入端口和下面的握手协议：

1) 当程序准备好接收数据时，将“接收数据准备好”置位为“真”。

2) 当外部电路检测到“接收数据准备好”为“真”时，向D型触发器的时钟输入端发送一个脉冲。

3) 外部电路将数据发到端口的输入寄存器（D型触发器）并将“输入数据有效”置位为“真”。

4) 当程序检测到“输入数据有效”为“真”时，读取输入端口寄存器（D型触发器的

输出)。

5) 程序将“接收数据准备好”置位为“假”，并处理数据，然后返回到步骤1)。

这位同学抱怨他的设计不能正常工作，在步骤4) 中读取到的值并非真正的输入端口的数据。如果仔细分析他的步骤，会发现里面有两处严重错误。请你指出这些错误，并提出改正方案。

1.3 第1章介绍了四种具有单输入信号、单个控制输入和单个输出信号的接口构件。这些构件在各自的典型应用中的时序图如图1-39所示。

对第一栏的每个接口构件，请将其对应序号填入第二栏：

构件名称	接口构件对应序号
透明锁存器	
三态驱动器	
边缘触发式触发器	
采样保持放大器	

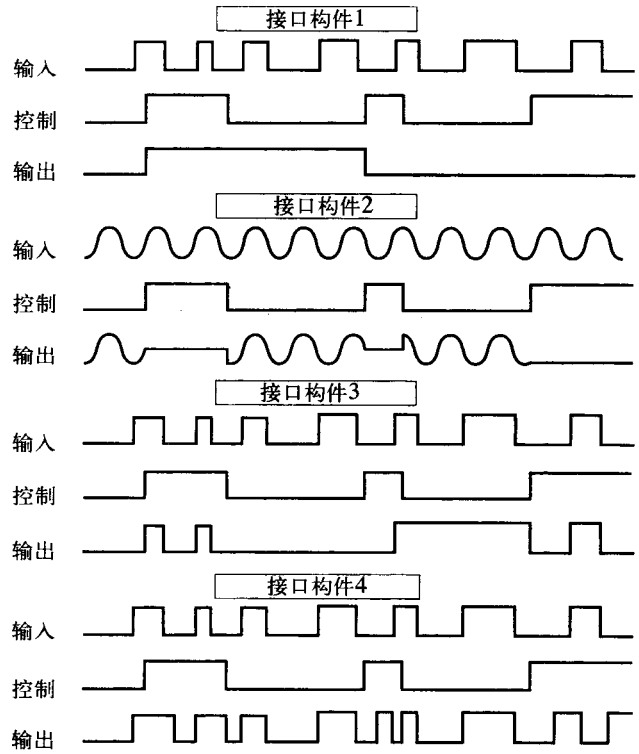


图1-39 四种接口构件的典型输入、控制及输出信号

1.4 用纯软件的方法将格雷码转换成无符号二进制数，写出程序流程图或列出程序步骤。

1.5 假如一个8位二进制数的所有位全为1，作以下转换时其数值分别为何值：

a) 二进制补码整数。

b) 无符号整数。

c) 十六进制数。

一个16位二进制数的所有位全为1，作以下转换时其数值分别为何值：

a) 二进制补码整数。

b) 无符号整数。

c) 十六进制数。

1.6 在二进制求补运算中，一个数的符号改变（a→−a）或（−a→a）可通过将补码的每一位求反再加1得到。使用表1-1中8位二进制数的二进制补码转换，证明：

a) 0和对0的求补具有相同的二进制补码（这是当然的，因为0=−0）。

b) −127和对127的求补具有相同的二进制补码（这是当然的，因为−127=−127）。

c) −128和对−128的求补具有相同的二进制补码（这是不应出现的，因为−128≠−(−128)）。

1.7 使用表1-1中8位二进制数的二进制补码转换，证明1，−1，16和127经过两次求补运算得到原来的数：a = (−(−a))。

1.8 在下列的四个接口标准后面，写出其特点所对应的字母：

1) RS-232 _____

2) RS-422 _____

3) IEEE-488 (GPIB) _____

4) VME _____

a) 串行地传输数据（即每次传输一位）。

b) 并行地传输数据（即若干位同时在多根导线中传输）。

c) 能在现有的电话线上实施。

d) 允许最多21个控制器（例如微处理器）互相连接以及同其控制的电路连接。

e) 允许数据传输速率至少为1 000 B/s。

f) 允许数据传输速率至少为1MB/s。

g) 允许数据传输速率至少为10MB/s。

h) 使用差分±3V信号，通过一对双绞线进行串行数据传输。

1.9 设计一个计算机系统，要求该系统用1个16位并行输入端口读取8个16位数字计数器。设计目标为：

- 8个计数器要求尽可能同时锁存（允许误差为0.1μs）并且由16位并行输入端口顺序读取。
- 每秒进行该操作一次，时间精度要求为1μs。
- 第一个计数器以秒为单位累计所用的时间。

提供的构件有：

- 数字式定时电路，能产生周期为1.000 000s ±1μs的1μs宽度的有效低电平脉冲。
- 8个16位计数器均具有脉冲输入、清零、锁存命令、输出允许和16根输出数据线（如图1-40所示）。锁存信号的上升沿使得内部计数器的内容锁存于16个内部寄存器中。当输出允许线为高电平时，内部寄存器与16根输出线相连；当输出允许线为低电平时，16根输出线处于高阻状态。（这种设计

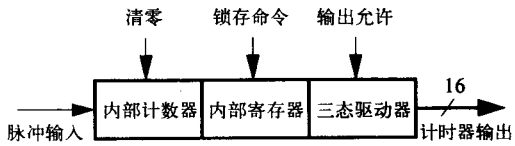


图1-40 带内部寄存器及三态驱动器的16位计数器

允许将快速变换的计数器内容在一个精确的瞬间送到存储寄存器，而寄存器则在稍后被读取。）

- 工作在透明模式下的16位并行输出端口，写操作需要2μs。
- 将“选通脉冲”输入置为高电平，可令16位并行输入端口工作在透明模式下。读操作需要2μs。

做下面的练习：

a) 画出该系统所有构件及其相互连接的框图，并对所有构件、控制线及数据线作出标识。

b) 画出计数器1和计数器8数据采集过程的时序图。

c) 画出微机控制程序的流程图（或列出步骤）。

d) 计算将8个计数器内容全部读入内存所需时间。

e) 指出对此数据采集方法的最佳描述：i) 软件触发，状态轮询；ii) 硬件触发，状态轮询；iii) 硬件触发，直接存储器存取。

1.10 某台微机有一个并行I/O端口，并且8台外部数字设备连接到该并行输出端口构成一条并行输出总线。该I/O端口有16位输入、16位输出，而所有外设均有8位输入。

做下面的练习：

a) 绘制该系统所有主要的构件及其相互连接的框图，并对构件作出标识。（只需画出两台外设，其余六台用圆点表示。）

b) 写出微机对某一台特定外设写入数据（不能写入其他设备）的所有必要步骤，使用完全信号交换。

1.11 设计一个测试人反应时间的系统，使用一个并行I/O端口、一个用作用户输入的机械按钮、一个用作提示的大功率共阴极发光二极管（LED）。这类似于实验练习2，但避免了刷新显示屏（60Hz）的随机延时，而且没有使用低速（9 600b/s）串行口来检测应答按钮的按压状态。

假定：

- 第一次按下按钮表示用户（受测者）已准备好。
- 计算机程序接着随机延时5s～10s，然后点亮LED。
- 用户第二次按下按钮以回应LED的提示。
- LED的最大额定值为0.1A、0.6V（正向偏置二极管）。假设LED从通电到完全发亮需时1μs。
- 可使用一个功率放大器（电压增益＝1）驱动LED。
- 计算机有一个8位输入、8位输出的数字I/O端口（“0”=0V，“1”=5V）。
- 程序可读取1 kHz的系统时钟。
- 忽略导致程序暂停的系统中断。

做下面的练习：

a) 绘制该系统的框图，画出并标识主要的构件、连接以及信号（功率放大器画成单输入、单输出、接公共地即可）。

b) 列出测试反应时间的步骤（包括硬件和软件）。

1.12 使用按钮作为系统输入，存在两个问题：首先，开关抖动会让系统将一次按压检测成一连串的按压信号；其次，系统中断时间可能要比用户的最短按键时间长（即使存在开关

抖动），这种情况将导致系统完全忽略短暂的按键。试使用置位/复位（set/reset）锁存器接到数字I/O端口，以防止上述问题出现。

1.13 设计一个测试人反应时间的系统，使用以下构件：

- 一台有32位并行I/O端口的微机。
- 一个用于用户输入的机械按钮。
- 一个置位/复位锁存器。
- 一个LED。
- 一个32位计数器，可对1MHz的内部时钟脉冲进行计数。

此题与习题1.11相似，但使用了专用的32位时钟，来避免读取系统时时钟软件延迟引起的误差，并应用习题1.12的置位/复位锁存器来防止由抖动和系统中断引起的错误。假定：

- 第一次按下按钮表示用户（受测者）已准备好。
- 计算机程序接着随机延时5s～10s，然后点亮LED。
- 用户第二次按下按钮以回应LED的提示。
- LED的最大额定值为0.1A、0.6V（正向偏置二极管）。
- 可使用一个功率放大器（电压增益＝1）驱动LED。假设LED从通电到完全发亮需时1μs。
- 计数器有两条控制线：

“复位”线上的一个脉冲将计数器清零并启动计数，

“停止”线上的一个脉冲使计数器停止计数。

- 程序中使用指令get(&value)可读取计数器的当前值。

做下面的练习：

a) 绘制该系统的框图，画出并标识主要的构件、连接以及信号（功率放大器画成单输入、单输出、接公共地即可）。

b) 列出测试反应时间的步骤（包括硬件和软件）。

1.14 假设已有如1.13所述的测试系统，如何应用该系统和统计分析去判定：赛车手和喷气式飞机驾驶员相比，谁的反应更快？列出得到一个有效判定的全部必需步骤。

1.15 假定要求你为夏季奥运会的游泳项目设计一个用于计时的微机系统。

- 共有12位参赛者和12条赛道。每名选手在泳池的一端就位，发令枪响后下水并沿各自赛道游向对岸。
- 当游到对岸时，选手碰触到安装在池壁的开关（称为“接触板”）。该开关在碰触后将保持闭合，直至被人工复位。
- 使用一支发令枪开始该项目的比赛，当枪的扳机扣下时便接通一个电触点。
- 计算机系统一旦检测到触点的闭合，就马上将一段预先录制的枪响声，分别发送到12个安装在各选手后面的扬声器上（这样既对每位选手公平，又避免使用炸药）。
- 在接近每个接触板的地方安装一个外部计时电路（如图1-41所示）。计时电路均装有24位计数器，“开始”线的输入脉冲使其清零，并开始以100μs为单位递增计时，“停止”线的输入脉冲使其停止计时。开始和停止输入线在断路时浮于高电平，将

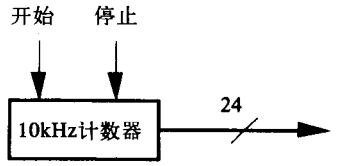


图1-41 数字计时电路

其接地则可置为低电平。

- 微机有三个16位输入端口和两个16位输出端口，没有模拟I/O端口。输入线在断路时浮于高电平，将其接地则可置为低电平。
- 枪声已记录在一个数字文件中，还有一个软件函数能将这个数字文件以正确的速率发送到某一个输出端口。
- 提供一个外部12位D/A转换器和一个功率放大器，以及第1章或第3章提到的任意数字电路。

设计要求为：

- 系统必须记录每位选手的时间，精确到100μs——即使有数位选手在同一个100μs内接触到面板。
- 选手完成比赛后，赛道号和每位选手的时间（以s为单位）要马上显示在显示屏上，并写入文件中。

做下面的练习：

a) 绘制你的设计图，画出并标识所有主要的构件及连线（只需画出两块接触板开关，计时电路和扬声器）。

b) 描述从比赛开始到最后一个选手完成比赛整个过程中发生的事件（硬件和软件）。

1.11 参考阅读资料

Michael Andrews, *Programming Microprocessor Interfaces for Control and Instrumentation*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1982.

Bruce A. Artwick, *Microcomputer Interfacing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.

David M. Auslander and Paul Sagues, *Microprocessors for Measurement and Control*, Osborne/McGraw-Hill, Berkeley, CA, 1981.

George C. Barney, *Intelligent Instrumentation*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

S. J. Cahill, *Designing Microprocessor-Based Digital Circuitry*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.

Joe Campbell, *Crafting C Tools for the IBM PCs*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

IEEE Standard 488-1981, *IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, NY, 1981.

IEEE-488 Control Data Acquisition and Analysis for Your Computer, National Instruments, Austin, TX, 1994.

B. W. Kernighan and D. M. Ritchie, *The C Programming Language*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988. This book defines ANSI C, which is not compatible with and supersedes the previous "Standard C."

Harold S. Stone, *Microcomputer Interfacing*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1982.

Willis J. Tompkins and John G. Webster, *Interfacing Sensors to the IBM PC*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

实验练习1

C语言程序设计简介

实验目的

用编译器/编辑器编写一个简单的C程序并编译之。观察8位、16位和32位二进制补码的无符号数表示和十六进制表示。用printf函数输出结果，用scanf函数控制程序交互和输入数据。

实验设备

- 装有Windows NT 操作系统和Microsoft Visual C++编译器的IBM兼容微机（奔腾系列）
- 打印机（可与其他实验室共享）

参考阅读资料

附录C、1.3节。

B. W. Kernighan and D. M. Ritchie, *The C Programming Language*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ. 1988.

实验过程

1. Microsoft Visual C++ 程序设计环境

你要为每个需要编写程序的实验创建单独的工程文件和文件夹。不是从头创建自己的工程文件夹，而是复制名为starter project的文件夹到你自己的文件存储区。实验室助教或教学助教将会告诉你如何在本地网络找到这个文件夹。这个文件夹包含一个名为starter project的文件（内含本实验所需的所有库模块），以及一些你可能要用到的C代码源程序文件，如InitAll和fft.c。

重命名starter project文件夹和它里面的.dsw工程文件，但要注意不能改变.dsw后缀名。双击桌面上Microsoft Visual C++ developer studio的快捷方式以启动它。点击主菜单File下的Open Workspace命令并选择你的.dsw工程文件，以此打开工程文件。而主菜单File下的Close Workspace命令将会关闭当前工程。注意每次只能打开一个工程。

要打开一个文本窗口以输入C程序代码，只需点击主菜单File下的New Text File命令。文件要以.c文件 (C 文件)格式保存，而不是以.cpp文件(C++ 文件)格式保存。注意，在其他的实验练习中，与数据采集板相关的部分C库函数在C++文件中是无效的。

要往工程文件中插入代码文件，可执行下面的步骤1) 以及步骤2) 的a) 、b) 、c) 中的一个。

1) 打开工程的工作区（方法见上）。工程显示在屏幕的左边。可用File View选项来查看工程当前关联的文件。

2) a) 打开代码文件，并在显示代码文件的屏幕上右击鼠标，选择Insert File Into Project命令。或者

b) 在工程的名字上右击鼠标，并点击Add Files to Project命令，选择希望添加的代码文件。或者

c) 点击菜单栏上的Project选项并选择Add to Project命令，选择希望添加的代码文件。

一个工程只可以有一个文件包含main()函数。如要从工程中删除一个代码文件，可以在file view模式下进入工作区窗口，选择要删除的文件并单击delete命令。

当工程加入main()函数和其他代码文件后，使用Build下拉菜单编译程序。选择Build菜单下的Build命令可编译所有的C源代码文件和连接所有的目标代码。如果选择Build菜单下的Compile命令，则仅编译新建的或修改过的源代码文件。选择Build菜单下的Execute〈run-time file name〉命令则可以运行你的程序。Build、Compile、Execute命令在工具栏里都有快捷按钮。

给实验室计算机系统管理员及教员的建议

1) 为学生在操作系统桌面上提供Microsoft Visual C++ developer studio的快捷方式。

2) 为学生提供starting project文件夹，并告诉学生如何在网络上找到这个文件夹。每次实验开始程序设计任务之前，学生把这个starting project文件夹复制到其文件存储区。他们可以先重命名这个文件夹以及里面的工程文件，然后再创建和添加他们自己的代码文件。

3) 如果要新建工程文件夹，可点击File：New命令，并在Project栏中选择Win 32 console application。在按OK按钮之前，要确定已选择了目标文件夹并输入了初始工程名。

4) 在工作区窗口下右击初始工程名（在File View模式下）并选择Settings...项。进入Setting窗口的Links栏，然后找到Object/Library选项。

链接以下对象/库模块到初始工程：advapi32.lib, comdlg32.lib, gdi32.lib, graph32.lib, kernel32.lib, odbc32.lib, odbccp32.lib, oldaapi32.lib, ole32.lib, oleaut32.lib, olmem32.lib, shell32.lib, user32.lib, uuid.lib和winspool.lib。

5) 将学生所需的代码文件（如InitAll和 fft.c）放置到“starting project”文件夹里。

2. 程序

用编辑器编写下面的C程序，该程序提示用户输入一个初始整数n1和一个结束整数n2，然后将从n1到n2的数以不同格式打印出来。

```
#include <stdio.h> /* needed to use printf, scanf */
main ()
{
char c;
int i,n1,n2,number;
long k;
float f;
while(1)
    {
    printf("enter first number: ");
    scanf("%d", &n1);
    printf("%d\n", n1);
    printf("enter last number: ");
    scanf("%d", &n2);
    printf("%d\n", n2);
```

```
    for (number=n1; number <= n2; number++)
        {
        c = number;
        i = number;
        k = number;
        f = number;
        printf("char:(dec)=\t%12d (uns dec)=%12u (hex)=%12x\n",c,c,c);
        printf("int:(dec)=\t%12d (uns dec)=%12u (hex)=%12x\n",i,-3,i);
        printf("long:(dec)=\t%12ld (uns dec)=%12lu (hex)=%12lx\n",k,k,k);
            /* note - this is %12 followed by the letters ld, not 121
followed by d */
        printf("f: (float)=\t %12.3f\n\n\n", f);
        }/* end for */
    }/* end while */
}/* end main */
```

3. 数字的表示

运行程序并观察0～5，125～130和−130～−125的数字的表示格式。注意0和小的正整数只有一种表示方法，而负数如−129却有6种表示方法，这取决于变量的类型和printf的输出格式。

4. 将8位字节转换成16位整数

编写一个函数pack(a, b)，将两个8位的字符型变量a和b转换成一个16位的整型变量（提示：运用左移运算符<<）。以十六进制格式从键盘输入变量a和b的值，程序以十进制数格式输出转换后的结果。

用以下例子来检查你的pack函数：

pack(0,80)=128	pack(0,7F)=127
pack(1,0)=256	pack(0,FF)=255
pack(80,00)=−32 768	pack(7F,FF)=32 767
pack(FF,01)=−255	pack(FF,00)=−256

实验报告

1. 实验方案

绘制一张本实验用到的主要构件（如键盘）的简单框图。

2. 数据摘要与分析

- 制表列出程序对你输入的每个数据的10个响应输出。一种可取的方法是将程序的输出结果制成一个简练的表格，打印出来并粘贴在你的实验报告上。表格的每列都应该有标题，以便阅读者知道数据的含义。
- 将测试pack(a,b)函数的输入数据和输出数据制成表格。

3. 讨论和结论

- 讨论由于变量类型和printf函数输出格式的不同，使得0和小的正整数的表示方式只有一种，而负数如−129却有6种不同表示方式。举出例子来证明你的论点。
- 画出函数pack(a,b)的流程图。

4. 问题

- 做习题1.5。
- 做习题1.6。
- 做习题1.7。

5. 实验数据记录

将程序源代码和原始输出数据打印出来并附上。

实验练习2

测量事件次数

实验目的

编写一个C程序，并运用该程序来测量人的反应时间。运用“学生”*t*分布测试来测定两个实验方法之间是否具有统计上显著的差异。

实验设备

- 装有Windows NT 操作系统和Microsoft Visual C++编译器的IBM兼容微机（奔腾系列）
- 打印机（可与其他实验室共享）

实验背景

1. Timer函数

奔腾处理器配有一个专用的计数器，这个计数器以1kHz的频率自动增加(加1)。而当计算机启动时，该计数器被清零。它的值可被下面的C函数读取：

```
time1 = GetTickCount();
```

变量time1应声明为：

```
DWORD   time1;      /* 32位存储*/?
```

2. Beep函数

计算机主板能通过函数Beep（频率，持续时间）产生一个听得见的声音，频率以Hz为单位、持续时间以ms为单位。频率取为550Hz较为合适。这个函数在声音的播放期间控制着计算机。因为要测量的人类反应时间从声音发出时开始计算，而计算机仅在声音结束后才能检测到键盘的输入，所以我们希望声音的持续时间尽量短，但同时又要足够长以使我们能清楚地听到。因此持续时间取为50ms较为合适。在这个设置值下，能记录的最短的可能反应时间为50ms，这个时间比任何可能的人类反应时间都快，且一般为看到或听到提示前按下反应键（以及“预装载”scanf函数缓冲区）的时间。

注意，GetTickCount和Beep函数都需要包含头文件〈windows.h〉。

3. “学生”t分布

给出两个包含一系列测量值的集合，$a_i : i = 1 \sim m_a$, $b_i : i = 1 \sim m_b$, 这些测量值是在不同的实验条件下测得的，$\bar{a}$ 和$\bar{b}$ 的公式如下：

$$\bar{a} = \frac{1}{m_a}\sum_{i=1}^{m_a} a_i \qquad \bar{b} = \frac{1}{m_b}\sum_{i=1}^{m_b} b_i$$

均方根偏差σ_a和σ_b公式如下：

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{m_a - 1}\sum_{i=1}^{m_a}(a_i - \bar{a})^2} \quad 和 \quad \sigma_b = \sqrt{\frac{1}{m_b - 1}\sum_{i=1}^{m_b}(b_i - \bar{b})^2}$$

标准误差$\sigma_{\bar{a}}$和$\sigma_{\bar{b}}$公式如下：

$$\sigma_{\bar{a}} = \sqrt{\sigma_a^2 / m_a} \qquad \sigma_{\bar{b}} = \sqrt{\sigma_b^2 / m_b}$$

利用表格5-2来确定$d = \bar{a} - \bar{b}$的值是否是偶然增大的。自由度公式为$n_f = m_a + m_b - 2$，“学生”t分布公式为$t = \dfrac{d}{\sigma_d} = \dfrac{\bar{a} - \bar{b}}{\sqrt{\sigma_{\bar{a}}^2 + \sigma_{\bar{b}}^2}}$。

如果$\bar{a}$和$\bar{b}$之差比均方根偏差σ_a和σ_b小，$|t|$的值就小，取得这样的或更大的$|t|$值的概率将会增大，而且我们不能说这种差别在统计上很显著。

但如果$\bar{a}$和$\bar{b}$之差比均方根偏差σ_a和σ_b大，那么$|t|$的值就大。我们据此可以大致得出结论：不同的实验条件导致了平均值$\bar{a}$、$\bar{b}$的不同。而表格5.2的概率数字使我们增强了对这个结论的信心。

一种查看$|t|$分布的方法是：先假定检验假设是正确的，即条件a和b不会导致数据的差异。在这个假设下，“学生”t分布将以0为中心，从较小的值延伸到较大的正值和负值的t。如果实验产生较大的$|t|$值，那么检验假设将会被否定。根据经验法则，如果较大值的$|t|$出现的可能性低于0.1%，那么检验假设就可以被否定。因为，即使检验假设是正确的，1 000次实验中也至少会出现一次足够大的$|t|$使$P(>|t|) = 0.1\%$！

实验规模的注意事项：如果不同条件的实验的确导致了测量数据的差异，那么令m_a和m_b足够大，则$|t|$值也会相应变大。如果不同的条件不会导致测量数据的差异，那么不管m_a和m_b的值为多大，t的平均值都将会为0，而$|t|$的平均值约为1。

参考阅读资料

5.2节、5.3节。

更全面的处理方法描述见：

Lyman Ott and William Mendenhall, *Understanding Statistics*, Duxbury Press, Boston, MA, 1985.
George. W. Snedicor, *Statistical Methods*, Iowa State University Press, Ames, IA, 1965.

实验过程

1. 程序

1) 包含必不可少的头文件：

```
#include <dos.h>
#include <windows.h>
#include <math.h>
```

定义变量：

```
DWORD   time1, time2, time3;
```

```
char dummy;
double dtime;
```

2) a) 延迟5s：

```
time1 = GetTickCount();
time2 = time1;
while (time2 < (time1 + 5000) )
    time2 = GetTickCount();
```

b) 随机延迟5s～14.9s：

```
time1 = GetTickCount();
time2 = time1;
while (time2 < (time1 + 5000 + 100*(time1%100)) )
    time2 = GetTickCount();
```

注意：(time1%100) 是伪随机数字(pseudo-random number)，取值在0～99之间。

3) a) 在显示屏上显示一个字母：

```
printf("a");  /* 可视提示——写一个字母到显示屏上*/
```

注意：屏幕每秒刷新60次，所以至少需要17ms才能显示一个字母。

b) 产生提示声音。以下的函数将产生一个550Hz、持续50ms的声音，然后返回控制给程序：

```
Beep(550, 50);
```

4) 暂停直到回车键被按下。可由以下语句通过读取变量dummy的值来实现：

```
scanf("%c", &dummy);  /* 暂停直到回车键被按下*/
```

注意 键盘接口是9 600b/s的串行接口，每个字符大约占10位（一个8位的字节另加起始位和停止位）。所以键盘的每个字符的I/O最少需要1ms。

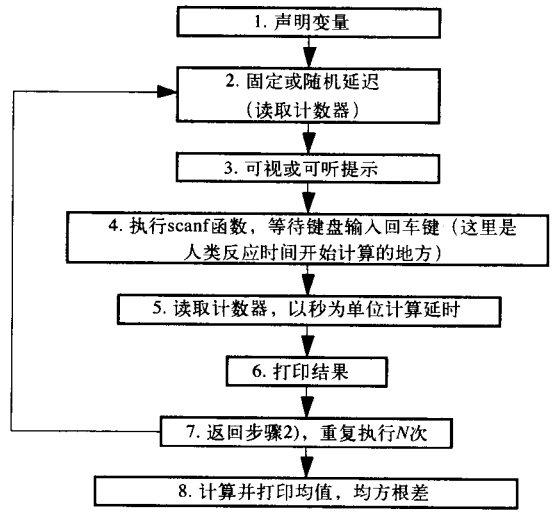
5) 读取人的反应延迟后的计数器的值，并把所得值转换为以秒为单位。

```
time3 = GetTickCount();
dtime = 0.001 * (time3 - time2);
```

6) 在屏幕上显示反应时间，将结果写到文件中以备随后打印。

7) 返回步骤2)，再做一次。

8) 反复做10次，计算并打印出10个独立的反应时间、均值、标准偏差和均值的标准误差。



实验图2-1 人类反应实验流程图

2. 程序流程图

按照实验图2-1，为程序绘制流程图。

3. 学习曲线

设置固定的延时（设置方法见程序2) a))

和可视提示（程序3) a)），对每个实验参与者，分别测量10次反应实验中的若干次。注意观察均值是如何发生变化的。如果产生一个几毫秒的反应时间，那可能是在提示出现之前按下了回车键。这样的数据应该只用在测试系统的响应时间。

4. 固定延时条件下对可视提示的反应

经过前面部分的练习后，每个实验参与者分别测量10次反应时间。这里运行程序和第一次事件发生（显示字符）之间的延时是已设定的，因而被测者可以利用意识上的“时钟”来预测它。

5. 随机延时下对可视提示的反应

将程序中的步骤2，改为随机延时（用2) b) 中的程序代码，替换2) a) 中的程序代码)。这里我们将会用计数器的两个最低有效数字来产生一个随机延时，延时时间从最小5s到最大14.9s。

采用随机延时，预测字符显示将会变得更困难。

6. 随机延时条件下对可听提示的反应

用程序中步骤3的b) 可听提示代替步骤3的a) 可视提示，并且重复前一节的操作。

7. 计算机响应时间

测试在可视和可听提示下能够测量的最小延时。(提示：在延时循环中和提示出现前按下回车键，以此来预加载scanf函数。)

实验报告

1. 实验方案

绘制关于这个练习用到的主要构件（如键盘）的一个简单框图。

2. 数据摘要与分析

将下面实验过程测得的反应时间绘制成表格：过程3（学习曲线，实验伙伴测得数据之间的差异)，过程4（可视提示，固定延时)，过程5（可视提示，随机延时)，过程6（可听提示，随机延时)，过程7（计算机在可听和可视提示下的响应时间)。

3. 分析

1) **平均延时和不定度**。对每个实验过程，如4（可视提示，固定延时)、5（可视提示，随机延时)、6（可听提示，随机延时)、7（计算机响应)，利用实验背景部分介绍的公式，计算平均延时、均方根偏差和均值的标准误差，并且绘制成表格。对每一个实验过程，应该记录下两个不同的被测者的测试数据，并且将结果绘制成表格。如果实验时间不够，可以在家里做实验分析。

2) **“学生”t 测试**（可视固定延时与可视随机延时)。比较可视提示在固定延时和随机延时条件下的反应时间。运用在实验背景部分介绍的公式，来比较过程4和过程5的结果之间的

差异。计算并将以下结果绘制成表格：

- $d = \bar{a} - \bar{b}$。
- σ_d。
- 数据自由度$m_f = m_a + m_b - 2$。
- “学生”t分布。
- 偶然的极大$|t|$的概率P：运用表格5-2来测试P的值（如需要可使用插值方法）。如果P（$\geqslant |t|$）的概率小于1%，那么平均反应时间的差异可能不是偶然的。

3)**“学生”t测试**（随机——可视与可听）。可视与可听提示在随机延时条件下的比较。重复前面的2)，分析实验过程5和6的结果的差异。

4)**“学生”t测试**（不同的实验伙伴之间）重复前面的2)，分析两个实验伙伴关于实验过程3、4、5或6的实验数据的差异。

4. 讨论和结论

1) 讨论被测试者的感知能力和在固定延时实验过程中对反应时间的改进（过程3、4)。

2) 讨论两个实验参与者之间反应时间的差异。运用“学生”t分布来分析哪个人的反应时间更快。

3) 讨论被测试者在随机延时下对反应的预测（实验过程5)，并与固定延时下（实验过程4)的比较。运用“学生”t分布来分析哪个反应更快。

4) 讨论被测试者对可听提示（实验过程6）和可视提示（实验过程5）反应的比较，运用“学生”t分布来分析哪个反应更快。

5) 讨论：可测量实验数据在不同的实验条件下，结果是否不同，取决于实验的设计。考察每次测量的精确度、观察的次数、控制所有混乱的变量、用被测试者做自我控制等等。

5. 问题

1) 编写一个C程序（或画一个流程图）以10s为周期持续发出声音，并要避免产生系统错误。换言之，第N次发出声音将在第10Ns，其精确度应在实验设备允许的范围内。

2) 假设确信可测量数据依赖于实验条件的变化，但经过初步的实验后，发现“学生”t分布的值太小，以致不能证明该假设。应该怎样进一步研究这个问题呢？

3) 你所期待的系统对可视或可听提示的延时为多少？该预测结果与过程7的观察结果一致吗？

6. 程序和实验数据记录

- 打印输出程序代码、数据和原始结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件)，应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习3

数字接口：开关和灯

实验目的

编写并测试一个C程序，该程序用微机的并行接口读取像开关这样的简单外部设备，并控制发光二极管发光。通过实验熟悉握手线和数字接口协议。

实验设备

- 装有Windows NT 操作系统和Microsoft Visual C++编译器的IBM兼容微机（奔腾系列）
- 打印机（可与其他实验室共享）
- 数据转换接口板DT3010
- +5V的电源
- 数字万用表
- 万用电路板
- 一个10μF、25V的电解电容（装在电路板的电源接线柱与接地接线柱之间）（绿色接线柱是地线）
- 三个0.1μF、CK05的旁路电容（装在所有集成电路的电源与接地之间）
- 八个330Ω的电阻
- 一个有八个开关的双列直插式组件（DIP）
- 一个74LS244八缓冲器
- 一个74LS374八边缘触发式触发器
- 八个发光二极管
- 一个74LS47 BCD码七段译码器（负逻辑，集电极开路输出，即输出低电压对应发光段）
- 一个七段LED显示器（集电极开路的共阳极输入）
- 或者用一个集成的七段LED显示器/译码器代替上述单一功能的译码器和显示器

实验背景

1. 并行I/O端口

如要与外部的数字设备通信，微机必须能在它的随机存取存储器与外部线路之间传递一个字节（8位）或一个字（16位或32位）。用即插型接口板（数据转换器DT3010），其配置有特别为微处理机、接口板、Windows NT操作系统而写的C函数库。

因为我们将使用的数据转换器DT3010没有握手功能，所以，要用八边缘触发式触发器集成电路来缓冲保存输入数据，并将其中一条输入数据线用来与程序作简单的握手。

2. 软件

程序开头：

```
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include "DAboard.h"
int main()
{
    unsigned int val;
    InitAll();          /* 必须初始化DT3010的数据
acquisition board */
```

必须将“DAboard.c”文件包括在编译计划中。

3. 从DT3010并行输入端口读取数据

DT3010有一个具有两个8位并行端口的二进制输入/输出元器件，可以设置这两个8位并行端口为输入端口或输出端口。在这个实验中，我们用芯片的89～96引脚作为输入端口。用高电平输入（5V）代表二进制的1，低电平输入（0V）代表二进制的0。读取二进制输入的C函数是：

```
olDaGetSingleValue(hDin, &val, 0, 1.0);
```

4. 向DT3010并行输出端口写数据

二进制输出的C函数是：

```
olDaPutSingleValue(hDout, val, 0, 1.0);
```

“选通”和“输入数据有效”引脚在断开外接连线的状态下其电压浮于高电平，给这两个引脚输入脉冲的最简单的方法是将它们与地线断开，然后再将它们与地线连接。

注意，“选通”引脚的作用是控制74LS374触发器，而“输入数据有效”引脚的作用则是允许外部电路与计算机程序通讯。只要“选通”引脚保持低电平，那么数据将会保存在寄存器中以供C程序读取。

注意电源接通后，所有的输出线都会被初始化成高电平。当向输出线写一个字时，输出线上就会呈现对应的电平（5V代表1，0V代表0），并一直保持到新数据写入。

总之，实验步骤的顺序是：

1) 程序初始化发出某个数据采集命令（通过时间脉冲，指示脉冲，键盘提示等等）。

2) 程序循环，等待“输入数据有效”位变成高电平。

3) 外部设备向并行输入端口输入数据，然后，外部设备往74LS374的“选通”引脚发一个低－高－低的脉冲，使得74LS374输入线上的数据传送到输出线上。

4) 然后外部设备发给“输入数据有效”引脚一个低－高－低的脉冲。

5) 程序检测到“输入数据有效”引脚为高电平，接着读取锁存器（将锁存器里的数据存储到内存中）。

参考阅读资料

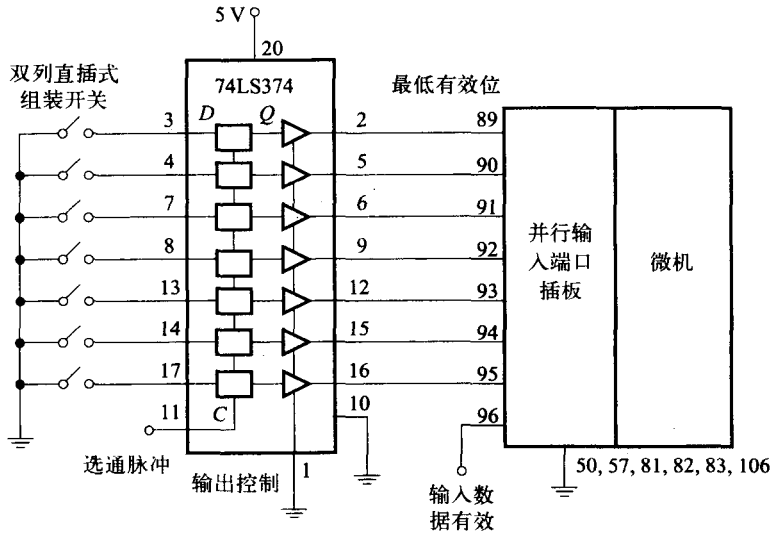
附录E。

实验过程

1. 电路

1) 在电路接通电源之前，用数字万用表测量电源输出并将其调整到5.0V。用欧姆表测试哪些接线柱（应该显示绿色）与金属板相连接。将这个接线柱与电源的地线和电路的所有地线连接到一起。将另一个接线柱与+5V和电路相应的地方连接。

2) 如实验图3-1所示，将七个双列直插式组装开关连接在地线和74LS374的输入端引脚之间。74LS374的七个输出端引脚连接到二进制输入端口（并行输入端口插板的引脚89～95）的第0～6输入位。因为74LS374拥有内部“拉起”电阻，所以，开路为高电平，而接地是低电平。



实验图3-1 开关与连接到并行输入端口的八边缘触发式触发器电路图。通常将“选通”引脚与“输入数据有效”引脚接地，并且在用户要实现功能时，暂时断开

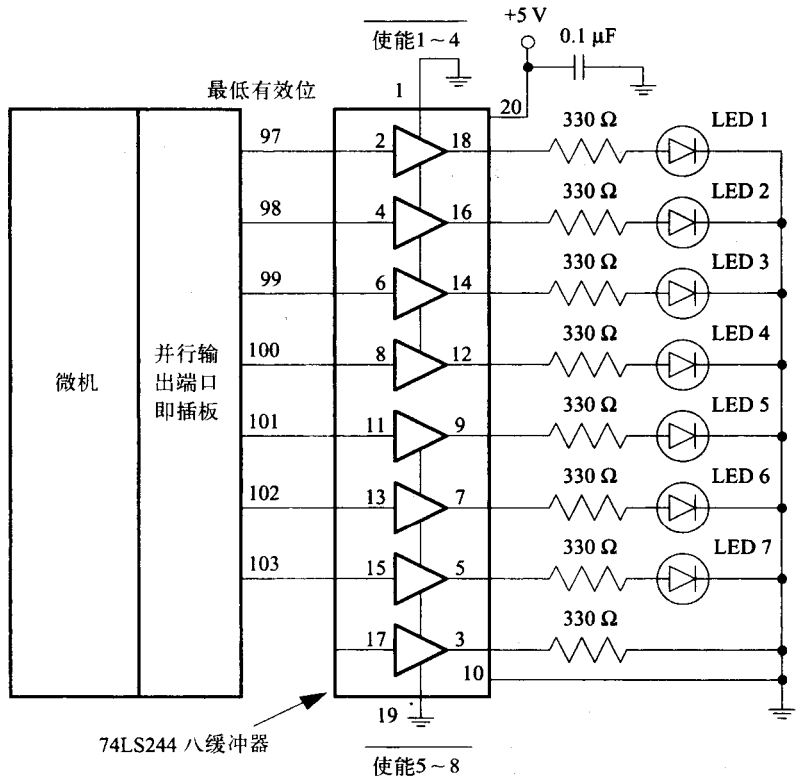
3) 因为将输出控制线接地（引脚1），所以，74LS374三态输出总是保持有效。

4) 如实验图3-2和3-3所示，连接二进制输出端口的输出位0～6（引脚97～103）到74LS244八位缓冲器的输入端。连接输出端到限流电阻和发光二极管。将引脚1接地以使缓冲引脚1～4有效，引脚19接地使缓冲引脚5～8有效。引脚10接地，引脚20接+5V电源。在引脚20与地之间接上一个0.1μF的电容。

5) 将DT3010的地线（引脚50，57，81，82，83，106）和外部电源的地线相连接。

注意1 在所有的实验练习里，都要将一个10μF的电解电容连接到电路板电源接线柱（+5V,+12V,−12V）和接地接线柱之间。注意电容的极性！如果接反了，电解电容可能爆炸！这些电容能在低频（比如60Hz）条件下稳定电源的供应电压，但是不能很好地减少由于高速（<1μs）地电路交换所带来的尖峰脉冲。要减少这些高速的尖峰脉冲，可以在所有集成电路的电源和地线之间连接一个0.1μF的电容。

注意2 用5V电源供给74LS244缓冲器。禁止连接任何东西到微机的电源线上。任何一个错误都将使微机电源短路，造成昂贵的损失。



实验图3-2 并行输出端口、八缓冲器、限流电阻以及发光二极管的示意图。引脚1和引脚19接地，以保持三态输出有效

2. 程序

编写实现以下功能的C程序。

1) 提示用户（用printf函数）a) 设置七个开关；b) 按回车键；c) 短暂断开选通引脚与地线的连接；d) 短暂断开“输入数据有效”引脚与地线的连接。

2) 等待回车键：

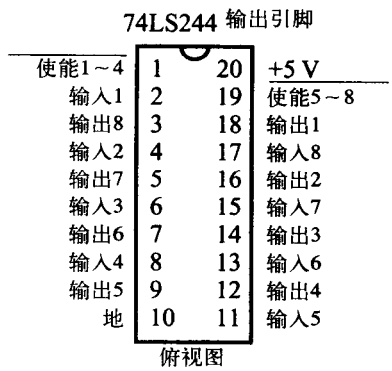
```
scanf("%c", &dummy);
```

3) 等待直到状态位被触发：

```
val = 0;
while (val < 128)
    olDaGetSingleValue(hDin, &val, 0, 1.0);
```

4) 屏蔽七个开关的值：

```
val = val & 0x7F;
```



实验图3-3 并行输出端口、八缓冲器、限流电阻以及发光二极管芯片引脚图解

5) 向输出端口的最低7位写入值：

olDaPutSingleValue(hDout, val, 0, 1.0);

6) 向终端显示器输出值。

7) 循环回到步骤1) 。

3. 从开关读值并向灯写数据

按以下步骤运行上述程序：

1) 设置开关的组合值，并按下回车键。

2) 短暂断开“选通”引脚与地线的连接（1s～2s足够）。当选通引脚变高电平时，八触发器的输出端将会读取外部开关的值。当“选通”引脚再变低电平时，寄存器的输入端保留读入的值。这是很重要的，因为程序不一定能立即读取输入的值。(短暂地与地断开连接意味着将电线与地线断开，这将使其浮于高电平（一般时间少于1s)，然后再将它与地线再次连接。)

3) 短暂切断“输入数据有效”引脚与地的连接。

4) 程序检测到“输入数据有效”引脚上的第一个脉冲并读取数据。触点的抖动可能会引起随后的脉冲（见图1-31)，但它们会在用户完成第1步之前已结束，而程序能够顺利到达第4步。但在高速的数据采集情况下，触点的抖动会引起麻烦，需要一个去抖动的电路，例如图1-32中的电路。

5) 程序向灯和终端显示器写数据。

重复这个过程，改变开关的组合值。要确保这个组合值是LED发光组合允许的。

4. 测试“选通”和“输入数据有效”引脚的功能

利用前面的程序，修改运行过程如下：

1) 设置开关的组合值，并按下回车键。

2) 短暂断开“选通”引脚，使开关值读入到74LS374的输出端口。

3) 改变开关组合值。

4) 短暂断开“输入数据有效”引脚，引发程序读取端口的值。

5) 记录开关的组合值和LED的发光组合方式。注意比较程序读入的值是否是“选通”引脚脉冲有效时的开关组合值（在第2) 步设置)，或者是读命令执行时的值（在第4) 步设置)。

6) 短暂断开“选通”引脚。

7) 短暂断开“输入数据有效”引脚，引发程序读取端口值。

8) 记录开关的组合值和LED的发光组合方式。注意比较程序读入的值是否是在第2) 步或第4) 步时设置的值。

5. 从开关到定时器到灯

按如下说明改变实验过程2的程序：

1) 开始时写七个开关的值到灯里，但每0.5s将值减1。用GetTickCount函数像实验2那样来记录时间。

2) 在固定循环周期将减少的值写到灯里。这将会不断地显示出数值。

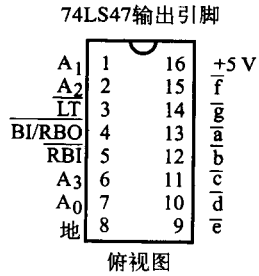
3) 程序应该在数值变0时停止。

以不同的开关组合值来运行程序，记录下从127减至0的时间。

6. 七段译码器驱动器

连接在实验过程5中用到的3个变化最慢的位到七段译码器的输入端口。连接输出端口到七段发光二极管显示器上（实验图3-4）。

重复实验过程5，观察七段显示器的变化。这演示了使用单个集成芯片将一个二进制数转换为八进制数的过程。



实验图3-4 BCD到七段译码器。四条输入数据线A0～A4控制七段发光二极管显示器中的七个灯的发光来产生数字0到9。$\overline{LT}$（灯测试）在低电平时点亮七段发光二极管显示器上的所有灯。$\overline{BI/RBO}$和$\overline{RBI}$用来消除前导零和/或后置零

实验报告

1. 实验方案

为你的实验方案画一个简单框图。画出电路板上的所有构件以及与计时器、I/O端口的连接。

2. 数据摘要与分析

总结在实验过程3、4、5和6中的观察结果。

3. 讨论和结论

- 描述在实验过程3中的对硬件和软件的操作。
- 讨论实验过程4与3的差别之处。
- 描述在实验过程5中的观察结果。
- 描述在实验过程6中的观察结果。
- 写一段计算机程序：读取四个开关组合值，用二进制表示，范围从0000到1001。然后使七段发光二极管显示器上不同段发光，来组合显示出相应的十进制数。（只用软件命令和并行I/O端口，不用在实验过程6中的七段译码器电路。）
- 给出两个具体的数据采集的例子（而不是这个实验练习提供的），说明选通引脚的脉冲在哪出现才能使计算机读取有效的输入数据。

4. 问题

- 边缘触发式触发器在这个实验中起到了什么作用？
- 要怎样修改程序和电路才能检测到开关的闭合，并能在开关关闭后在七个七段显示器上连续地显示分（最大值99）和秒（并且精确度为0.001s）？
- 做习题1.11。要运用在实验练习3中学到的技巧来改进实验练习2的时序精确度。
- 做习题1.12。

5. 程序和实验数据记录

- 打印输出源程序代码。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

第2章
模拟工具

2.1 概述

本章介绍一些用于处理传感器信号的模拟工具和技术，经过处理的传感器信号能够被微机数字化并且读取。这些模拟工具和技术包括：i) 运算放大器(Operational Amplifier, Op Amp)和可以用于低电平放大、求和以及整流的有用的电路；ii) 测量放大器(Instrumentation Amplifier)和隔离放大器(Isolation Amplifier)；iii) 噪声源和决定信噪比的若干因素；iv) 模拟滤波电路。本章还介绍了功率放大器。功率放大器(Power Amplifier)使得微机可以驱动执行器，如马达、灯泡或者电热元件。

第1章和第2章分别讨论数字信号和模拟信号，现在我们对比一下两者之间的基本差别。

模拟信号：

- 用单根导线（外接地回路）
- 电压电平是连续的
- 模拟信号大多数是由电子传感器产生的（如：温度、压力、光能等级、声音、神经和肌肉活动等传感器）

串行数字信号：

- 用单根导线（外接地回路）或单光束
- 仅有两个逻辑电平
- 数字的每一位都是沿着导线或光纤串行地发送
- 适合于在电话线、同轴电缆和光纤上传输

并行数字信号：

- 二进制数的每一位都各用一根导线（外接地回路）
- 仅有两个逻辑电平
- 通常用于短距离通信（需要提供多根并行导线）
- 传输速率高

2.2 运算放大器电路

运算放大器（简称运放）是一种低成本的集成电路（如图2-1），是模拟电路设计中最有用的元器件之一。

理想的运算放大器具有以下特性：

1) 具有极大增益的差动放大。

2) 有极高的输入阻抗（没有电流流入两个输入端V_-和V_+）。

3) 输出阻抗为零（输出电流的大小没有限制）。

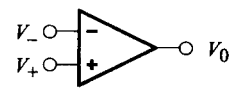


图2-1 运算放大器。$V_0 = A(V_+ - V_-)$，其中A是开环增益

实际的运算放大器与理想的运算放大器之间的重要差异如下：

1) 输入端V_+和V_-产生一个输出$V_0 = A(V_+ - V_-)$，其中开环增益A是有限的，而且随着时间周期衰减。增益和频率的乘积的典型值是$10^5 \sim 10^8$ Hz。

2) 输入阻抗是有限的。对于双极型晶体管，其输入阻抗典型值是$10^6\Omega$；对于场效应晶体管，其输入阻抗典型值是$10^{12}\Omega$。

3) 当V_+和V_-对地短路时，由于内部电阻和电流的不平衡，V_0可能呈现偏置电位。

4) 当输入端V_+和V_-通过相同阻值的电阻连接到相同的电位时，由于外部偏置电流不等，V_0可能不为零。

5) 一个电压增益为100的放大电路中（参见以下章节），在频率为10kHz时，输出阻抗的典型值是10Ω，并且与增益和频率的乘积近似成比例。

6) 最大输出电流的典型值为20mA。

2.2.1 反向放大器

反相放大器（inverting amplifier）是带负反馈（Negative feedback）的运算放大器电路的第一个实例（如图2-2）。我们将在实验练习4中看到，这种负反馈建立了固定的而且明确定义的**电压增益**（Voltage gain）$G = V_0 / V_1$(输出与输入电压之比),这个增益有很宽的频率范围。G也称为**闭环增益**（Closed-loop Gain）。

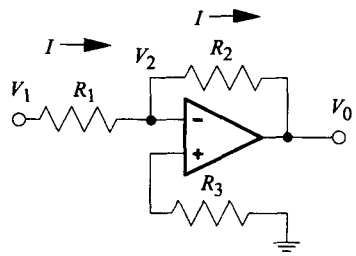


图2-2 反向放大器。$G = V_0/V_1 \approx -R_2/R_1$

我们用上节给出的理想运算放大器特性来计算闭环增益G。输出电压由$V_0 = -A\ V_2$给出。因为运算放大器有很高的输入阻抗，所以没有电流流入它的输入端，在端点V_0和V_1之间的电流I流过两个电阻。应用欧姆定律（Ohm's law），得到：

$$I = (V_1 - V_2) / R_1 = (V_2 - V_0) / R_2$$

消去分式：

$$V_1R_2 - V_2R_2 = V_2R_1 - V_0R_1$$

用$-V_0/A$代替V_2，得到：

$$V_1R_2 + (R_1 + R_2)\ V_0/A = -V_0R_1$$

合并同类项：

$$V_1R_2 = -V_0\left[R_1 + (R_1 + R_2)/A\right]$$

$$G = \frac{V_0}{V_1} = \frac{-R_2}{R_1 + (R_1 + R_2)/A} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

注意，$V_2 = -V_0/A$，所以V_2是很小的电压值，通常称V_2点为“虚地”。反之，对于正弦波输入信号，可以用V_0和V_2的测量值，计算开环增益$A = -V_0 / V_2$，其为频率的函数。正如实验练习4演示所示，V_2随着开环增益A的减小而迅速增大。

在偏置电流I_B^+和I_B^-相等的情况下，从＋输入端和－输入端分别到地的两条电阻通路，它们的最小偏置误差应该相等。这可以由以下几个因素保证：a) 两条输入电路在同一硅片上紧紧挨着；b) 它们被装配在一起；c) 它们的温度近乎相等。在通常情况下，提供V_1的电源内阻比R_1小，而且输出负载电阻比R_2小，这意味着$R_3 = R_1 \parallel R_2 = R_1R_2/(R_1 + R_2)$。

1. 虚短法则

如果运算放大器处在一个负反馈电路中，输出端能自调整，以使V_+和V_-两端的电位保持

近乎相等。假如满足下面两个条件，上述结论成立：a) 输出不饱和 ($|V_0| < 10V$)；b)开环增益A很大 ($>10^6$)。由运算放大器方程式，立即可以得到$V_+ - V_- = V_0/A < 10\mu V$, 即$V_+$和$V_-$相差不到10μV。

虚短法则

如果运算放大器在一个负反馈电路中，其输出不饱和且开环增益很大，则负反馈使得+和－两个输入端保持等电位。

假定A >> 1,我们可以用虚短法则计算反相放大器的增益。首先我们注意到V_-端不能接收和产生电流，所以任何流过R_1的电流必定流过R_2，而且：

$$I_{R1} = (V_1 - V_2)/R_1 = I_{R12} = (V_2 - V_0)/R_2$$

由虚短法则知道 $V_2 = 0$，所以：

$$V_1/R_1 = -V_0/R_2$$

而电压增益为：

$$G = V_0/V_1 = -R_2/R_1$$

2. 输出饱和

当输出电压被驱动到超过电源供给的电压时，运算放大器输出饱和。当运算放大器达到输出饱和时，对于任何输入信号，输出似乎固定在大约－10V或＋10V。输出饱和这种状况，通常是由阻止负反馈的电路错误所引起的。

2.2.2 同相放大器

利用反馈也可以构造具有高输入阻抗的同相放大器 (Noninverting amplifier) (图2-3)。由欧姆定律和运算放大器方程，得到：

$$I = (V_0 - V_2)/R_2 = V_2/R_1$$
$$V_0 = A(V_1 - V_2) \quad V_2 = V_1 - V_0/A$$

消去V_2, 并用V_0表示V_1，得到：

$$V_0R_1 - V_1R_1 + V_0R_1/A = V_1R_2 - V_0R_2/A$$
$$V_0\left[R_1 + (R_1 + R_2)/A\right] = V_1(R_1 + R_2)$$

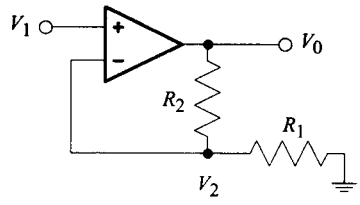


图2-3 同相放大器。$G = V_0/V_1 \approx (R_1 + R_2)/R_1$

电压增益为：

$$G = \frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + (R_1 + R_2)/A} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

当频率足够高时，A不是很大并且$G \approx A$。从V_+端和V_-端到地的两条电阻通路的最小偏置误差应该相等。通常情况下，V_1的电源内阻比运算放大器的输入阻抗小，而且输出负载电阻比R_2小，这意味着$R_1 \parallel R_2 = R$(电源)。

假设$A >> 1$, 我们可以用虚短法则来计算同相放大器的增益。运算放大器产生用以保持$V_2 = V_1$的必要的输出电压V_0。因此得到$V_0/(R_1 + R_2) = V_1/R_1$ 和电压增益$G = V_0/V_1 = (R_1 + R_2)/R_1$。

2.2.3 差动放大器

通过组合上面介绍的电路，我们得到一个在一定频率范围内具有固定增益的差动放大器(Differential amplifier)（图2-4）。输入阻抗由R_1和R_3的阻值确定，其值必须比电源阻抗大很多。如果不满足这个条件，放大器电路将降低由电源产生的电位，而且降低精确度。

对于一般的R_1，R_2，R_3和R_4值，输出电压为：

$$V_0 = V_2 \frac{(R_1 + R_2)R_4}{(R_3 + R_4)R_1} - V_1 \frac{R_2}{R_1}$$

对$R_1 = R_3$和$R_2 = R_4$的特殊情况，可得：

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

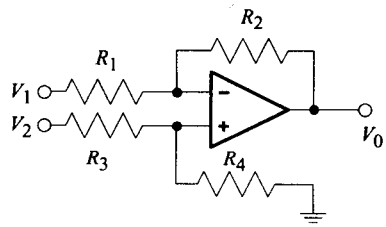


图2-4 差动放大器

从V_+和V_-端到地的两条电阻通路的最小偏置误差应该相等。通常情况下，V_1和V_2的电源内阻比R_1和R_3小，而且输出负载电阻比R_2小，这意味着$R_1 \| R_2 = R_3 \| R_4$。

设计技巧

假如一个传感器具有我们不想要的温度灵敏度，考虑使用第二个温度相同但不产生相关信号的传感器。这时，差动放大器可以用来提取信号。

2.2.4 电压跟随器

电压跟随器（voltage follower）是同相放大器的一个特例，也称为单位增益缓冲器。当传感器有足够高的输出电压，但其输出阻抗较高时，用电压跟随器来放大其小电流是很有用的（图2-5）。

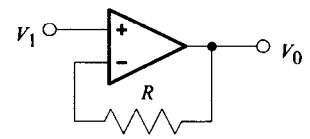


图2-5 单位增益缓冲器。$V_0 = V_1$

运算放大器方程和分压器（voltage-divider）方程是：

$$V_0 = A(V_1 - V_0) \text{ 和 } V_0 + AV_0 = AV_1$$

解之，得：

$$V_0 = \frac{V_1 A}{1 + A} \approx V_1$$

注意电压跟随器是同相放大器在R_1为无限大时的特例。对于最小偏置误差，有$R = R$（电源）。

设计技巧

仅当流过电阻分压器的电流比流过负载的电流大许多时，电阻分压器才是精确的。如果不是这种情况，则可以考虑在分压器的输出和负载之间使用电压跟随器。

2.2.5 电流－电压转换器

通过把图2-2中的R_1设置为零，就得到电流－电压转换器（Current-to-voltage converter）（图2-6）。在这种情形下，通过R的负反馈抵消输入电流I，并产生输出电压$V_0 = -IR$。重要的

是输入电流源的阻抗不能太大，否则运算放大器的泄漏电流将引起大的偏移电压，甚至是输出饱和。

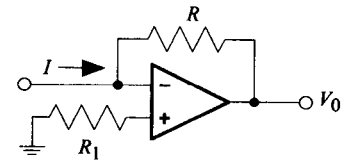


图2-6 电流-电压转换器。$V_0 = -IR$。选取适当的R_1以使偏置误差最小化

2.2.6 求和放大器

前面介绍的原理可以用来构造一个电压求和放大器(Summing amplifier)，如图2-7所示。到达运算放大器负端点即虚地的电流是$I = I_1 + I_2 + I_3 = V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3$，而输出电压$V_0$为:

$$V_0 = -IR = -(I_1+I_2+I_3)R = -\left(\frac{V_1}{R_1}+\frac{V_2}{R_2}+\frac{V_3}{R_3}\right)R$$

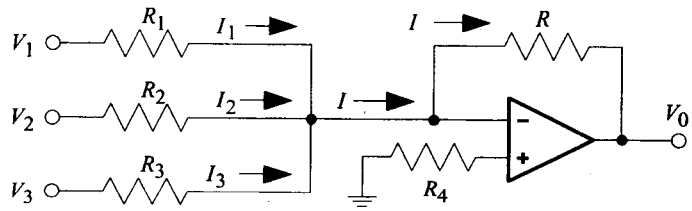


图2-7 求和放大器。输入电阻R_1、R_2、R_3阻值相等时，输出电压是输入电压的和。选取适当的R_4以使偏置误差最小化

这里假设运算放大器的负端是一个理想的虚地，即在感兴趣的频率范围，要求运算放大器有高的开环增益。在这种情况下，当$R_1=R_2=R_3=R$时，可得电压求和放大器$V_0 = -(V_1 + V_2 + V_3)$。当$V_1 = V_2 = V_3 = V$时，得到一个电流求和放大器，并且流过每一个输入支路的电流大小由各支路相应的电阻值决定。后者用于数/模转换器（第3章）中。

设计技巧

用求和放大器可以以任何比例合并传感器（或其他）电压。每一个电压的比例，由相应的串联电阻决定。

2.2.7 全波整流器

全波整流器 (Full-wave rectifier) 是一种输出与输入的绝对值相等的运算放大器电路。高开环增益使得其可以对很小的输入信号进行运算。全波整流器用来对波形整流，以确定一个载波的包络（例如在振幅解调中）或者确定一个噪声信号的峰到峰之间幅度平均值（例如在实验练习18中处理肌动电流图）。图2-8所示的运算放大器电路通常用于这种目的。

这个电路可以分解为两个等效电路。当$V_1 < 0$（图2-9）时，二极管D_1导通，这使得第一个运算放大器的输出端为虚地，从而可以等效为将第一个运算放大器从电路中移出。进入第二个运算放大器的电流是V_1/R，并且其输出是$V_0 = -V_1(R_2/R)$。在理想情况下，当$V_1 < 0$时，$R_1=R_2$且$V_0 = -V_1$。

当$V_1 > 0$（图2-10），二极管D_2导通,第一个运算放大器变成一个反相放大器，其输出电压为：

$$V_2 = -V_1 R_1 / R$$

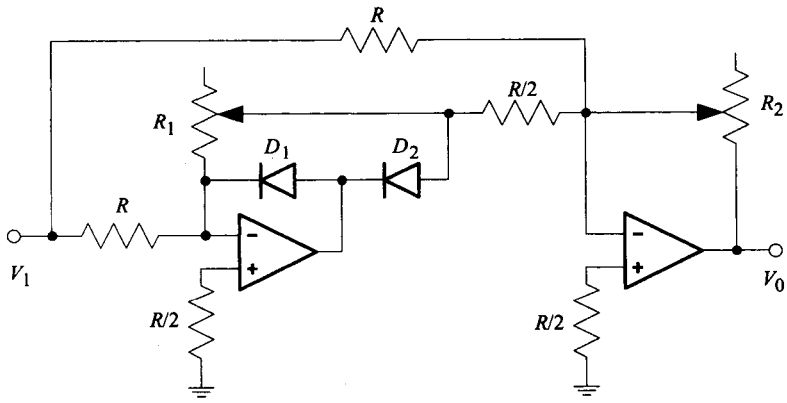


图2-8 全波整流电路。理想情况下，$R_1 = R_2 = R$，且$V_0 = |V_1|$。图2-9和图2-10分别为$V_1<0$和$V_1>0$的等效电路

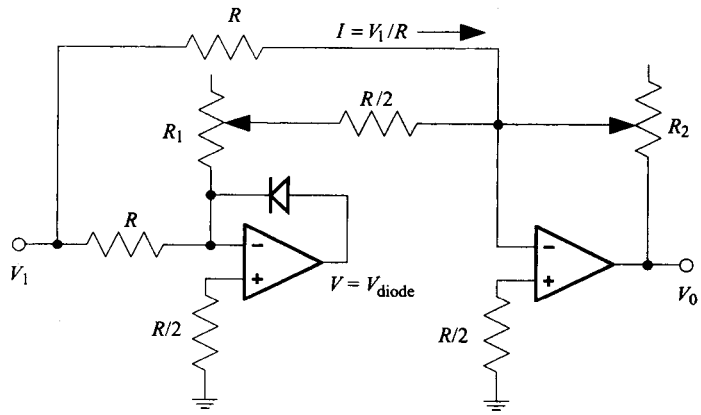


图2-9 当$V_1 < 0$时，等效全波整流电路

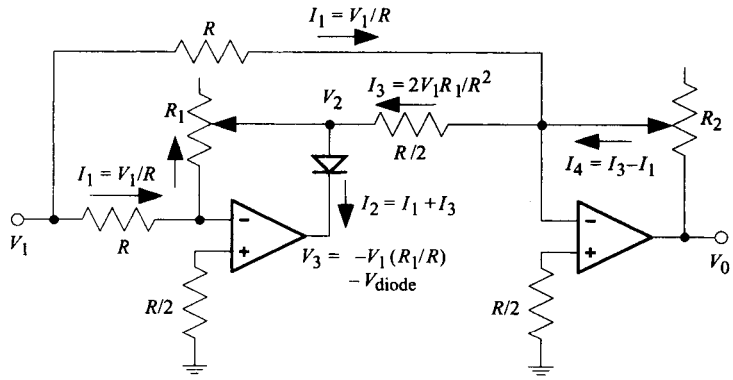


图2-10 当$V_1 > 0$时，等效全波整流电路

流过$R/2$电阻的电流为：

$$I_3 = V_2 / (R/2) = 2 V_1 R_1/R^2$$

第二个运算放大器的输出电压为：

$$V_0 = R_2 I_4 = R_2 (I_3 - I_1) = V_1 (R_2/R) (2 R_1 / R - 1)$$

在理想情况下，当$V_1 > 0$时，$R = R_1 = R_2$且$V_0 = V_1$。

为了调整电阻R_1和R_2，可以用一个正弦波作为测试输入。如果整流波形的正弦（正、负）半周的幅值不同，则应该通过改变第一级运算放大器的反馈电阻R_1来调整它的增益。如果输入和输出有不同的幅值，则应该通过改变第二级运算放大器的反馈电阻R_2来调整它的增益。在理想情况下，当R_1和R_2都等于R时，执行正确的运算。

2.2.8 峰值检波器

峰值检波器电路（peak-detector circuit）是一种输出等于输入端出现的最大值的运算放大器电路（图2-11）。当$V_{in} > V_{peak}$时，二极管被加上正向偏压，负反馈的作用保持$V_{peak} = V_{in}$。当$V_{in} < V_{peak}$时，二极管断开保持电容器与运算放大器输出的连接，而V_{peak}仍保持最大值。通过将复位输入端接地，来复位保持电容器。

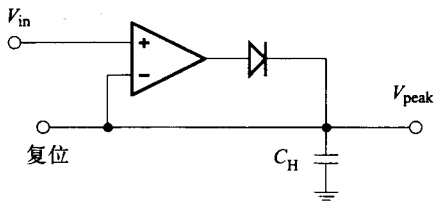


图2-11 峰值检波器运算放大器电路

2.2.9 曲线整形放大器

曲线整形放大器电路（Curve shaper amplifier circuit）也是一种运算放大器电路，这种电路可以提供输入电压和输出电压之间几乎任意的关系。图2-12显示一种曲线整形器，该曲线整形器使用稳压二极管（zener diode）产生随输入电压增大而减小的增益。图2-13显示另一种曲线整形器，它使用稳压二极管产生随输入电压增大而增大的增益。增益改变的临界点（Critical Point）由具有相应齐纳电压V_i的稳压二极管D_i控制。

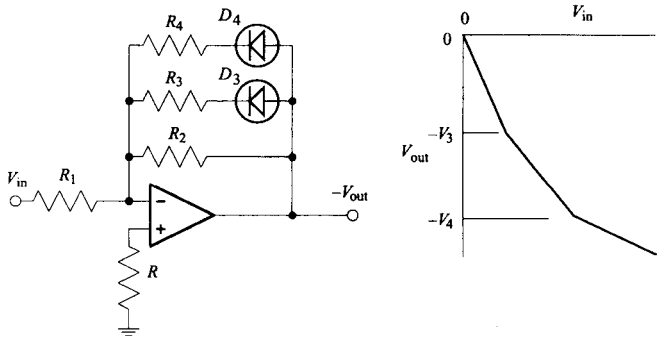


图2-12 曲线整形放大器电路。增益随着输入电压增大而减小

2.3 运算放大器特性

2.3.1 输入偏移电压和输出偏移电压

对于理想的运算放大器，当两个输入端都接地（$V_- = V_+ = 0V$）时，输出端V_0应该为零。然

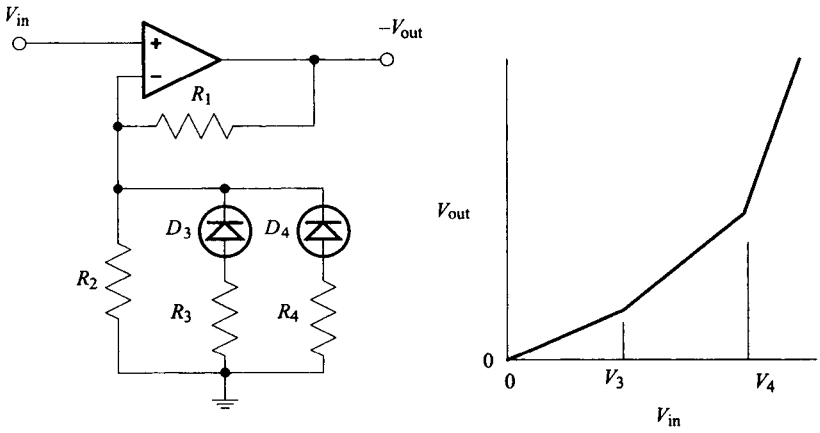


图2-13 曲线整形放大器电路。增益随着输入电压增大而增大

而，内部泄漏电流的差异会产生一个称为输出偏移电压总和（total output offset voltage）V_{TOO}的非零输出。这个偏移电压来自两个方面，一是由输入电路产生的电压偏置V_{RTI}（RTI = 关于输入），一是由输出电路产生的的电压偏置V_{RTO}（RTO = 关于输出）。因为电路增益G放大V_{RTI}，所以：

$$V_{TOO} = G\,V_{RTI} + V_{RTO}$$

对于G取低值和高值，分别测量V_{TOO}，就可以求解V_{RTI}和V_{RTO}。注意，不能直接测量V_{RTI}。有几种因素影响这些偏移电压：电源波动、温度变化以及电阻通路不相等。

温度变化

内部偏移电压和偏置电流通常都是温度的函数，因此，必须参照数据表，来估计在预期温度范围里输入偏移和输出偏移的变化。

不相等的电阻通路

即使运算放大器的两个输入端的偏置电流相等，由于外部电阻通路的不相等，仍然会出现偏移电压。如图2-2到图2-10所示的方式选择外部电阻，可以使得这种影响最小化。相反，通过设置外部电阻通路不等，可以测量运算放大器的偏置电流。假定两个输入端都接地，输出电压是V_0，如果其中一个输入端经过一个外部电阻R (1MΩ)接地，输出电压V_0的任何变化都与这个输入端的偏置电流I_B以及闭环增益G相关：

$$I_B = \frac{\Delta V_0}{RG}$$

图2-14表示一个实际运算放大器的等价电路，该等价电路使用了理想运算放大器、输入电阻、输入电容、输入泄漏电流源、一个输出电阻和一个输出电容。应该在数据表中列出输入电阻和输入电容，而且说明输入阻抗与频率相关。

注意 如果外部输入电阻太大，许多运算放大器的输入偏置电流会引起很大的输出偏移电压，甚至输出饱和。例如，如果一个输入端接地，而在另一个输入端仅仅连接了电容，致使连接电容的输入端的直流电压成为“浮点”，于是，当一个仅10pA的泄漏电流作用在一个$10^{12}\Omega$的输入阻抗上，就会使输入端达到10V!

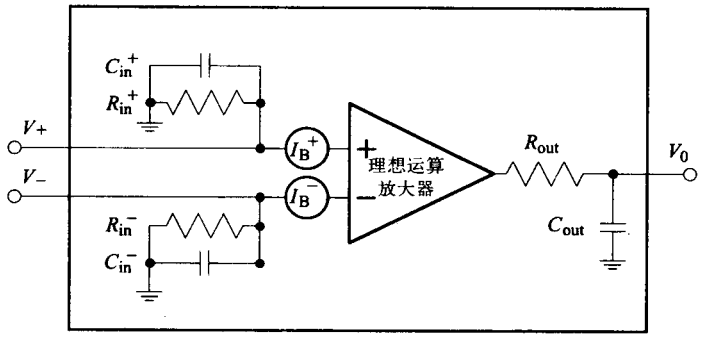


图2-14 一个实际运算放大器的等价电路，该等价电路是理想运算放大器、输入泄漏电流、输入电阻、输入电容、输出电阻和输出电容的组合。不平衡的输入端泄漏电流和（或）不相等的输入端对地电阻通路产生了输出偏移电压

2.3.2 运算放大器的动态响应

运算放大器的主要动态特性如下。

信号转换速率（slewing rate）是输入一个阶跃变化（step change）的大信号，所引起的输出变化的最大速率（V/ms）。当输入是一个大的信号时，如果电容要求流过电路阻抗的电流，超出了电源电压所能提供的电流，那么各种增益级的负反馈可能失败。于是，电路将被限流，而且电容电压将随时间线性变化，直到电容电压到达最终电压值，并且电路出现饱和。注意，小信号需要的电流小，放大器有线性的*R-C*响应曲线，而且信号转换速率不受电路限制。这些特性如图2-15所示。

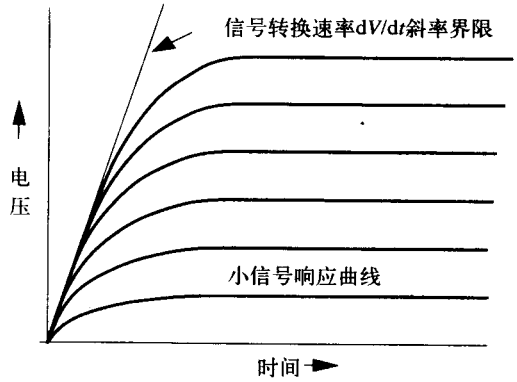


图2-15 对于输入的小信号和大信号，放大器的输出响应曲线，显示了大信号的响应曲线受转换速率的限制

单位增益频率（unity-gain frequency）是开环增益等于1时的频率。

频率为1 Hz时的增益（gain at 1 Hz）是频率为1 Hz时的开环增益。为了提供低频时的稳定性，运算放大器的制造商经常提供少量的内部负反馈,用以限制很低频率（<10 Hz）时的增益。因此，频率为1Hz时的增益通常在数值上小于单位增益频率。

增益带宽积（gain-bandwidth product）是高频时开环增益和频率的乘积，此处，开环增益以频率的倒数衰减。增益带宽积常常在数值上等于单位增益频率。

表2-1给出了一些市场上可以买到的单片（单个集成电路）运算放大器的数据。注意偏置电流的宽度范围和最大信号转换速率。

表2-1 一些市场上可以买到的运算放大器

型　号	LF356	AD OP-07A	AD OP-37E	ADLH003
生产商	National semi.	Analog dev.	Analog dev.	Analog dev.

（续）

型　号	LF356	AD OP-07A	AD OP-37E	ADLH003
增益=1频率	3MHz	300kHz	10MHz	100MHz
频率为1Hz时的增益	2×10^5	3×10^5	10^6	
输入阻抗	$10^{12}\Omega$	5MΩ	5MΩ	$10^{11}\Omega$
输入偏置电流	<3pA	<2nA	<5nA	
输入偏流	<50pA	<2nA	<60nA	<150pA
输入偏移电压	<1mV	<60μV	<20μV	<10mV
共模抑制比	100dB	126dB	126dB	
最大信号转换速率	12V/μs	0.17V/μs	11V/μs	1000V/s
输入噪声电压 $(nV/\sqrt{Hz})$（在1kHz时）	12	10	4	18

2.3.3 具有负反馈的动态响应

如前面的电路所示，借助负反馈，可以设计一个在宽频率（图2-16）范围之上具有常数增益的放大器。

一个放大器的**增益带宽积**是闭环增益和频带的乘积，在该频带（通常从0Hz到3dB转角频率）里增益接近常数。因为运算放大器能等效看作一个单极点低通滤波器，所以，其有效频带宽度大于3dB转角频率（见下一节）。当闭环增益增加时，与开环增益相交，所形成的转角频率按比例减少，而增益带宽积近似保持常数。

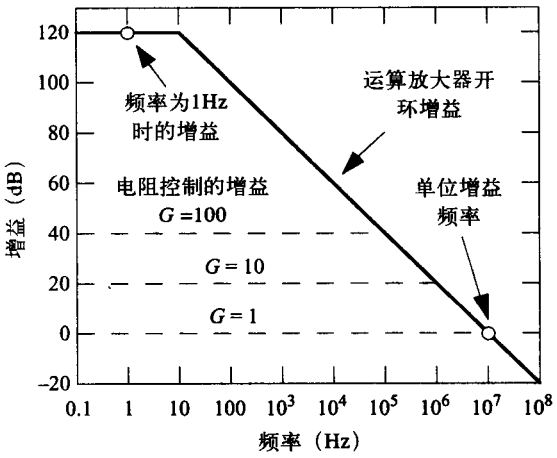


图2-16 增益对频率的伯德图，这里G是闭环增益

一个放大器的**稳定时间**（settling time）是在输入一个阶跃信号后，输出落在指定的终值误差范围内所需要的时间。假如输出足够小，使得输出不受运算放大器信号转换速率的限制，那么，稳定时间由运算放大器电路的闭环带宽限制，而且稳定时间与输入阶跃信号的大小无关。对于一个理想线性为6.02dB/倍频程放大器，其稳定时间的0.1%是6.9指数时间常数，或$6.9/\omega_c = 1.10/f_c$，这里ω_c是3.01dB转角频率，单位是rad/s；f_c是转角频率，单位是Hz。

放大器的**上升时间**（risetime）是输入一个阶跃信号后，输出从终值的10%上升到90%，这一变化所需要的时间。上升时间仅需要两个指数时间常数，而且，对定量工作而言，上升时间的重要程度与稳定时间的不一样。

2.3.4 RC时间常数、上升时间、和带宽之间的关系

一个有限带宽的放大器用作一个具有RC时间常数τ（$\tau = RC$）的单极点低通滤波器（图2-14中，由R_{out}和C_{out}代替R和C）。在输入一个阶跃函数之后，输出从初始值V_1上升到终值V_2如：

$$V(t) = V_1 + (V_2 - V_1)(1 - e^{-t/\tau})$$

由 [ln (0.9) −ln (0.1)] $\tau = 2.2\tau$ 给出10%～90%上升时间，由f_c =1/ (2πτ) 给出−3dB转角频率。

若一个电路用电压增益G (f) 作为频率f的函数，并且增益G_0在通带内，带宽Δf由下式给出：

$$\Delta f = \int G^2(f)\,\mathrm{d}f / G_0^2$$

对于单位增益在通带（G_0= 1）中的单极点低通滤波器：

$$\Delta f = \int_0^\infty G^2(f)\mathrm{d}f = \int_0^\infty \frac{\mathrm{d}f}{1+(f/f_c)^2} = f_c \frac{\pi/2}{\sin(\pi/2)} = f_c(\pi/2)$$

若一个单极点低通滤波器的τ = 1μs，则上升时间是2.2μs，f_c =159kHz，带宽Δf = (π/2) f_c = 1/(4τ) = 250 kHz。注意，单极点滤波器的增益有一个扩展到比f_c 更高频率的曲线尾部，并且有效带宽Δf大于f_c 。对于多极点的滤波器，转角下降得越急剧，f_c 与Δf越接近相等。

2.4 测量放大器与隔离放大器

2.4.1 测量放大器

测量放大器（instrumentation amplifier）具有运算放大器的所有性质：1) 差动放大；2) 高输入阻抗；3) 低输出阻抗；4) 低共模增益。但它还有另外的重要特性：i) 通过选择电阻值，可以准确地设定差分增益数值。ii) 差分增益是在宽频带上的常数。表2-2列出了前一节讨论的若干放大器的几种特性，并且比较了这些放大器与测量放大器的特性。

表2-2 放大电路的比较

	运算放大器	反相放大器	同相放大器	差动放大器	测量放大器
高Z_{in}	Yes	No	Yes	No	Yes
差动输入	Yes	No	No	Yes	Yes
在频带上定义的增益	No	Yes	Yes	Yes	Yes

前面讨论的许多运算放大器具有常数增益，但人们必须在高输入阻抗Z_{in}（例如图2-3中的同相放大器）和差动放大（例如图2-4中的差动放大器）中做出选择。而测量放大器则兼顾了高输入阻抗和差动放大的特性。

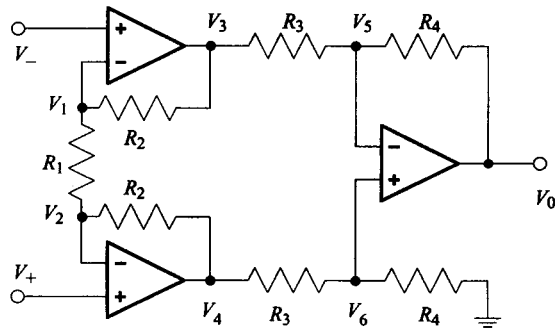


图2-17 使用了三个运算放大器的典型测量放大器设计。差分增益$G_\pm = (R_4/R_3)\,(1+2R_2/R_1)$

测量放大器由三个运算放大器构成：第一级的两个运算放大器提供高输入阻抗和差动放大，第三个运算放大器提供对地的缓冲输出（图2-17）。这种方法克服了初级用单个运算放大器做差动放大器（图2-4）的不足之处（即，克服了初级用单个运算放大器会造成低输入阻抗这一缺点）。从第一级得到大部分电压增益，以减少来自第三个运算放大器的噪声的影响，这是一种好方法。注意，第一级

的共模抑制性能好，甚至能在高增益的情况下（见下面练习）处理大的共模信号。

测量放大器用在集成电路芯片、混合电路和分立元件电路中。

测量放大器有两个输入端，V_+和V_-，这两个输入端共地。所产生的单个输出V_0也参照这个公共地。

测量放大器的输出取决于两个输入端的和或差：

$$V_0 = G_c V_c + G_\pm (V_+ - V_-) \qquad V_c = (V_+ + V_-)/2$$

共模增益G_c由$G_c = dV_0/dV_c$给出。

差分增益$G_\pm$由$G_\pm = dV_0/d(V_+ - V_-)$给出。

通常，$G_\pm$是有用的信号增益，并且G_c应该尽可能的小。它们的比被定义为共模抑制比(CMRR):

"CMRR" $= G_\pm / G_c$(典型值$10^3 \sim 10^7$)

转换成分贝，得到共模抑制（CMR）：

"CMR" $= 20\text{Log}_{10}(G_\pm / G_c)$ (典型值60～140)

对于图2-17电路，我们有$G_c = 0$和

$$G_\pm = \frac{V_0}{V_+ - V_-} = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \tag{2-1}$$

通过改变电阻值，能选择10到1 000的典型增益。

在高频时，由于内部放大器的增益-带宽有限制，所以差分增益减少。另一方面，在高频时，由于杂散电容的作用，共模增益增加。由于这两个原因，在高频时CMRR下降。

按照前面对运算放大器特性的介绍，测量放大器的输出偏移电压总和$V_{TOO} = GV_{RTI} + V_{RTO}$。$V_{RTI}$是相对于输入的输出偏移电压，$V_{RTO}$是相对于输出的输出偏移电压。

在实验练习5中，研究了测量放大器、测量放大器的增益作为频率的函数，以及测量放大器的共模抑制比。

例 2.1 对于图2-17中的测量放大器，导出共模增益。

步骤1：在纯共模方式中，$V_- = V_+$

步骤2：根据虚短法则，$V_- = V_2 = V_+ = V_1$

步骤3：因为没有电流通过R_1，也没有电流通过任何一个R_2,所以有$V_- = V_2 = V_4 = V_+ = V_1 = V_3$

步骤4：第一级共模增益是：

$$G_c = \frac{V_3 + V_4}{V_- + V_+} = 1$$

第二级共模增益为零，并且总体共模增益为零。

例2.2 对于图2-17中的测量放大器，导出差分增益（公式2-1）。

步骤1：第一级的两个运算放大器有无穷大开环增益，因此负反馈电流调整$V_1 = V_-$和$V_2 = V_+$。

步骤2：相同的电流流过三个反馈电阻（上面的R_2、R_1和下面的R_2）。因此：

$$\frac{V_2 - V_1}{R_1} = \frac{V_4 - V_3}{R_1 + 2R_2}$$

因此，第一级的差分增益由下式给出：

$$\frac{V_4 - V_3}{V_+ - V_-} = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1}$$

步骤3：因为没有电流输入第三个运算放大器的输入端，所以：

$$\frac{V_0 - V_5}{R_4} = \frac{V_0 - V_3}{R_3 + R_4} \text{ 和 } \frac{V_6}{V_4} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

步骤4：假设第三个运算放大器有无穷大开环增益，因此$V_5 = V_6$。结合步骤3中的方程式，得到：

$$\frac{V_0}{R_4} - \frac{V_0}{R_3 + R_4} = \frac{V_5}{R_4} - \frac{V_3}{R_3 + R_4} = \frac{V_4 - V_3}{R_3 + R_4}$$

简化上式，可得：

$$\frac{V_0 R_3}{R_4} = V_4 - V_3$$

第二级增益由下式给出：

$$\frac{V_0}{V_4 - V_3} = \frac{R_4}{R_3}$$

步骤5：结合上述，可得总体增益：

$$G_{\pm} = \frac{V_0}{V_+ - V_-} = \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right) \qquad G_c = \frac{V_0}{(V_+ + V_-)/2} = 0$$

例2.3 对于图2-17中的测量放大器，导出由输出饱和所限制的最大共模输入电位。

步骤1：求解例2.2 中的方程式，解得V_3 和 V_4：

$$V_4 + V_3 = V_+ + V_-$$
$$V_4 - V_3 = (V_+ - V_-)(R_1 + 2R_2) / R_1$$
$$V_4 = (V_+ + V_-)/2 + (V_+ - V_-)(R_1 + 2R_2) / (2R_1)$$
$$V_3 = (V_+ + V_-)/2 - (V_+ - V_-)(R_1 + 2R_2) / (2R_1)$$

步骤2：因为 $|V_3|$ 和 $|V_4|$ 的最大值受输出饱和电压V_{sat}的限制，所以，共模电压$V_C = (V_+ + V_-)/2$，受 $|V_C| < V_{sat} - |V_+ - V_-|(R_1 + 2R_2) / (2R_1)$ 限制。

最大共模电压值趋近于：用运算放大器的最大输出电压值，减去由放大的差动信号产生的输出电压值的二分之一，所得的差值。V_{sat}的典型值是比电源电压低大约2V，对于±12V电源，V_{sat}的典型值是10V。

例2.4 对于如图2-17所示的测量放大器电路，如果第一级差分增益$(V_4 - V_3) / (V_+ - V_-) = 100$、第二级差分增益$V_0 / (V_4 - V_3) = 5$，当$V_+ = 1.010$V、$V_- = 1.000$V时，电压$V_3$、$V_4$和$V_0$的值是多少？

使用例2.3中导出的方程式：

$$V_3 = (V_+ + V_-)/2 - (50)(V_+ - V_-) = 0.505\text{V}$$
$$V_4 = (V_+ + V_-)/2 + (50)(V_+ - V_-) = 1.505\text{V}$$
$$V_0 = 5.00\text{V}$$

设计技巧

如果提供信号给运算放大器或测量放大器的电路和传感器有很高的阻抗，致使泄露电流

引起我们所不希望的输出电压偏置甚至饱和，那么，可以考虑两种选择：

1) 添加一个类似的电流通路到另一个差动输入端。这种方法假定：虽然泄漏电流是不可预测的，但两个电流通路对于两个输入端是类似的。

2) 使用输出偏置调节。这就要求对每个电路做手动调节。

2.4.2 隔离放大器

隔离放大器（isolation amplifier）类似于测量放大器，在一个宽的频率范围上有固定的差分增益、有高输入阻抗和低输出阻抗，但是，隔离放大器的输入电路是与输出电路和电源隔离的。因为这种隔离，所以供给到隔离放大器输出电路的相对大的直流电压或60Hz电压不会出现在它的输入电路。当然，正像测量放大器一样，隔离放大器的输出取决于输入。两种常用的隔离方法是电磁隔离和光隔离。

电磁隔离（electromagnetic isolation）包括：用放大信号调制高频载波，和用一个空心变压器耦合信号到输出电路。空心变压器能高效地传递经过调制的载波，但是阻挡（隔离）低频，例如直流和60Hz这样的会产生危险电流的低频。这不同于铁芯变压器，铁芯变压器的设计使其可以有效地转换低频（50～60Hz）交流电源。简化的原理图如图2-18所示。

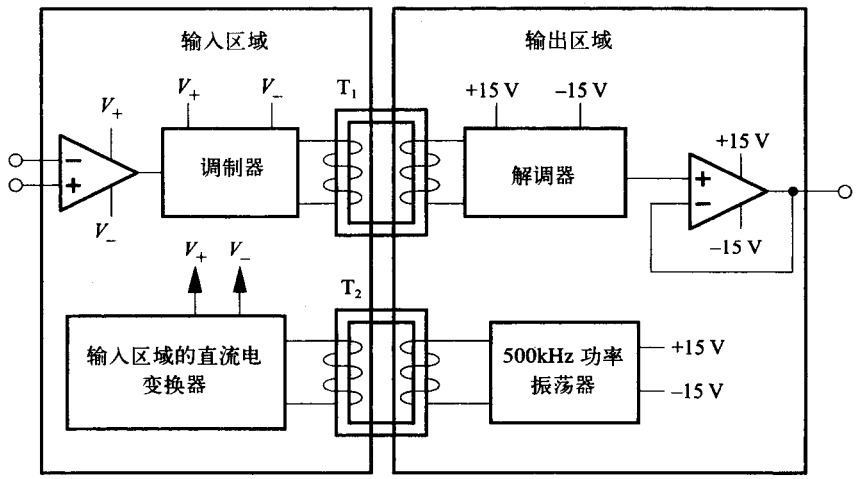


图2-18 用变压器耦合的隔离放大器的简化原理图

信号在输入区域先被差动放大，然后被调制。变压器T_1把调制信号从输入放大器传送到输出区域，在输出区域，调制信号被解调和进一步放大。变压器T_2运送高频电源到输入区域，在输入区域，高频电源被转换成为输入放大器和调制器所需要的直流电。用这种设计，能提供隔离后的电源到输入区域，并且不需要使用电池。

电磁隔离的应用包括：1) 将身体上粘贴了心脏监督电极的人，与心电图记录仪中110V电源隔离；2) 将处于危险电压中，而且“浮地”的传感器，与在操作中接触监测设备的人隔离。

光隔离（optical isolation）包括：用放大信号调制一个固态光电发射体的输出，然后在输出电路中用光电探测器检测光。这种方法的优点是完全切断输入区域和输出区域之间的电路，缺点是输入区域需要电池电源。

光隔离的应用包括：1）传输信号通过电磁噪声区域，而不受周围环境噪声的干扰；2）如上所述的安全隔离。

2.5 噪声源

- **噪声**（Noise）是在我们感兴趣的信号中夹杂的任何不需要的成分，噪声是由于外部干扰引起的或是电路自身产生的。噪声可以是重复的或随机的。
- **白噪声**（White noise）是随机的，并且在每个（线性）频率间隔里都有相等的噪声功率。
- **粉红噪声**（Pink noise）是随机的，并且在每个倍频程（即频率中每个2的因数）里都有相等的噪声功率。
- **干扰噪声**（Interference noise）来自其他的电路，并且通常是重复性的。

在随后几节中，用rms来标记随机噪声（rms是均方根，或随机波的平方的平均值的平方根）。对于随机过程和均方根偏差的讨论见第5章。

2.5.1 约翰逊噪声

约翰逊噪声（Johnson noise）是由于电阻内部电荷载体（电子）的热湍流而引起的穿过电阻的一种白噪声电压。虽然在电阻内部有大量的朝着所有方向运动的电子，这些电子的运动是随机的并且时刻变化着，但是某一时刻朝一个方向运动的电子比另一个方向的多。因为这些随机运动从不停止，所以这种不平衡无止境地变化，并且导致一个穿过电阻的波动噪声电压。其平均电压是零，rms电压用下式表示：

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

这里k（波耳兹曼常数）$=1.380\times10^{-23}\text{JK} = 1.380\times10^{-23}\text{V}^2\text{s}/\Omega/\text{K}$，$R$是以欧姆表示的电阻；$T$是用开尔文温标表示的温度；$\Delta f$是以赫兹表示的带宽。对于在频率$f_1$和$f_2$之间具有常数增益$G_0$，并且所有其他频率增益为零的电路，$\Delta f = f_2 - f_1$。如果电路有一个随频率变化的增益，但是在一些频率范围内有标称值G_0，则带宽由下式给出：

$$\Delta f = G_0^{-2}\int_0^{\infty} G^2(f)\mathrm{d}f$$

温度为300K(接近室温)时，在电阻R中带宽Δf的约翰逊噪声可以表示为：

$$V_{\text{rms}} = D_J\sqrt{R\Delta f}\quad ,\quad \text{其中 } D_J = 1.287\times10^{-10}\text{V}/\sqrt{\Omega}/\sqrt{\text{Hz}}$$

对于$\Delta f = 10^6\text{Hz}$和$R = 10^6\Omega$,$V_{\text{rms}} = 129\mu\text{V}$。对于$\Delta f = 10^9\text{Hz}$和$R = 50\Omega$, $V_{\text{rms}}=28.8\mu\text{V}$。

2.5.2 散射噪声

产生**散射噪声**（shot noise）是因为电流不是平滑的电荷流，而是每单位时间里有限数目的电荷载体（电子）的运动。这些电子独立运动着，因此在单位时间里通过任何点的活动电子数目随机变化。如在5.5节（χ^2统计）中所述，这些统计的波动导致均方根偏离了与它们数目的平方根相等的平均值。对于大电流（>1mA），每微秒电子数是很大的（6.242×10^9）。但是在很多情况下，信号由非常小的电流组成，在纳安培或皮安培范围内。放大如此小的电流

也就放大了散射噪声。

对于平均电流I_{ave}，在时间T里通过的电子数是$N = IT/q$，$I_{ave} = qN/T$。散射噪声波动由下式给出：

$$I_{rms} = \frac{q\sqrt{N}}{T} = \frac{q}{T}\sqrt{\frac{IT}{q}} = \sqrt{\frac{qI}{T}}$$

转成带宽$\Delta f = f_2 - f_1$，得到：

$$I_{rms} = \sqrt{2qI\Delta f}$$

这里$q = 1.602 \times 10^{-19}$C (电子的电荷)。注意，宽度为$T$的矩形脉冲的有效带宽为$\Delta f = 1/(2T)$。

对于I=1μA和$\Delta f = 10^6$Hz，I_{rms}=0.566nA。对于I = 1pA，I_{rms}=0.566pA，这是平均电流的有意义的小数部分。

由通过电阻的电流I的散射噪声，所引起的跨越电阻R的电压噪声V_{rms}，由下式给出：

$$V_{rms} = R\sqrt{2qI\Delta f} = \sqrt{2qVR\Delta f}$$

2.5.3 放大器噪声

放大器中的噪声，是来自电路里各种元件的约翰逊噪声和散射噪声的结合，这两种噪声都与带宽的平方根成比例。因此，一个放大器的输入区域和输出区域的噪声规格是$V_{rms} = D\sqrt{\Delta f}$，这里$D$是常数，$\Delta f$是带宽。对于输入，典型值是$D_1 = 5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$；对于输出（输入接地时所测量的），典型值是$D_0 = 50\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$。因为这些输入噪声源和输出噪声源是不相关的，所以我们可以先求D的平方和，然后再求平方根。对闭环增益G，输出的总体噪声为：

$$V_{rms} = \sqrt{\Delta f\left[(D_1G)^2 + (D_0)^2\right]}$$

测量技巧

在带宽为Δf时，为计算放大器的输入噪声成分D_1和放大器的输出噪声成分D_0，做如下步骤：

1) *设置放大器增益为单位增益，测量输出噪声V_1的均方根。*
2) *设置放大器增益为一个很大值G，测量输出噪声V_G的均方根。*
3) *求解两个方程式得D_0和D_1。*

$$D_0 = \sqrt{\frac{G^2V_1^2 - V_G^2}{\Delta f(G^2 - 1)}} \qquad D_1 = \sqrt{\frac{V_G^2 - V_1^2}{\Delta f(G^2 - 1)}}$$

2.5.4 电干扰

在现代世界里，电力几乎控制着每件事物并为它们提供能源。于是，每栋建筑物的墙壁里都有电线。这些电线携带60 Hz的几百或几千安培电流，1米长的未屏蔽电线能承载60Hz 的100mV电流。注意，实际感应电压的振幅（和相位）关键取决于导线几何结构。使用两根紧挨在一起的电线，就可以实现用差动放大来检测很小的信号，这是因为感应在两根电线上的60Hz信号有几乎相同的振幅和相位。若使用一对屏蔽了的电缆，能够更进一步地减少拾取外界的电干扰。

电干扰也能由高频通信源（无线电和电视）和高速开关（数字电子电路、计算机）而产

生。将导电的屏蔽罩放置在信号线和电路的周围，能够大大减少电干扰。如果用导电的屏蔽罩携带电流回电源，则其屏蔽电干扰的效用就会降低。

抗电干扰的有效措施：

1) 尽可能靠近传感器来放大信号。如果信号的振幅比干扰信号的振幅高出许多，就可以用更长的电线来连接到后面的放大级。靠近传感器的放大器经常被称为前置放大器。

2) 用一个金属罩屏蔽传感器和前置放大器，以减少信号线上的电磁干扰。在金属罩之间使用屏蔽了的电缆传递功率和信号。

3) 如果仍然存在干扰的问题，就紧靠着信号线安装第二根线，这样，尽管第二根线拾取了与信号线基本相同的干扰，却没有连接到信号源。然后，用差动放大将可以删除大部分干扰。

4) 如果信号和有害的噪声包含较大差异的频率内容，频率滤波有助于在保留尽可能多的信号的同时，消除噪声。通常用信噪比的最大值做指南。信号中的任何丢失都能由放大来恢复。

2.5.5 不适当的接地

电路接地处通常是一个公共参考点，电流在返回电源之前通过该参考点。数字电路常有大的电流瞬变过程，由于“地”线的电阻和电感，这种瞬变会产生短暂电位。因此，分离模拟地和数字地是很重要的（见附录A的电路图）。记住：数字电路有一定的抗扰度，但模拟电路一点也没有。

如果在周密地运用差动放大器、屏蔽和接地技术之后，仍然有些噪声存在，用模拟滤波消除这些噪声常常是有效的（见2.6节）。

2.6 模拟滤波

模拟滤波（Analog filtering）用于减少信号中某些选定的频率成分。当感兴趣的信号中有一种频率成分，且这个频率成分与不想要的信号、电磁拾音或其他噪声的频率成分是不同的，这时，使用模拟滤波是有用的。仅在正确的屏蔽、接地和差动放大已经减少电磁拾音达到实际可能的程度之后，才考虑用频率滤波来减少电磁拾音。下面是滤波的常见应用：

1) 减少包含诸如约翰逊噪声或散射噪声这样的基本白噪声（每赫兹噪声功率与频率无关）的高频，或减少直流电源电压中60Hz的频率成分。

2) 减少包含闪烁（$1/f$）噪声这样的低频（每赫兹噪声功率与频率成反比）。

3) 减少由于电极或电子基线恢复中的不稳定所引起的那些低频（通常低于1Hz）。

4) 滤除那些高于数据采样系统的二分之一采样频率的输入频率。

5) 在频率解调或频率限幅之后，从剩余的载波中提取一个信号。

6) 滤除一个不想要的波形，这个波形是转换器或测量系统其他元件的不可避免的产物。

7) 用陷波滤波器减少60Hz的电磁拾音（在屏蔽、接地和差动放大之后）。

模拟滤波的一般特性：

1) **通带**（passband）:不被滤波器删除的、能通过的频率范围。

2) 通带中电压增益的偏差。

3) **阻带**（stop band）：被滤除的频率范围。

4) 阻带中不完全滤除的频率范围。

5) 转角频率，指振幅从通带下降到通带的振幅乘以3.01dB（系数$2^{-1/2}=0.707$）处的频率。

6) **滤波器的阶数**（filter order）：滤波器的阶数确定了阻带中滤波器增益下降的速度。对

于阶数为n的巴特沃思低通滤波器，滤波器的增益以f^{-n}下降，或者说频率中每个十对应于增益的n个十(20ndB)，又或者说频率中每个倍频程对应于增益的2的n次幂(6.02ndB)。

7) 输入端和输出端之间的**相移**（phase shift）是频率的一个函数。

8) **上升时间**（risetime）：在输入一个阶跃信号之后，输出从终值的10%上升到90%所需要的时间。

9) **带宽**（bandwidth）：带宽是有效频率响应Δf，由带宽的定义可得：Δf乘以通带中电压增益的平方（G_0^2）等于总功率：

$$\Delta f = \int_0^\infty G^2(f)\mathrm{d}f / G_0^2$$

低通滤波器（low-pass filter）被设计成通过的频率低于一个指定的转角频率，并且衰减高频。低通滤波器最普通的用途是抑制载波、抑制频率混叠和抑制约翰逊噪声。频率特征的示意图见图2-19。

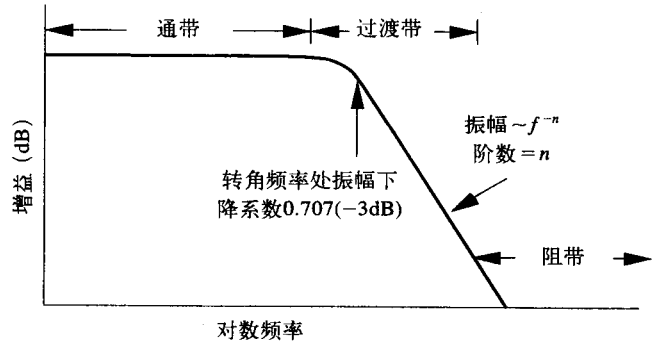


图2-19 低通滤波器的特征

高通滤波器（high-pass filter）被设计成通过高频和衰减低频。

带通滤波器（band-pass filter）在两个阻带之间有一个通频带。与其他不感兴趣的信号相比，感兴趣的信号处于一个窄的频率范围，在这种情况下可以使用带通滤波器。因为所有的滤波器都有一个上转角频率（由有限的放大器带宽所造成），所以，所有的“高通”滤波器实际上是带通滤波器。

陷波滤波器（notch filter）使用删除相关频率的方法来阻塞特定的频率。由于构件存在缺陷，这种频率删除是不完全的，并且附近频率被削弱。

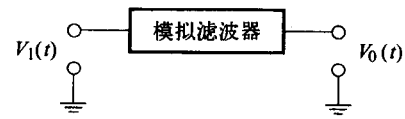


图2-20 模拟滤波器的一般原理图

通常，一个滤波器（图2-20）的复增益G可以描述成为，当输入为单位余弦$V_1(t)$=cos(ωt)时滤波器的输出$V_0(t)$，或者用增益幅度|G|和相移ϕ来表示，或者用滤波器的复增益的实数部分和虚数部分来表示：

$$V_0(t) = |G| \cos(\omega t + \phi) = |G| \cos(\omega [t + \Delta t])$$
$$= \mathrm{Re}(G) \cos(\omega t) + \mathrm{Im}(G) \sin(\omega t)$$

相移ϕ由下式给出：

$$\tan(\phi) = \mathrm{Im}(G) / \mathrm{Re}(G)$$

相移也可以看作是输入与输出之间的相关频率延迟Δt：

$$\Delta t = \phi / \omega = \phi / (2\pi f)$$

在实验练习6中，我们研究低通单极点滤波器、高通单极点滤波器、巴特沃思低通双极点滤波器和陷波滤波器，我们将在随后几节中介绍这些滤波器。

2.6.1 简易无源滤波器

作为对滤波器特性的复习，考虑图2-21中的简易低通无源滤波器。图中的缓冲放大器仅仅用于在不抽取电流的情况下测量V_2。

无源低通滤波器的阶跃函数响应

刚开始时，$V_1 = V_2 = V_0 = 0$V。在$t = 0$后，阶跃函数设置$V_1 = A$，这个电压产生一个流经电阻R和给电容C充电的电流$I = (V_1 - V_2)/R$（图2-22）。

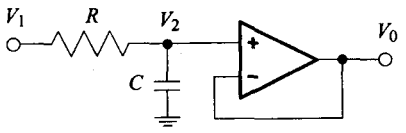


图2-21 具有缓冲输出的无源低通滤波器

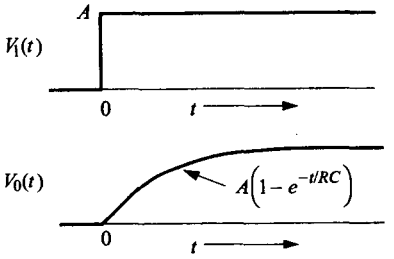


图2-22 无源低通滤波器的阶跃函数响应

电压V_2的变化率由下式给出：

$$dV_2/dt = (dQ/dt)/C = I/C = (A - V_2)/RC$$

这个微分方程的解是：

$$V_0(t) = V_2(t) = A(1 - e^{-t/RC})$$

无源低通滤波器的冲激响应

可以将冲激（脉冲）输入看作一个振幅为A的短暂的阶跃函数。在冲激输入之前和之后振幅为0（图2-23）。假定，这个阶跃的持续时间短（$T << RC$）。在时间T期间，一个$I = A/R$的电流将流经电阻R，并且以$Q = IT = AT/R$的电荷给电容C充电，使电容C上的电压达到$V_2(T) = Q/C = AT/(RC)$。在冲激之后，$V_1 = 0$V，并且电容上的电压将以RC为时间常数做指数衰减。当乘积AT为常数而$T \to 0$时，理想的冲激响应趋于极限。

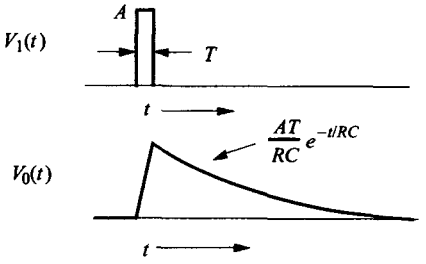


图2-23 无源低通滤波器的冲激响应

无源低通滤波器的频率响应

对于复阻抗（complex impedance），频率响应和相位响应可以从分压器方程式导出：

$$V_2 = V_1\left(\frac{1/j\omega C}{1/j\omega C + R}\right) = V_1\left(\frac{1}{1 + j\omega RC}\right)$$

$$\left|\frac{V_2}{V_1}\right| = \left|\frac{1-j\omega RC}{1+(\omega RC)^2}\right| = \frac{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}{1+(\omega RC)^2} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi fRC)^2}}$$

在转角频率处 $f_c = 1/(2\pi RC)$，$|V_2 / V_1| = 1/\sqrt{2}$，或−3.01dB。在低频 ($f << f_c$)，$V_2 \approx V_1$。在高频 ($f >> f_c$)，$|V_2 / V_1| \approx f_c / f$，以每倍频程6.02dB衰减，或逢十以20dB衰减。

现在，我们考虑图2-24中的简易无源高通滤波器。

无源高通滤波器的阶跃函数响应

刚开始时，$V_1 = V_2 = V_0 = 0$V。在t=0后，阶跃函数设置$V_1 = V_2 = A$，这个电压产生一个流经电阻R和给电容C充电的电流$I = -V_2/R$ (图2-25)。

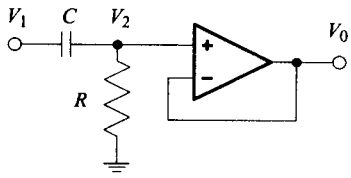


图2-24 具有缓冲输出的无源高通滤波器

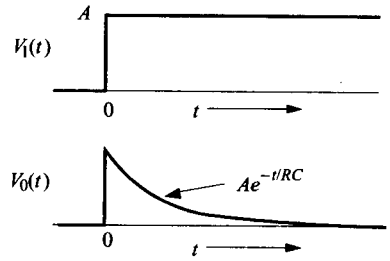


图2-25 无源高通滤波器的阶跃函数响应

电压V_2的变化率由下式给出：

$$dV_2/dt = (dQ/dt)/C = I/C = -V_2/RC$$

这个微分方程的解是：

$$V_0(t) = V_2(t) = A\,e^{-t/RC}$$

无源高通滤波器的冲激响应

冲激输入能被看作一个振幅为A的短暂的阶跃函数。在冲激输入之前和之后振幅为0 (图2-26)。冲激（脉冲）宽度是$T << RC$。输入阶跃从0到A，立即产生一个从0到A的输出阶跃。在时间T期间，一个$I = A/R$的电流将流经电阻R，并且以$Q = IT$的电荷给电容C充电，使电容C上的电压达到$V(T) = A(1-T/(RC))$。输入阶跃脉冲从A到0，引起输出$V_2(t)$从$A(1-T/(RC))$到$-AT/(RC)$的阶跃。于是，电容通过电阻R放电，并且$V_2(t)$以RC为时间常数按指数递增到0。当乘积AT为常数而$T \to 0$时，理想的冲激响应趋于极限。

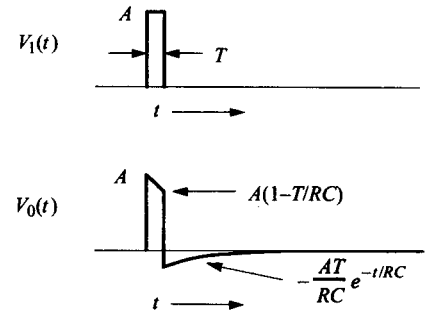


图2-26 无源高通滤波器的冲激响应

无源高通滤波器的频率响应

频率响应和相位响应能从分压器方程式导出：

$$V_2 = V_1\left(\frac{R}{1/j\omega C + R}\right) = V_1\left(\frac{j\omega RC}{1+j\omega RC}\right)\left(\frac{1-j\omega RC}{1-j\omega RC}\right)$$

$$= V_1\left[\frac{j\omega RC+(\omega RC)^2}{1+(\omega RC)^2}\right]$$

$$\left|\frac{V_1}{V_2}\right| = \left|\frac{j\omega RC+(\omega RC)^2}{1+(\omega RC)^2}\right| = \frac{\sqrt{(\omega RC)^2+(\omega RC)^4}}{1+(\omega RC)^2} = \frac{\omega RC\sqrt{1+(\omega RC)^2}}{1+(\omega RC)^2}$$

$$= \frac{\omega RC}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}} = \frac{2\pi fRC}{\sqrt{1+(2\pi fRC)^2}}$$

在转角频率处$f_c = 1/(2\pi RC)$，$|V_2 / V_1| = 1/\sqrt{2}$，或−3.01dB。在高频 ($f >> f_c$)，$V_2 \approx V_1$。在低频 ($f << f_c$)，$|V_2 / V_1| \approx f / f_c$，以每倍频程6.02dB做递增，或逢十以20dB做递增。

无源高通滤波器和无源低通滤波器的矩形波响应

从前面几节可以看出，低通滤波器和高通滤波器对于周期性连续的矩形波的响应曲线，取决于矩形波周期的相关频率f，以及滤波器（图2-27）的转角频率$f_c = 1/(2\pi RC)$。注意，对于高频 ($f >> f_c$)，低通滤波器起到一个积分电路的作用，在这里输出以$1/f$的速率下跌；对于低频 ($f << f_c$)，高通滤波器起到一个微分电路的作用，在这里输出以f的速率上升。因而可见，对一个波形积分，相当于用$1/f$乘以这个波形的频谱 (frequency spectrum)；而对一个波形求导，相当于用f乘以这个波形的频谱。

设计技巧

1) 要测量脉冲宽度为T的区域，可以用一个转角频率为$f_c << 1/(2\pi T)$的低通滤波器去积分信号。

2) 用一个平均窗口T求波形$V(t)$的移动平均值，可以用转角频率为$f_c = 1/(2\pi T)$的低通滤波器去积分信号。$f << f_c$时，波形部分不改变。$f >> f_c$时，波形部分将被积分（总计）。

3) 要测量一个波形$V(t)$的变化率dV/dt，可以用一个高通滤波器（f_c=转角频率）求微分信号。$f >> f_c$时，波形部分不改变。$f << f_c$时，波形部分将被求微分。

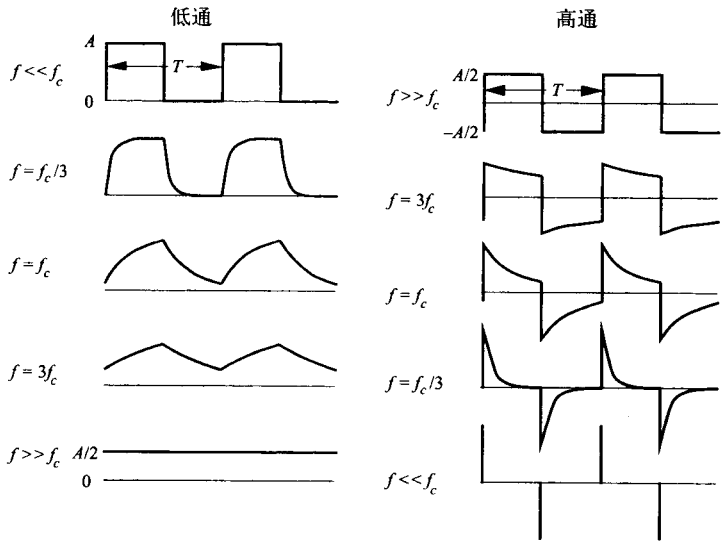


图2-27　相对于矩形波频率$f = 1/T$，转角频率$f_c = 1/(2\pi RC)$的各种值，所对应的低通滤波器和高通滤波器的输出波形

2.6.2 计算运放滤波器的伯德图

使用2.2节介绍的反向运算放大器的电压增益方程式，也能构造频率滤波器电路，但输入端和反馈需要采用复阻抗（图2-28）。

复数电压增益G和相位ϕ，由下式给出：

$$G=\frac{-Z_f}{Z_i} \qquad |G|=\sqrt{G_{\mathrm{Re}}{}^2+G_{\mathrm{Im}}{}^2} \qquad \tan(\phi)=\frac{G_{\mathrm{Im}}}{G_{\mathrm{Re}}}$$

2.6.3 单极点低通滤波器

对于一个具有负反馈网络的运算放大器，它的电压增益是负反馈阻抗和输入阻抗之比。简单运放滤波器的频率相关增益表达式$G = V_{\mathrm{out}} / V_{\mathrm{in}}$，通常由负反馈阻抗和输入阻抗的比来导出。注意，这两个阻抗都可以是复数，电阻的阻抗是R，电容的阻抗是$1/(j\omega C)$，这里 $j=\sqrt{-1}$。

例如，单极点低通滤波器的增益（图2-29）是负反馈阻抗（C和R_2的并联阻抗）与输入阻抗（电阻R_1）的比。

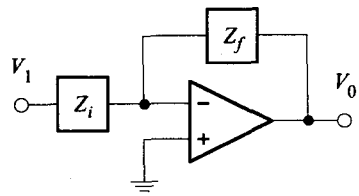


图2-28 通用滤波电路，输入端和反馈采用复阻抗

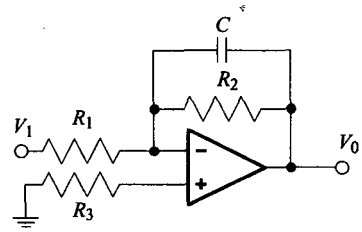


图2-29 低通单极点滤波器

$$G=-\frac{Z_f}{Z_i}=-\frac{R_2 \parallel C}{R_1}=-\frac{1}{R_1(1/R_2+j\omega C)}$$

$$=-\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{1}{1+j\omega R_2 C}\right)=-\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{1-j\omega R_2 C}{1+(\omega R_2 C)^2}\right]$$

假定，对于通带中的所有频率，运算放大器的开环增益都很大。

分析复频率平面（$s=j\omega$平面）中的滤波器也是可能的。函数G也是复函数的振幅：

$$\frac{V_0}{V_1}=-\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{1/(R_2C)}{s+1/(R_2C)}\right]$$

在这种形式中，沿着实轴，在$s=-1/(R_2C)$处，电路有一个极点。

G的数值由下式给出：

$$|G|=\sqrt{G_r{}^2+G_i{}^2} \tag{2-2}$$

这里，G_i和G_r分别是虚部和实部。

$$|G|=\frac{R_2/R_1}{\sqrt{1+(\omega R_2C)^2}}=\frac{R_2/R_1}{\sqrt{1+(f/f_c)^2}} \tag{2-3}$$

这里$f_c=(2\pi R_2C)^{-1}$是转角频率。

G的相位ϕ由下式给出：

$$\tan\phi=-\omega R_2C=-f/f_c$$

对于频率远远低于转角频率（$f<<f_c$）的情况，增益与频率无关，$|G|=R_2/R_1$，并且相移是−180°，由放大器反相决定。在转角频率（$f=f_c$）处，增益下降3.01dB（分贝），达到0.707 R_2/R_1，并且相移是−45° −180° =−225°。在稍微高于转角频率处，增益以$1/f$下降(每倍频程增益下降6.02dB，逢十增益下降20dB)。对于较高频率（$f>>f_c$），相移是−90° −180° = −270°。倍频程是频率中2的倍数，一个$20n$ dB的变化相当于电压中10^n倍，或功率中10^{2n}倍。

2.6.4 高通单极点滤波器

将一个电容和一个电阻串联作为输入阻抗，我们就得到高通单极点滤波器（图2-30）。

我们用负反馈阻抗与输入阻抗（复数）之比来计算增益。增益的大小是实部和虚部的平方和的平方根。

$$G=\frac{-R_2}{R_1+1/j\omega C}=-\omega R_2C\left[\frac{j+\omega R_1C}{1+(\omega R_1C)^2}\right]$$

$$|G|=\frac{\omega R_2C}{\sqrt{1+(\omega R_1C)^2}}\qquad \tan\phi=\frac{1}{\omega R_1C}\tag{2-4}$$

当频率远远低于转角频率，$\omega_C=(R_1C)^{-1}$时，$|G|=\omega R_2C$。当频率远远高于ω_C时，$|G|=R_2/R_1$。然而，所有运算放大器的增益带宽的乘积都是有限的，这就导致在频率足够高处，增益反而递减。

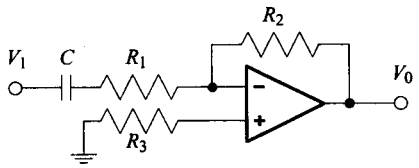


图2-30 高通单极点滤波器

严格地讲，所有运用的高通滤波器实际上是带通滤波器（见下面的练习2.5）。

例2.5 计算高通单极点滤波器的增益，考虑运算放大器的有限增益带宽积。

使用开环增益方程式，可得：

$$V_0=-AV_2$$

由分压器关系，可得：

$$\frac{V_0-V_1}{1/j\omega C+R_1+R_2}=\frac{V_0-V_2}{R_2}=\frac{V_0+V_0/A}{R_2}$$

简化后，可得：

$$R_2(V_0-V_1)=(1+1/A)(1/j\omega C+R_1+R_2)$$

$$V_1R_2=V_0R_2-V_0(1+1/A)(1/j\omega C+R_1+R_2)$$

求解增益：

$$G=\frac{V_0}{V_1}=\frac{R_2}{R_2-(1+1/A)(1/j\omega C+R_1+R_2)}$$

$$=\frac{-R_2\omega C\left[R_1\omega C+(R_1+R_2)\omega C/A+j(1+1/A)\right]}{\left[R_1\omega C+(R_1+R_2)\omega C/A\right]^2+(1+1/A)^2}$$

计算幅值:

$$|G| = \left|\frac{V_0}{V_1}\right| = \frac{AR_2\omega C}{\sqrt{(\omega C)^2(AR_1 + R_1 + R_2)^2 + (1+A)^2}} \tag{2-5}$$

在较低频率处，开环增益$A >> (R_1 + R_2) / R_1$，式 (2.5) 简化为式 (2.4) 。在高频处，开环增益下降，所以，$A << (\omega C)(R_1 + R_2) - 1$和$A << (R_1 + R_2) / R_1$，式 (2.5) 简化为:

$$|G| = \left|\frac{V_0}{V_1}\right| \approx \frac{AR_2}{R_1 + R_2} = \frac{KR_2/\omega}{R_1 + R_2}$$

这里，$K = A\omega$是运算放大器的增益带宽积。运算放大器在高频引入一个极点，所以，$|G|$随着频率的增加而线性减少。

2.6.5 陷波滤波器

陷波滤波器滤除频率的一个窄频带，允许除此窄频带之外的所有其他部分通过。在滤除一个特殊频率（如60Hz），而保留比这个特殊频率高和低的频率，使用陷波滤波器特别有效。在实验练习6，我们将研究一个滤除60Hz频率的陷波滤波器的特性。

电路由两个T滤波器（图2-31）构成。R-$2C$-R部分是具有转角频率$f_c = (4\pi RC)^{-1}$的低通滤波器。C-$R/2$-C是具有转角频率$f_c = (\pi RC)^{-1}$的高通滤波器。对于理想的元件，在陷波频率$f_n = (2\pi RC)^{-1}$处，这两个滤波器的相位被完全滤除。在一个实际电路中，使用精度为5%的元件，可以达到30dB的陷波深度；使用精度为1%的元件，可以达到60dB的陷波深度。在频率高于1kHz处，电容变小，寄生电容（stray capacitance）降低了电路的特性。

简化的低Q值陷波滤波器的复电压增益（图2-32），由下式给出

$$G = \frac{V_0}{V_1} = \frac{\left[1 - (\omega RC)^2\right]\left[1 - (\omega RC)^2 - 4j(\omega RC)^2\right]}{1 + 14(\omega RC)^2 + (\omega RC)^4}$$

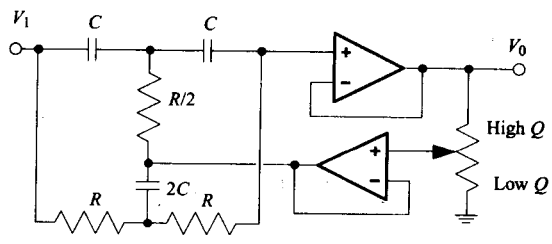


图2-31 陷波滤波器，陷波频率$f_n = (2\pi RC)^{-1}$

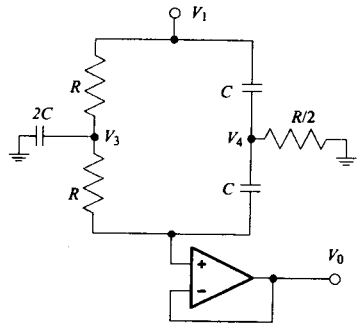


图2-32 低Q值陷波滤波器的简化电路，电路分析参看正文

由下式给出相位（图2-33）:

$$\phi = \tan^{-1}\left[\frac{4\omega RC}{1 - (\omega RC)^2}\right]$$

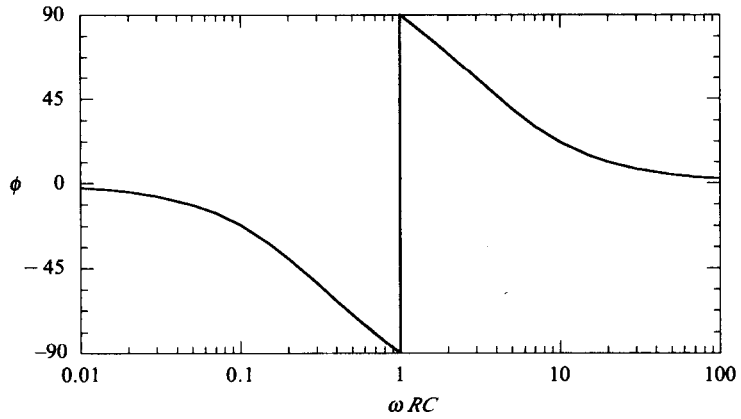


图2-33 低Q值陷波滤波器的伯德相位图

增益的大小（图2-34）由下式给出：

$$|G| = \frac{\left|1-(\omega RC)^2\right|}{\sqrt{1+14(\omega RC)^2+(\omega RC)^4}}$$

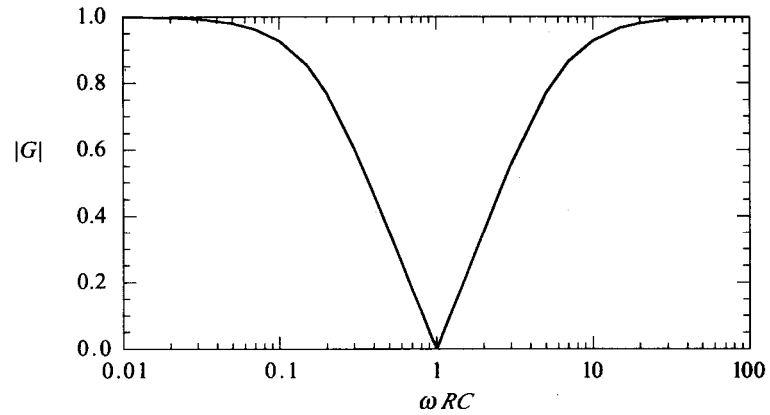


图2-34 低Q值陷波滤波器的伯德增益图

三角波或矩形波都有一个基频f_0和基频的多重倍数n f_0的高次谐波。随着陷波频率$f_n = f_0$，陷波滤波器的基频消失，只留下高次谐波（图2-35）。

设计技巧

陷波滤波器可以用来滤除频率的一个窄带。然而，为保持$R > 1\ 000\Omega$和$C > 100\text{pF}$, $RC > 10^{-7}\text{s}$, 因此，最大实际频率是$1/(2\pi RC) \approx 1\text{MHz}$。

2.6.6 高阶低通滤波器

从2.6.2节到2.6.4节讨论的基本RC滤波器，主要用于不选通尖锐频率的非临界应用。在本节中介绍的巴特沃思滤波器、贝塞尔滤波器、过渡滤波器和切比雪夫滤波器，更多用于临界需要。例如，通带里所有频率的增益都是一个常数，从通带到阻带，增益总是迅速下降，阻

带中所有频率的增益都是低增益，并且能够传送一个形状稍有变化的脉冲。

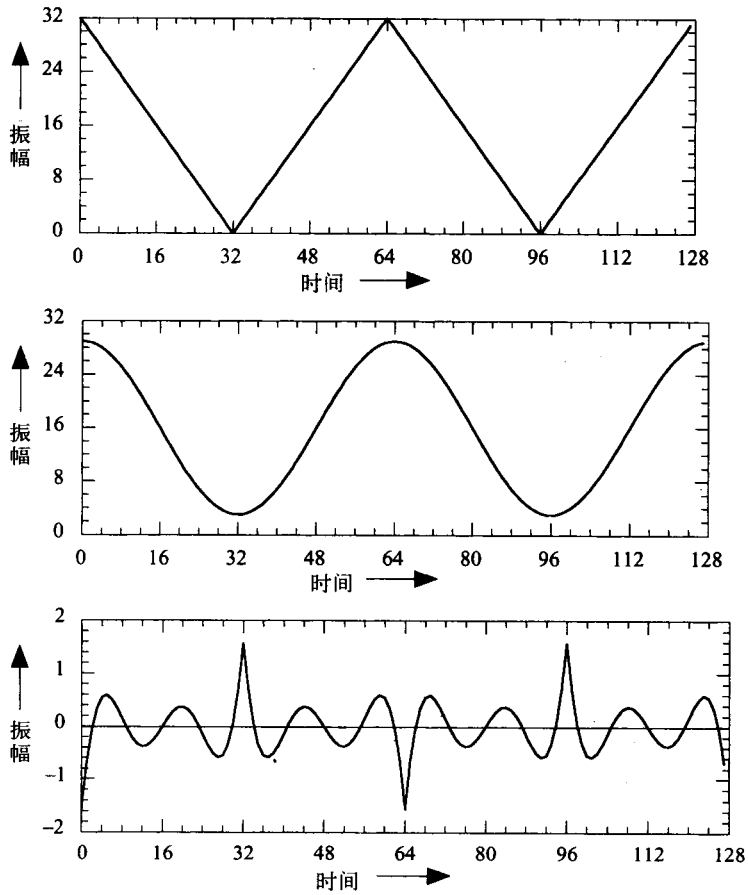


图2-35 上面板：每64个采样为一个周期的对称三角波。中面板：每64个采样为一个周期的谐波，用陷波滤波器滤除了这个谐波。下面板：陷波滤波器允许通过的三角波的高次谐波

在转角频率f_c以下，巴特沃思（Butterworth）滤波器有一个平坦的频率响应，但是暂态响应差，因为相位－频率关系是非线性的。由于通带中的增益最平坦，通常用于抵抗采样模拟波形（如第3章和第5章所介绍的）电路中的混叠。

转角频率为f_c的第n阶巴特沃思滤波器具有增益$|G|$和相位ϕ如下：

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2n}}} \qquad \tan\left(\frac{\phi}{n}\right) = \frac{-f}{f_c}$$

注意，对于阶数为任意n的巴特沃思滤波器，当$f = f_c$，则$|G| = 2^{-1/2} = 0.707$(即，增益比通带增益下降了3.01dB)，同时$\phi = \pi n/4$。

巴特沃思低通滤波器的有效带宽由下式给出：

$$\Delta f = \int_0^\infty G^2(f)\mathrm{d}f = \int_0^\infty \frac{1}{1+(f/f_c)^{2n}} = f_c\int_0^\infty \frac{\mathrm{d}x}{1+x^{2n}} = f_c\left[\frac{\pi/2n}{\sin(\pi/2n)}\right]$$

在表2-3中，对应滤波器阶数n的几个数值，表中给出了对应的$\Delta f / f_c$值。注意，对于高滤波器阶数，在转角频率f_c处滤波器迅速截止，同时滤波器的有效带宽Δf近似等于f_c值。

表2-3 阶数为n、转角频率为f_c的巴特沃思滤波器的有效带宽

n	$\Delta f/f_c$
1	1.571
2	1.111
4	1.026
6	1.012
8	1.006

贝塞尔（Bessel）滤波器有一个与频率成比例的相移。每个傅里叶分量（Fourier component）按相同的时间量做位移，同时，发射的信号不改变形状，但有一个固定的延迟。用这种滤波器发送的脉冲最少失真（distortion）。

过渡（transitional）滤波器或Paynter滤波器（又称为“巴特沃思（Besselworth）滤波器”）的性能处于巴特沃思滤波器和贝塞尔滤波器的中间。

切比雪夫滤波器（Chebyshev filter）使频率下降的急剧度最大化，但是，同时也将脉动纹波（ripple）输入通带。这种滤波器，实际上是按脉动纹波（以分贝）的振幅来分类的一系列滤波器。要达到期望的响应，需要用精密元件（典型精度为1%～5%）和低泄漏的电容。因为电感（inductor）体积大而且不是很理想，所以，很少使用电感。

基本电路的实现是单位增益Sallen-Key滤波器（图2-36和图2-37，表2-4）和等效元件（或VCVS，压控电压源）Sallen-Key滤波器（图2-38和图2-39，表2-5）。这两个电路中的每一个，

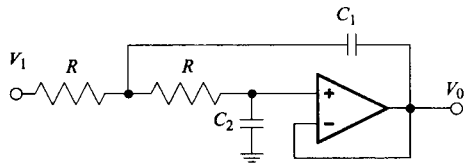


图2-36 单位增益Sallen-Key低通双极点滤波器。$RC_1\omega_c = k_1$和$RC_2\omega_c = k_2$。高阶滤波器使用级联。k_1和k_2的值见表2-4

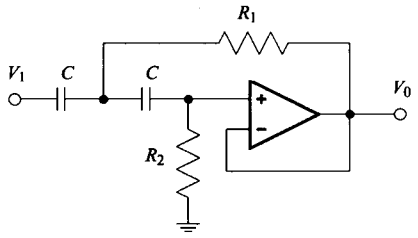


图2-37 单位增益Sallen-Key高通双极点滤波器。$R_1C\omega_c = 1/k_1$和$R_2C\omega_c = 1/k_2$。高阶滤波器使用级联。k_1和k_2的值见表2-4

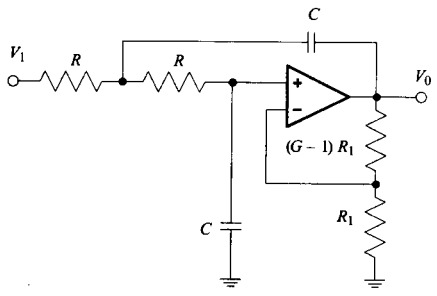


图2-38 等效元件Sallen-Key 低通双极点滤波器。为了方便，选择$RC\omega_c = k_3$和R_1。高阶滤波器使用了级联。增益G和k_3的值见表2-5

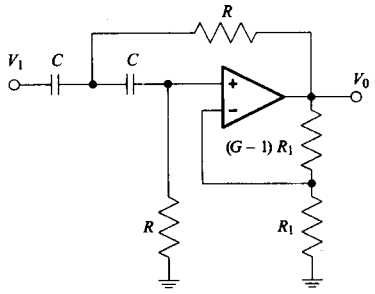


图2-39 等效元件Sallen-Key高通双极点滤波器。为了方便选择$RC\omega_c = 1/k_3$和R_1。高阶滤波器使用了级联。增益G和k_3的值见表2-5

都提供低通滤波器的两个极点或高通滤波器的两个极点。高阶滤波器使用级联(cascade stage)。等效元件设计的优点，是每一级在减少信号带宽的同时都放大信号，所以振幅有效值几乎保持常数。这就允许使用更大的信号，从而减少运算放大器的噪声影响。

表2-4 单位增益Sallen-key低通滤波器和高通滤波器。参照图2-36和图2-37的电路图

极点	巴特沃思		过渡		贝塞尔		切比雪夫(0.5dB)	
	k_1	k_2	k_1	k_2	k_1	k_2	k_1	k_2
2	1.414	0.707	1.287	0.777	0.907	0.680	1.949	0.653
4	1.082	0.924	1.090	0.960	0.735	0.675	2.582	1.298
	2.613	0.383	2.206	0.472	1.012	0.390	6.233	0.180
6	1.035	0.966	1.060	1.001	0.635	0.610	3.592	1.921
	1.414	0.707	1.338	0.761	0.723	0.484	4.907	0.374
	3.863	0.259	2.721	0.340	1.073	0.256	13.40	0.079
8	1.019	0.981	1.051	1.017	0.567	0.554	4.665	2.547
	1.202	0.832	1.191	0.876	0.609	0.486	5.502	0.530
	1.800	0.556	1.613	0.615	0.726	0.359	8.237	0.171
	5.125	0.195	3.373	0.268	1.116	0.186	23.45	0.044

资料来源：Brian K.Jones, *Electronics for Experimentation and Research*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986. By permission of Prentice-Hall International (UK) Ltd, London。

表2-5 等效元件Sallen-Key低通滤波器和高通滤波器。参照图2-38和图2-39电路图

极点	巴特沃思		过渡		贝塞尔		切比雪夫(0.5dB)	
	k_3	G	k_3	G	k_3	G	k_3	G
2	1.000	1.586	1.000	1.446	0.785	1.268	1.129	1.842
4	1.000	1.152	1.023	1.123	0.704	1.084	1.831	1.582
	1.000	2.235	0.977	2.035	0.628	1.759	1.060	2.660
6	1.000	1.068	1.030	1.056	0.622	1.040	1.332	2.627
	1.000	1.586	1.009	1.492	0.591	1.364	1.355	2.448
	1.000	2.483	0.962	2.293	0.524	2.023	1.029	2.846
8	1.000	1.038	1.034	1.032	0.561	1.024	3.447	1.522
	1.000	1.337	1.021	1.284	0.544	1.213	1.708	2.379
	1.000	1.889	0.996	1.765	0.510	1.593	1.188	2.711
	1.000	2.610	0.951	2.436	0.455	2.184	1.017	2.913

资料来源：Brian K.Jones. *Electronics for Experimentation and Research*, Prentice Hall, Engelwood Cliffs, NJ, 1986. By permission of Prentice-Hall International (UK) Ltd, London。

例 2.6 设计具有f_0 = 10kHz (ω_c =62.83krad/s)的巴特沃思高通四极点滤波器。从表2-4查得：第1级有k_1 = 1.082和k_2 =0.924。因此，R_1C=1/ ($k_1\omega_c$) = 1.471×10^{-5}和R_2C=1/ ($k_2\omega_c$) = 1.722×10^{-5}, 选择电容C = 1 000pF, 可得R_1 = 14.71kΩ和R_2= 17.22kΩ。类似的，第二级有k_1 =2.613和k_2 = 0.383，选择电容C= 1 000pF, 可得R_1= 6.10kΩ和R_2= 41.6kΩ。

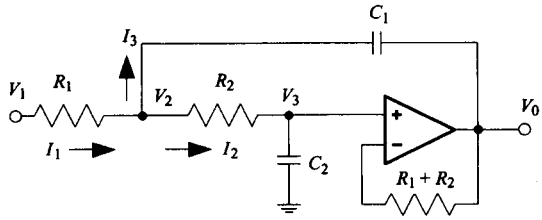


图2-40 单位增益Sallen-key的双极点低通滤波器分析图

运算放大器负反馈产生$V_3 = V_0$：

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_2 - V_0}{R_2} = V_0 j\omega C_2 \quad I_3 = (V_2 - V_0) j\omega C_1$$

例2.7 对于图2-40中的低通滤波器，导出电压响应函数。

因为没有电流流入运算放大器的输入端，我们有$I_1 = I_2 + I_3$：

$$I_1 = (V_1 - V_2)/R_1 = I_2 + I_3 = V_0 j\omega C_2 + (V_2 - V_0) j\omega C_1$$

求解V_1：

$$V_1/R_1 = V_2/R_1 + j\omega V_0 C_2 + j\omega V_2 C_1 - j\omega V_0 C_1$$

对I_2使用等式：

$$I_2 = (V_2 - V_0)/R_2 = V_0 j\omega C_2$$

$$V_2 = V_0(1 + j\omega R_2 C_2)$$

$$\frac{V_1}{R_1} = \left(\frac{V_0}{R_1}\right)(1 + j\omega R_2 C_2) + j\omega V_0 C_2 + V_0 j\omega C_1 (1 + j\omega R_2 C_2) - j\omega V_0 C_1$$

$$V_1 = V_0\left[1 - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + j\omega C_2 (R_1 + R_2)\right]$$

令$s = j\omega$, 则我们有s空间的振幅：

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2) C_2 + 1}$$

该式有由特征方程式定义的极点

$$s^2 - 2s\omega_c \cos\theta + \omega_c^2 = s^2 + \omega_c s/Q + \omega_c^2 = 0$$

这里ω_c是转角频率，θ是S平面上极点的极化角度，Q是每个周期的部分能量损耗。一系列低通滤波器的总体增益是V_0/V_1项的乘积。

低通巴特沃思滤波器特别重要，因为它被用作抗混叠滤波器，在通带中精确地传送振幅，并且能够有效地滤除大小是采样频率一半以上的频率。

例2.8 设计一个n阶巴特沃思滤波器，对于低于f_1 (通带)的频率，该滤波器的增益 > G_1；并且，对于高于f_2的频率——它能够混淆低于f_1（阻带）（图2-41和图2-42）的频率，该滤波器

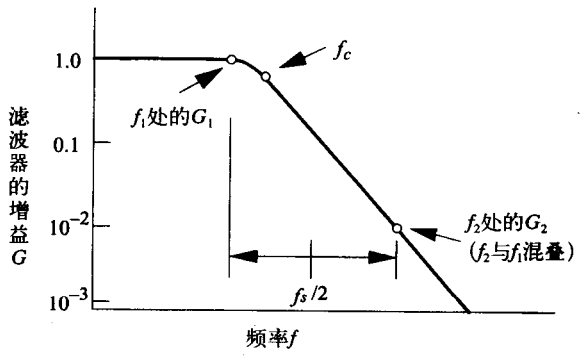


图2-41 一个巴特沃思滤波器的增益与频率的关系曲线图

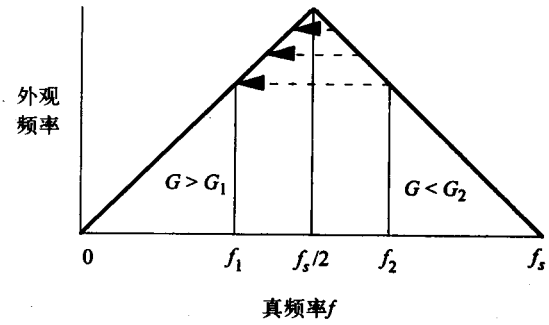


图2-42 $f_s/2$以上的频率对于$f_s/2$以下的外观频率的混叠

的增益 < G_2。位于f_1和f_2之间的频率是过渡带。

对于一个采样频率f_s，f_2混淆到$f_s - f_2$，因为我们希望将f_2混淆到f_1，所以我们有$f_s = f_1 + f_2$。给定f_1、G_1和G_2，设计过程如下：

1) 选择一个滤波器的阶数n。

2) 计算$f_1 / f_c = \sqrt[2n]{G_1^{-2} - 1} = \exp[\ln(G_1^{-2} - 1/(2n)]$，或使用表2-6。

3) 计算f_c。

4) 计算$f_2 / f_c = \sqrt[2n]{G_2^{-2} - 1}$，或使用表2-6。

5) 计算$f_s = f_1 + f_2$。

6) 如果f_s太高，就用一个更快的采样系统，或者增加阶数n，同时返回到步骤2)。

表2-6 对于一个具有n个极点的巴特沃思低通滤波器，其频率比f/f_c作为滤波器增益的函数

$\|G\|$ =	0.999	0.990	0.900	0.707	0.010	0.001	0.000 1
(n = 2) f/f_c=	0.212	0.377	0.696	1.000	10.000	31.623	100.000
(n = 4) f/f_c=	0.460	0.614	0.834	1.000	3.162	5.623	10.000
(n = 6) f/f_c=	0.596	0.723	0.886	1.000	2.154	3.162	4.642
(n = 8) f/f_c=	0.678	0.784	0.913	1.000	1.778	2.371	3.162
(n = 10) f/f_c=	0.733	0.823	0.930	1.000	1.585	1.995	2.512
(n = 12) f/f_c=	0.772	0.850	0.941	1.000	1.468	1.778	2.154

2.6.7 高阶高通滤波器

巴特沃思、贝塞尔、过渡和切比雪夫这几种高通滤波器与前面几节介绍的低通滤波器类似。单位增益Sallen-Key高通滤波器如图2-37所示，等效元件Sallen-Key高通滤波器如图2-39所示。

作为一个例子，考虑f_0 =10kHz (ω_0 =62.83krad/s) 的单位增益Sallen-Key，巴特沃思高通四极点滤波器。查表2-4，第一级有k_1 =1.082和k_2 = 0.924，则R_1C=1/ ($k_1\omega_0$) = 1.471×10^{-5}和R_2C=1/ ($k_2\omega_0$) = 1.722×10^{-5},选择电容C = 1 000pF, 可得R_1 = 14.71kΩ和R_2 = 17.22kΩ。类似的，第二级有k_1 =2.613和k_2 = 0.383, 选择电容C =1 000pF, 可得R_1 = 6.10kΩ和R_2 = 41.55kΩ。

设计技巧

为抑制来自外部信源的电磁干扰 (electromagnetic interference)：

1) 将电路安装在导电的盒子里。用同轴电缆在盒子之间传输信号。记住：外部电场无法穿透一个导电的防护罩。

2) 如果不能够屏蔽传感器和它的外部接线，但是可以闭塞信号，则用一个传感器来记录信号 + 干扰，同时，用一个和第一个传感器完全相同的第二个传感器仅仅记录干扰信息，然后用差动放大提取信号。

3) 如果干扰和信号分别在不同的频带中，可以用模拟滤波器来减少干扰（陷波滤波器可以用来抗窄带干扰<1MHz)。

设计技巧

模拟滤波器只能输入单个信号。因此，如果必须放大和滤波一个差动信号，首先用一个测量放大器或差动放大器对这个差动信号进行放大，然后再用滤波器滤波。

2.7 功率放大器

我们将在第3章看到，通过使用数字－模拟转换器（以下简称数－模转换器），微机能够生成模拟电压，但是有效电流太小，不能驱动许多执行器。数-模转换器、运算放大器和测量放大器最多只能提供几十毫安，而很多执行器，比如电动机、加热元件需要更大的电流。所以，通常需要用功率晶体管来放大电流。

图2-43给出了一个电流放大器，该放大器使用了一个运算放大器、两个NPN功率晶体管和两个PNP功率晶体管，该电路采用了互补级联射极跟随器结构。

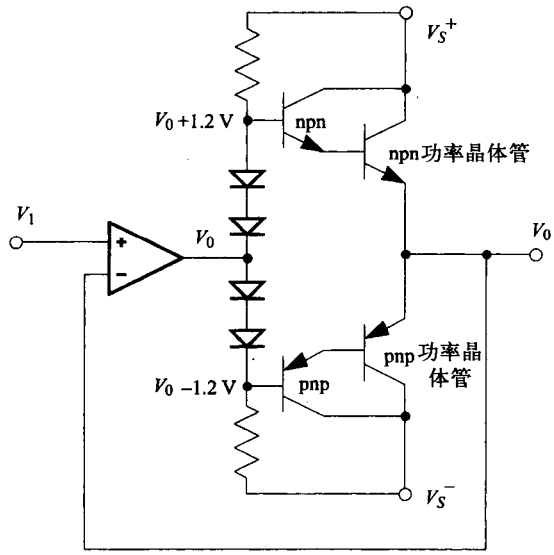


图2-43 运算放大器和互补级联射极跟随器用于高效双极型电流放大。详细的电路实现见LM12数据表

运算放大器的负反馈补偿了基极-发射极的电压下降，且$V_0 \approx V_1$，从$V_1 = V_S^+ - 1.2V$到$V_S^- + 1.2V$。这个电路的输入电流<1uA，如果使用带散热器的大功率晶体管，就能产生一个几安培的输出电流。四个二极管用来给晶体管偏压，并减少当输入波形过零时发生的交叉失真（crossover distortion）。没有二极管，运算放大器的输出就必然会漂移2.4V左右，这个漂移使得某一个达林顿管关闭而其他管导通。在这个漂移中，输出电压不能跟随输入电压。这种电路在80W运算放大器的运行情况，见LM12数据表。

2.8 习题

2.1 在图2-44所示电路中，假设：

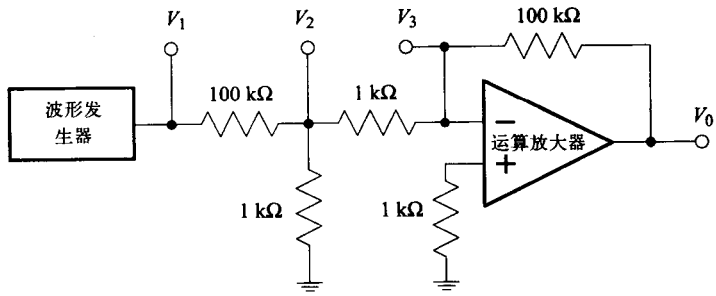


图2-44 由波形发生器和分压器驱动的反相运算放大器电路

- 运算放大器在f >10Hz时开环增益$A=10^6 Hz/f$。
- 运算放大器输入电流为零。
- 输出偏置可忽略。

• 波形发生器的输出V_1在各频率下峰-峰值均为1V。

• 波形发生器具有零输出阻抗。

做下面的练习：

a) 导出V_0、V_3和V_2的函数表达式，用频率f和开环增益A表示。

b) 分别求出以上表达式在f=10Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz时的值。

2.2 某工程项目要求使用从直流到100kHz交流、增益为100的运算放大器电路（如图2-45所示）。假设使用一个具有场效应三极管输入的运算放大器，类似用在实验练习4里的LF356。

a) 在你的设计中，R的值是多少？

b) 若开环增益A与频率f成反比，$A=B/f$，导出闭环增益G的函数表达式，用常数B和频率f表示。

c) 令$B=10^7$Hz，画出伯德图（闭环分贝增益－频率坐标）。

d) 在何频率下，闭环增益G等于1？

e) 在1kHz和100kHz频率下，求出该电路的典型输入和输出阻抗。（提示：参考LF156/LF356数据表。）

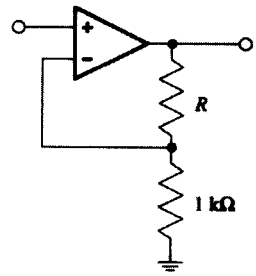


图2-45 同相运算放大器电路

2.3 分析图2-46中的运算放大器电路（假设开环增益A为无穷大）：

a) 求出每个输入电阻中流过的电流。

b) 求出流过运算放大器反馈电阻的电流。

c) 导出V_0以R、V_1、V_2和V_3表示的表达式。

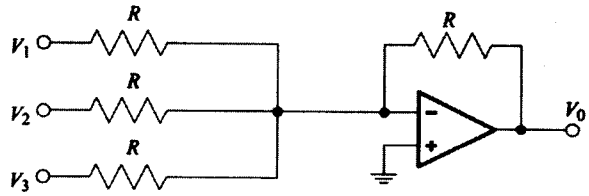


图2-46 电流求和运算放大器电路

2.4 有一应用项目需要使用一个满足以下要求的测量放大器：

• 从直流到交流10kHz，差分电压增益为1 000

• 共模抑制>100dB

a) 求出所需的最小增益带宽积。

b) 求出最大共模增益。

c) 让两个输入端接地，通过均衡两输入端的泄漏电流，调整输出偏移电压为零。两输入端分别经1MΩ和2MΩ的外部电阻接地。为保证输出偏置电压低于1mV，测量放大器的最大泄漏电流应为多少？

2.5 在图2-4所示的差分放大器电路中，假设开环增益A为无穷大，做下面的练习：

a) 导出输出电压V_0的函数表达式，用R_1、R_2、R_3和R_4这四个变量表示。结果以$V_0=aV_2-bV_1$的形式表示。

b) 导出差分增益$G_\pm$和共模增益G_c的函数表达式，用R_1、R_2、R_3和R_4表示，使用a) 中导出的表达式和下面的式子：

$$V_0 = aV_2 - bV_1 = (a+b)(V_2 - V_1)/2 + (a-b)(V_2 + V_1)/2$$
$$= G_{\pm}(V_2 - V_1) + G_c V_c \text{其中，} V_c = (V_1 + V_2)/2$$

c) 使用b) 中推导出的表达式，导出共模抑制比CMRR的函数表达式，用R_1、R_2、R_3 和R_4表示。

d) 在何条件下$G_c = 0$?

e) 当满足$G_c = 0$时，试将$G_{\pm}$的表达式化简。

f) 分别令$G_{\pm}$=1和$G_{\pm}$=1 000，设$R_2 / R_1 = R_4 / R_3 = G_{\pm}$，找出使得共模抑制CMRR≈120dB时$R_3$的百分率变化。注意，$G_{\pm}$只有轻微的变化。评价电阻的精度需要看在两个差分增益下是否有较好的共模抑制比。

注意 $G_{\pm}$主要由R_2 / R_1决定，而R_3（或R_4）可作为G_c的“微调”。

2.6 对于图2-4所示的差分放大器电路，有限的开环增益A，做以下练习：

a) 导出闭环差分增益$V_0 / (V_2 - V_1)$的函数表达式，用R_1、R_2、R_3、R_4和开环增益A表示。

b) 令$R_1 = R_3$ =1kΩ，$R_2 = R_4$ = 9kΩ，且开环增益带宽积$AB = 10^7$Hz，画出伯德幅值图（分贝增益−对数频率坐标）。

2.7 计算用于音频生物反馈项目的LM363A测量放大器：

a) 画出增益为100和250时，16引脚封装的LM363A与外部的连接和外部元件。（注意，将寻找这个集成电路的数据表作为本练习的一部分。）

b) 为了进行校准，需要增加下面哪一项：i) 输入偏置电流，ii) 输入偏移电压，iii) 输出偏移电压？（参考数据表并画出电路。）

c) 设计用于校准输入偏移电压和输出偏移电压的步骤，使得两个输入端都通过1kΩ电阻接地时，输出电压几乎为零，并要求在增益为1和1 000时都成立。（不必考虑调节输入偏置电流。）

d) 完成c)后，在增益为1 000的情况下，若其中一个1kΩ的电阻换为10kΩ，输出电压变为多大？（提示：参考在全温度范围下最大偏置电流的数据表。）

e) 如何测量频率从直流到1MHz的小信号增益？画图并列出步骤。

f) 如何测量同一频率下的共模抑制？画图并列出步骤。

g) 假设当两输入端都通过等值电阻接地时，输出为零，分析以下数据。计算在10kHz下的差分增益、共模增益及共模抑制比。

I) 差分输入为10kHz、峰-峰值1mV的正弦波。输出是10kHz、100mV的正弦波。

II) 共模输入为10kHz，峰-峰值5V的正弦波，经等值电阻接到两输入端。输出为10kHz，峰-峰值2.5mV的正弦波。

h) 在频率范围从10Hz到10kHz、增益为100的情况下，输入噪声为多大（单位 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$）？（提示：参考数据表。）能产生相等的约翰逊噪声（单位 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$）的电阻值为多大?

i) 增益为100且两输入端接地，估算在放大器全带宽的输出噪声（单位为μV）。多大的输入电阻能产生相等的输出噪声?

j) 查看AD625A和LM363A的数据表，制定表格对以下几个量进行比较：

Ⅰ) 输入偏移电压及其温度依赖性。

Ⅱ) 输入偏置电流及其温度依赖性。

Ⅲ) 增益为10、100和1 000时的带宽。

Ⅳ) 增益为10、100和1 000时的共模抑制。

Ⅴ) 稳定时间。

Ⅵ) 最大转换速率。

2.8 现有一个测量放大器，增益从1到1 000可调。在增益为1时带宽为10^6Hz，在增益为1 000时带宽为10^4Hz。

a) 两个输入端都经5MΩ电阻接地。若输入泄漏电流分别为0.5nA和1.5nA，则在增益为1 000时相应的输出偏移电压为多大？增益为1呢？

b) 增益为1 000且在10^4Hz的带宽时，由于室温下5MΩ电阻的约翰逊噪声影响，输出噪声是多少？（提示：若两个无关的噪声源叠加，均方根噪声合成为平方和的平方根。）

c) 当输入端直接接地，增益为1 000且带宽为10^4Hz时，输出电压噪声为1mV有效值。当增益为1、带宽为10^6Hz时，输出噪声为0.1mV有效值。对于输入 (D_1) 和输出 (D_0)，放大器噪声为多少？（噪声以单位 $nV/\sqrt{Hz}$ 表示。）

2.9 设计一个脑电图（Electroencephalogram, EEG）数据滤波系统，要求如下：

- EEG信号在0.5Hz到30Hz频带下幅值为50μV。
- 在100Hz到3kHz频带下，头部肌肉的肌电图（Electromyography, EMG）背景噪声幅值为100μV。
- EM（电子显微镜）接口为10mV、60Hz。
- 使用尽可能少的元件。

a) 在所有其他背景噪声减少为1μV时，应采用何种滤波器才能使EEG信号不失真（增益偏差小于1%）？（不必给出细节，只需给出极点数、转角频率等即可。）

b) 作出滤波电路的响应曲线，表示出 $|V_{out}/V_{in}|$ 从0.1Hz到10kHz的变化，并标出在频率为0.5Hz、30Hz、60Hz、100Hz和3 000Hz下的值。

2.10 设计一个高通单极点滤波器，使用如图2-24所示的运算放大器。该运放规格如下：

- 输入阻抗为无穷大，无输入泄漏电流。
- 频率大于10Hz时，开环增益为频率的倒数，10^7Hz时达到的单位增益。

该高通滤波器电路规格要求如下：

- 频率为100Hz时，低于－3dB转角频率。
- 通带内增益为10。

a) 画出电路，其中C = 1.59μF，标出所有电阻阻值。

b) 高于－3dB的转角频率是多少？（提示：注意运放的限制增益带宽积。）

c) 给出此滤波电路在10kHz频率下输入和输出阻抗的典型值。

d) 画出伯德图（分贝增益－频率坐标），频率范围从1Hz到10^8Hz。

2.11 图2-24是一个高通单极点滤波器运算放大器电路，低于－3dB时转角频率$\omega_c = (R_1C)^{-1}$。运用式2-5，该式描述所有频率下的增益都包括了运放开环增益A，计算高于－3dB的转角频率。假设$A=K/\omega$，其中K为恒定的增益带宽积。答案应为以K，C，R_1和R_2表示的函数。

2.12 设计一个高通四极点巴特沃思滤波器，使用图2-36所示的单位增益Sallen-Key电路的二级级联的方式实现，该滤波器的参数如表2-3所示。要求－3dB的转角频率f_c = 1kHz，C = 0.1μF。

a) 判定每个滤波段中元件R_1和R_2的值。

b) 画出幅值的伯德图，假设该运放在所有频率下开环增益为无穷大。

c) 若施加一个100Hz的方波时情况如何？画出简略的响应波形（幅值-时间曲线）并解释之。（提示：考虑时域而非频域。）

2.13 设计一个高通四极点巴特沃思滤波器，使用图2-37所示的等效Sallen-Key电路的二级级联的方式实现，滤波器参数见表2-4。

a) 若3dB的转角频率f_c为1kHz且C=0.1μF，画出滤波器电路，并判定每个滤波段中R_1和R_2的值。

b) 画出伯德图，假设该运放在所有频率下开环增益为无穷大。（提示：参见下面的题2.14。）

c) 施加一个100Hz的方波时情况如何？画出简略的响应波形（幅值−时间曲线）并解释之。（提示：考虑时域而非频域。）

2.14 设计一个巴特沃思滤波器，要求通频为0Hz到1kHz且精度为0.1dB，当抑制度为100dB时，抑制大于10kHz的频率。n阶巴特沃思滤波器的增益幅度 $|G|$ 与相位偏移ϕ有如下关系：

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2n}}} \qquad \tan(\frac{\phi}{n}) = \frac{f}{f_c}$$

a) 求出最小的阶数n和满足条件的相应的转角频率f_c。

b) 分别求出在100Hz和1kHz下的相位偏移。

c) 分别求出这些相移在100Hz和1kHz下相应的时间延迟。

d) 电路保持100Hz方波形状的能力如何？考虑滤波器在振幅和相位方面的影响。一个频率为f_0、振幅为±1的对称方波可以表达成以下的傅里叶级数：

$$V(t) = (\frac{4}{\pi}) \sum_{n=1,3,5...}^{\infty} (\frac{1}{n}) \cos(2\pi n f_0 t)$$

e) 贝塞尔滤波器的相移与频率成比例。此滤波器如何保持100Hz方波的形状？

2.15 一个增益为$V_0 = GV_1$的功率放大器可表示成图2-47的等效电路。

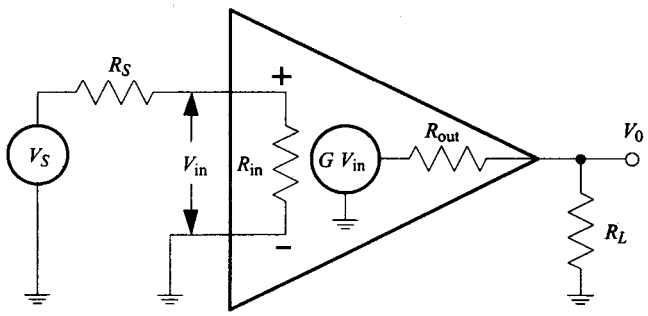


图2-47 功率放大器的等效电路

a) 求相对于V_{in}的V_0值是多少？

b) 求相对于V_S的V_{in}值是多少？

c) 求相对于V_S的V_0值是多少？

d) 使用本电路放大一个从录音磁头输入的1mV信号（其输出阻抗为1MΩ），并驱动一个幅值为10V的扬声器（输入阻抗为8Ω）。求出满足V_{in}小于1%V_S，且V_0小于1%GV_{in}时，R_{in}和R_{out}的要求。

e) 评价在特定场合下，对R_{in}和R_{out}必需的设计要求。

2.16 典型的测量放大器电路如图2-13所示。假设：

- $R_1/2 = 50\Omega$，$R_2 = 5k\Omega$，$R_3 = 1k\Omega$，$R_4 = 10k\Omega$。
- input $V_+(t) = 1.0V + 1.0mV \sin(\omega t)$。
- input $V_-(t) = 1.0V - 1.0mV \sin(\omega t)$。
- $f = 2\pi\omega = 1kHz$。
- 电源电压为−10V和+10V。

做下面的练习：

a) 求出$V_3(t)$的值。

b) 求出$V_4(t)$的值。

c) 求$V_4(t) - V_3(t)$的值。

d) 求出$V_0(t)$的值。

2.17 给出一种新型的测量放大器电路，如图2-48所示。假设：

- $R_1/2 = 50\Omega$，$R_2 = 5k\Omega$，$R_3 = 1k\Omega$，$R_4 = 10k\Omega$。
- input $V_+(t) = 1.0V + 1.0mV \sin(\omega t)$。
- input $V_-(t) = 1.0V - 1.0mV \sin(\omega t)$。
- $f = 2\pi\omega = 1kHz$。
- 电源电压为−10V和+10V。

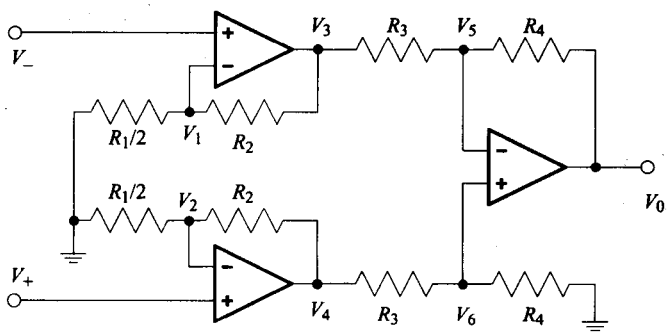


图2-48 测量放大器电路替代方案

解答以下问题：

a) 求出$V_3(t)$的值。

b) 求出$V_4(t)$的值。

c) 求$V_4(t) - V_3(t)$的值。

d) 求出$V_0(t)$的值。

e) 此电路是否比题2.16的电路更好吗？为什么？

2.18 要求设计一个满足以下条件的放大器与滤波器电路：

- 差动输入。

- 工作温度范围为10～30℃。
- 频率在1Hz到1 000Hz内差分增益为10^6，精度要求为30%。
- 频率大于10 000Hz时差分增益小于1。
- 在所有频率范围下共模增益小于10^{-2}。

假定：

- 因为不能可靠地从单个测量放大器中得到大于10^4的差分增益，所以需要增加额外的放大电路。
- 为避免饱和，所有放大器的输出必须在 −10V到+10V之间。
- 在10～30℃范围内，第一个测量放大器的输入偏移电压以1mV为单位变化，但其变化方向与幅度由于每次不同而不能预测（假设所有其他偏移电压对电路影响远不及此，均可忽略）。
- 电路的温度无法测量。

做下面的练习：

a) 画出设计框图，标示出所有必要的元件。

b) 画出电路的差分增益-频率曲线，范围从0.01Hz到10kHz。

c) 你设计的电路中，测量放大器对共模抑制比的要求是什么？

d) 若其中一个输入端接1kΩ的电阻而另一个输入端直接接地，则该电阻对电路的输出端大约会产生多大的约翰逊噪声？

e) 若两个输入端都通过1kΩ的电阻接地，则这些电阻对电路的输出端大约会产生多大的约翰逊噪声？

2.19 设计一个电路，通过电阻中的约翰逊噪声来测量绝对温度。设计要求如下：

- 在100K到1 000K范围内，输出电压与绝对温度成正比。100K时输出为0.100V，1 000K时输出为1.00V。
- 由于温度变化频率小于1Hz，输出信号变化缓慢。

电路中应包含以下元件：

- 一个1MΩ电阻，在100K到1 000K范围内有精确的阻值。
- 用两条导线（双绞线），将1MΩ电阻的两端连接到一个测量放大器（如下所述）的两个输入端。此导线拾取了共模电压为±100mV、差动电压为±1mV的60Hz电磁干扰。
- 一个测量放大器电路，增益为426且带宽为1MHz。为简化问题，忽略（泄）漏电流。
- 一个输出电压（单位为V）是输入电压（单位为V）的平方的电路（如图2-49所示）。
- 任何需要滤波或放大的地方，可以采用文中介绍的滤波或放大电路。对滤波器只需说明类型，阶数n和转角频率f_c。对放大器只需说明其增益。

提示：1MΩ电阻在1MHz的带宽中的约翰逊噪声为：

$$V_{rms} = \sqrt{4kTR\Delta f} = 7.43\mu V\sqrt{T}$$

当T为100K和1 000K时，V_{rms}分别为74.3μV和235μV。

做下面的练习：

a) 画出电路框图，标上足够的细节使熟练的技术人员可以搭建出来，并判断电路能否

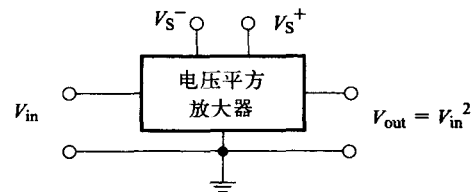


图2-49 电压平方放大器

达到设计目标。

b) 画出当电阻在1 000K时，测量放大器的差动输入波形。(标出电压轴和时间轴，以下要求相同。)

c) 画出当电阻在1 000K时，测量放大器的共模输入波形。

d) 画出当电阻在1 000K时，测量放大器的输出波形。

e) 画出当电阻在1 000K时，电压平方放大器的输入波形。

f) 画出当电阻在1 000K时，电压平方放大器的输出波形。

g) 画出电阻温度在1s内从1 000K到500K变化时整个电路的输出波形。

2.20 在室温下 (300K)，AD625测量放大器具有输入噪声：

$$V_{\text{rms}} = 4\text{nV}\sqrt{\Delta f}/\sqrt{\text{Hz}}$$

问阻值为多大的电阻能产生相等的约翰逊噪声?

2.21 现有一个测量放大器，要求测出并描述其差分和共模增益。

a) 如何将共模增益和差分增益表示为频率的函数?

差分增益能等效为一个差分增益为1 000的理想测量放大器，并在其后面接上转角频率为1kHz的一阶巴特沃思低通滤波器。而共模增益则可以等效为一个单位增益和转角频率为10^6Hz的一阶巴特沃思高通滤波器。

b) 写出以频率表示共模增益的函数表达式，并画出从10^6Hz到100MHz的响应曲线。

c) 写出以频率表示差分增益的函数表达式，并画出从10Hz到100MHz的响应曲线。

d) 求出以频率表示的共模抑制比（CMRR）的函数表达式，并画出从10Hz到100MHz的响应曲线。

2.9 参考阅读资料

Glenn M. Glasford, *Analog Electronic Circuits*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

John L. Hilburn, *Manual of Active Filter Design*, McGraw-Hill, New York, 1983.

Paul Horowitz and Winfield Hill, *The Art of Electronics*, 2nd edition, Cambridge University Press, New York, 1989.

Robert G. Irvine, *Operational Amplifier Characteristics and Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.

Brian K. Jones, *Electronics for Experimentation and Research*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

Daniel H. Sheingold, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Norwood, MA, 1981.

Sidney Soclof, *Application of Analog Integrated Circuits*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.

实验练习4

运算放大器

实验目的

利用负反馈构建若干运算放大器电路，用来放大电压和电流；测量这些电路的输出偏置量，噪声和为频率的函数的增益；熟悉运算放大器的一些性质和局限，比如：开环增益，泄漏电流，热效应，偏移电压，噪声以及带宽。

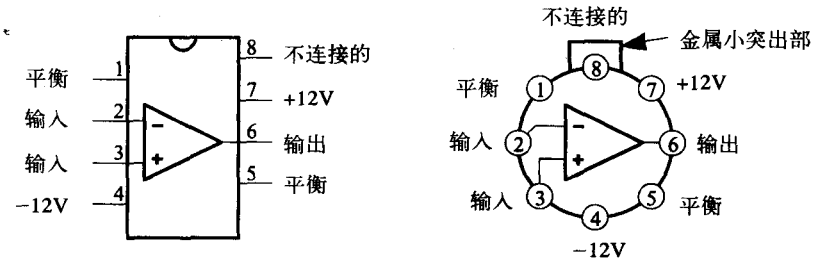
实验设备

- 带有接地层，并能与地、＋5V、±12V相连的电路板。
- 两个 10μF、25V 电解电容（接在电路板上的电源和地接线柱之间）。
- 六个 0.1μF、CK-05旁路电容（接在所有芯片的电源和地之间）。
- 三个 LF356 运算放大器。
- 一台示波器。
- 三个20kΩ的调谐电位器（用于运算放大器偏置调整）。
- 六个1kΩ的电阻。
- 三个 100kΩ的电阻。
- 一个10MΩ的电阻。
- ＋5V，±12V的电源。
- 一台波形发生器。
- 一个热（吹）风机（与其他实验小组共用）。
- 一个刻度盘温度计俗称“表盘温度计”。

实验背景

运算放大器是模拟电路设计中最重要的构建模块之一，通常用来放大和滤波。第2章介绍了运算放大器的基本特性以及负反馈对增益、带宽和输入阻抗的影响。

LF356运算放大器的引脚分布情况如实验图4-1所示。1，4，5，7引脚按实验图4-2所示连接。



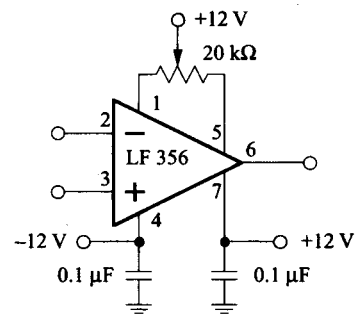
实验图4-1　LF356双列直插式封装引脚和T0-5 金属罐引脚（顶视图）

注意 对于所有的实验练习，都要用10μF的电解电容连接在电路板上的每个电源电压接线柱（+5V,+12V, 和－12V）与地线接线柱之间。观察电容的极性！当极性倒置连接时，电解质会爆炸！这些电容可以在供电电压的频率较低时（比如60Hz）起到稳压的作用，但不能减小由电路开关瞬态（<1μs）变化引起的尖峰脉冲。为了减少尖峰脉冲，需要在所有的集成电路芯片的电源与地之间接入0.1μF的电容。

参考阅读资料

2.2节、2.3节。

实验过程



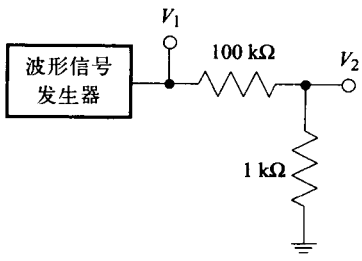
实验图4-2 LF356 的外部连接。引脚4和引脚7之间的旁路电容用来稳定电路和减少噪声。引脚1和引脚5之间的调谐电位器用来调整输出偏置

1. 小信号发生器

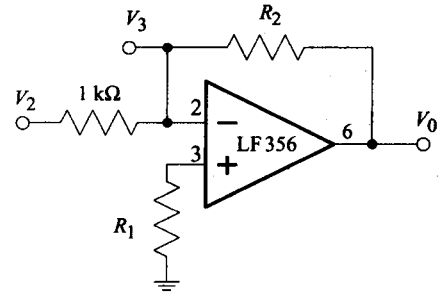
按照实验图4-3搭建小信号发生器电路。它包含一个简单的100kΩ/1kΩ电阻分压器，产生输出电压$V_2 = 0.01V_1$，这里假定电路输出连接到一个输入阻抗远远大于1kΩ的电路。精确测量电阻值之后，因为V_2很小而且很难直接测量，所以要采用间接方法，用测量的V_1值和电阻值计算得出V_2的值。

2. 增益为−100和增益为−1的反相放大器

按照实验图4-4搭建放大器电路，取$R_1 = 1\text{k}\Omega$，但暂时不要连接20kΩ的偏置调节的滑动变阻器。令$R_2 = 100\text{k}\Omega$得到增益−100，$R_2 = 1\text{k}\Omega$得到增益−1。实验图4-1给出了运算放大器LF365的引脚图，实验图4-2给出了引脚1、4、5、7的连接。



实验图4-3 小信号发生器电路



实验图4-4 增益$G = V_0 / V_2 = -R_2/1\text{k}\Omega$的反相放大器。参见实验图4-1的引脚图。实验图4-2给出了引脚1、4、5、7的连接

2.1 R_2 =100kΩ时的直流偏置。将输入端V_2接地，然后完成如下工作：

1) 未调节的偏移电压：记录输出偏移电压V_0（没有接20kΩ偏置调谐电位器时）。

2) 调节范围：按实验图4-2所示的电路图连接20kΩ的调谐电位器，记录调谐电位器取两个极值时的V_0（顺时针方向的满值和逆时针方向的满值）

注意 需要将旋转螺丝旋转20转。

3) 温度影响：调节调谐电位器使V_0 = 0V，加热运算放大器到大约10℃（用刻度温度计检查确认），记录下V_0。

4) 重复：等待5分钟，让运算放大器恢复到室温，再一次记下V_0。

5) 泄漏电流：调节调谐电位器，使得V_0=0V。暂时将R_1变为10MΩ并记下V_0，然后将R_1置为1kΩ。

注意 在前面的部分总共测量了六个偏移电压。

2.2 **R_2=100kΩ时的噪音**。令R_1=1kΩ且V_2接地，调节变阻器使V_0=0V。将V_0连接到示波器的输入端，记录下输出噪声的幅度（要求示波器取最大增益）。区分随机的杂乱噪声和重复波形（例如60Hz）所产生的干扰。设置R_1=10MΩ并重复以上的步骤。

注意 数字示波器的有效值的测量特点，是相对其平均值发生随机的和周期性的漂移。

2.3 **R_2=100kΩ时的小信号增益**。置R_1=1kΩ，将放大电路的输入端V_2与小信号发生器的输出端相连（见实验图4-3）。调节波形发生器的输出，使示波器上显示一个1kHz且峰－峰值电压V_1 = 1V波形。当频率分别是10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz时，测量V_1，V_2和V_0的正弦波峰－峰值电压。注意事项：波形发生器的幅值V_1在频率改变时将有所不同；运算放大器有1kΩ的输入阻抗。

2.4 **R_2=100kΩ时的开环增益**。增大波形发生器的输出使峰－峰值V_1=10V，在频率分别为10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz时，测量V_0和V_3的值（测量V_3时，要求示波器取最大增益值）。在分析部分，将计算出开环增益的值$A=V_0/V_3$。

2.5 **R_2 =1kΩ时的直流偏置**。做如下测量：

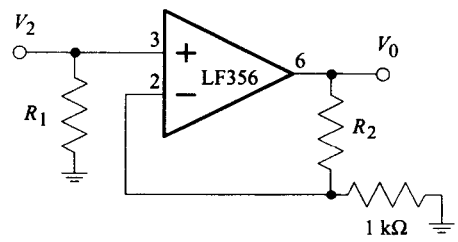
1) 未调整的偏移电压：不连接20KΩ调偏用的调谐电位器，记录输出偏移电压V_0。

2) 温度影响：接入20kΩ的偏置调节调谐电位器，调节调谐电位器使V_0=0V。加热运算放大器到10°C（用刻度温度计检查确认），记录V_0的值。

注意 在实验过程2.5中，你能测量得到两个偏移电压值。

3. 增益为101和1的同相放大器

按照实验图4-5搭建放大器电路，但暂时不要连接20kΩ的偏置调节调谐电位器。令R_2=100kΩ，得到增益101；R_2=0kΩ，得到增益1。实验图4-1给出了运算放大器LF365的引脚图，实验图4-2给出了引脚1、4、5、7的连接。



实验图4-5 增益$G=V_0/V_2=(R_2+1k\Omega)/1k\Omega$的同相放大器

3.1 **R_2 =100kΩ时的直流偏置**。将输入端V_2经过R_1 = 1kΩ接地，然后完成如下工作：

1) 未调整的偏移电压：记录输出偏移电压V_0（不连接20kΩ的偏置调节调谐电位器）。

2) 调节范围：按实验图4-2所示的电路图连接20kΩ的调谐电位器，记录调谐电位器取两个极值时的V_0。（顺时针方向的满值和逆时针方向的满值。）

注意 需要将旋转螺丝旋转20转。

3) 温度影响：调节调谐电位器使V_0 = 0V，加热运算放大器到大约10℃（用刻度温度计检

查确认），记录下V_0。

4) 重复：等待5分钟，让运算放大器恢复到室温，再一次记下V_0。

5) 泄漏电流：调节调谐电位器，使得$V_0=0$V。暂时将R_1变为10MΩ，并记下V_0。

3.2 R_2=100kΩ时的噪声。将阻值$R_1=1$kΩ的电阻接在V_2和地之间，像在实验过程2.2所做的那样记录下输出噪声。置$R_1=10$MΩ重复以上的步骤。

3.3 R_2=100kΩ时的小信号增益。移走R_1，将放大电路的输入端V_2与小信号发生器的输出端相连。调节波形发生器的输出，使示波器上显示一个1kHz、峰－峰值电压$V_1=1$V的正弦波形。当频率分别是10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz时，测量V_1、V_2和V_0的正弦波峰－峰值电压。

3.4 R_2 =0kΩ时的直流偏置。用一根导线代替R_2，并做如下测量：

1) 未调整的偏移电压：记录输出偏移电压V_0（不连接20kΩ的偏置调节调谐电位器）。

2) 温度影响：接入20kΩ的偏置调节调谐电位器，调节调谐电位器使$V_0=0$V。加热运算放大器到10℃（用刻度温度计检查确认），记录V_0的值。

实验报告

1. 实验方案

为使实验报告成为实验练习的完整描述，将前面提供的实验图表包括进来。如果对所建议的方案有改动，则一定要在此指出。

2. 数据摘要

将测量所得的数据制成表格，并汇总实验过程2和3的观察结果。

3. 分析

- 输出偏移电压。对于两个放大电路，将实验过程2.1和3.1中所测量的六个输出偏移电压制成表格；将实验过程2.5和3.5中所测量的三个输出偏移电压制成表格；利用在增益$G=1$和$G=100$时所测量的未修正的输出偏移电压和$V_{TOO}=GV_{RTI}+V_{RTO}$，计算放大器的V_{RTI}（输入偏移电压）和V_{RTO}（输出偏移电压）。计算输入输出偏移电压随着温度所发生的改变（微伏/摄氏度）。当改用10MΩ电阻时，利用输入偏置电压的改变计算出泄漏电流。
- 噪声。利用对两个电路闭环增益G、输出噪声电压V_{rms}以及带宽Δf（频率为3dB时）的测量值，计算出输入电阻为1kΩ时的输入噪声值。

$$D=\frac{V_{rms}}{G\sqrt{\Delta f}}$$

通常该参量的单位是 $nV\sqrt{Hz}$ 。

当使用10MΩ电阻时，为同相放大器和缓冲放大器重复上面的计算。

- 绘制伯德幅值图。根据两个输入放大器电路的小信号增益数据（实验过程2.3和3.3），绘制增益$G=V_0/V_2$对频率的表格。在双对数坐标图中画出G与频率的关系曲线图，或者在半对数坐标图画出分贝 (dB) = $20\log_{10}|G|$）与频率的关系曲线图。
- 开环增益。利用实验过程2.4中V_0和V_3的测量值，绘制表格，并画出LF365电路的开环增

益，作为频率函数的曲线图。作为对比，加入从LF365数据表中获得的开环增益数据。

- 汇总表。将测量值与数据表给出的值对比：输入偏置电流，输入输出偏移电压，调节范围，温度相关性，以及开环增益频率积。对于以上参数的定义，请参看第2章。

4. 讨论与结论

- 根据两个放大电路的测量数据与分析，讨论实际的运算放大器与理想的运算放大器的区别。
- 讨论在实验练习中如何利用负反馈确立某一特定增益，并要求这个增益在一段频率范围都为恒定值。
- 比较在高频下，两个运算放大电路的增益行为。
- 讨论在低频下，用实验图4-4所示的电路测量开环增益所遇到的困难。
- 讨论两种运算放大电路的最佳使用场合。

5. 问题

- 在实验过程2.3和3.3中测量小信号增益时，为什么V_2和V_0的值在使用反相放大器时比使用同相放大器时小?
- 为什么反相放大器的V_2在高频下增大？（提示：参见习题2.1。）
- 你测量的开环单位增益频率与数据表给出的值符合吗?
- 在频率为100kHz时，所测量的开环增益能精确到什么程度？测得的数据与数据表中的一致吗?
- 在LF356运算放大器的数据表找到“开环频率响应”。准备一个有三列的表格：a) 频率＝100Hz，1kHz，10kHz，100kHz，1MHz，10MHz；b) “开环电压增益”；c) 两者的乘积（如：增益宽带积）。

注意 将开环电压增益由分贝（数据表中提供）转换为数字。

6. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习5

测量放大器

实验目的

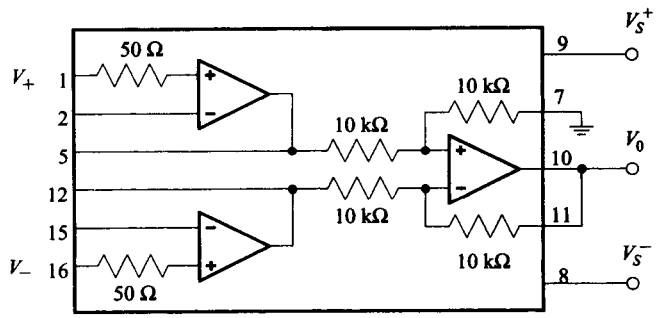
熟悉测量放大器，用实验演示差分放大，测量平衡和非平衡输入下的输出偏移电压，测量直流和交流共模抑制，测量增益对频率的伯德图。测量差分放大和同轴电缆对电磁干扰的抑制能力。

实验设备

- 带有接地层，并能与地、+5V、±12V相连的电路板。
- 两个10μF、25V电解电容（接在电路板上的电源接线柱和地接线柱之间）。
- 两个0.1μF、CK−05旁路电容（接在所有集成电路芯片的电源和地之间）。
- +5V，±12V的电源。
- 波形发生器。
- 示波器。
- 两条一米长的同轴电缆。
- 两条一米长的绝缘线。
- 两个同轴电缆接插件到鳄鱼夹的适配器（POMONA 91836）。
- 一个100Ω电阻。
- 两个10kΩ电阻。
- 两个1MΩ电阻。
- 一个热（吹）风机（同其他实验小组共用）。
- 一个刻度盘温度计。
- 一个AD625或者LH0036测量放大器。
- AD625测量放大器需要使用下列电阻：
  a) 一个 20kΩ的偏置调节调谐电位器（用于偏置调整）
  b) 两个20kΩ电阻（R_F）
  c) 一个390Ω电阻（增益为100时的R_G）
  d) 一个3.9kΩ电阻（增益为10时的R_G）
- LH0036测量放大器用下列电阻：
  a) 一个100kΩ的偏置调节调谐电位器（用于偏置调整）
  b) 一个510Ω电阻（增益为100时的R_G）
  c) 一个3.3kΩ电阻（用于偏置调整）
  d) 一个5.1kΩ电阻（增益为10时的R_G）
  e) 一个33kΩ电阻（用于偏置调整）

实验背景

测量放大器（如实验图5-1所示）是一种非常有用的电路元件，特别是当需要被放大的信号是两种电压之差（比如来自电桥），而且要求输入阻抗必须非常大时。



实验图5-1 AD635型号的测量放大器的简单电路图

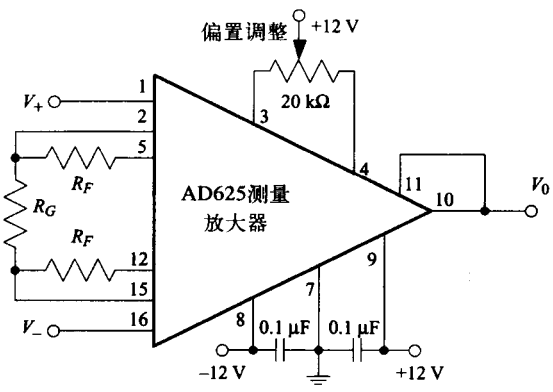
参考阅读资料

2.4节、2.5节。

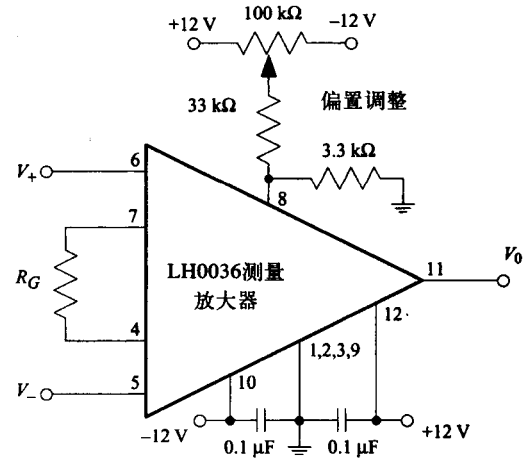
实验过程

1. 电路搭建

按照实验图5-2或者实验图5-3搭建电路。设置测量放大器的差分增益值大约为100。对于AD625，用$R_F=20k\Omega$，$R_G=390\Omega$的电阻。对于LH0036，用$R_G=510\Omega$的电阻（$R_F=25k\Omega$电阻为内置的）。设置电源使得$Vs^+=+12V$，$Vs^-=-12V$。



实验图5-2 AD625测量放大器电路图。没有共模增益，差分增益为：$G_\pm=V_0/(V_+-V_-)=1+2R_F/R_G$



实验图5-3 LH0036测量放大器电路图。无共模增益，差分增益为：$G_\pm=V_0/(V_+-V_-)=1+50k\Omega/R_G$

2. 偏移电压

2.1 未调整的偏移电压。将两个输入端直接接地（$V_- = V_+ = 0V$），不接入调节偏置的变阻器，测量未调整的输出偏移电压V_0。

2.2 偏置调节范围。将两个输入端直接接地，接入调谐电位器，并记下在调谐电位器阻值取两个极值时的输出偏移电压。（顺时针方向和逆时针方向的满值。）

注意 需要将旋转螺丝旋转20转。

2.3 温度对偏移电压的影响。将两个输入端直接接地，先调节调谐电位器使$V_0 = 0V$，然后用热（吹）风机将电路加热到大约10℃（用刻度盘温度计检查确认），记录下V_0的变化。

2.4 不相等的输入电阻和温度对偏移电压的影响。将两个输入端直接接地，先调节调谐电位器使$V_0 = 0V$。然后把其中的一个输入端经过一个1MΩ的电阻接地，记下V_0。再用热（吹）风机将电路加热到大约10℃（用刻度温度计检查确认），记录下V_0的变化。

2.5 电源电压对偏移电压的影响。将两个输入端直接接地，将+12V的电源电压增加5%到+12.6V，记录下V_0的变化。保证没有改变-12V的电源电压（对于某些电源，一个旋钮调整电压极性而另一个旋钮调整比率）。记录了测量结果以后，将电源电压调整到+12V并调节变阻器使输出为0。

3. 噪声

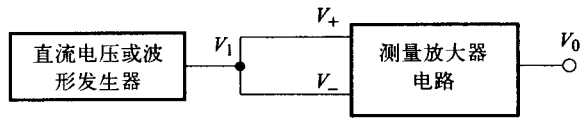
将两个输入端直接接地，利用示波器观察放大器的输出噪声V_0（要求示波器取最大增益）。记录噪声的幅值和性质。区分电磁干扰（固定频率内容，幅度取决于导体的几何形状）和约翰逊噪声（由随机波形产生的包括多种频率的噪声）。画一个草图将会有助分析。

将两个输入端通过1MΩ的电阻接地，记录噪声的幅值和性质。约翰逊噪声在接入1MΩ电阻的情况下将会被放大，并混杂着当输入端直接接地时产生的输出噪声。

4. 共模增益

按实验图5-4所示的电路图搭建电路。

4.1 直流共模增益。置$V_1 = 0V$，调节调谐电位器使得$V_0 = 0V$。改变V_1使之为+5V，记录下V_0。因为差分输入为0，我们可以用式$G_c = V_0 / V_1$获得共模增益值G_c。



实验图5-4 测量直流和交流共模增益的电路图

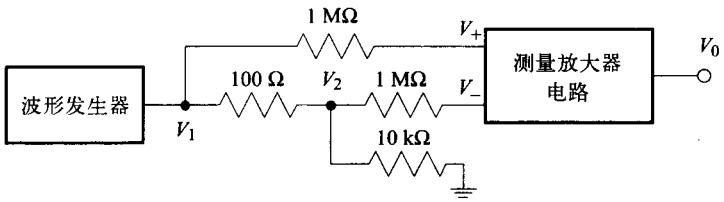
4.2 交流共模增益。使V_1等于未失真正弦波的最大幅值（不要超过10V的峰-峰值），当频率分别是10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz和1MHz时，测量V_0的值。因为差分输入为0，我们可以用式$G_c = V_0 / V_1$获得共模增益值G_c。

5. 小信号差分增益

按照实验图5-5所示的电路图连接电路（增益为100）。

使正弦波发生器的频率为1kHz，调节正弦波的幅度直至在示波器上看到V_1的峰-峰电压值为1V。记录下此时V_2的幅值。当频率分别是10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz和

1MHz时，测量V_0和V_1的值。因为在输入端是一个很大的共模信号，输出值V_0为差分形式$G_{\pm}(V_1-V_2)$和共模形式$G_c(V_1+V_2)/2 \approx G_cV_1$之和。

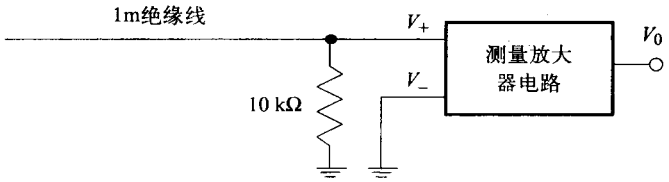


实验图5-5 测量小信号差分增益的电路图

假定差分输入$V_1-V_2=V_1/101$。

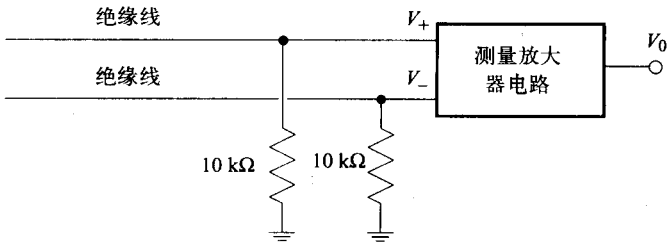
6. 电磁干扰

6.1 有绝缘线的电磁干扰。减少差分增益到10，如果使用AD625，置$R_G=3.9k\Omega$，如果使用LH0036，置$R_G=5.1k\Omega$。按照实验图5-6所示，用一条一米长的绝缘线接在测量放大器的一个输入端，并将此输入端经过一个10kΩ的电阻接地；另一个输入端直接接地。记录输出幅值和任何异常频率。



实验图5-6 测量电磁拾波的电路（一个输入端接地），拾波量值很大，所以需要的增益为10

按照实验图5-7所示，将两个输入端都各自接上一条一米长的绝缘线，并分别经过一个阻值为10kΩ的电阻接地。使导线平行并排但不彼此接触。记录输出幅值和异常频率；然后将两条绝缘线拧在一起，但不要使导体本身接触，再一次记录输出幅值和频率。



实验图5-7 测量差动电磁拾波的电路（增益值取100）

6.2 有同轴电缆的电磁干扰。使差分增益恢复为100，两个10kΩ的电阻在适当的位置，记录下列条件下的数据：1) 一个差分输入端接一根一米长的接地屏蔽的同轴电缆，另一个输入端接地；2) 两个差分输入端各自接一根一米长的接地屏蔽的同轴电缆。

实验报告

1. 实验方案

绘制出主要电路构件及其相互连接的简单框图。

2. 数据摘要

汇总从实验过程2～6的数据和观察结果。

3. 分析

- 偏移电压。对实验过程2，将5个输出偏移电压制成表格。
- 电源抑制比。利用$\Delta V_S / \Delta V_0$计算电源抑制比，其中ΔV_S是电源电压的变化量，ΔV_0为相应的输出电压变化量。与数据表的“输入对供电电压的偏置”相比较，计算式为$G_\pm (\Delta V_S / \Delta V_0)$。
- 输入泄漏电流。根据实验过程2.4的观察结果，估计输入泄漏电流（皮安）以及它对温度的依赖的关系（皮安/摄氏度）。提示：利用（输入偏移电压）/（1MΩ）计算泄漏电流。
- 噪声系数。将两个输入端直接接地（参见实验过程3），用所测量的放大器噪声、闭环差分增益$G_\pm$和带宽Δf来决定测量放大器的噪声系数。用下面的式子估算放大器输出噪声V_{amp}：

$$V_{amp} = KG_\pm \sqrt{\Delta f}$$

上式中K为放大器噪声系数（单位：$nV/\sqrt{Hz}$），带宽$\Delta f = 1.57 f_c$，而f_c为伯德图中3dB处的转角频率。

将两个输入端各自经过一个1MΩ的电阻接地，测量出来的输出噪声包括两部分：1）将两个输入端直接接地的噪声；2）两个电阻的经过放大的约翰逊噪声。第2章给出了在室温下约翰逊噪声的公式：

$V_{Johnson} = D_J \sqrt{R\Delta f}$ 其中：$D_J = 1.287 \times 10^{-10} V/\sqrt{\Omega}/\sqrt{Hz}$

其中Δf是测量放大器电路的带宽（单位为Hz），D_J为约翰逊噪声系数。对于每一个1MΩ的电阻分别计算$V_{Johnson}$，然后将这些与在输入端直接接地的情况下所测的放大器输出噪声结合起来。两个不相关的噪声源按如下的方式结合起来：二者振幅平方和然后再开根号。放大器和电阻噪声（电压）的结合方式如下：

$$V_{rms} = \sqrt{V_{amp}^2 + 2G_\pm^2 V_{Johnson}^2}$$

将计算结果与在实验过程3中用1MΩ所测量的输出噪声的值相比较。

- 共模增益。列表表示出共模增益$G_c = V_0 / V_1$（参见实验过程4）对频率的函数关系。从实验过程5的数据中得出：

$$V_0 = V_1 G_\pm / 101 + V_1 G_c$$

计算并用表格表示出差分增益$G_\pm$对频率的函数。（注意：这里假设$V_1 - V_2 = V_1/101$。）

- 共模抑制。计算共模抑制比$CMRR = G_\pm / G_c$，并在半对数坐标系上绘出其对频率的函数

关系图。

- 绘制振幅图。绘制出差分增益$G_{\pm}$（单位为分贝）对频率的函数图。在对数坐标系绘制出$G_{\pm}$对频率的函数关系图，或者在半对数坐标系上绘出分贝 (dB) $=20\log_{10}(|G_{\pm}|)$ 对频率的函数关系图。
- 与数据表比较。在一张表格里，比较下列数据表的值和测量结果：
  1) 差分增益对频率。
  2) CMMR（共模抑制比）对频率。
  3) 输出偏移电压。
  4) 输出偏移电压随温度（每度）的变化量。
  5) 电源抑制比。
  6) 放大器噪声系数（增益$=100\times$带宽）。
- 60Hz的电磁干扰。利用在实验过程6中的数据，按如下格式准备一张60Hz噪声幅值表：

放大器输入	60Hz幅值
一个输入端连接一根一米长的直导线，另一端接地	
两个输入端各自接入一根一米长的直导线	
将两根导线拧在一起，分别接在两个输入端	
一端接入带有适配器的同轴电缆，另一端接地	
两个输入端各自接入一个带有适配器的同轴电缆	

4. 讨论与结论

- 描述典型增益和温度下的输出偏移电压，并讨论可以怎样校正它们。
- 讨论对地电阻通路平衡和非平衡情形下的泄漏电流，以及怎样测量它们。
- 讨论典型的输出噪声电平，以及它们是怎样随带宽、增益和外部电阻而变化的。
- 存在大共模信号和电磁干扰的情况下，放大小差分信号，你从中学到了什么？
- 与单个的运算放大器相比，测量放大器有什么优点？
- 讨论需要进行差分放大的情形。

5. 问题

- 当其中一个电源改变时输出会改变吗？
- 在实验过程3中，所观测到的约翰逊噪声与上面公式的计算值相一致吗？
- 哪种类型允许观察最小的信号，双绞线还是同轴电缆？

6. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习6
模拟滤波器

实验目的

利用LF356运算放大器集成电路芯片，构建高通、低通和陷波滤波器电路。测量这些电路的滤波特性（绘制幅值和相位波特图）。

实验设备

- 带有接地层，并能与地，+5V，±12V相连的电路板。
- 三个10μF、25V电解电容（接在电路板上的电源和地这两个接线柱之间）。
- 十个0.1μF、CK-05旁路电容（接在所有集成电路芯片的电源和地之间）。
- 五个LF356 运算放大器。
- +5V，±12V 的电源。
- 一台波形发生器。
- 一台示波器。
- 八个10kΩ的电阻。
- 一个100kΩ的电阻（陷波滤波器）。
- 一个1MΩ的电阻（陷波滤波器）。
- 一个1MΩ的电阻（5%用于陷波滤波器）。
- 两个2MΩ的电阻（5%用于陷波滤波器）。
- 一个0.01μF的电容（低通巴特沃思滤波器）。
- 一个1 000pF的电容（低通巴特沃思滤波器）。
- 两个 0.015μF的电容（高通和低通单极点滤波器）。
- 一个 0.022μF的电容（低通巴特沃思滤波器）。
- 两个150pF的电容（陷波滤波器）。
- 两个1 200pF的电容（5%用于陷波滤波器）。
- 一个2 700pF的电容（5%用于陷波滤波器）。

实验背景

模拟滤波器可以用对余弦输入$V_1(t)=A\cos(\omega t)$的输出$V_0(t)$表示，也可以用增益$|G|$的大小和相位偏移ϕ表示，或者用复数增益的实部和虚部表示，公式如下：

$$V_0(t)=|G|A\cos(\omega t+\phi)=|G|A\cos[\omega(t+\Delta t)]$$
$$=\mathrm{Re}(G)A\cos(\omega t)+\mathrm{Im}(G)A\sin(\omega t)$$

增益的大小按如下公式计算：

$$|G|=|V_0|/A$$

相位偏移ϕ用下列公式计算：

$$\tan(\phi) = \mathrm{Im}(G) / \mathrm{Re}(G)$$

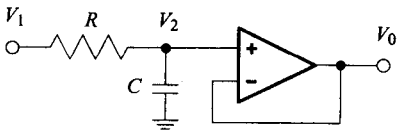
相位偏移也可以认为是在输入和输出波形之间依赖频率的延迟：

$$\Delta t = \phi / \omega = \phi / (2\pi f)$$

注意 可以移动时间坐标，以便使任何正弦输入都可以下式表示：$V_1(t) = A\cos(\omega t)$。

1. 低通单极点滤波器

单极点滤波器如实验图6-1所示。这个滤波器是由一个无源低通滤波器和一个缓冲放大器组成。



实验图6-1 低通单极点滤波器

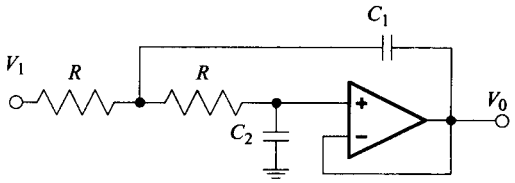
增益大小的计算公式如下：

$$|G| = 1/\sqrt{1+(\omega RC)^2} = 1/\sqrt{1+(f/f_c)^2}$$

相位偏移公式如下：$\phi = \tan^{-1}(-\omega RC) = \tan^{-1}(-f/f_c)$。

2. 低通巴特沃思双极点滤波器

低通巴特沃思双极点滤波器如实验图6-2所示。参看第2章获得更多的信息。



实验图6-2 低通巴特沃思双极点滤波器

增益大小的计算公式如下：

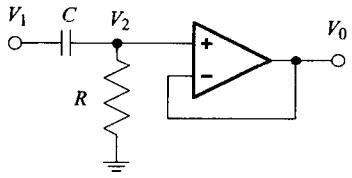
$$G = 1/\sqrt{1+(f/f_c)^4}$$

相位偏移公式如下：$\phi = \tan^{-1}(-2f/fc)$

参考第2章以获得fc，R_1，R_2和C之间的关系。

3. 高通单极点滤波器

高通单极点滤波器如实验图6-3所示。这个滤波器是由一个无源高通滤波器和一个跟随其后的缓冲放大器组成。



实验图6-3 高通单极点滤波器

增益大小的计算公式如下：

$$|G| = \omega RC/\sqrt{1+(\omega RC)^2} = (f/fc)/\sqrt{1+(f/f_c)^2}$$

相位偏移公式如下：$\phi = \tan^{-1}(1/\omega RC) = \tan^{-1}(fc/f)$。

参考阅读资料

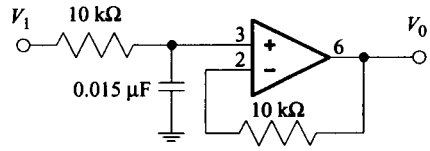
2.6节模拟滤波

实验过程

重要提醒1：对运算放大器滤波电路的输入端，必须提供一个接地的电流通路，否则输入泄漏电流将引起非常大的输出偏置，还有可能引起输出饱和。

重要提醒2：确保示波器设置为直流耦合，直流耦合引入一个高通滤波器，该滤波器可以减缓波形的失真。

1. 低通单极点滤波器



实验图6-4 低通单极点滤波器。输入端需要一个接地的电流通路

按照实验图6-4所示的电路图搭建电路。运放大器的引脚如实验图4-1所示。按实验图4-2连接引脚1，4，5，7。将0.1μF的电容连在引脚4（－12V）与地之间和引脚7（＋12V）与地之间。在实验练习4和5中用来调节偏移电压的20kΩ调谐电位器在这里不需要。

1.1 正弦波响应。将波形发生器的输出端连接到V_1，即滤波器的输入端。在输入峰－峰值为1V的正弦波的情况下，在示波器上观察滤波器的输入和输出。记录如下数据：（Ⅰ）输入峰－峰幅值的大小；（Ⅱ）输出峰－峰幅值的大小；（Ⅲ）在频率为10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz以及一些接近转角频率$f_c = 1/(2\pi RC)$的中频时，输入和输出之间的相位偏移。注意波形发生器输出幅值大小会因频率的大小而异。

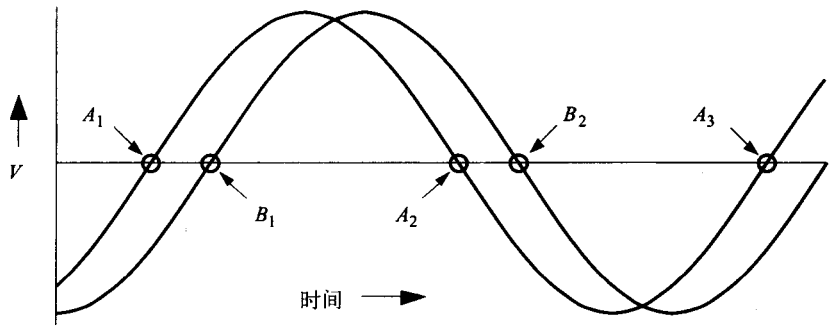
相位偏移的测量。用示波器来测量两个正弦波之间的相位偏移量的一个精确的方法就是“零交点法”，描述如下：

1) 用一种交替方式显示两个波，总是在参考波形为正斜率的时候触发（通常在滤波器的输入端）。

2) 选择垂直放大，以便两个波的跨度大于屏幕的50%。

3) 选择垂直调节，使波形居中，近似于中心水平线（零线）。

4) 如实验图6-5所示，测量B_1-A_1（向上跨越零线部分之差），B_2-A_2（向下跨越零线部分之差）和A_3-A_1（周期）。



实验图6-5 利用示波器测量相位偏移的“跨越零值法”

5) 因为A_3-A_1是一个完整周期(2π)，$(A_1+A_2)/2$是参考波形的第一个峰值的位置，$(B_1+B_2)/2$是偏移相位波形的第一个峰值位置，偏移相位P用如下公式计算：

$$P = (2\pi/(A_3-A_1))((B_1+B_2)/2-(A_1+A_2)/2) = \pi(B_1-A_1+B_2-A_2)/(A_3-A_1)$$

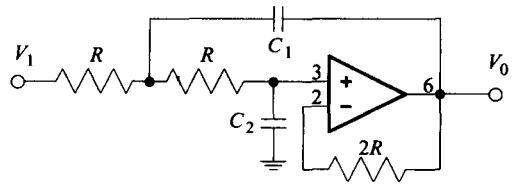
注意1 这种方法所用的测量结果是在dV/dt很大的情况下测量的，它比利用峰值本身，也即dV/dt为零的情况下测量要准确的多。因为时间的不确定性是用$\Delta t=\Delta V/(dV/dt)$表示的，我们需要在$dV/dt$尽可能大的情况下测量。

注意2 在相位偏移的测量中，步骤3）中垂直调节的精度对计算所得到的相移值影响不大。

1.2 方波响应。对于重复频率为$f=3f_c$，f_c和$f_c/3$（滤波器的转角频率为$f_c=1/(2\pi RC)$）的输入方波，观察其输出波形并画出输出波形的草图。

2. 巴特沃思低通双极点滤波器

按照实验图6-6所示搭建单位增益巴特沃思双极点滤波器电路。按实验图4-2连接引脚1，4，5，7。将0.1μF的电容连在引脚4（－12V）与地之间和引脚7（＋12V）与地之间。在实验练习4和5中用来调节偏移电压的20kΩ变阻器在这里不需要。

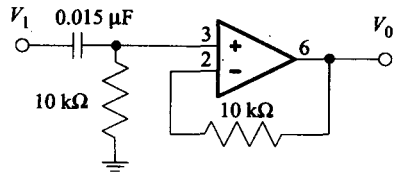


实验图6-6 巴特沃思低通双极点滤波器。单位增益Sallen-Key的实现。输入端需要一个接地的电流通路

由表2.3知，这种滤波器的$k_1=1.414$、$k_2=0.707$，其中$k_1=RC_1\omega_0$，$k_2=RC_2\omega_0$。取$R=10\text{k}\Omega$，$C_1=0.022\mu\text{F}$，$C_2=0.011\mu\text{F}$（0.01μF与1 000pF电容并联）。在频率取10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz以及一些接近f_c的值时，设置V_1的峰－峰值为1V。按照前面的实验过程1.1和1.2那样记录正弦波和方波的数据。

3. 高通单极点滤波器

按照实验图6-7所示的电路图搭建电路。按实验图4-2连接引脚1，4，5，7。将0.1μF的电容连在引脚4（－12V）与地之间和引脚7（＋12V）与地之间。这里不需要在实验练习4和5中用来调节偏移电压的20kΩ调谐电位器。

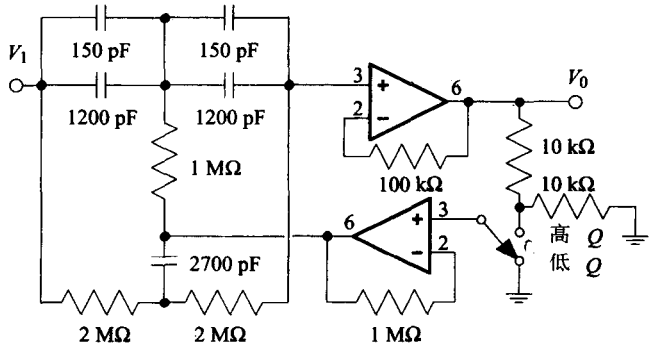


实验图6-7 高通单极点滤波器

在频率取10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz以及一些接近$f_c=1/(2\pi RC)$的值时，设置V_1的峰－峰值为1V。按照前面的实验过程1.1和1.2那样记录正弦波和方波的数据，绘出输出波形的草图。

4. 低Q值陷波滤波器

按照实验图6-8搭建一个低Q值模式陷波滤波器电路，该电路由双T形陷波滤波器后接一个单位增益跟随器组成。按实验图4-2连接引脚1，4，5，7。将0.1μF的电容连在引脚4（－12V）与地之间和引脚7（＋12V）与地之间。这里不需要在实验练习4和5中用来调节偏移电压的20kΩ调谐电位器。



实验图6-8 陷波滤波器，用来抑制60Hz（的频率）

在频率取10Hz、100Hz、1kHz、10kHz、100kHz、1MHz时，设置V_1的峰－峰值为1V。找到陷波频率f_n，采集足够的数据以绘制f_n / 4至4f_n区间的增益与相位图。按照前面的实验过程1.1和1.2那样记录正弦波和方波的数据。（方波频率为$f = 3f_n$，f_n和f_n / 3）。

5. 高Q值陷波滤波器

如果时间允许，将陷波滤波器调至高Q值模式，并记录陷波频率附近的数据。如果RC元件非常匹配，陷波就应该比实验过程4的值更窄。

实验报告

1. 实验方案

画出本次实验中所用主要构件的框图。

2. 数据摘要

- **增益和相位偏移。**将在四个电路中所测得的数据绘制成表格。包括输入峰－峰幅值（电压）的大小，输出峰－峰幅值（电压）的大小和在各种频率下测得的相位偏移。
- **方波响应。**对于高通和低通滤波器，绘制出基本频率是3f_c（低通）或者f_c/3（高通）时方波输入所对应输出的草图。对于陷波滤波器，绘制出方波输入对应的输出的草图。

3. 分析

- **绘制伯德振幅图。**对前面的三个滤波器分别绘制表格，表格内容是在各种频率下观察到的电压增益（输出/输入），以及由前面实验背景中的公式所预测的结果。在对数坐标系绘制出增益对频率的函数关系图。注意，电压增益的10倍对应20分贝。
- **绘制伯德相位图。**对前面的三个滤波器，分别在半对数坐标系绘制相位偏移对频率的函数关系图，并用前面实验背景中的公式预测结果。
- **转角频率和斜率。**将转角频率或者陷波频率以及下降斜率绘制成表格（增益分贝/10Hz）。将它们与理论值比较。

4. 讨论和结论

- 比较滤波电路的特征，讨论在不同的情况下应该选哪种电路最好。
- 讨论测量值和利用前面实验背景的公式所计算的理论值之间的差异。
- 讨论方波输入时滤波器输出的形状。

5．问题

- 为了使低通双极点滤波器的转角频率增加一倍，需要将电阻和电容器的值改变多少？
- 为了使低Q值陷波滤波器的陷波频率变为600Hz，需要将电阻和电容器的值改变多少？

6．实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

第3章

数/模转换、模/数转换以及采样

3.1 概述

本章讨论在数字信息与模拟信息之间做数据转换的元器件。这些元器件包括数/模（D/A）转换器、模/数（A/D）转换器、采样/保持器、以及比较器。本章后面还讨论了采样随时间变化的模拟信号的一些基本要求，包括采样/保持放大器的作用和最低采样频率。

实验练习7介绍D/A转换器和A/D转换器的特性以及一个模拟I/O电路板的使用方法。在实验练习8中，把一个D/A转换器连接到微机的输出端口，测量其转换特性，并用它来产生波形。在实验练习9中，把一个A/D转换器连接到微机的输入端口，对正弦波进行周期性采样。实验练习10对各种频率的正弦波进行采样，然后重新恢复它们，并探讨当输入频率大于采样频率的一半时出现的混叠问题。

3.2 数/模转换电路

数/模转换器将一个二进制数（数字输入）转换成一个模拟电压量（模拟输出）。D/A转换器由若干电阻，若干开关和一个放大器组成。我们经常使用输入锁存器来保持输入数字。通常，输入数字和输出电压之间的关系是线性的，但也可能有其他关系（比如说，对数关系）。

3.2.1 D/A转换器的特性

对于N位的线性D/A转换器，理想的模拟输出电压$V(n)$应介于两个参考电压V_{ref}^-和V_{ref}^+之间，且为数字输入n的一个线性函数：

$$V(n) = V_{ref}^- + n\left(\frac{V_{ref}^+ - V_{ref}^-}{2^N}\right) = V_{ref}^- + n\Delta V \tag{3-1}$$

一些D/A转换器具有固定的参考电压（由内部电路所确定），而多路D/A转换器允许V_{ref}^-和V_{ref}^+可以由外部电路设置，并且V_{ref}^-和V_{ref}^+可以有很大的电压范围，甚至可以随时间变化。这种多路D/A转换器的电压输出见公式3-1。

在n为最小值，即$n=0$的时候，输出为V_{ref}^-，但n的最大值是2^N-1，所以最大输出值为$V_{ref}^+-\Delta V$。图3-1给出了一个$V_{ref}^-=0$V，$V_{ref}^+/2^N=$10mv的例子。

平均**步长**（step size）是ΔV，因为它对应输入数的最低有效位的变化，所以又称为**最低有效位**（Least significant bit，LSB）。

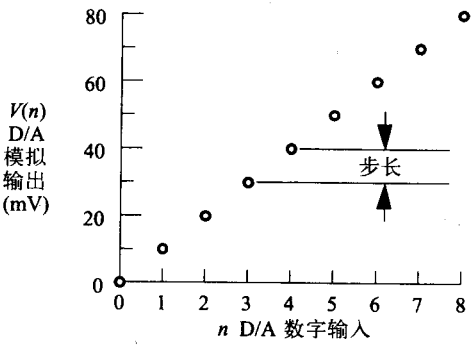


图3-1 D/A转换器的理想响应。对应零输入，模拟输出电压等于0V；然后，随着输入以整数逐渐增大，模拟输出电压以离散的每一步长10mv的增量逐渐增加

有些D/A转换器具有单极性输出（例如0V～5V），输入值n = 0时产生0V的输出。有些D/A转换器具有双极性输出（例如−5V至5V），输入值可以是偏移二进制码（这里n=0对应最小输出），也可以是2的补码格式。

我们将在实验练习7和实验练习8探讨D/A转换器的特性，主要参数包括：

1) **绝对精度误差**（absolute-accuracy error）指的是在调整零偏移和增益之前，输出V_n的测量值与理想输出（式（3-1））之间的差值。这种误差包括零偏移误差、增益误差和线性误差。为了与量化误差进行比较，绝对精度误差通常以1 LSB作为单位。

2) **相对精度误差**（relative-accuracy error）指的是输出V_n的测量值与穿过两个测量端点$V_{min}=V_0$和$V_{max}=V_{2^n-1}$的直线之间的差异。这条直线由下面的公式给出：

$$V^{rel}(n)=V_{min}+n\left(\frac{V_{max}-V_{min}}{2^N-1}\right) \tag{3-2}$$

因为这种误差包括线性误差，但不包括零偏移和增益误差，所以又叫**线性误差**（Linearity error）。注意，通过调整零偏移和增益来对两个端点进行的校准，并不影响相对精度误差。为了与量化误差进行比较，绝对精度误差通常以1LSB作为单位。

3) **分辨率**（resolution）或**量化误差**（quantizing error）对于一个N位的D/A转换器，其分辨率或量化误差是指：在满量程输出值的范围内，任一电压与最接近其的可能的输出电压值之间的最大差值。对于理想的D/A转换器，该差值相当于步长值的一半，或者说0.5LSB。因为分辨率与位数之间有紧密联系，所以，人们经常使用“N位分辨率”的说法。

4) **零偏移误差**（zero-offset error, 零偏差）指的是V_0的测量值与V_{ref}^-的测量值之间的差值。

5) **增益误差**（gain error）指测量斜率（$V_{max}-V_{min}$）/（2^N-1）与理想斜率（$V_{ref}^+-V_{ref}^-$）/2^N之间的差值。

6) **微分线性误差**（differential linearity error）指的是输出每一步长和平均每一步长之间的差值，通常以1LSB为单位来表示。当微分线性误差大到一定程度，就会导致非单调性响应（即n的增加会导致V_n的缩小）。

7) **低频瞬态干扰**（glitch）指的是在D/A转换的输出过程中，当输入编码多位发生变化，而且相应的内部开关没有同时改变的情况下，所产生的瞬态尖峰。在短时间内，各开关包含一个错误的输入数字。当数字位从0111…1111转变为1000…0000（图3-2）时，最严重的低频瞬态干扰就会出现了。低频瞬态干扰的严重性取决于持续的时间与幅度的乘积，可以通过计算时间-振幅特性曲线下的面积得出。注意，低通滤波器可以减少低频瞬态干扰的幅值，但不能减少时间-振幅特性曲线下的面积。使用**限变器**（deglitcher）是一个比较好的办法，限变器是一个采样/保持电路，它保持输出固定，直到各开关状态设定好。

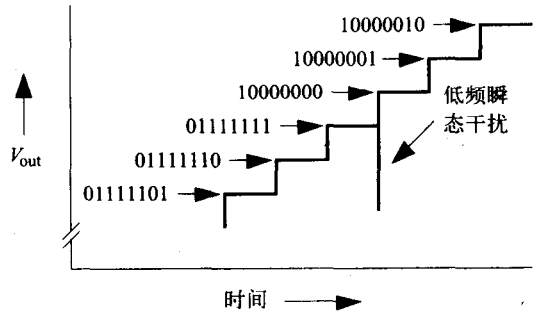


图3-2 对于逐步增大的输入值，D/A转换器的输出作为一个时间的函数，当很多位同时改变状态时，例如在01111111和10000000之间变换时，就会产生一个尖峰电压

8) **电源灵敏度**（power-supply sensitivity）指电源电压每变动1%，输出电压变化的百分率。它也可以表述为，对于电源电压的一个

标准变化（常为3%），全量程输出（以LSB为单位）的变化值。这是电池供电的一项重要的技术指标。

9) **稳定时间**（settling time）是指D/A转换的输出发生一个大的变化之后，输出稳定在1/4 LSB所需要的时间，它可以用纳秒或者微秒为单位表示。

10) **转换速率**（slewing rate）是指输出电压中的最大变化率，通常由D/A转换器的输出放大器中的最大驱动电流和电容负载决定。以伏特/微秒为单位表示。

11) **均方根线性误差**（rms linearity error），即$R_n = V(n) - V_n$的均方根，这里V_n是对应于输入数字n的D/A转换器输出测量值，$V^{rel}(n)$由公式(3.2)给出。

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2^N}\sum_{n=0}^{2^N-1} R_n^2}\ ，\text{其中，}\ R_n = V^{\text{rel}}(n) - V_n$$

12) **温度稳定性**（temperature stability）是指上述特性对温度变化的不灵敏性（尤其是零偏移误差，增益误差和线性误差）。以百分数/℃或者LSB/℃为单位表示。使用具有良好温度稳定性的参考电压、电阻和放大器，可以获得良好的温度稳定性。

图3-3显示的是D/A转换器的绝对精度、相对精度和差分线性的不同组合。图3-3 (a) 是D/A转换器的相对精度和微分线性极佳的一种情况，因为输出值都在一条直线上，而且每一级步长是相等的。但是，又因为该直线与理想线不重合，所以，绝对精度差。在图3-3 (b) 中，下半部分的每一级步长比上半部分的每一级步长稍大，所以D/A转换器的微分线性好，但是，累积误差导致D/A转换器的绝对精度和相对精度不佳。在图3-3 (c)，D/A转换器的微分线性不佳，但由于大步长和小步长总是交替出现，所以D/A转换器的输出值与理想线相近，绝对精度和相对精度良好。

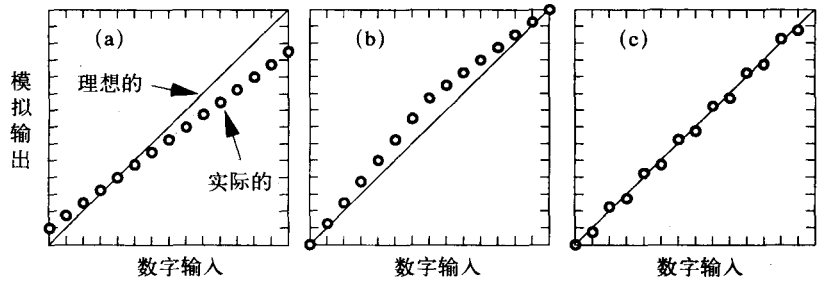


图3-3 （a）相对精度和微分线性极佳，但绝对精度差；（b）微分线性良好，但绝对精度和相对精度差；（c）绝对精度和相对精度好，但微分线性差

3.2.2 使用加权加法器的D/A转换器

最简单的一种D/A转换设计是使用一个加权加法器，加权加法器中的输入电流经过各个独立的开关，流经一组并联电阻，然后在运算放大器的输入端求和（见图3-4）。通常，这些开关是场效应晶体管（FETs），它们能够在几纳秒之内动作。每个闭合的开关代表着输入一个二进制的1，而每个打开的开关则代表输入一个二进制的0。闭合开关的模式对应于被转换数字n中的1的模式：

$$n = \sum_{i=1}^{N} B_i 2^{i-1} \qquad B_i = 0\text{或}1$$

现在复习一下电流是怎样相加求和，并转换成电压的。图3-5所示的是图3-4的简化原理图，

在该图中，由二进制开关B_i决定的电阻并联成为一个单个电阻xR。正如在第2章中讨论过的那样，运算放大器电路具有两个重要特性：1) 没有电流进入任何一个输入端点，所以，输入电流I流经反馈电阻R；2) 负反馈使得负输入端点与正输入端点保持等电位。在这种情况下，负输入端点电位为零：

$$I = \frac{V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-}}{xR} + \frac{V_{ref}^{-}}{R} = \frac{-V_0}{R} \qquad \frac{1}{xR} = \sum_{i=1}^{N} \frac{B_i}{2^{N+1-i}R}$$

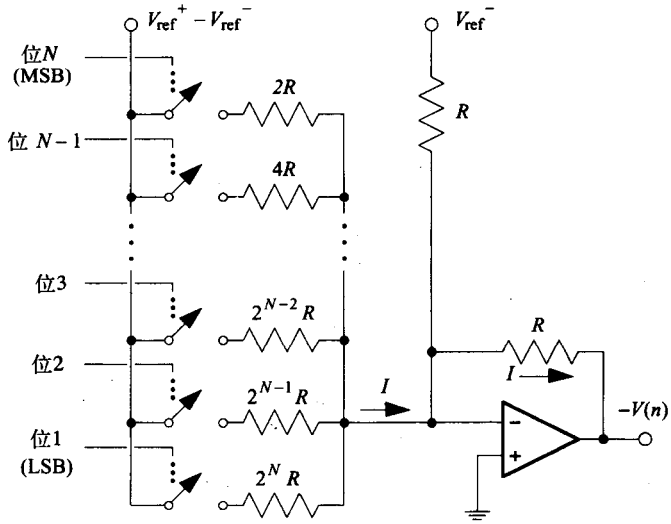


图3-4 使用一个加权加法器的D/A转换器电路。通过各个电阻的电流在运算放大器的输入端相加求和，这些电阻的阻值系数为二进制序列数

举例，考虑这种情况：只有最高有效位是闭合的，而其他所有开关都是断开的（$B_n=1$，当i不等于N时，$B_i=0$）。这就得出$xR=2R$，电流I和输出电压V_0可由下列公式得出：

$$I = (V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-})/(2R) + V_{ref}^{-}/R$$
$$-V_0 = IR = V_{ref}^{-} + (V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-})/2$$

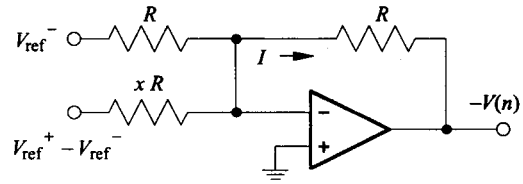


图3-5 将通过输入电阻xR的电流转换成输出电压V_0的运算放大器电路

结果正如我们期望的，输出电压V_0处于两个参考电压的量程的中间点。

再举一个例子，考虑以下情况：只有LSB是闭合的，而其他所有的开关是断开的（$B_1=1$，当i不等于1，$B_i=0$）。这就得出$xR=2^NR$，电流I和输出电压V_0可由下列公式得出：

$$I = (V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-})/(2^N R) + V_{ref}^{-}/R$$
$$-V_0 = IR = V_{ref}^{-} + (V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-})/2^N$$

结果也如我们期望的，输出电压V_0比V_{ref}^{-}高出一个D/A转换输出的步长。

常见情况中，开关打开和闭合的任意一种组合，我们都可以得到用下列公式计算的输出电压值。

$$-V_0 = IR = V_{ref}^- + (V_{ref}^+ - V_{ref}^-)/x = V_{ref}^- + (V_{ref}^+ - V_{ref}^-)\sum_{i=1}^{N}\frac{B_i}{2^{N+1-i}}$$

$$V(n) = -V_0 = V_{ref}^- + \frac{(V_{ref}^+ - V_{ref}^-)}{2^N}\sum_{i=1}^{N} B_i 2^{i-1}$$

这也是我们想要得到的结果。

为求解V_0，我们推出公式：

$V(n) = V_{ref}^- + n\Delta V$，这里$\Delta V = (V_{ref}^+ - V_{ref}^-)/2^N$

3.2.3 运用R-2R电阻梯形网络的D/A转换器

以前，设计加权加法器D/A转换，要求有一组精密的而且阻值分布复盖范围广的电阻。这个条件在使用分立元件的时候并不会产生问题，然而，在同一个集成电路芯片上精确地制作分布范围很广的电阻值是不可能的。因此，最常见的集成电路D/A转换设计，使用*R*-2*R*电阻梯形网络（*R*-2*R* resistor ladder），用它产生二进制序列电流，并且这些电流被有选择地求和，以产生相应的模拟输出（见图3-6）。

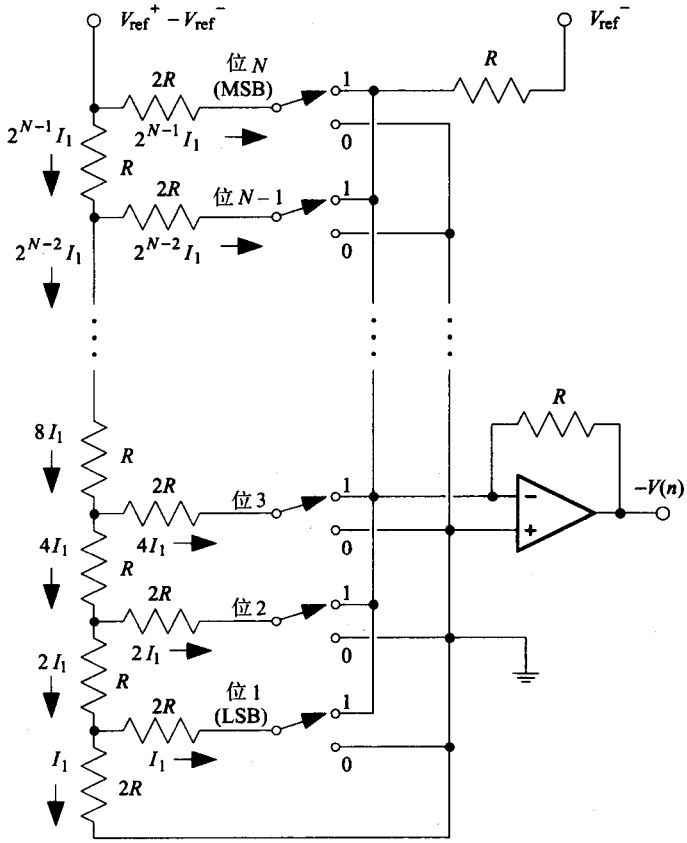


图3-6 使用*R*-2*R*电阻梯形网络的D/A转换器。注意，在每个节点处，电流都被分成两等份，以提供一个二进制输入序列。位开关决定哪些电流在放大器的虚地端相加求和

请注意，无论位开关如何设定，同样的电流都流经电阻到地。在左手边的每个节点处，电流都被两等份，目的是让位1开关控制电流I_1，位i开关控制电流$2^{i-1}I_1$。每个开关或者把电流输送到接地点，或输送到负输入端点，放大器使这个负输入端点保持在接地电压。由下列公式，可得出通过反馈电阻的电流：

$$I = n\Delta I + V_{ref}^{-} / R \qquad \Delta I = \frac{V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-}}{2^N R} \qquad n = \sum_{i=1}^{N} B_i 2^{i-1}$$

因此，输出电压是：

$$-V_0 = IR = V_{ref}^{-} + n\Delta IR = V_{ref}^{-} + n\Delta V$$

$$\Delta V = \frac{V_{ref}^{+} - V_{ref}^{-}}{2^N}$$

所以，输出电压V_0与开关模式的数字值成比例。

输入不为零的数字时，至少有一个位开关是设定为1，负反馈致使运算放大器负端点的电压非常接近V_{ref}^{-}。然而，对于零数字的输入来说，所有的位的开关都被设定为0，运算放大器的负端点被断开。连接运算放大器负端点和V_{ref}^{-}的高阻值的电阻决定了该端点在零输入特殊情况下的电位，而对不为零的数字输入的精度不会有大的影响。

3.2.4 分段D/A转换器

在一些应用中，比如对一个模拟过程的数字控制，需要D/A转换器有许多很小的步长，而且，D/A转换器的模拟输出只是数字输入的一个单调函数。使用分段D/A转换器（subranging D/A converter）就可以满足以上的两个条件了。分段D/A转换器使用两个精确的D/A转换器来为第三个D/A转换器提供参考电压。图3-7就是一例。使用两个D/A转换器，来取得N位最高有效位，使用第三个D/A转换器来取得M位最低有效位。两个N位转换器的绝对精度误差ε，限制着组合转换器的精度、绝对精度和差分线性。

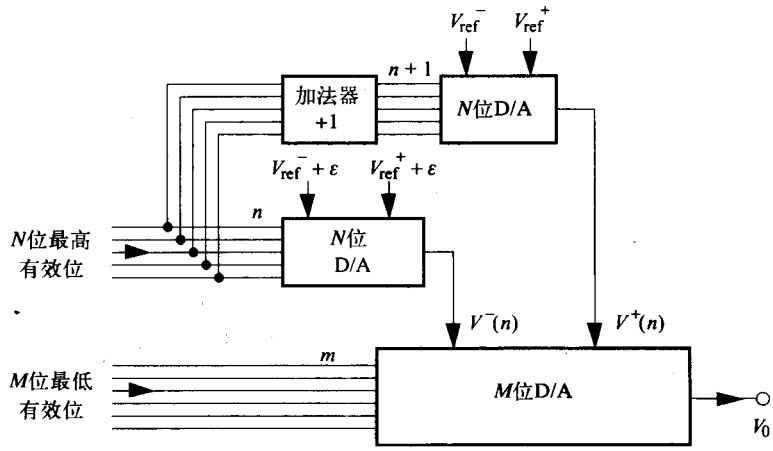


图3-7 具有2^{n+m}输出每一级步长的分段D/A转换器。如果对于所有的n，两个N位D/A转换器的精度和ε的值满足$V^{+}(n) < V^{-}(n+1)$，那么输出就是单调的

表3-1给出了一些常用的单片D/A转换器芯片（单片集成电路）。

表3-1 一些常用的单片D/A转换器芯片

型　号	AD7545	AD668K	CX20202A-1	CXA1236
制造商	Analog Dev.	Analog Dev.	索尼	索尼
位数	12	12	10	8
相对精度	±0.5LSB	±0.25LSB	N/A	±0.5LSB
差分线性	±1LSB	±0.5LSB	±0.5LSB	±0.5LSB
最大更新率	>500kHz	15MHz	160MHz	500MHz

3.3 模/数转换器电路

模/数转换器将一个模拟电压量（模拟输入）转换成一个二进制数（数字输出）。通常，输入电压和输出数字之间的关系为线性关系（见图3-8）。A/D转换器把输入电压范围分成2^n-1个阶梯段电压。这里，N代表输出的位数，单极型A/D转换器（输入电压范围在0V～5V）将阶梯段中最低的输入电压转变成一个零输出。

双极型A/D转换器（bipolar A/D converter）（比如输入电压为−5V到+5V），能产生一个二进制偏移量输出，或二进制补码输出。在转换过程中，某些A/D转换器电路要求输入电压保持稳定，因为模/数转换过程需要几个微秒的时间。采样/保持放大器（见第2章中的介绍）用于提供一个稳定的电平。几乎所有A/D转换器都需要有一个起动转换的脉冲，并且会提供一个“忙”状态电平，能让其他部件检测到转换过程已经完成，数据可以被读取。内部锁存器和三态输出常用于与数据总线相连接。

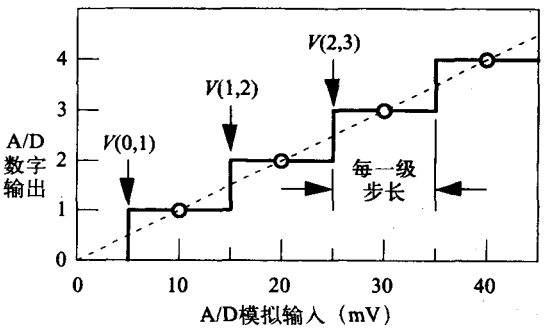


图3-8 在$V_{ref}^-=0$V时，A/D转换器对于一个不断变化的模拟输入的理想响应。在转换电压为$V(n,n+1)$处，输出在n和$n+1$之间切换

3.3.1 A/D转换器的特性

对于一个**理想**线性N位A/D转换器，它的N位数字输出是模拟输入端电压V（介于两个参考电压V_{ref}^-与V_{ref}^+之间）的线性函数。从V_{ref}^-到V_{ref}^+的模拟输入电压范围，被分为2^N-1个宽度为ΔV的部分：

$$n=\left(\frac{V-V_{ref}^-}{\Delta V}+\frac{1}{2}\right)_{\text{INTEGER}},\text{其中 }\Delta V=\frac{V_{ref}^+-V_{ref}^-}{2^N-1} \tag{3-3}$$

理想响应曲线从每一步长的中点穿过（见图3-8的虚线部分）。因为某一段范围的模拟输入产生相同的输出，所以响应曲线最好在**转换电压**（transition voltages）处（即输出发生一位改变处）测得，这样的话任何一个每一步长的中点就是相邻两个转换电压的中点。在理想情况下，第一个转换电压$V(0,1)$出现在$V_{ref}^- + 0.5\Delta V$处，而第二个转换电压$V(1,2)$出现在$V_{ref}^- + 1.5\Delta V$。那么，第n个转换电压就出现在$V(n-1,n) = V_{ref}^- + (n-0.5)\Delta V$。最后一个出现在$V(2^N-2, 2^N-1) = V_{ref}^- + (2^N-1.5)\Delta V$。$n$与$V$的某一段宽度为$\Delta V$的电压范围相对应，而$n-1$到$n$之间的转换

与V的某一个具体值相对应。理想的电压值ΔV由如下公式给出：

$$\Delta V = \frac{V(2^N-2,2^N-1)-V(0,1)}{2^N-2} = \frac{V_{ref}^{+}-V_{ref}^{-}}{2^N-1}$$

线性的标准是指转换电压的各点（或每一步长的中间点）是否都能理想地落在一条直线上。差分线性的标准是每一级增量都相等。图3-3中关于D/A转换器应用的绝对精确、相对精确和差分线性的例子，也一样适用于A/D转换器。

我们将在实验练习7和实验练习9探讨A/D转换器的特性，主要参数包括：

1) **分辨率**（resolution）或**量化误差**（quantizing error）：一个N位的A/D转换器的分辨率或量化误差，是指在满量程范围内，任何一个输入电压与符合输出数字（步长的中间点）的电压之间的最大差值。对于理想的A/D转换器，这个值是每一级步长的一半，或者说是0.5个LSB。因为分辨率和位数之间有紧密联系，所以，人们经常使用“N位分辨率”的说法。

2) **零偏移误差**（zero-offset error）是指转换电压$V_{0,1}$的测量值与$V_{ref}^{-}+0.5\Delta V$之间的差值。

3) **增益误差**（gain error）是指斜率$(V_{2^N-2,2^N-1}-V_{0,1})/(2^N-2)$的测量值与理想斜率$(V_{ref}^{+}-V_{ref}^{-})/(2^N-1)$之间的差值。

4) **绝对精度误差**（absolute-accuracy error）是指在调节零偏移和增益之前，转换电压$V_{n,n+1}$测量值与其理想值$V(n,n+1)$之间的差值。理想转换电压的公式如下：

$$V(n,n+1) = V_{ref}^{-} + \left(n+\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{ref}^{+}-V_{ref}^{-}}{2^N-1}\right)$$

$$= V_{ref}^{-} + \left(n+\frac{1}{2}\right)\Delta V$$

这个误差包括零偏移误差、增益误差和线性误差。

5) **相对精度误差**（relative-accuracy error）是指转换电压$V_{n,n+1}$的测量值与穿过两个测量端点的直线之间的差异。这条直线由下面的公式给出：

$$V^{lin}(n,n+1) = V_{0,1} + n\left(\frac{V_{2^N-2,2^N-1}-V_{0,1}}{2^N-2}\right)$$

这里$V_{0,1}$和$V_{2^N-2,2^N-1}$是两个端点的转换电压测量值。

因为这种误差只包含线性误差，而不包含零偏移误差和增益误差，所以，也被称为线性误差。注意，通过调整零偏移和增益进行的端点校准，不影响相对精度误差。为了与量化误差比较，通常以1LSB为单位表示。

6) **差分线性误差**（differential-linearity error）是指相邻转换电压的间隔和它们的平均间隔之间的差值。通常以1LSB为单位表示。如果差分线性误差足够大，可能会导致**遗失编码**（missed codes）（任何一个输入电压都不可能产生的输出数据）。差分线性误差通常是由不精确的电阻值引起的。

7) **转换时间**（conversion time）是指从发出“开始转换”命令起，到产生输出数字所需要的时间。

8) **（最大）转换速率**（conversion rate (maximum)）是指A/D转换器执行转换的最大速率。对于简单的A/D转换器，其最大转换速率是转换时间的倒数。很多高级的转换器，在前一次转

换结束之前，就已经开始新一次的转换了。所以，其最大转化速率比其转换时间的倒数还大。

9) **电源灵敏度**（power-supply sensitivity）是指当电源电压变化1%时转换电压改变的百分率。它也可以表示为，对于电源电压每个标准（通常是3%）变化，最后一个转换电压（每个LSB）的变化值。这是一项重要的电池供电指标。

10) **温度稳定性**（temperature stability）是指温度变化时，以上特性的不灵敏性（尤其是零偏移误差、增益误差和线性误差）。以百分数/℃或者LSB/℃为单位表示。使用具有良好温度稳定性的参考电压、电阻和放大器，可以获得良好的温度稳定性。

3.3.2 A/D转换和D/A转换之间的关系

正如我们在实验练习7、8、9和20中所看到，对于从$V(n-1,n) = V_{min} + (n-0.5)\Delta V$到$V(n, n+1) = V_{min} + (n + 0.5)\Delta V$这个范围内的各输入电压，理想A/D转换器的输出为$n$。这个电压范围的中点是$V_{mid} = V_{min} + n\Delta V$，也是输入信号为$n$时理想D/A转换器的输出电压。我们知道式(3-1)和(3-3)中的变换是如此定义的，其结果是，如果一组模拟信号被转换后，以数字形式存储起来，那么模拟波形能被重新恢复，而不产生系统误差。模拟输出值与对应的模拟输入值可能会相差0.5个ΔV，但平均误差将是零。

3.3.3 比较器

比较器（comparator）是一个高增益差分放大器，它的输出被限制在两个逻辑电平之间（见图3-9）。它类似一个没有负反馈的运算放大器，不是频率补偿的，并且具有一个非常高的转换速度。对于输入V_+和V_-，当$V_+ > V_-$时，逻辑输出L为高；当$V_+ < V_-$时，逻辑输出L为低。输出被二极管限制在逻辑电压V_{low}和V_{high}之间，而R_3是一个限流电阻。

当V_+和V_-几乎相等时，输出在高低状态之间“颤动”。由电阻R_2提供的少量的**正反馈**（positive feedback），或者说是**滞后作用**（hysteresis），可以用于稳定比较器。第一个输出转换反馈加强了同一个逻辑状态，并且能克服适量的输入噪声（否则，这些噪声将反转状态）。在没有正反馈（$R_2 = \infty$）的情况下，当$V_1 < V_2$时，运算放大器输出为低（V_{0L}）；当$V_1 > V_2$时，运算放大器输出为高（V_{0H}）。加上正反馈后，进入R_1的滞后电流是$(V_0 - V_+)/R_2$，这个电流用（R_1/R_2）（$V_0 - V_2$）改变了V_1的有效值。为了更清楚地理解，考虑以下两种情况：

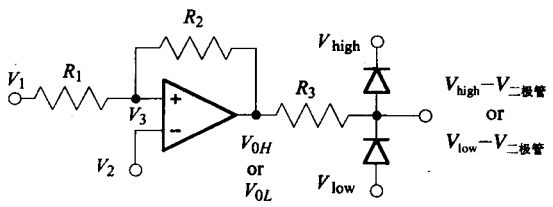


图3-9 具有滞后作用的电压比较器。当$V_1 > V_{1H}$时，它的输出是逻辑的V_{0H}；当$V_1 < V_{1L}$时，它的输出是逻辑的V_{0L}。在V_{1L}和V_{1H}之间，输出不改变

情况Ⅰ：$V_1 > V_2$和$V_0 = V_{0H}$

$$\frac{V_3 - V_1}{R_1} = \frac{V_{0H} - V_3}{R_2} \qquad V_3R_2 - V_1R_2 = V_{0H}R_1 - V_3R_1$$

$$V_3 = \frac{V_1R_2 + V_{0H}R_1}{R_1 + R_2} = V_1 + \frac{(V_{0H} - V_1)R_1}{R_1 + R_2} > V_1$$

因此，$V_3 > V_1 > V_2$。如果V_3降到V_2以下，那么，输出将会变为V_{0L}。当发生这种情况时，V_1会降低到多少？为找到$V_1 = V_{1L}$的临界值，令上式中的$V_2 = V_3$，并求解下式：

$$V_{1L}R_2 = V_2R_2 - V_{0H}R_1 + V_2R_1$$
$$V_{1L} = V_2 - (R_1/R_2)(V_{0H} - V_2) = V_2 - \Delta V_L$$

情况Ⅱ：$V_1 < V_2$ 和 $V_0 = V_{0L}$

$$V_3 = \frac{V_1R_2 + V_{0L}R_1}{R_1 + R_2} = V_1 - \frac{(V_1 - V_{0L})R_1}{R_1 + R_2} < V_1$$

正反馈使得V_3比V_1高。如果V_1降低，以致于V_3<V_2，那么，输出将会达到V_{0L}。令$V_3 = V_2$并求解门限电压V_{1H}，得出：

$$V_{1H} = V_2 + (R_1/R_2)(V_2 - V_{0L}) = V_2 + \Delta V_H$$

因为V_1的取值范围在V_{1L}和V_{1H}之间，L并没有变化(如图3-10和3-11)。所以，仅当V_1从高处经过V_{1L}，或者从低处经过V_{1H}的时候，输出状态才会变化，并且状态不会再次变化，直到V_1以至少$|V_{1H} - V_{1L}|$的值反向。对于典型的比较器，R_2比R_1大得多，所以滞后作用小。施密特触发器（Schmitt trigger）的R_1与R_2近似相等，这使得电路的滞后作用比较大。

$V_{1H} = V_2 + \Delta V_H$	变高
	不变
$V_{1L} = V_2 - \Delta V_L$	变低

图3-10 确定比较器输出L的法则。当V_1高于V_{1H}，L取高状态值V_{high}。当V_1低于V_{1L}，L取其低状态值V_{low}。当V_1的值在V_{1L}与V_{1H}之间，L保持它的先前状态

3.3.4 跟踪式A/D转换器

跟踪式A/D转换器（Tracking A/D converter）重复地比较它的输入信号与来自一个D/A转换器的输出信号（图3-12）。如果模拟输入变大，D/A转换器的输入将被增大。如果模拟输入变小，D/A转换器的输入也将被相应地减小。

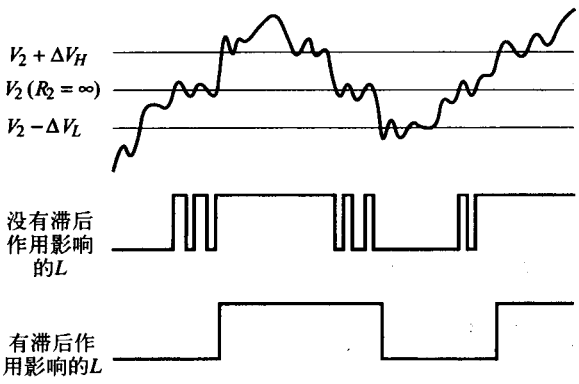


图3-11 当输入波形是噪声时，滞后作用对逻辑输出L的影响。在没有滞后作用的情况下，每当输入超过V_2时，L触发。反之，有滞后作用的情况下，仅在输入有很大变化时，输出L才触发

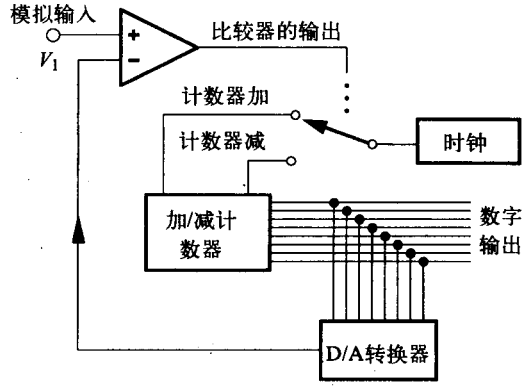


图3-12 跟踪式A/D转换器。待转换的电压与一个连接到加减计数器的D/A转换器的输出相比较。如果待转换的电压比D/A转换器的输出值大，则计数器加1，否则，计数器将减1

相对于时钟频率，转换时间是比较慢的。例如Ferranti ZN433，它是一种低成本10位跟踪式A/D转换器，其时钟频率为1MHz（计数1/微秒）。因此，至少要用1ms的时间，才能够转换完满量程的1 024个数，其对应着周期为2πms的正弦波的最大斜率。所以，能被可靠跟踪的最大频率是180Hz。

优点：

- 简单。
- 低成本。

缺点：

- 速度慢——需要2^N个周期才能转换完整个量程。
- 精度、线性和差分线性都受D/A转换器精度的限制。

3.3.5 积分式A/D转换器

积分式或双积分式的A/D转换器先以一个固定长的时间对一个电容器连续充电，然后以固定的放电速率使这个电容器放电，并测量放电过程所花的时间(如图3-13和图3-14)。用时钟测量放电时间，而时钟脉冲的数量即为数字输出。这种方法相对较慢，但极其精确并具有线性。这种方法常用在脉冲幅度分析器。这种分析器积累脉冲幅度的分布，比如在核谱学中。因为它的高差分线性可以抗光谱失真。

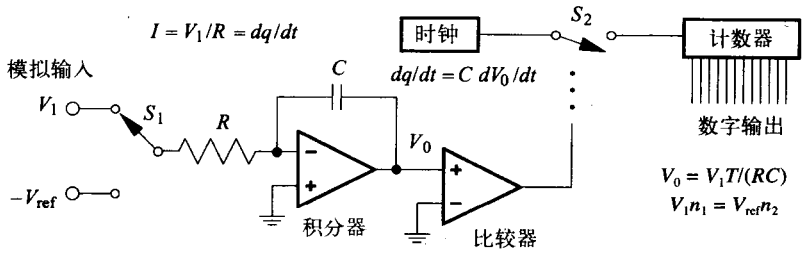


图3-13 一个双积分式A/D转换器的简化原理图。拨动开关S_1，将输入信号V_1和积分器连接多个时钟周期，对电容器C充电至与V_1的时间平均值成比例的电压。然后，拨动开关S_1，将$-V_{ref}$连接到积分放大器，以固定的速率给电容C放电，而S_2闭合，在计数器中累计时钟脉冲的个数。当比较器的输入达到零时，此时的时钟脉冲数就是V_1积分值的数字化形式

步骤：

1) 将开关S_1与模拟输入V_1连接，对电容器上的输入，积分n_1个时钟脉冲（固定时间T）。

2) 将开关S_1与$-V_{ref}$相接，以固定速率对电容器进行放电。连接开关S_2，以便计数器测定给C放电时需要的时钟脉冲个数n_2。

3) n_2/n_1是V_1/V_{ref}积分所得数值。

计算结果相当的精确，并且不需要知道时钟速率和电容的确切值。另外，积分周期期间，输入的高频成份被平均为零，尤其是$1/T$整数倍的那些频率。

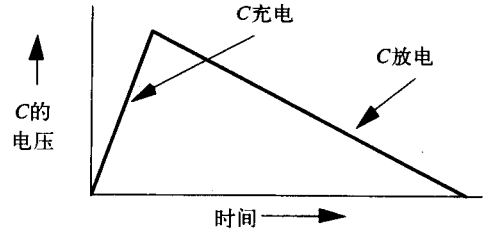


图3-14 在充电和放电阶段，双积分式A/D转换器上电容C的电压

优点：

- 提供精确的计算结果，并且不需要知道时钟速率和电容的确切值。

- 在步骤1）对输入积分，这就减少了噪声和混叠（高频率的所有完整的周期，都被平均为零）。
- 有很好的微分线性，受运算放大器的线性和两个时钟脉冲之间的时间均匀性限制。

缺点：

- 速度慢——要求2^N个时钟周期的转换时间。

3.3.6 逐次逼近式A/D转换器

逐次逼近式A/D转换器（Successive approximation A/D converter）采用对分查找法（binary search）逐位确定转换后输出的数。

这种方法类似于用一个天平和二进制系列砝码（例如：1、2、4和8克）（图3-15）称物体的重量。在第一轮测定里，模拟输入与8克重砝码相比较。如果物体比较重，天平将会偏向左边，接着加上4克砝码到右方。如果物体比较轻，4克砝码将被换成2克砝码。实验继续进行，以从大到小的递减次序，测试每个砝码。如果物体的重量比放在天平上的所有砝码的总重量更重，就将砝码留下；否则，将砝码拿走。天平类似于比较器，比较器输出是逻辑0或1，这取决于比较器两个模拟输入的相对大小（见图3-9）。二进制系列砝码类似于内置的A/D转换器，A/D转换器的模拟输出大小与二进制数的大小成正比（见图3-15）。

逐次逼近法的流程图如图3-16所示，框图如图3-17所示。

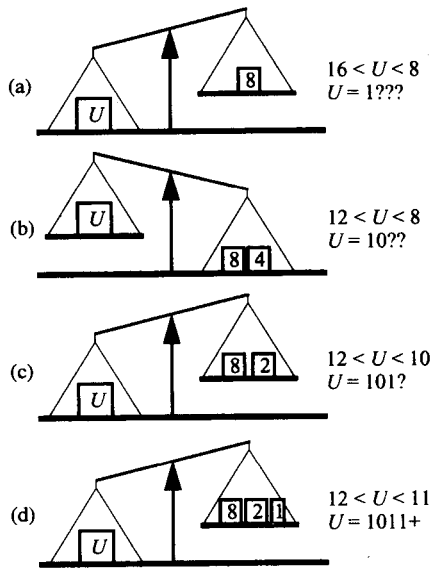


图3-15 采用了二进制系列砝码和天平的4位逐次逼近式A/D转换器的例子。在图(a)中，U比8要大，这就确定了从右边数起的第四位数字是1。在图(b)中，U比12要小，所以，从右边数起的第三位是0。在图(c)中，U比10要大，因此，从右边数起的第二位是1。在图(d)中，U比11要大，因此，从右边数起的第一位是1

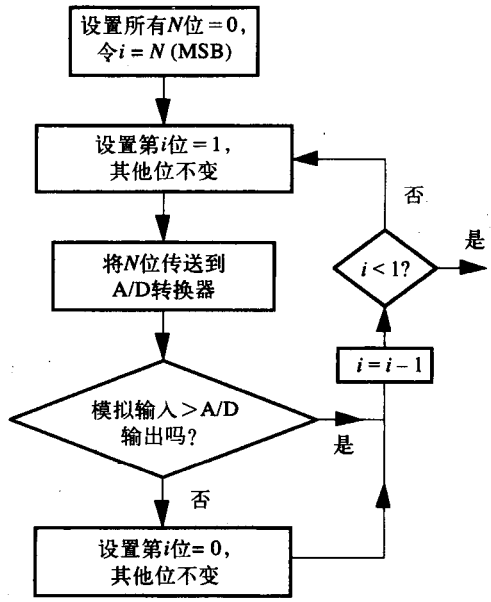


图3-16 逐次逼近法的流程图

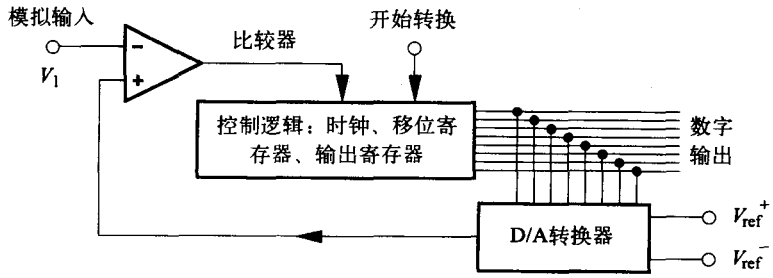


图3-17 逐次逼近法的框图。控制逻辑是图3-16中流程的硬件实现

优点：

- 低成本。
- 速度快——每位转换只需要一个时钟周期。
- 能处理较大的数。

缺点：

- 精度、线性和微分线性都受D/A转换器的精度限制。
- 转换过程中，需要采样保持放大电路提供恒定的输入。

3.3.7 快速A/D转换器

快速A/D转换器（flash A/D converter）使用2^N-1个比较器，以便同时得出所有N位的数字输出（图3-18）。因为比较器不断地采样输入，所以通常不需要用采样/保持放大器。由一系列

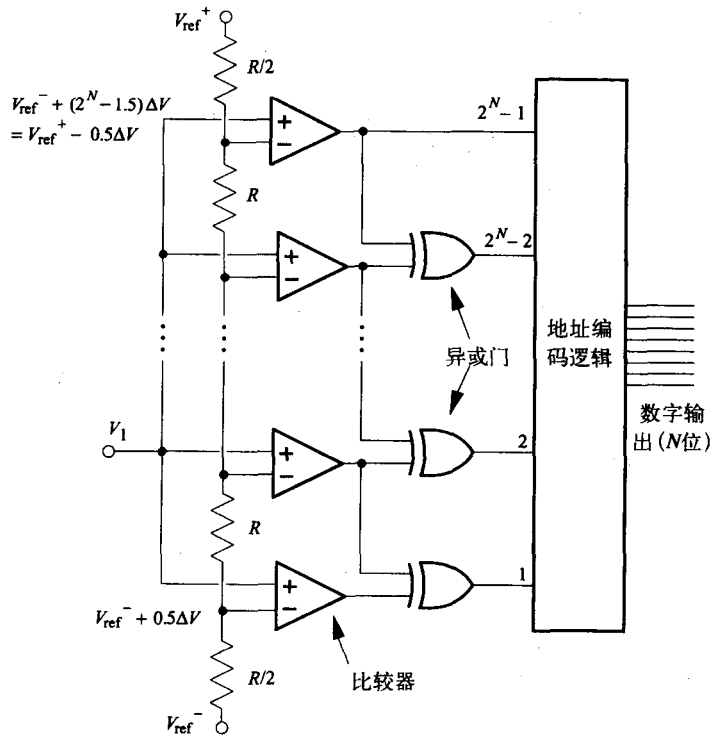


图3-18 N位快速转换器，采用2^N-1个并行的比较器和异或门来进行高速转换

异或门（在第1章中讨论过）确定了比较器的位置（看哪一个参考电压输入值与模拟输入电压值最匹配）。通过锁存异或门逻辑状态来完成转换。比较器的地址是用N位二进制表示的输入电压。所需要的比较器的数量是2^N-1个，所以比较器的数目随着位数迅速增加。常用的快速A/D转换器是4位（15个比较器）、6位（63个比较器）和8位（255个比较器）。

优点：

- 很高的速度，转换基本上是连续的。
- 通常不需要用采样/保持放大器。

缺点：

- 成本高，要用2^N-1个比较器。
- 目前技术限制到10位。
- 精度、线性和微分线性都受电阻排精度的限制。

3.3.8 分段快速A/D转换器

快速转换器有高速这一优越性,但是，对于位数多的转换器，使用这种技术的花费是昂贵的。这一问题的实际解决办法是，使用分段快速A/D转换器（subranging flash A/D converter），它是在逐次逼近式转换器和快速转换器之间的一个混合电路，一个快速A/D转换器确定了最高有效位，并且最高有效位被送到D/A转换器中。一个差动放大器用于计算差值，它的输出被另一个快速A/D转换器用于确定最低有效位。

我们用例子来说明 AD7820 8位“半快速”转换器，见图3-19所示。操作的顺序如下（RD 模式）：

1) $\overline{WR}$ /RDY通常为低，这时比较器采样输入。

2) $\overline{RD}$为低时转换开始。

3) 1.6～2.5μs之后，$\overline{WR}$ / RDY变高，这时最高四位有效位被锁存。

4) 20～50ns之后，四位最低有效位被锁存，这时所有的八个输出位都有效。

5) 当$\overline{RD}$达到高电平以后，数据又被保持另外的60～80ns。

6) 500～600ns之后，设置$\overline{RD}$再次为低，转换重复进行。

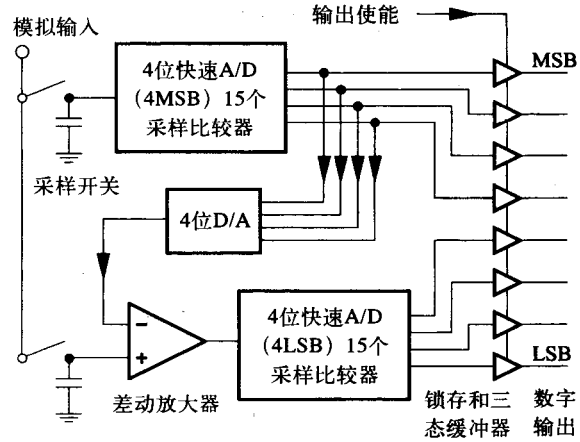


图3-19 分段8位A/D快速转换器，由两个4位A/D快速转换器和一个4位D/A转换器组成

另外的一个例子是10位20MHz SONY CX2022A-1 A/D转换器。为了减小误差，A/D和D/A的最高五个有效位使用相同电阻的梯形网络。

优点：

- 高速度——转换只要两个周期。
- 降低了成本，只需要两个$N/2$位快速转换器。

缺点：

- 目前技术限制在10～12位。

- 精度，线性和微分线性受电阻排的精度限制。
- 在两个周期的转换过程期间，需要一个采样/保持放大器，以提供一个稳定的输入。

3.3.9 1位重复采样西格马－德尔塔（Σ-Δ）A/D转换器

这种A/D转换器，由位于负反馈回路中的一个模拟积分器和一个比较器组成（图3-20）。它对输入波形的采样频率比波形中的最高频率（重复采样速率）还要高很多，并且将时间表示的分辨率转换为以振幅表示的分辨率。在低频时反馈回路用于保持V_1和V_3之间的差别较小（即：虚短），高频时增大V_1和V_3之间的差别，这又称为噪声整形（noise shaping）。在V_4中（图3-21）的高频数字化噪声，由后面的低通数字滤波器来滤除。对于如图3-20所示的一阶转换器，每一次加倍采样频率，会产生一个以1.5个二进制位为精度的增益。因此，一个1 000的重复采样速率，可以提供15位的分辨率。如果设计一个很普通的二阶转换器，则使用两级差动放大和模拟积分可以进一步修整噪声，使得两个重复采样因子中的每一个都能够获得2.5位的精度。五阶转换器ADC16071提供16位的分辨率，而重复采样速率只有64。输出数据速率是192kHz，而采样频率是12.3MHz。

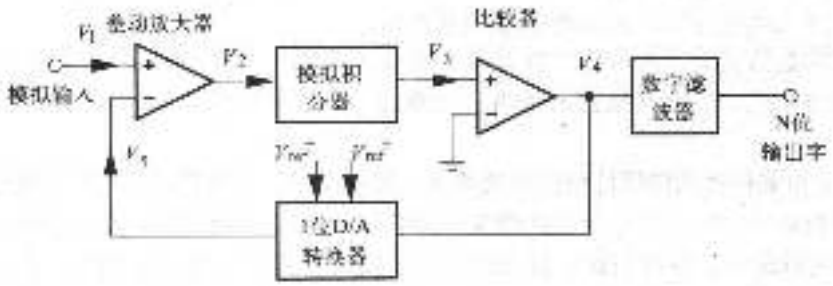


图3-20 1位西格马－德尔塔（Σ-Δ）A/D转换器原理图。在V_4两阶转换器使用一个附加的差动放大器和模拟积分器

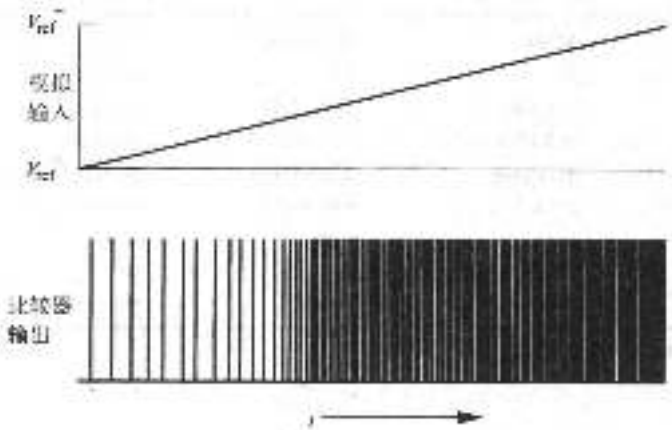


图3-21 1位西格马－德尔塔（Σ-Δ）A/D转换器操作

优点：

- 无需使用精密匹配的元件，就能达到最多24位精度。

缺点：

- 要求采样频率为模拟宽带的600倍（对于20kHz，即12MHz）。
- 需要多级的数字电路，每一级都有许多以经验来确定的系数。

3.3.10 常用的A/D转换器

表3-2列出了一些常用的单片（单片集成电路）A/D转换器。

3.4 采样/保持放大器

采样/保持放大器（sample-and-hold amplifier）有一个模拟输入、一个模拟输出和一个数字控制输入。采样/保持放大器主要由一个放大器、一个开关和一个电容器组成（图3-22）。控制输入决定了采样/保持放大器是工作在采样模式或是工作在保持模式。在采样模式下，开关是闭合的，而且它像一个典型的运算放大器那样工作。在保持模式下，开关是打开的，而且输出是理想的常量，与输入的数值无关。如果上一次是从采样模式转换到保持模式，这个常数值就是当前的输出数值。

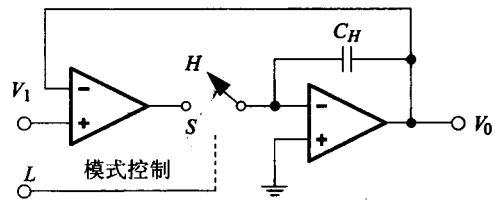


图3-22 单位增益采样/保持放大器。在采样模式S中，$V_0 = V_1$。在保持模式H中，保持电容C_H确定V_0

图3-23是由采样模式向保持模式转换期间，发生模拟延迟和数字延迟的原理图。而图3-24是当逻辑控制被执行时，对一个任意的波形的响应。在A/D转换期间，采样/保持放大器用于提供一个稳定的输入。现在讨论，在采样模式、保持模式和在各模式之间转换时，这个器件的特性。

表3-2 一些常用的单片A/D转换器

型　号	CX20220A-1	AD574	AD367	CXA1176
生产厂商	索尼	Analog dev.	Analog dev.	索尼
位数	10	12	16	8
积分线性	±1 LSB	±0.5 LSB	±2 LSB	±0.5 LSB
微分线性	±1 LSB	±1 LSB	±4 LSB	±0.5 LSB
转换方法	分段快速	逐次逼近式	逐次逼近式	快速
输入电压范围 (V)	0～－2	－10～+10	0～+20	0～－2
转换时间	50ns	35μs	17μs	3.3ns
孔径颤动	①	①	①	3.6ps
最大转换率	20MHz	29kHz	59kHz	300MHz

① 需要一个外部采样/保持放大器。

3.4.1 采样模式

在采样的操作模式中，采样/保持放大器与任意一个放大器或任意一个运算放大器有类似的特性：

1) **输出偏移电压**（output offset voltage）是输入电压V_1为零时的输出电压V_0。

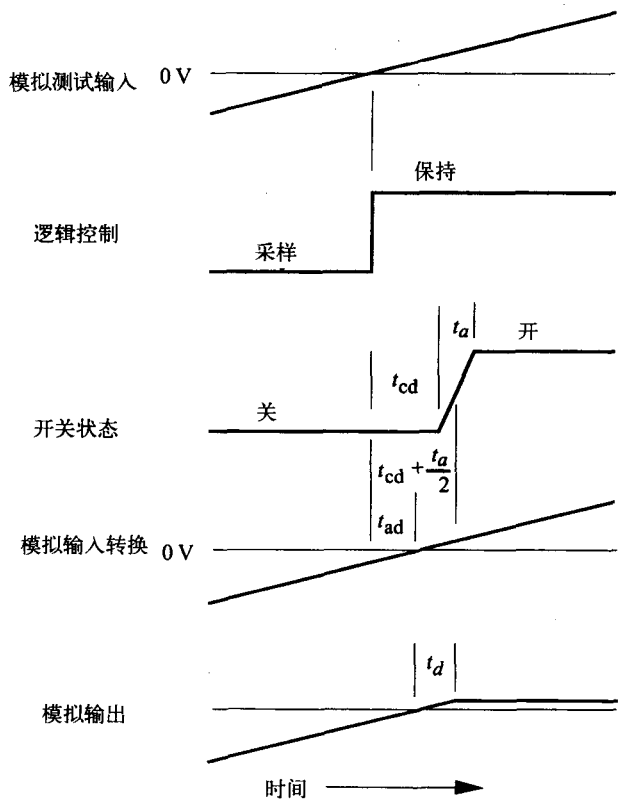


图3-23 从采样模式向保持模式转换期间的模拟延迟和数字延迟。控制延迟t_{cd}是从采样到保持的逻辑控制边沿，到开关开始打开的这一小段时间。孔径时间 (aperture time) t_a是开关打开所需要的时间，而模拟延迟t_{ad}是采样模式中，在模拟输入与模拟输出之间的延迟。孔径延迟t_d是从采样到保持边沿开始，到输入达到保持值的时间。在这个例子中，模拟测试输入是一条穿过采样到保持边沿的零点的斜线。仅当模拟延迟t_{ad}与数字延迟$t_{cd}+t_a/2$之间的差t_d为零时，输出的保持值才会等于0V，也即，在采样到保持的逻辑控制边沿输入的数值

2) **线性误差**（linearity error）是指，在指定的输入电压V_1范围内，采样保持放大器的电压增益$G=V_0/V_1$，与电压增益的平均值之间的偏差。

3) **站立（稳定）时间**（settling time）是指在输入一个满量程的模拟输入步长之后，输出达到其终值（在一个指定的精度内）所需要的时间。

4) **带宽**（bandwidth），在G已经下落到比它的低频的平均值少3分贝处，此处的最高频率被称为带宽。

5) **转换速率**（slewing rate）是在输入一个模拟输入步长之后，或者是从保持到采样的转换后，转换的最大速率$\mathrm{d}V_0/\mathrm{d}t$。

3.4.2 保持模式

在保持模式中，输出应该是常数，并且与输入无关：

1) **固定偏差**（droop）是输出电压中的漂移$V_0/\mathrm{d}t$，这种漂移是由于来自保持电容的充电泄

漏电流流过开关、放大器、或电容器自身所造成的。如果漏电流是I，$V_0/dt=I/C_H$。

2) **串扰反馈（馈通）**（feedthrough）是在输出端出现的输入信号的一小部分，主要是由打开着开关时（保持模式时）的电容所引起的。

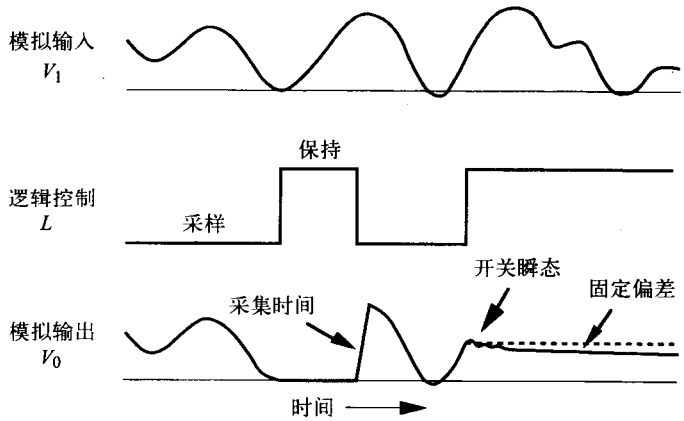


图3-24 执行逻辑控制时，对于一个任意波形，采样/保持放大器作出的输出响应

3.4.3 采样/保持转换

当采样一个模拟波形的时候，采样/保持转换用于保持在输出端的输入波形的瞬时值，以便这个瞬时值可以转变成数字形式。理论上，接收到采样转换到保持的边沿的时候,输出应该保持在它的当前值，没有延迟或振幅偏移。现将这种理想性能和实际性能之间的偏差类型，介绍如下（在图3-23中举例说明）：

1) **控制延迟**（Control delay）t_{cd}是采样到保持指令的边沿，与开关开始打开之间的时间。

2) **孔径时间**（aperture time）t_a是开关打开所需要的时间。它只描述开关的响应时间。输出端所保持的数值，由孔径时间期间的平均输入数值来决定。

3) **模拟延迟**（Analog delay）t_{ad}是在采样模式下，模拟输入与模拟输出之间的延迟。

4) **孔径延迟**（aperture delay）t_d是在采样到保持指令的边沿，与输入等于保持数值之间的时间。因为是模拟延迟，这个量可能是负数。

$$t_d = t_{cd} + t_a/2 - t_{ad}$$

5) **孔径抖动**（aperture jitter）Δt_d是孔径延迟中的均方根的变化，这种变化是由控制信号和开关电路中的噪声引起的。它表现为保持值的随机变化ΔV_0，并取决于dV_0/dt：

$$\Delta V_0 = \Delta t_d \, (dV_0/dt)$$

6) **电荷传送误差**（charge transfer error）是从开关电路转储电荷到保持电容上，所引起的保持值的偏移误差。理论上，电荷传输误差应该是一个固定偏差，并且与输入电压无关。通过增大保持电容C_H的值，可以减少这种误差。

7) **采样/保持偏移**（Sample-to-hold offset）是在电荷传输完成后，从采样模式到保持模式的转变期间，输出电平的偏移。采样/保持偏移可能取决于输入信号的特性，也被称为偏移非线性。

8) **开关瞬变时间**（Switching Transient Time）是由电荷传输引起的输出瞬变，稳定在指定误差范围之内的终值所需要的时间。在使用高精度A/D转换器的应用中，在开关瞬变期间转换必须被延迟。

3.4.4 保持/采样转换

在保持/采样转换期间，输出会突然的改变以适合输入波形。于是，由电荷传输引起的瞬变和偏移量，相对来说是很小的，通常可以忽略。

采集时间（acquisition time）是保持到采样边沿，与采样保持放大器的输出已经达到其终值（在指定的误差范围内）之间的时间。这包括开关延迟时间、转换时间和放大器稳定时间。通过降低保持电容C_H的值，可以减少采集时间。

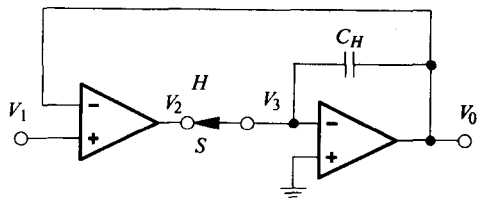


图3-25 在采样模式下的单位增益采样/保持放大器

例3.1在采样模式下（图3-25）采样/保持放大器的增益分析。运算放大器公式如下：

$$V_2 = A(V_1 - V_0) \qquad V_0 = A(-V_2) = A^2(V_0 - V_1)$$

$$G = V_0 / V_1 = A^2 / (A^2 - 1) \approx 1$$

当电路处于保持模式时，第1级放大器失去负反馈，输入变得不平衡，输出进入饱和状态。当开关返回到采样模式，这个运算放大器必须脱离饱和状态，并且电容C_H必须被充电。

表3-3列出一些常用的单片（单个集成电路）采样/保持放大器。

表3-3 一些常用的单片采样/保持放大器

型　号	AD582	AD389	AD683	CXA1008P
制造商	Analog Dev.	Analog Dev.	Analog Dev.	索尼
线性（%）	0.01	0.001	①	0.1
单位增益（MHz）带宽	1.5	1.5	10	N/A
采集时间	6μs	2.5μs	500ns	20ns
	(0.1%)	(0.003%)	(0.01%)	
最大转换时间(V/μs)	3	30	130	100
稳定时间 (μs)	0.5	1	①	①
孔径延迟（ns）	200	30	2.5	6
孔径颤动	15ns	0.4ns	20ps	①
固定偏差电流或速率	<0.1nA	<1μV/μs	0.01μV/μs	<20mV/μs

① 表示：在数据表中不提供数据。

注意1 通常，孔径延迟与稳定时间的和比采集时间短许多，因此，在模/数转换的应用中，器件一般保持在采样模式，仅在转换期间被切换到保持模式。

注意2 小的C_H减少采集时间，而大的C_H减少电荷传输误差和固定偏差。对于大部分应用和采样/保持放大器，有一个广阔的选择范围。

3.4.5 采样/保持放大器的作用

逐次逼近式A/D转换器要求在转换时间T_{conv}期间内，A/D转换器有一个恒定的输入。这通常由采样/保持放大器来提供。在逻辑输入和实际模拟采集之间，采样/保持放大器有一段不确定时间T_{jitt}。在T_{conv}期间（如果没有使用一个采样/保持电路）或者在T_{jitt}期间（如果使用一个采样/保持电路），输入振幅变化不大（比如，少于1/2LSB）是很重要的。

下面的分析包含了上述的两种情形，并导出了输入采样时间T_{samp}（T_{conv}或T_{jitt}）、位数N以及最大输入频率f_{max}（这个最大输入频率，确保在T_{samp}期间输入的改变不会超过1/2LSB）之间的关系。

假定我们要采样一个频率f（周期/秒）、峰－峰值$2V_0$的正弦波（图3-26）。波形由下式给出：

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi ft)$$

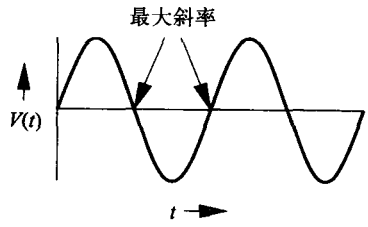


图3-26 正弦波形，显示了最大斜率点

注意，2π需要从周期/秒转换到弧度/秒。第一个导数给出了变化率：

$$dV/dt = 2\pi f V_0 \cos(2\pi ft)$$

这有一个$2\pi f V_0$的最大值。如果A/D转换器有N位的分辨率和输入采样时间T_{samp}，为了达到1/2LSB的转换精度，在采样时间T_{samp}期间，要求输入不能改变$2^{N+1} = V_0 2^{-N}$中的1位：

$$2\pi f V_0 < \frac{V_0}{2^N T_{samp}} \quad 或 \quad f_{max} = \frac{1}{2^{(N+1)}\pi T_{samp}}$$

如果AD670 8位逐次逼近式转换器（$N = 8$, $T_{samp} = 10\mu s$）不使用采样/保持放大器，则$f_{max} = 62Hz$，这个频率是很低的。另一方面，如果使用了AD582采样/保持放大器，就能够减少T_{samp}到15ns（孔径颤动），并使得$f_{max} = 41kHz$，这个频率是相当高的。这个值正好近乎等于50kHz的奈奎斯特频率极限，并相当于AD670的最大采样频率100kHz（见下一节）。

另外，AD7820 8位半快速转换器使用采样比较器，并且它的输入转换时间少于50ns（4位最高有效位的锁存与4位最低有效位的锁存之间的最大延迟）。如果不用采样/保持放大器，$f_{max} = 12kHz$，但如果使用了采样/保持器，孔径颤动为1ns，f_{max}增加到600kHz。因为转换时间是给定的1.4μs，所以最大采样速率是714kHz，奈奎斯特频率极限是357kHz。

CXA1176 8位快速转换器有3.3ns的转换时间和3.6ps的孔径颤动时间。孔径颤动给出$f_{max} = 170MHz$，转换时间设置奈奎斯特频率极限为150MHz。

3.4.6 用采样/保持放大器消除D/A转换器的尖峰脉冲

能够用采样/保持放大器消除D/A转换器输出的低频瞬态干扰。其方法是在低频瞬态干扰期间，将开关切换到保持模式（图3-27）。当相应的位的逻辑状态值改变时，延迟和异或电路就会产生一个固定宽度的脉冲。这些脉冲的逻辑或，使得采样/保持转换器进入保持模式，直到所有的开关都已经稳定。当采样/保持器被切换回到采样模式时，输出取得一个新的模拟数值。模拟输出稍有延迟，但低频瞬态干扰被消除了。

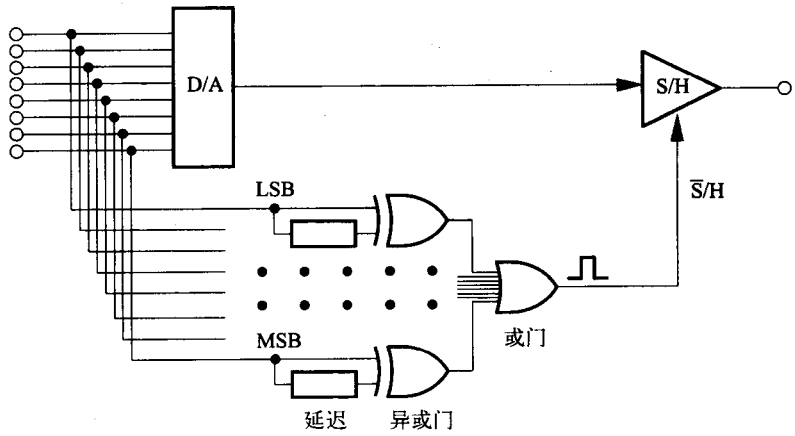


图 3-27 用于消除D/A转换器尖峰的电路

3.5 模拟波形采样

波形采样要求若干元器件的紧密配合，尤其是在要求速度和精度的时候。本节讨论几种不同的采样策略，以及要求使用采样/保持放大器的情形。

3.5.1 软件控制的采样

典型的软件控制采样有下列几步：

1) 用一个由程序或由数字定时器产生的脉冲初始化转换命令。转换命令将采样/保持放大器（如果使用）从采样模式切换到保持模式，并且初始化A/D转换器。正如在第2章中讨论过的，在从采样模式切换到保持模式时，采样/保持放大器会迅速响应，但是，当电荷从数字控制脉冲传输到输出稳定这一段时间里，采样/保持放大器可能必须延迟转换。

2) 当完成转换时，设置一个I/O状态位，或产生一个中断，这个中断通知微机新的数据有效。

3) 微机读取和存储A/D转换器的输出。

软件控制的采样通常限制在12位精度、大约20kHz的最大速率。

3.5.2 硬件控制的DMA采样

为了得到更高速的转换，数字定时器初始化每一个A/D转换，在硬件控制下直接将数据传送到内存。这种情形被称为“直接内存存取”，或称为DMA采样，采样的速度受A/D转换速度和内存存取速度的限制，而不受软件的控制。另外，这种模式允许计算机同时执行其他任务。

硬件控制的采样通常限制在12位精度、大约200kHz的最大速率。

3.5.3 使用数据采集子系统的采样

使用一个自带定时器、高速A/D转换器以及内存的附加硬件器件（数据采集子系统），就能够获得可能达到的最快的采样速度。有一些数据采集子系统可以被插入计算机内部，而另

一些则要连接在计算机的外部。这时，微型计算机的作用为：i) 用作人机交互界面；ii) 设置数据采集子系统的采样数以及采样速率；iii) 检测所有已经执行了的采样。Ⅳ) 从子系统内存读出数据，用来分析和显示。这种采样方法的缺点是子系统的成本高，如果要求高性能，则子系统的成本可能超过微型计算机系统自身的成本。对于最低性能的要求，使用集成电路A/D转换器，能够达到200MHz的采样速率而且精度为8位。对于最高性能的要求，可以实现许多千兆赫兹的采样速率，通常是输入放大器的模拟带宽限制采样速率。

假如数字示波器允许计算机控制前面板的设置和数据的传输，那么许多数字示波器都可以被用作数据采集子系统。通常需要一个专用的电路板作为接口电路，这种接口电路板能够被插入微机中。最大的采样速率在10～500MHz的范围。

3.5.4 脉冲幅度分析

在某些情况下，信息不是用连续的波形作为载体，而是用离散的脉冲作为载体，离散脉冲的振幅可以传送引起脉冲的事件的信息。分割脉冲幅度范围形成很多窄的“箱子”，绘出每一个箱子中的脉冲数，则一个脉冲幅度谱就形成了（图3-28）。

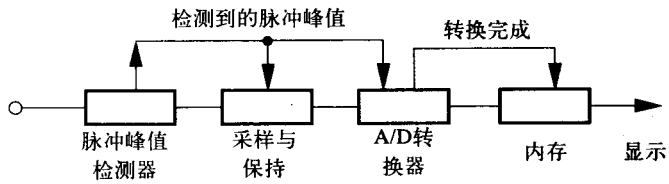


图3-28 脉冲幅度分析器电路。它检测脉冲的峰值，为A/D转换器保持峰值振幅，并对A/D输出的内存地址加1

以前，双积分型A/D转换器常用在脉冲幅度分析器中，因为双积分型A/D转换器具有极好的微分线性。随着数据采集速度的逐年提高，双积分型转换器的速度已经成为一个严重的制约因素。因为不良的微分线性将会引入我们不希望的一些特征到脉冲幅度谱中，所以，使用更快的逐次逼近式A/D转换器就存在一个严重的问题。这个问题可以用一种被称为按比例增减线性化（sliding scale linearization）的技术来解决。加一个稍有变化的模拟电压到输入端时，则按比例增减线性化技术将会从A/D转换器的输出端口减去与输入端的模拟变化等效的数字量。得到的结果是A/D转换器响应的平均值，并且脉冲幅度在精度上只有很小损失。原理框图见图3-29。注意，因为图中$R_2 >> R_1$，所以，A/D转换的每一步长对应于D/A中的许多步长，并且有一个校准程序用于确定这种对应的比例。

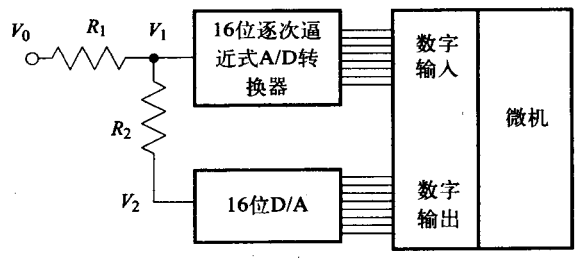


图3-29 用按比例增减线性化技术来平均逐次逼近式A/D转换器的微分非线性

为了理解线性化过程是如何运做的，考虑下列情况：在D/A转换器输入端，有一个17 600步长的变化，这个变化造成了模拟输入的位移，所以A/D转换器的输出位移了200步长，这就得出A/D转换的每一步长对应于D/A转换中的88步长，于是确定了这种对应的比例为88。在数据采集期间，周期性地设置D/A转换的

输入为88的倍数。对于一个88n的D/A转换的输入，应该从A/D转换的输出中减去数字n。

使用了内部D/A转换器的A/D转换器中，大部分的微分线性是由于最低位电阻值的不精确所引起的。例如，改变控制最高有效位的电阻的数值，将使转换电压的上半部分发生偏移，但是，这仅影响一个电压步长的大小。而改变控制最低有效位的电阻的数值，将影响所有电压步长。因此，为消除大部分微分非线性的影响，唯一需要做的是在32位A/D转换步长的范围上按比例增减电阻值。

历史记录

恐龙灭绝的原因的一个重要线索涉及了脉冲幅度分析。人们已经知道，大约在六千五百万年以前，在白垩纪与第三纪周期（被称为K-T界限）之间的分界时期，包括恐龙在内的大量物种的消亡。粘土层覆盖了大部分世界。人们推测，这标志了一个破坏性的火山活动周期，并且能用集结的铱元素检测最后一次火山活动的周期有多长时间。因为地球上的铱元素集中在它的铁核心里，所以，这种元素在地球表面非常罕见，而且是靠铁流星尘埃缓慢的沉积。如果粘土层是由于持续了几千年的火山活动而生成的，可以期望铱元素的集结达到0.1PPb。如果这种粘土层沉淀的越快，则它含有的铱元素就越少。Walter Alvarez和在加利福尼亚大学伯克利分校的其他研究者采用了中子活化分析技术，这项技术是用中子使得每一个铱元素都成为放射性的，并且通过对伽马射线的脉冲幅度分析来测量这样微乎其微的集结物。让他们惊讶的是，他们测量的铱元素的唯一的伽马射线波长是3PPb。人们发现，全世界的铱元素的集结物都处于K-T之间的分界时期，这就导致一个结论：由大量的流星造成铱元素的沉淀，大量的流星雨的狂暴猛烈的打击，足以灭绝地球上的大部分生命。样品中铱元素的伽马射线峰值比其他元素的峰值小很多，而且，如果A/D转换器中的微分非线性使得峰值难以分辨，那么这种测量是不可能进行的。

3.6 频率混叠

如果以f_s的频率采样一个频率为f的正弦波，而且每4个波形周期对应24个采样周期（f/f_s = 1/6），那么被采样波形就可以被精确地再现（图3-30）。这就是说，可以精确经过采样值的最低频率的正弦波和原始波形有完全相同的频率、振幅和相位。

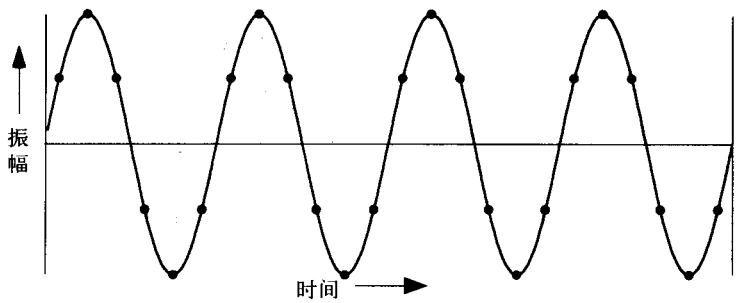


图3-30 当正弦波频率比f/f_s是每4个周期24个采样（0.167），每个周期采样6次，则得到的采样波形的频率f_0等于原始波形频率f

如果频率f变为以前的两倍，结果每24个采样有8个周期（f/f_s = 1/3），采样依然再现了被采样的波形（图3-31）。如果我们仍然进一步增加频率到每24个采样有20个周期（f/f_s = 5/6），则

采样得到的正弦波的频率f_0比原始波形的频率低5倍（$f_0/f_s = 1/6$）（图3-32）。

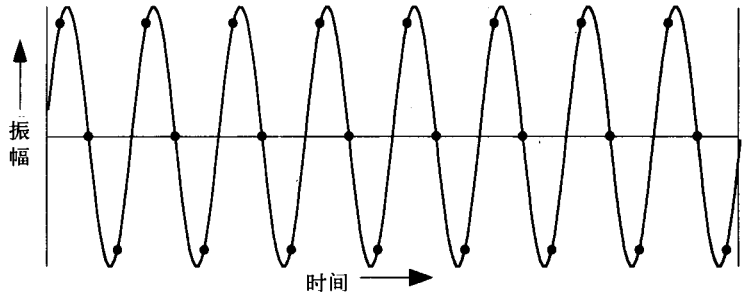


图3-31 当正弦波频率比f/f_s是每8个周期24个采样（0.333），即每个周期采样3次，所得到的采样波形的频率f_0等于原始波形频率f

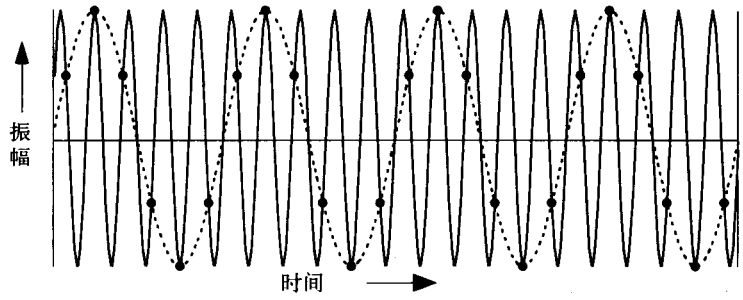


图3-32 当正弦波频率比f/f_s是每20个周期24个采样（0.833），波形采样不足，所得到的采样波形（虚线）有一个频率比（f_0/f_s=0.167），即是原始波形频率的1/5

这种频率的错误辨识被称为“混叠”，每当f/f_s >0.5就会发生频率混叠。当f/f_s趋近一致，所得到的波形的频率就会趋近0Hz。此外，以一个正弦波频率的整数倍频率来采样这个正弦波，也会产生一系列的常数值。如果想到这种采样只是在波形相位的固定点拾取值时，就很容易理解为什么会产生常数值了。对于所有正弦波频率，采样所得到的频率总是在0Hz到0.5f_s之间变化（图3-33）。通常，f_0/f_s为下面两个数值中的较小值：（f/f_s的小数部分）和（1−f/f_s的小数部分）。在实验练习10中举例说明了混叠现象，在这个实验中输入正弦波频率比是从f/f_s = 0.25到f/f_s = 2.0变化的。

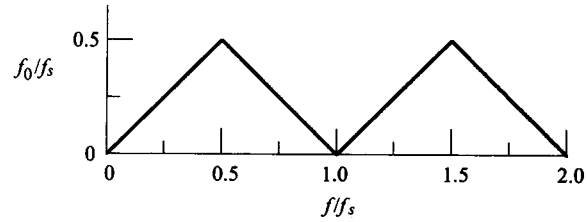


图3-33 对一个正弦波的采样频率为f_s，输出波形频率f_0是原始波形频率f的一个函数。仅当f/f_s <0.5时，输出波形频率等于原始波形频率

这里的一个重要结论是：如果被采样信号中存在任何高于0.5f_s的频率成分，这些高于0.5f_s的频率成分在采样数据中的频率将会变低。仅当采样频率是被采样波形中最高频率的两倍以上时，才能够避免这种频率混叠。这是奈奎斯特采样要求，我们将在第5章中进一步讨论奈奎斯特采样要求。

在实际应用中，采样频率f_s是有限大的，而且输入波形可以有高于0.5f_s的频率成分。为了

避免混叠，在采样之前，必须用低通模拟滤波器（在第2章中介绍的）将这些频率成分滤除。

例3.2 对于一个恰好低于奈奎斯特采样频率一半的输入波形，采样得到的波形的频率是多少呢？图3-34显示一个简化的采样电路，在这里，一个波形被实时地采样、数字化以及还原。图3-35给出了输入频率恰好低于奈奎斯特标准（采样频率的一半）的输出波形。注意，在这种情形下，D/A输出类似两个独立的低速正弦波，而不像是单个频率为输入频率的正弦波。

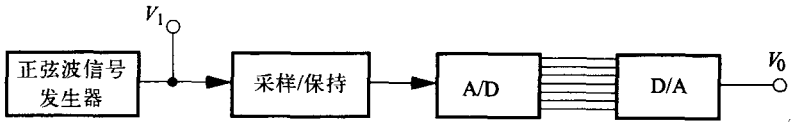


图3-34 采样并恢复一个模拟波形的数据采集电路

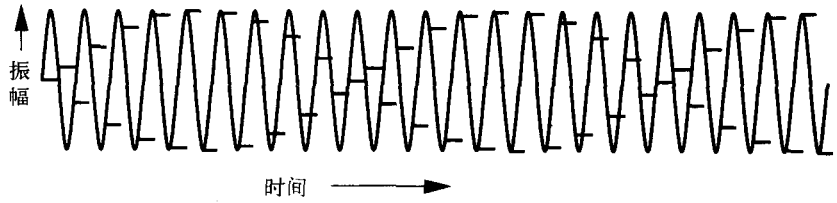


图3-35 当正弦波频率稍微小于采样频率的一半时，图3-22中采样电路的输出。曲线是V_1，输入到采样/保持器。水平线是V_0，是D/A转换器的输出

3.7 常用的数据采集系统

一些数据采集系统有非常高的数据采集性能。这些系统通常是专用的独立器件，内部包含时钟、采样/保持放大器、A/D转换器和高速存储器。微机用于和操作人员之间的交互，比如选择工作模式（例如采样频率，样本数）、启动和读取采集的数据。

3.7.1 HP 54501A

HP 54501A有10MHz的实时采样速率，1024个样本，使用10：1交叉存取的100MHz有效采样速率（图3-36）。HP54501A自带键盘和显示屏——通常用作独立式数字示波器，另外，可以通过IEEE 488连接到微机。

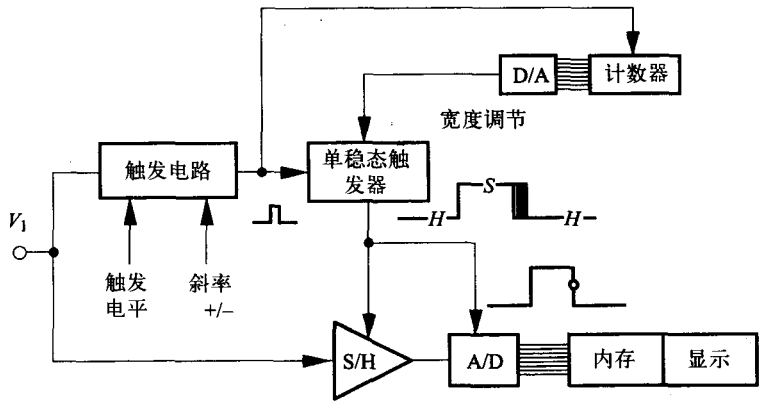


图3-36 采样示波器电路。每一个脉冲使计数器加1并使得下一个脉冲在稍后一点的时间被采样

3.7.2 几种特殊用途的外部数据采集系统

这些外部系统包含定时器、S/H放大器、A/D转换器、数字存储器和控制电路。在采样速率从10MHz到50GHz时，典型的部件能够取>1024个样本。微机通过装载指定的样本数和采样之间的时间间隔，初始化数据采集系统。通过一个外部事件或通过计算机程序来启动数据采集。采集样本后，计算机程序读取数据到内存，然后执行其他功能，例如数据分析或显示。

这种方法的优点是：i) 外部数据采集电路取数据比微机快很多。ii) 随着技术发展，微机保持不变，但通过升级外部电路，也能够获得更快的采样速度。

3.7.3 接口软件

下面的1)～4)是基于文本的编程语言，这些语言可以创建图形用户界面。5)～6)是图形编程——设备、操作和数据都是屏幕上的对象。

1) Visual Basic（微软公司），用于IBM PC(DOS 或Windows)。

2) Labtech(Labtech Technologies), 用于IBM PC 上的数据采集。

3) LabWindows（National Instruments），用于 IBM PC (DOS)。

4) IBASIC（惠普公司），用于IBM PC (Windows)。

5) LabView（National Instruments），用于 Macintosh机和IBM PC机（Windows），允许编程操作使用IEEE 488设备和“虚拟仪器”（磁盘文件、统计计算等等）。

6) HP-VEE（惠普公司）。

3.8 习题

3.1 提供下列器件：

- 一个孔径抖动50ns、采集时间0.5μs（定义见3.4节）的采样/保持放大器。
- 一个转换时间为5μs的8位逐次逼近式A/D转换器。
- 一个读取时间为10μs的16位并行输入端口。

a) 如果不使用采样/保持放大器，且A/D转换期间的变化小于0.5LSB，那么最大输入频率是多少?

b) 使用采样/保持放大器，使得孔径颤动小于0.5LSB的最大输入频率是多少?

c) 最大采样频率是多少？要提高采样频率你会选择改换哪一器件?

d) 同时考虑到S/H抖动和奈奎斯特采样要求，可以可靠的采样和储存的输入波形中的最高频率是多少?

e) 对于一个满刻度为10V的A/D转换器，其分辨率是多少?

f) 如果A/D转换器为12位并且转换时间同样为5μs，则a)～e) 问的答案应为多少?

3.2 一个16位的逐次逼近式A/D转换器的输入范围在0～10V，转换时间为100μs。想使用一个AD582采样/保持放大器使得采集时间Ta < 20μs并且下降速率R_d小于1LSB每100μs。使用AD582 S/H数据表，测定满足要求的最大和最小保持电容C_H。

3.3 设计一个基于计算机的系统，用于对8个模拟输入信号进行采样。

设计目标为:

- 对8个信号要尽可能同步采样（在10ns内），然后在计算机控制下转换成数字形式并储存。这构成一个采样步骤。

- 采样步骤间的时间间隔和采样步骤的数目是由用户在初始设置时输入的。
- 采样步骤间的最小时间间隔应该尽可能小。

提供的构件如下:

- 一个内置的1MHz时钟的数字定时模块，以及一条外部输出线。在这条线上输出周期性的正向脉冲，可以通过程序控制来设置这条线上的脉冲宽度、脉冲之间的时间间隔、以及脉冲的次数。
- 八个采样/保持放大器，孔径颤动为1ns（LO＝采样，HI=保持）。
- 八个12位逐次逼近式A/D转换器，从“启动转换”线上接收到触发信号由低到高的上跳沿时，就会启动转换，需要10±1μs的时间来执行转换，在输出线上输出结果，然后设置“数据准备好”线为高电平。“数据准备好”的输出由下一次的“启动转换”输入来设置为低电平。8条输出数据线上的数据一直有效，直至下一次“启动转换”。
- 八个12位三态缓冲器。当“选择”输入线为高电平时，各个缓冲器就接收它的输入端口数据，并传输到它的输出线。如果该三态缓冲器没有被选通，其输出端将处于高阻抗模式，既不驱动也不加载任何连接到它们的电路。
- 一个在透明模式下工作的16位并行输出端口。写入操作需要1μs。
- 一个16位并行输入端口，通过使其“选通脉冲”输入为浮高，来设置其工作在透明模式。读取时间需要1μs。
- 一个八输入的“与”门，具有8个输入端和一个输出端。仅当所有输入都为高时，其输出才为高。

提示　用这个来测定何时所有的A/D转换器全部完成转换。

完成下列练习：

a) 画一个所有器件及其关键连接的框图。标明所有构件，控制线和数据线。

b) 画一组有八模拟输入的数据采集顺序的时序图。对于8个输入通道不同的脉冲，只需显示第1和第8个，省略第2～6个。

c) 画一个微机控制程序的流程图(或列出各步骤做什么)。

d) 在你的设计中，采样步骤间的最小时间间隔为多少?

e) 能够可靠采样的最高输入频率是多少?

f) 在题e) 中，如果不使用八采样/保持放大器，则频率又为多少?

3.4 设计一个系统，使用一个采样/保持放大器和一个13位逐次逼近式A/D转换器，参考电压修正为V_{ref}^{-}＝0.000 0V和V_{ref}^{+} = 8.195 0V，精度为0.000 1。转换时间为10μs。

a) 在理想情况下，你期望A/D转换器的第一个转换电压V (0, 1)发生在输入电压为何值处?

b) 理想情况下，输入步长为多少?

c) 输入电压为10mV的分辨率百分比是多少?

d) 输入电压为5V的分辨率百分比是多少?

e) 要达到1/2LSB的精度，采样/保持放大器的最大下降速率 (V/s) 是多少?

3.5 设计一个计算机控制的系统，用于对一种新型的12位A/D转换器进行测试的装配线上，装配线上每次测试8个A/D转换器。

提供如下构件：

- 8个样本A/D转换器（每次测试8个）。

- 具有16位并行输入/输出端口的微机。
- 8个16位的三态驱动器。
- 一台具有如下构件的微机：
- 一个16位的D/A转换器，其绝对精度为1/2LSB，稳定时间为10μs。
- 2个16位的并行输入口。
- 2个16位的并行输出口。

假定：

- 16位的并行输出口处于“透明”模式（无握手）。新的数据可每隔2μs写入端口。
- 有一个定时器函数wait (*N*)，可以使程序执行延迟*N*微秒。
- A/D转换器需要有一个由低到高的上跳沿的“启动转换”触发信号，并且转换后提供一个“输出数据有效”信号的由低到高的上跳沿。当“启动转换”变为低电平时，A/D转换器将“输出数据有效”设置为低，并且重新复位所有内部功能。
- 为了获得尽可能高的可靠性，必须等A/D转换器已经发出数据就绪的信号，才开始读取A/D转换器输出端口的数据。

完成下列练习：

a) 画一个主要构件（包括被测试的8个D/A转换器中的两个）的框图。标明所有主要的数据线和控制线。

提示　考虑实验习题9（A/D转换器）中如何使得测量和数据分析过程自动化。

b) 列出测量第一个A/D转换器的第*N*个转换电压 $V(n,n+1)$ 的必要步骤。

c) 如何测量A/D转换器的绝对精度误差？（列出步骤或用流程图解释）。

d) 如何测量最大线性误差？

e) 如何测量最大差分线性误差？

f) 系统能够在什么样的精度下，以1LSB的单位，测定c)～e) 中A/D转换器的各个量？

3.6 用自己的语言描述下列的A/D转换器的操作方法：

a)积分式（或双积分式）。

b) 快速式。

c) 跟踪式。

d) 逐次逼近式。

e) 1位西格马－德尔塔式。

3.7 D/A转换器有一个问题：当一个新的输入字输入时，人们不想要的尖峰脉冲（或“低频干扰”信号）会出现在D/A转换器的模拟输出端。这是由于：i) 不能准确地在同一时间改变所有输入位数；ii) D/A转换器内部的各个开关的响应时间之间存在差别。即便位数稳定之后，在模拟输出放大器的稳定期间还是会在输出中出现尖峰干扰。设计一个8位无尖峰干扰的D/A转换器电路，且具有以下特性：

- 输出范围为0～10V。
- 0Hz时转换精确。
- 最小转换时间（新输入和输出之间的时间间隔，精确为0.5LSB）。
- 从任意输入数字N_1转换到任意一个新输入的数字N_2，都有从$V(N_1)$至$V(N_2)$的平稳改变——这一范围之外的任何尖峰干扰输出的振幅都小于0.5LSB。

有下列可用的构件：

1) 一个有8个输入和一个输出的数字电路（见图3-37）。任一输入的状态发生改变时，输出端都会产生一个宽度为t_d的脉冲。反过来，如果输出为低，则表明上次间隔t_d期间输入的位都没有发生改变。（有关“异或”和“或”的说明，见图1-11）

假设：

i) 输出一般为低。

ii) 输出脉冲的上升沿正好在第一个输入的位改变后的5ns产生。

iii) 输出脉冲的下降沿正好在下一个输入位改变后的t_d+ 5ns产生。

iv) 如果仅1位改变，则输出脉冲的宽度为t_d。

v) 对于所有位，上述的脉冲定时都是一样的。

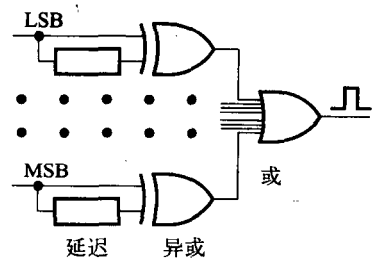


图3-37 当电路的任何一根输入线的状态改变时，电路就产生一个宽度为t_d的输出脉冲

2) 一个简单的8位R-2R D/A转换器电路（如图3-6），其绝对精度为0.25LSB。位开关花费时间最少为20ns，最多为30ns（从输入位边缘到输出改变开始）。输出端的运算放大器有10ns的上升时间，并且在40ns内达到它的最终值的0.25%。

3) 如图3-22和图3-23所示的采样/保持放大器。从保持到采样的采集时间（从保持到采样的边缘，到输出等于输入的时间，精度0.25%）为80ns。从采样到保持的开关时间（控制延迟加上1/2孔径时间）为20ns，模拟延迟为20ns。忽略电荷转移和稳定时间。输出下降为100mV/s。

4) 其他一些基本的简单电路元件。

完成下列练习：

a) 画一个电路设计的框图，标明所有电路元件以及输入和输出之间的相互连接。

b) 给下面的系统信号画一个时序图（显示模拟信号的上升时间，假设数字信号转换小于1ns）：

图3-37电路的输入和输出，R-2R A/D转换器的输入和输出，S/H的逻辑输入，S/H的模拟输入和输出，所使用的任何其他电路元件的输入和输出（如果上面的两个或多个完全相同的话，则只需要画一次）。

c) 简要描述电路的运行（包括它如何处理所有可能的位变化和元件定时中可能的变化）。

3.8 设计一个基于微机的数据采集系统，用以完成下面的任务：

1) 微机询问用户采样的数目，采样的时间间隔和输出的数据文件名。

2) 微机初始化并触发一个专用外部电路（该电路由你自己设计）。

3) 外电路取指定数目的样本并将它们储存在高速的随机存取存储器里。

4) 微机读取随机存取存储器并把数据写入磁盘上的输出文件。

注意 计算机不是用于采集单个样本的，只是提供一个用户界面，用来初始化并触发外电路和存储数据。目的是让你自己来设计用于数字示波器的高速数据采集电路。

提供下列构件：

1) 一个带磁盘驱动器和输入/输出端口的微机，该I/O端口有16根输入线和16根输出线。

2) 装在接口电路板上的一片9513定时芯片。

3) 一个有2条输入线和20条输出线的加法器电路。在一条输入线上的脉冲使加法器被设置为0，而在另一条输入线上的脉冲使得数字增加1。数字总是在20条输出线上出现。

4) 一个索尼CX20220A-1 型分段快速10位A/D转换器，其转换时间为50ns（见表3-2）。转换是由一个输入脉冲启动的，并且转换完成后会产生一个输出脉冲。

5) 一个有20条地址线（输入）和16条数据线（输入和输出）的存储器电路。一条专用的输入线（输入/输出控制）用来测定存储器芯片的地址是否正在被写入或被读取。

注意 *上述第1和第2项构件是在微机机箱中，第3～5项构件用于外部电路中。*

完成下列练习：

a) 画一个微机、外部电路和两者之间连线的框图。标明每个关键的构件、控制线和数据线。

b) 逐个描述程序和外部电路如何工作（不需写详细的C代码，只需写一张流程图）。

c) 系统的总体特性是什么？（最大和最小采样速率，最大采样数，精度等等。）

3.9 要求对一个设备的输出进行采样，输出幅度的精度为0.5%，输出的频率为0～10 000 Hz。采样频率为 40 000 Hz。

a) 确定一个抗混叠巴特沃思滤波器的拐角频率f_c和极点数目n，该滤波器用于使信号的所有被混叠的部分衰减100倍。用最小数目的极点。巴特沃思滤波器的频率响应给出如下：

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2n}}}$$

b) 在a)中，采样频率是最高频率的4倍。如果采样频率减至30kHz，则滤波器大约需要多少个极点？

3.10 设计一个基于微机的系统，用于音乐高保真采样和数字储存。

设计要求如下：

- 信号频率范围在10～ 20 000Hz之间。
- 只考虑那些用麦克风检测到的音乐，例如古典音乐或歌剧。
- 麦克风输出的最大信号为峰－峰值10mV。
- 扩音器和放大器产生0Hz～100kHz的白噪声(各种频率波段的常量噪声功率)。
- 所使用的A/D转换器的输入范围在−5V～+5V之间。
- 数字分辨率必须小于A/D全量程的0.002% (2×10^{-5})。
- 设计一个用于储存大量数字数据的设备。(在唱片业中,用来储存数字式录音的是磁带。)
- 采样之间的时间间隔必须恒定为$1/10^6$。
- 由于速度太慢，不够精确，或者成本太高的原因，你已经决定不使用市场上可买到的数据采集电路，并且决定自己设计一个电路，使用与实验练习中类似的输入/输出端口和计数器/定时器电路。

a) 画一个设计框图，从其中一个麦克风开始，画出所有必要的构件和相互之间的连接。

b) 根据奈奎斯特定理，要使得信号随后能够得到恢复,采样频率最小值应该为多少?

c) 从实用角度看,一个良好的系统采样频率的设计值应该为多少?阐述你的理由。

d) 用比特的位数和转换时间来描述A/D转换器的要求。

e) 哪个类型的A/D转换器最适当？为什么？（须考虑积分式，跟踪式，逐次逼近式和快速式）。

f) 按上面c) 给出的采样频率，储存一小时的数据需要多大容量（以MB为单位）？

g) 在最大频率为20 000Hz的情况下，采样/保持放大器最大的孔径时间颤动是多少，才能保证1/2 LSB的精确度？（$1ns = 10^{-9}s$。）

选出一个答案：

121 ns　12.1ns　1.21ns　0.121ns　0.0121ns

3.11 比较下面四种A/D转换器：

- 积分式（或者双积分型，即DS），
- 逐次逼近式（SA），
- 快速式（FL），
- 跟踪式（TR），

写出最佳的搭配（N = 输出的位数）：

	DS	SA	FL	TR
需要2^N时钟周期				
需要N时钟周期				
需要1时钟周期				
精度和微分线性好				
低成本（每2^N步长）				
高速				
慢速				

3.12 设计一个基于微机的双轨（立体声）音乐记录系统，采样频率为50kHz。两个轨道同时采样，但是数字数据要由计算机串行读取，因为只有一个并行的输入端口。以下构件可供使用：

- 一台能在2μs时间内把16位的数据输出到其并行输出端口或从并行输入端口取回数据的微型计算机。
- 一个16位并行输入端口。一条BISTROBE线，可以由外部电路置位，并且作为新数据准备就绪、可以读取的信号，借给程序读取检测。外部 $\overline{BIHOLD}$ 线上的电平由低到高的转变，将数据锁存到16个内部寄存器。（与实验练习3和9中的端口类似。）
- 一个16位的并行输出端口，设置成透明工作模式。
- 一个可以用微机配置的定时器，对外部线路产生统一时间间隔的脉冲。可以通过计算机程序来设定脉冲的高低、宽度和间隔时间。
- 两个零孔径延迟的采样/保持放大器，其采集时间为0.1μs。高电平保持，低电平采样。
- 两个16位逐次逼近式A/D转换器，转换速度为15μs。某根输入线上的电平由低到高跳变时转换开始，某根输出线上的电平由低到高跳变时转换结束。
- 两个带有三态输出缓冲器的16位寄存器。选通线上的电平由低到高跳变的上升沿，将外部数据锁存到内部寄存器。当另一根选通线为高电平时，16位输出与16位输入一致。当选通线处于低电平时，16位输出处于高阻抗。

• 单稳态触发器和延迟。
• 你所需要的其他任何构件，但尽量简单些。

完成下面的练习:

a) 画出录音系统的原理框图，标出所有的基本构件和信号线。
b) 用流程图或步骤描绘系统的运行过程。包括硬件和软件过程。
c) 画出一个完整的采样周期的时序图。

3.13 设计一个基于微机的数据采集系统，要求如下：

1) 用户可以向微机输入采样数（1～65 000），采样的间隔时间（0.1μs～6ms）以及输出数据的文件名。
2) 与微机接口的专用外部电路（由你自行设计）。
3) 外部电路取得采样的数目，并把它存储到高速随机存取存储器电路中。
4) 微机读取随机存取存储器中的内容，并把数据写到硬盘上的输出文件中。

提供一台带有下列构件的计算机：

1) 硬盘驱动器。
2) 具有16根输入线和16根输出线的输入输出端口。读写数据所需时间为1μs。
3) 一个专用的数字计数器/定时器接口电路，带有两个16位计数器（A和B），可设置任何数，然后倒计数到0。

• 接线后的计数器A，以10MHz的频率倒计数。当计数器A到达0时，它自动回复到初始数值，并生成一个外部脉冲，这个脉冲被发送到计数器B。计数器A继续倒计数。
• 计数器B每次接收到计数器A的脉冲就自动减1。计数器B中的所有16位在外部线路上都有效，仅当计数器A发出的脉冲处于上升沿（leading edge）时，计数器B中的数值才保证有效。

还可用以下的构件构建外部电路：

1) 一个10位快速A/D转换器，转换时间为50ns。由“开始转换”输入脉冲启动转换，只有在“转换完成”脉冲的上升沿，才保证数字输出是有效的。
2) 一个存储器电路具有16根地址线、16根输入数据线、16根输出数据线和两根逻辑线（一根“写线”和一根“读”线）。写脉冲的上升沿，将16根输入数据线中的数据锁存到由地址线指定的存储单元上。读脉冲将数据从特定的地址中读出，10ns后出现在输出端，并且在读脉冲期间一直有效。
3) 一个16位D型触发器，所有的比特位都在一个共同的时钟脉冲沿的作用下被锁存。
4) 你可能还需要其他任何元件，但尽量简单些。

完成下面的练习：

a) 画出原理框图，包括微机、计数器/定时器、外部电路、以及它们之间的连线。标出所有的主要构件、控制线和数据线。
b) 描述程序和外部电路的运行步骤。（无需写出具体的C代码，只需画一个流程图。）
c) 为所有的控制线和数据线画出时序图（逻辑电平相对时间）。

3.14 在下列六种类型的A/D转换器中每一种的后面，写出能描述其应用特征的字母。

1) 逐次逼近式_____
2) 跟踪式_____
3) 双积分式_____

4) 快速式_____

5) 半快速式_____

6) 西格马－德尔塔（Σ－Δ）式_____

a) 对N位的分辨率，转换需要2^N个步长。

b) 对N位分辨率，转换需要N个步长。

c) 无论输入电压怎么变化，转换在两个步长内完成。

d) 无论输入电压怎么变化，转换在一个步长内完成。

e) 需要一个采样/保持器，以确保转换的快速准确。

f) 当前技术限制$N=12$位。

g) 转换精度的不依赖于电阻的精度。

h) 使用一个内部D/A转换器。

i) 使用一个或多个内部比较器。

j) 通过计数脉冲来控制输出。

3.15 测量频率60Hz、电压120V的电源线的频率，测量周期为1s，要求精确到0.001Hz。假定频段为59～61Hz，可以使用以下构件：

- 一台微机，带有9513定时/计数器（和实验练习2中所用的一样）和一个8位的并行输入/输出端口（和实验练习3中所用的一样）。
- 一个模拟比较器电路。
- 如果需要，则可添加其他任何元件，但尽量简单些。

完成下面的练习：

a) 画出测量系统的原理框图，标出所有的主要构件和信号线。

b) 用流程图或步骤描述系统的运行（包括硬件和软件）。

c) 画出重要信号的时序图。

3.16 一些A/D转换器，在T_{ave}时间内，将输入的波形平均化。比如双积分式A/D转换器，和连接到逐次逼近式转换器并具有有限开关时间的S/H放大器（采样/保持放大器）。这里引入了一个与$V_{ave}-V(t)$等值的误差，其中V_{ave}是$V(t)$从$t-T_{ave}/2$到$t+T_{ave}/2$的平均值，$V(t)$是位于平均间隔中间的瞬时值。

a) 推导可以转换的最高频率（转换误差必须小于1/2LSB）的方程式，要求推导结果是位数N和T_{ave}的函数。假定波形由具有峰到峰振幅的一个单谐波构成，该波形覆盖了A/D转换器的整个输入范围。

提示　参考3.4.5小节中的推导。

b) 对于一个连接到8位逐次逼近式A/D转换器的S/H放大器（孔径颤动$T_{samp}=15$ns，开关平均时间$T_{ave}=50$ns），由T_{samp}计算f_{max}和由T_{ave}计算f_{max}。

3.17 列举测量采样/保持放大器的模拟延迟和间隙延迟的步骤（见3.4节的定义）。可以在测量过程中用人和示波器。

提示　用斜坡波形确定测量电压的时间。

3.18 要求设计一个读取峰值的A/D转换器系统，该系统是一个大的数字通信系统的一部分。为了克服带宽限制，用离散的脉冲高度来对数字信息进行编码（图3-38）。系统必须符合下列要求：1) 保持最大输入电平，2) 确定波峰何时通过，3) 对峰值进行采样和保持，

4) 储存数值，5) 重置峰值检波器。为了简化问题，假定波峰不会重叠。

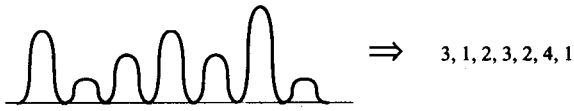


图3-38 具有离散幅值的一系列脉冲，用于编码数字信息

- 使用一个运算放大器、一个二极管和一个电容可以制作一个简单的峰值检测器，如图3-39所示。
- 系统必须对模/数转换生成握手信号，并为保持电容提供复位开关。
- 使用具有一个外部的1000pF保持电容的Precision Monolithics 公司的PKD-01型单块集成电路的峰值检测器。
- 在美国加州大学伯克利分校计算机科学系145M实验室（“微型计算机接口实验”实验室）里，将A/D转换器制作成具有可插入IBM PC的模拟输入端口。输入电压的范围是－10～＋10V，输出为12位。电路具备“准备好接收数据”的数字输出（高电平为忙，低电平为准备好）和“数据有效”的数字输入（转换从电平由低到高的上跳沿开始）。
- 模拟输入输出端口的采样时间是50μs（包括握手时间）。

a) 画出系统的原理框图。清楚地标明你认为对设计有用的比较器、电阻器和电容等任何元器件。

b) 描述系统所用的握手过程。画出所有重要的信号线和控制线的时序图。

c) 根据模拟输入/输出接口板和PKD－01的转换时间，估计允许的最大脉冲速率。

d) 对于5V输入信号，估计电容下降导致的误差。结果用电压与LSB这两种单位表示。

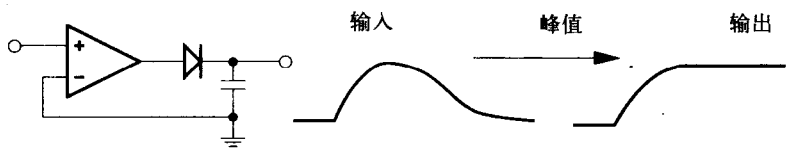


图3-39 检测脉冲峰值和保持脉冲峰值的电路。复位保持电容需要附加的电路元件

3.19 用一个D/A转换器、一个比较器以及软件控制，实现一个8位逐次逼近式A/D转换器。注意，只能用以下的元器件：

1) 一台微机，具备并行输入/输出端口（8位输入，8位输出）。

2) 一个D/A转换器芯片（8位）（不是模/数转换）。

3) 一个比较器芯片。注意：一个比较器有两个模拟输入V_+和V_-，以及一个逻辑输出L。如果$V_+ > V_-$，L为高，如果$V_+ < V_-$，L为低。

如何利用这些元器件来实现模拟输入信号的逐次逼近式A/D转换。

a) 画出所有元器件和重要连接的框图，并标识它们。

b) 用流程图或C语言描述控制程序。

c) 如果进行8位的输入或输出需要5μs，要转换一个直流信号，你的算法需要多长时间？

3.20 设计一个基于微机的系统，使用两个D/A转换器生成两种不同的模拟波形。

假定：

- 微机只有一个16位的数字输出端口。
- 两个D/A转换器有12位，要保证所有的位精确。

- 两个D/A转换器只包括电阻器、位开关和一个输出放大器。
- 不必担心D/A输出的低频干扰（可以在下面的两个练习中考虑这个干扰）。
- 根据设计需要，可以使用若干个8位的边缘触发器或者透明锁存器。

完成下面的练习：

a) 画出系统的原理框图，标明所有的主要元器件、连接和信号线。（用一个方框表示每个数/模转换器）。

b) 依照适当的时间顺序，列出系统的程序和硬件把两个不同数字（n_1和n_2），快速转换成不同电压，并在D/A转换器输出的步骤。

c) 画出b) 中涉及的信号的时序图。

3.21 在运行了习题3.20中所设计的系统后，发现因为D/A转换器的位开关不能同时改变状态，引起输出有时产生低频干扰。设计一个附加的改进，用于去除你设计的系统的两个模拟输出端的低频干扰。

提示　采样/保持放大器在这里可能很有用。

完成下面的练习：

a) 画出对习题3.20的修改，标明所有的主要元器件、连接和信号线。

b) 依照适当的时间顺序，列出系统的程序和硬件把两个不同数字（n_1和n_2），快速转换成无低频干扰模拟电压的步骤。

c) 画出b) 中涉及信号的时序图。

3.22 设计一个基于微机的系统，用以把两个数组val_right[] 和val_left[] 转换成对应的模拟波形。假定：

- 该微机只有一个16位的数字输出端口。
- 使用一个12位的D/A转换器，要保证所有的12位精确。
- D/A转换器只包括电阻器、位开关和一个输出放大器。
- 微机有一个1MHz的时钟，并且它可以在reset_clock()命令的控制下归零，微机还对val_time = time()命令提供微秒值（32位整数）。
- 两个模拟波形都是无低频干扰的。
- 两个模拟输出都会尽量保持同步（误差小于1μs），同步频率尽量接近40MHz。

完成下面的练习：

a) 画出系统的原理框图，标明所有的主要元器件、连接和信号线。

b) 依照适当的时间顺序，列出系统的程序和硬件把数组 val_right[] 和val_left[]快速转换成模拟波形的步骤。尽可能同步输出相应的模拟值。

c) 画出b) 中涉及信号的一个周期时序图。

d) 如果要用这个系统来储存和播放两个小时的立体音乐，可能会遇到什么困难呢？

3.9 参考阅读资料

Walter Alvarez, *T. Rex and the Crater of Doom*, Vintage Books, New York, 1998.

James C. Candy and Gabor C. Temes, ed., *Oversampling Delta-Sigma Data Converters*, IEEE Press, Piscataway, NJ, 1992.

Daniel H. Sheingold, ed., *Analog-Digital Conversion Handbook*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

实验练习7

A/D和D/A转换简介

实验目的

使用一块模拟I/O板测量A/D和D/A转换器的特性。

实验设备

- 安装有Windows NT操作系统和Microsoft Visual C++编译器的IBM兼容奔腾微机
- 数据转换 DT3010 PCI板（在微机中）
- 示波器
- 数字万用表
- ±12V电源
- 两个10μF、25V的电解电容器（接在电路板上的电源和地接线柱之间）
- 万用电路板
- 一个10kΩ、10圈螺线的电位计（螺旋状的电位计）
- 两个1MΩ电阻
- 一个0.1μF的电容
- 一个 LF356运算放大器

参考阅读资料

第3章、附录E。

实验过程

1. 程序

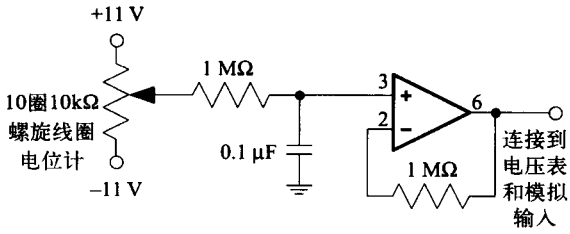
1) 首先必须在定义所有变量后，用InitAll()初始化数据转换I/O板。
2) 用olDaGetSingleValue(hAd, &val, channel, gain) 从I/O板上读取模拟值。
3) 用olDaPutSingleValue(hDa, val, channel, gain) 往I/O板上写进模拟值。
4) 模拟通道为：
   - 模拟输入通道0读取I/O板的引脚1和2
   - 模拟输入通道1读取板的引脚3和4
   - 模拟输出通道0写入板的引脚41和42
   - 模拟输出通道1写入板的引脚43和44

ADC和DAC的C程序列在附录E中。ADC重复地把外部模拟电压转化成数字，并在屏幕上

显示平均值。DAC将从键盘上输入的数字转换成外部电压。

2. 搭建电路

搭建一个实验图7-1所示的分压器，用一个10圈的10kΩ螺旋线圈电位计连接在−11V、+11V和运算放大器缓冲器之间。1MΩ电阻器和0.1μF电容器用作低通滤波器，用来降低交流噪声。



实验图7-1 A/D转换器的电压源

连接运算放大器的输出端到数字万用表和数据采集电路的正输入端（通道0+）。连接负输入端（通道0−）以及IBM数据采集与控制适配器的所有数字地和模拟地（扁平带状电缆线的第4，5，13，15和60引线）到外部电源的地。

3. A/D转换

数据转换I/O板所使用12位的A/D转换器，连接±10V的输入范围。一个−10V的输入A/D转换器产生一个数值为0的数字输出。0V的输入得出一个大约为2 047的数字输出。一个+10V的输入产生一个大约4 095的数字输出。输出每增加1对应输入增加大约5mV。

使用一个计算机程序控制从模拟到数字的转换，并将结果在终端屏幕显示出来。这个程序由键入“ADC”然后按回车键来启动。程序取得若干采样样本，将这些样本显示在屏幕上，并显示平均值。

3.1 端点电压。调节10kΩ的调谐电位器并运行“ADC”，以便找到能使得A/D输出平均值为0.5的精确的输入电压。在此电压下，A/D输出应该均匀地波动于在0和1之间（波动是由噪声引起的）。这一点的电压被称为$V_{0,1}$转换电压。记录下万用表值。然后查找和记录使A/D平均值为4 094.5的精确电压，即最高的转换电压$V_{4094,4095}$。转换电压$V_{0,1}$和$V_{4094,4095}$覆盖了A/D的满量程输入范围，因此被称为端点电压。

3.2 中点转换电压。观察并记录$V_{2047,\ 2048}$转换电压。用平均值2 047.5表示这一点的转换电压。重复做$V_{2048,\ 2049}$转换电压。这些值接近0V，在这里万用表的精度大约为0.2mV。在满量程范围内，重复做几对邻近的转换电压，如那些在实验表7-1所示的值。

实验表7-1 建议测量的邻近A/D转换电压

$V_{n,n+1}$	$V_{n+1,n+2}$
$V_{0,1}$	$V_{1,2}$
$V_{999,1000}$	$V_{1000,1001}$
$V_{1699,1700}$	$V_{1700,1701}$
$V_{2049,2050}$	$V_{2050,2051}$
$V_{2399,2400}$	$V_{2400,2401}$
$V_{2999,3000}$	$V_{3000,3001}$
$V_{3999,4000}$	$V_{4000,4001}$
$V_{4093,4094}$	$V_{4094,4095}$

4. D/A转换

数据转换I/O板使用12位的D/A转换器，连接好并用于±10V的转换。类似于A/D转换器，

0, 2 047和4 095的数字输入，能转换得出大约−10V、0V、和+10V的对应的模拟输出值。

使用一个计算机程序从键盘上读取（十进制）数字输入值，转换结果为模拟输出值。键入“DAC”，并按回车键，启动数/模转换程序。

4.1 端点电压。记录对应输入值为0和4 095的输出电压。

4.2 输出电压。记录在满量程值范围内的几对邻近输出数据，例如那些在实验表7-2所列的值。

实验表7-2 建议的邻近D/A输入值

n	n+1
0	1
999	1 000
1 699	1 700
2 047	2 048
2 049	2 050
2 399	2 400
2 999	3 000
4 000	4 001

实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单框图。

2. 数据摘要

- **A/D转换电压** 使用来自实验过程2的数据，将转换电压$V_{n,n+1}$对应n制成表格。
- **A/D微分线性** 使用来自实验过程2.3的数据，把邻近转换电压间$V_{n-1,n} - V_{n,n+1}$的差值制成表格。转换电压间差值的平均值是微分线性的一种测量方法。
- **D/A 响应** 使用来自实验过程3的数据，将输出电压$V(n)$对应D/A输入数字n制成表格。
- **D/A 微分线性** 使用来自实验过程3.2的数据，把邻近的输出电压间$V_{n-1,n} - V_{n,n+1}$的差值制成表格。输出步长的均值是微分线性的一种测量方法。

3. 分析

- **A/D测量图** 绘制转换电压所对应的A/D转换器的数字输出值的图，并通过目视，画出贯穿数据的最适合的线。
- **A/D测量表和线性模型** 将所测得的转换电压$V_{n,n+1}$、相应的A/D线性模型值、和它们之间的差值制成表格。

线性模型为：

$$V^{\text{lin}}(n,n+1) = V_{0,1} + n\Delta V, \text{这里，} \Delta V = (V_{254,255} - V_{0,1})/254。$$

注意，这条线通过两个端点，因为$V^{\text{lin}}(0,1) = V_{0,1}$和$V^{\text{lin}}(254,255) = V_{254,255}$。

- **D/A测量图** 绘制输出电压对应的D/A转换器的数字输入值的图，并通过目视，画出贯穿

数据的最适合的线。

- **D/A测量表和线性模型** 将所测得的值V_n、相应的D/A线性模型值、和它们之间差值制成表格。

线性模型输出电压$V^{\text{lin}}(n)$为：

$$V^{\text{lin}}(n) = V_{\text{min}} + n\left(\frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{255}\right)$$

这里，$V_{\text{min}} = V_0$ 和 $V_{\text{max}} = V_{255}$为测出的端点电压。

4. 讨论和结论

- 讨论测量值并与数据表比较。
- 讨论如何将这些技术运用到音乐的数字化录音和重放。

5. 问题

- A/D和D/A转换器的响应的线性程度如何？
- A/D和D/A转换器的微分线性是否在规范内？
- 斜率和零截距是否如你所预计的那样？
- 对于A/D和D/A转换器，你所测得的数据和线性模型值的最大偏差是多少？

6. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习8

D/A转换和波形产生

实验目的

将一台微机与一个D/A转换器相连接； 写一个C程序，用于产生静态电压波形和随时间变化的波形；确定输出和线性模型之间的差值。

实验设备

- 安装有Windows NT操作系统和Microsoft Visual C++ 编译器的IBM兼容的奔腾微机
- 数据转换 DT3010 PCI即插电路板
- 打印机（与其他实验室共享）
- ±12V电源
- +10V电源
- 示波器
- 数字万用表
- 3个10μF、25V的电解电容器（接在电路板上的电源和地接线柱之间）
- 5个0.1μF CK-05电容器（接在所有集成电路芯片的电源和地之间）
- 为连接二进制I/O接口到学生电路板的并行端口接线板
- 万用电路板
- 1个DAC0802 D/A转换器集成电路芯片
- 1个LF356运算放大器
- 1个0.01μF电容
- 4个5.1kΩ电阻

实验背景

理想的D/A响应为：

$$V(n) = V_{\text{ref}}^{-} + n\left(\frac{V_{\text{ref}}^{+} - V_{\text{ref}}^{-}}{2^N}\right) = V_{\text{ref}}^{-} + n\Delta V$$

在本次实验练习中，$V_{\text{ref}}^{-} = -10\text{V}(3.0\text{k}/5.1\text{k}) = -5.9\text{V}$，

$$V_{\text{ref}}^{+} = +10\text{V}(3.0\text{k}/5.1\text{k}) = +5.9\text{V}, 2^N = 256。$$

对于输入数n，D/A转换器的输出为电压V_n。在本次实验练习中，V_0大约为−5.9V, V_{128}大约为0V, V_{255}大约为+5.9V。

线性D/A响应为：

$$V^{\text{lin}}(n) = V_{\text{min}} + n\left(\frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{255}\right) = V_{\text{min}} + n\Delta V$$

这是一条穿过最小值$V_{min} = V_0$和最大值$V_{max} = V_{255}$的直线。

参考阅读资料

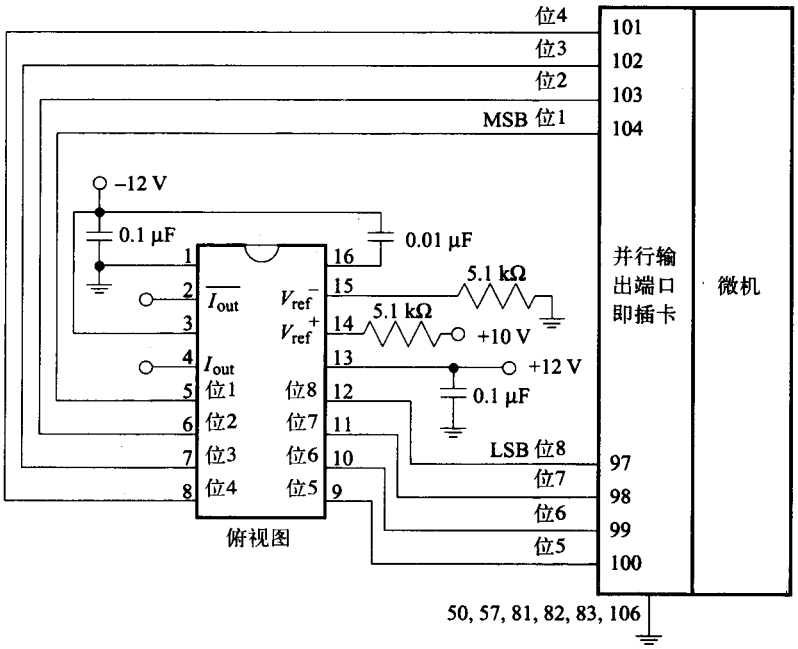
3.2节数/模转换器电路、DAC0802 D/A转换器数据表、附录E数据转换DT3010型PCI插卡。

实验过程

1. 搭建电路

连接DAC0802转换器到接头排的二进制输出位0～7（参照实验练习3的引脚分配），接头排已连接了数据转换I/O板。连接DAC0802的两个互补的电流输出到运算放大器，运算放大器将差动电流转换成输出电压。参考实验图8-1和实验图8-2的DAC0802和LF356的引脚。

- 连接+12V电源到DAC0802的引脚13和LF356的引脚7。
- 连接-12V电源到DAC0802的引脚3和LF356的引脚4。
- 连接+10V电源到DAC0802的引脚14（参考）。
- 连接DT3010的引脚4（模拟地），13（模拟地），15（数字地）和57（数字地）到电源地。
- 连接DAC0802的引脚5（位1MSB）到DT3010的引脚104（二进制输出位7）。

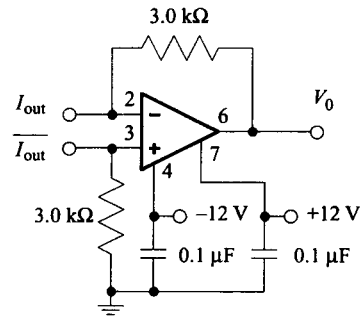


实验图8-1 DAC0802 D/A转换器的电路图和输出端口接线

- 连接DAC0802的引脚6（位2）到DT3010的引脚103（二进制输出位6）。
- 连接DAC0802的引脚7（位3）到DT3010的引脚102（二进制输出位5）。
- 连接DAC0802的引脚8（位4）到DT3010的引脚101（二进制输出位4）。
- 连接DAC0802的引脚9（位5）到DT3010的引脚100（二进制输出位3）。
- 连接DAC0802的引脚10（位6）到DT3010的引脚99（二进制输出位2）。

- 连接DAC0802的引脚11（位7）到DT3010的引脚98（二进制输出位1）。
- 连接DAC0802的引脚12（位8）到DT3010的引脚97（二进制输出位0）。

使用数字万用表，调节3个电源的输出为+12V、−12V和+10V。连接IBM数据采集与控制适配器的数字地（DT3010引脚15和57）到外部电源地。



实验图8-2 LF356运算放大器的电路图和引脚。当输入为0时，输出V_0大约为0～6V；当输入为255时，输出V_0大约+6V

2. 端点电压

写一个简单的程序，让用户选择0～255之间的一个数，并将此数写进D/A，然后循环返回要求输入另一个数。查阅实验练习3中不用握手就能输出二进制数的程序代码。

写0到D/A转换器并记录最小的模拟输出电压V_{min}（应该接近−6V）。

写255到D/A转换器并记录最大模拟输出电压V_{max}（应该接近+6V）。

3. 电源干扰抑制比

将+12V的电源减少到+11.6V(减少3%)。为0和255的D/A输入记录输出电压。恢复电压到+12V。

4. 低频干扰和稳定时间

写一个C程序，交替输出0×7F（十进制数127）和0×80（十进制数128）到D/A转换器。观察示波器的输出并画出波形图。观察电压台阶（步长），记录幅度（用mV）和宽度（用μs）。观察台阶（步长）边缘并记录稳定时间（从步长的开始到输出达到一个稳定值的时间）。记录振幅、宽度和低频干扰的形状（当二个或更多的D/A开关在略微不同的时刻变化时，所产生的短暂的输出尖峰脉冲）。

5. 静态响应

写一个C程序，完成如下功能：

1) 要求用户输入一个0到255之间的数n。

2) 将用户输入的数输出到并行输出端口。

3) 要求用户输入由数字万用表测得的电压V_n，其精确达到0.001V，然后以浮点类型读取并储存该数。

运行程序，输入大约10对复盖全量程的相邻数。

例如：

0	1	3	4
9	10	19	20
29	30	49	50
99	100	149	150
199	200	254	255

6. 波形产生

斜坡波形 修改程序，尽可能快地输出数：

0，1，2,…,255,0,1,…,255,0,1,…

到D/A转换器。用示波器观察D/A转换器的输出值，测定波峰间的时间。放大示波器的水平轴（时间）和垂直轴（幅值）的刻度，使得可以清楚地看到斜坡的每个台阶（步长）。描述波形并记录台阶（步长）高度（用mV），台阶（步长）宽度（用μs）。

其他波形 设计其他波形（正弦，衰减正弦，衰减指数等等），写一个程序迅速将它传送到D/A转换器。（记得必须输出0～255之间的整数。）假如你的波形是非周期性的，必须在将它传送到D/A前计算每个新值。如果你的波形是周期性的，可以预先计算值并将它们用数组存放。然后，这些值就可以更快速地被传送到D/A转换器，如此无止境地循环。记录D/A输出台阶（步长）的时间间隔。

实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单框图，标注出电路板上的元器件，并且要标注出连接到并行输出端口的线路。

2. 数据摘要和分析

比较测量值和线性模型 用如下的标题将你的测量结果总结在表格中：

- n
- D/A输出电压测量值V_n
- 线性模型$V^{\text{lin}}(n)$
- 差值$V_n - V^{\text{lin}}(n)$，单位mV
- 差值$[V_n - V^{\text{lin}}(n)]/\Delta V$，单位LSB

均方差。计算测量数据和在本实验练习的实验背景一节中给出的线性响应之间的均方差：

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}[V^{\text{lin}}(n_i) - V_{ni}]^2}$$

这里只是对所有M个$V(n_i)$测定值求和。

注意 在求和时，省略两个端点的数据，因为它们用于定义线性响应和提供零点。

微分线性 对于若干个n值所测量的数据制成$V_n - V_{n-1}$的表格。用单位LSB估计微分非线性。

电源抑制比 对n = 0和255，用ΔV_n / ΔV_s计算电源抑制比，此时ΔV_n是电源变化量为ΔV_s时的D/A输出V_n的变化量。

低频干扰 描述画出在实验过程4中观察到的低频干扰的草图。标出电压和时间轴，和估计电压和低频干扰的持续时间。并估计稳定时间。

波形生成 由观察到的斜坡波形，计算程序能传送数据到D/A转换器的频率。

3. 讨论和结论

- 讨论当使用电池供电的设备时，有效的电源抑制对D/A转换器的重要性。
- 讨论实验过程4中D/A转换器工作时所观察到的低频干扰的原因。
- 讨论在实验过程5中测量到的相对精度和微分线性。
- 描述对D/A转换器测量，所得到的相对精度、微分线性、低频干扰幅度、稳定时间和电源灵敏度，与数据表中规格的差别。注意不是所有有用的属性值都能在数据表中找到。

4. 问题

- 基准电压的误差将怎样影响D/A的绝对精度和相对精度？
- 在所观测到的D/A输出和线性模型之间的最大偏差是多少毫伏？
- 怎样使用一个采样/保持放大器来消除低频干扰？
- 你使用的微机的时钟频率是多少？D/A转换器的转换时间是多少？将数字量转换成模拟量的速度有多快？下面哪些因素导致计算差异：程序、I/O软件、输出端口、或者是D/A转换器？
- 在实验过程6中，要生成一个任意波形的方法的局限是什么（考虑电压精度、最大频率、系统干扰、尖峰干扰、幅度）？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序代码，数据和输出结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习9

A/D转换与周期采样

实验目的

将一台微机与一个外部A/D转换器相连接；熟悉握手信号和转换数据之间的时序关系；研究A/D转换器的特性；对一个正弦波采样。

实验设备

- 安装有Windows NT操作系统和Microsoft Visual C++ 编译器的IBM兼容奔腾微机
- 数据转换 DT3010 PCI即插电路板
- 打印机（与其他实验室共享）
- 示波器
- 2个+5V的电源（一个为电路提供电源，另一个作为参考电压）
- 并行端口接头排
- 具有接地层，并连接了地、+5V和±12V的万用电路板
- 数字万用表
- 3个10μF、25V的电解电容器（接在电路板上的电源和地接线柱之间）
- 10个0.1μF CK05的旁路电容器（接在所有集成电路芯片的电源和地之间）
- 1个ADC0820 A/D转换器集成电路芯片
- 1个1kΩ分压器（调节模拟输入电压）
- 1个10μF电解电容器（抑制模拟输入电压中的噪声）

实验背景

定义A/D转换器的转换电压$V_{n,n+1}$为：输出在n和$n+1$之间变化时的输入电压。

理想A/D转换器的转换电压为：

$$V(n,n+1) = V_{\text{ref}}^{-} + (n+\frac{1}{2})\left(\frac{V_{\text{ref}}^{+} - V_{\text{ref}}^{-}}{2^N - 1}\right)$$

在本实验练习中，用$V_{\text{ref}}^{-} = 0\text{V}$, $V_{\text{ref}}^{+} = 5.0\text{V}$和$2^N = 256$。

$$V^{\text{lin}}(n,n+1) = V_{0,1} + n(\frac{V_{2^N-2,2^N-1} - V_{0,1}}{2^N - 2}) = V_{0,1} + n\Delta V$$

这是一条穿过第1个转换电压$V_{0,1}$和最高转换电压$V_{2^N-2,2^N-1}$的直线。

参考阅读资料

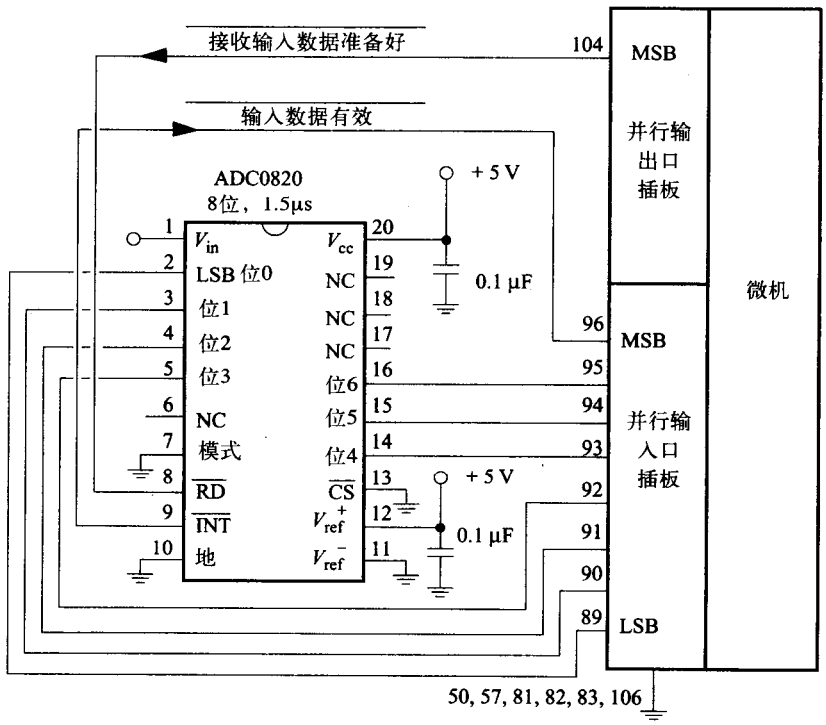
1.5.2节、1.6节、2.7节、3.3节、ACD0820数据表、附录E。

实验过程

1. 搭建电路

ADC0820 A/D转换器采用分段快速方法，输出8位，转换时间1.5μs。电路连接如实验图9-1，电路输入值在0～5V之间，RD模式，RD为低电平时启动转换，$\overline{INT}$ 为低电平时表明转换完成并且转换结果在输出锁存器上。$\overline{RD}$ 为低电平时也使三态输出有效，这时结果可以被并行输入端口读取。

- 将DT3010的引脚4（模拟地）、13（模拟地）、15（数字地）和57（数字地）都连到电源地。
- 将ADC0820的引脚7（模式）连到地，设置RD模式。



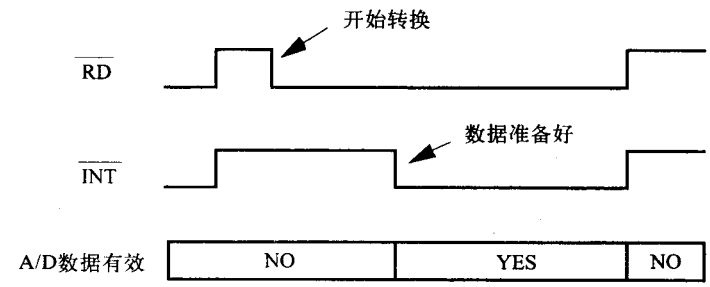
实验图9-1 ADC0820 A/D转换器和外部连接。引脚1连接到波形发生器的输出端

- 连接ADC0820的引脚8（$\overline{RD}$）到DT3010板数字输出端口104引脚 (MSB)。这将用作“接收输入数据准备好”的握手线。
- 连接ADC0820的引脚9（$\overline{INT}$）到DT3010板数字输入端口。这将用作“输入数据有效”握手线。
- 连接ADC0820的引脚10（地），11 (V_{ref}^-)和13($\overline{CS}$)到电源地。
- 连接ADC0820的引脚12 (V_{ref}^+) 到一个+5V的电源。
- 连接ADC0820的引脚20 (V_{cc}) 到另一个+5V的电源。
- 连接所有DT3010地到电源地。
- 连接ADC0820的引脚2 (位0LSB) 到DT3010的引脚89（二进制输入位0）。

- 连接ADC0820的引脚 3（位1）到DT3010的引脚90（二进制输入位1）。
- 连接ADC0820的引脚 4（位2）到DT3010的引脚91（二进制输入位2）。
- 连接ADC0820的引脚 5（位3）到DT3010的引脚92（二进制输入位3）。
- 连接ADC0820的引脚14（位4）到DT3010的引脚93（二进制输入位4）。
- 连接ADC0820的引脚15（位5）到DT3010的引脚94（二进制输入位5）。
- 连接ADC0820的引脚16（位6）到DT3010的引脚95（二进制输入位6）。
- ADC引脚17（位7MSB）未用。

2. ADC0820电路与程序的操作

下面的步骤描述了ADC0820电路与数据采集程序（编写该程序是本实验练习的一部分）的操作。实验图9-2是时序图。



实验图9-2 ADC0820数据采集电路的时序图。转换开始于程序使得 $\overline{RD}$ 变成低电平时，结束于ADC0820使得 $\overline{INT}$ 变成低电平时。读取完数据后，程序使 $\overline{RD}$ 变成高电平并且ADC0820使得 $\overline{INT}$ 变成高电平

1) 程序初始化DT3010板。

2) 程序写一个1到数字输出端口的MSB，使 $\overline{RD}$ 变为高。(这使得ADC0820复位，其使 $\overline{INT}$ 变为高电平。)

3) 程序写0到数字输出端口的MSB，使ADC0820的 $\overline{RD}$ 变低，由此启动一个新的转换。

4) 程序读取数字输入端口（所有8位），等待MSB变为0。

注意 这根握手线与实验练习2的握手线逻辑相反。

5) 当ADC0820完成转换时，它使 $\overline{INT}$ 变低，并将数字输入端口的MSB设置为零。

6) 程序检测到数字输入端口的MSB为零，屏蔽7个最低有效位，并将数据存到存储器里。

7) 循环回到步骤2)，直到完成所有采样。

为了对模拟波形快速采样，就要在很短的时间里循环做步骤2)～6)。不要在数据采集循环期间执行任何的printf操作，否则将会大大降低采样速度。

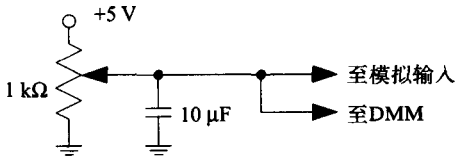
3. 测量A/D转换器的特性

3.1 程序。写一个C程序，无限循环以下两步：

1) 按实验过程2介绍的方法，对模拟输入量进行采样。

2) 将采样数据输出到屏幕。

3.2 分压器。如实验图9-3所示，用一个20圈、1kΩ的调谐电位器，连接在+5V和地之间，来建立分压器。将调谐电位器的滑动臂连接到数据采集电路的输入端和数字万用表。在这一节中，如果噪声使得难于准确地测量转换电压，可以旁路采样保持放大器，直接将滑动臂连接到A/D转换器。



实验图9-3 ADC0820 A/D转换器的电压输入信号

注意 *如果有一个输出能设成精确到1mV的数字电源或电池，那么就不需要上面的电路了。*

3.3 时序图的测量。数据采集程序运行时，在示波器上显示$\overline{RD}$和$\overline{INT}$，在$\overline{RD}$的下降沿触发。在数据表上记录波形，在水平时间轴标出下面几个时间：A/D转换时间（$\overline{INT}$变低）、程序读取数据和复位$\overline{RD}$为高电平的时间、和采集过程的重复周期。

3.4 测量转换电压。从输入电压为0开始，慢慢增加到第一个转换电压$V_{0,1}$，这时对应的数字输出在0到1之间来回切换（toggle）而且平均值为0.5。精确地记录显示在数字万用表上的输入电压。记录下若干个复盖全量程范围的邻近对的转换电压，成一个表。例如：

$V_{0,1}$	$V_{1,2}$
$V_{2,3}$	$V_{3,4}$
$V_{24,25}$	$V_{25,26}$
$V_{49,50}$	$V_{50,51}$
$V_{74,75}$	$V_{75,76}$
$V_{99,100}$	$V_{100,101}$
$V_{125,126}$	$V_{126,127}$

3.5 滞后现象。慢慢减小输入电压，并记录$V_{2,1}$,和$V_{1,0}$对应的转换电压。反向的下标意味着转换电压从高到低的变化。

3.6 电源抑制比。将+5V电源（ADC0820的引脚20）变成+4.85V(减少3%)。保持+5V的参考电压（ADC0820的引脚12）不变。记录$V_{0,1}$和$V_{126,127}$的转换电压。恢复电源为+5V。

4. 采样正弦波

设置波形发生器，使之输出1 kHz的正弦波，幅度在大约+0.5V和+2.0V之间。需要一个偏置调节器，用来设定一个大约为1.2V的平均电压。将波形发生器的输出连接到ADC0820 A/D转换器的引脚1。波形发生器的接地端连接到电路板的接地端。更改程序，在一个短时间的数据采集循环中采样200个值，然后将这些值输入到一个文件中，以便显示和打印。这些值必须用“\n”分隔，并且至少应该有两个循环的采样数据。

实验报告

1. 实验方案

- 画一个实验方案的简单框图。

• 画出在示波器上看到的时序图。稍微超过一个采样周期。

2. 数据摘要和分析

比较转换电压测量值和线性模型。

线性模型为：

$V^{lin}(n,n+1) = V_{0,1} + n\Delta V$, 这里，$\Delta V = [V_{126,127} - V_{0,1}] / 126$。

注意，这条直线通过两个测量端点，因为$V^{lin}(0,1) = V_{0,1}$和$V^{lin}(126,127) = V_{126,127}$。归纳结果到一张表中，用下列报表表首：

• n

• 转换电压测量值$V_{n,\ n+1}$

• 线性模型$V^{lin}(n,n+1) = V_{0,1} + n\Delta V$

• $V_{n,n+1} - V^{lin}(n,n+1)$，单位mV

• $[V_{n,n+1} - V^{lin}(n,n+1)]/\Delta V$, ΔV = 1LSB

微分线性 将你的数据制成$V_{n,n+1} - V_{n-1,n}$的表格，并与平均步长ΔV比较，以确定微分线性误差。

Rms偏差 计算$V_{n,n+1}$与$V^{lin}(n,n+1)$的rms偏差：

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}[V^{lin}(n_i,n_i+1) - V_{n_i,n_i+1}]^2}$$

只对M个V_{n_i+1,n_i}的测定值求和。

采样频率 对实验过程3的100Hz正弦波，计算你的采样频率，单位为每秒采样数。（如果采样频率是正弦波频率的两倍以上，则不会出现频率混叠。）

电源抑制比 对$V_{0,1}$和$V_{126,127}$的转换电压，计算电源抑制比：

$$\Delta V_{n,n+1}/\Delta V_S$$

这里，$\Delta V_{n,\ n+1}$是电源电压变化ΔV_S时，转换电压$V_{n,n+1}$的变化量。

3. 讨论和结论

• 讨论在实验过程3.3中测得的时序图。

• 讨论实验过程3.4里转换电压的测量方法。

• 讨论在实验过程3.5中观察到的滞后现象和可能的产生原因。

• 讨论当使用电池供电设备时，有效的电源抑制对A/D转换器的重要性。

• 讨论实验过程4。考虑如何在采样模拟波形中运用这些技术以及它们的局限。

• 描述测量得到的分辨率，绝对（未调节的）精度、线性（相对精度）、微分线性、转换速度、和电源抑制比，与数据表中规格允许值的差别。

4. 问题

• $V_{0,1}$转换电压是不是你的期望值？$V_{126,\ 127}$转换电压是不是你的期望值？

• 你的转换数据和线性模型之间的最大毫伏偏差是多少？

• 在实验过程4中，你的采样频率是多少？如果不出现频率混叠，你的系统能采样的最大

正弦波频率是多少?

- 在描述A/D转换器的特性时，为什么测量转换电压要比记录几个随机模拟输入对应的数字输出好?
- 怎样使用一个高分辨率D/A转换器和一台带数字I/O端口的微机，来自动测量A/D转换器的转换电压。

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序代码，数据和输出结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习10

频率混叠

实验目的

使用模拟I/O板对各种频率的正弦波进行采样；以模拟量形式，输出采样数据；观察频率混叠。

实验设备

- 安装有Windows NT操作系统和Microsoft Visual C++ 编译器的IBM兼容奔腾微机
- 数据转换即插板 DT3010 PCI
- 打印机（与其他实验室共享）
- 波形发生器
- 示波器

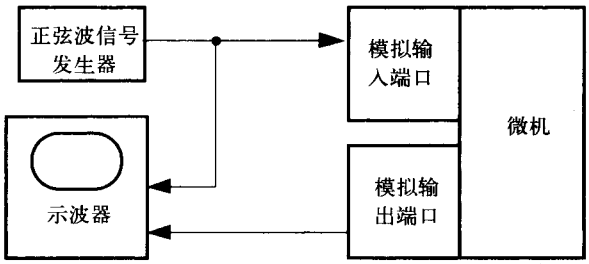
参考阅读资料

3.5节、3.6节、附录E。

实验过程

1. 电路

将波形发生器的输出端连接到DT3010模拟输入的0通道。各个模拟输入端口是不同的，因此把信号连到“+”输入端口（引脚1），波形发生器的地接到“−”输入端口（引脚2）。将波形发生器连接到DT3010的一个输入端口，同时DT3010模拟输出端口（引脚41）接到示波器的输入端。把DT3010的引脚2、引脚42、引脚50、引脚57和引脚106，接到波形发生器和示波器的地。（如实验图10-1所示。）



实验图10-1　数字采样和波形恢复的构成

2. 程序

关于DT3010性能与编程指导查阅附录E。写出完成下列操作的程序。

1) 初始化DT3010。

2) 把模拟量输入转化为数字量。

3) 把转换得到的数字量作为数组中的一个元素，存储到大小为200的数组中。

4) 将数字量转换成模拟量输出。

5) 循环做步骤2)到步骤4) 200次，将200个连续的样本填入数组。

6) 循环做步骤2) 至5) 一两分钟，或者，一直循环做步骤2)至5)，直到键盘有键按下。

7) 把200个连续的数字量写入磁盘文件，以便以后在屏幕上输出、打印和作图。

为了以后使用的方便，我们称步骤1)到步骤3)为“标准模拟I/O循环”。使用相同的循环，模拟输入和输出具有基本相同的数据传输速率。在以后的实验练习中，这个循环很有用。比如，在一些应用中，需要采集、存储、处理若干模拟信号的样本，然后以与采集时相同的速率输出。

标准模拟I/O循环的程序如下：

```
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include "DAboard.h"
int main
{
#define IMAX 200
unsigned int n, val[IMAX];
InitAll();
for (n=0; n<200; n++)
{
   olDaGetSingleValue(hAd, &val[n], 0, 1.0);
   olDaPutSingleValue(hDa, val[n], 0, 1.0);
}
```

奔腾300MHz的采样频率大约为12kHz。

3. 以0.1f_s的频率对一个正弦波进行采样

看着示波器，调节正弦波的频率，使一个周期内刚好能得到10个样本。（增大示波器的时间刻度来看到一个周期。）利用示波器的横坐标刻度测量出获得10个样本的采样时间。如果正弦波的频率远小于1kHz，你的循环采样程序中可能会有多余代码。注意模拟输入波形与输出波形的不同点，特别要留意这些波形的具体形状、两个波形之间的相移、和相对的峰－峰幅值。然后打印或者绘图数据。

4. 频率混叠

- 将正弦波的频率增大到0.25f_s。注意到采样数值不能很好地恢复被采样波形的峰－峰幅值。观察并比较原始的D/A输出和低通滤波D/A输出。打印或绘图数据。
- 增大正弦波发生器频率到0.5f_s。注意到当恰好以二分之一的正弦波频率进行采样时，只能采样到零点，或者波峰，或者波谷，或者波峰与波谷之间的某一点。在哪里采样，取决于正弦波发生器的相对相位和采样程序。因为频率不是恰好0.5f_s，相位会以一定的速

率漂移，所观察到的振荡的振幅也会慢慢振荡（见图3-32）。对原始的D/A转换输出与低通滤波后的D/A转换输出进行观察和比较。当慢速振荡为正弦波频率与0.5f_s之间差值的“拍”频时，快速振荡为正弦波输入频率。打印或者绘图数据。

- 增大正弦波发生器的频率到0.75f_s。测量复原后得到的模拟输出的外观频率。打印或绘图数据。
- 增大正弦波的频率到接近f_s，但不等于f_s。复原后波形的外观频率会比f_s慢的多。测量复原后得到的模拟输出的外观频率。不需要打印或绘图数据。
- 增大正弦波的频率到1.5f_s、1.75f_s、和接近2f_s。测量复原后得到的模拟输出的外观频率。不需要打印数据或绘图数据。
- 对三角波，重复本实验练习中实验过程4的步骤4.1、4.2、4.3和4.4（发生器的频率调到0.25f_s、0.5f_s、0.75f_s、和接近f_s）。频率为0.25f_s和0.75f_s的时候，要打印或绘图数据。频率为0.5f_s和接近f_s的时候，测量观察到的频率并画出波形。

实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单框图。

2. 数据摘要和分析

- 在实验过程3，正弦波频率为0.1f_s时，确定采样频率。当正弦波的频率很低的时候，不会产生频率混叠。
- 对采样的所有的正弦波和三角波，准备一张表格，比较这些波形的实际输入频率f和采样后得到波形的外观频率f_0。在表格里面增加一列由图3-32推导出的预期的外观频率f_0。

3. 讨论和结论

- 描述和讨论从实验过程3和4所观察到的结果。解释在实验过程3中如何测量采样频率。讨论在实验过程3和4中观察到的波形。特别注意波形的具体形状、两种波形之间的相移和相应的峰－峰幅值。
- 总结所学到的关于采样知识。比如，如果只能对纯正弦波采样几个周期，为了精确测量它的峰－峰幅值，需多快的采样频率？
- 讨论对模拟波形采样、数字化存储采样数据、之后再恢复波形这一技术的性能和局限。

注意 音频CD就是这些技术的一个很重要的应用。

4. 问题

- 在实验过程3中，所用的采样频率是多少？
- 正弦波的输入频率0.25f_s和0.75f_s时，复原后得到的模拟波形的外观频率是不是和原有波形的频率近似相同？解释原因。
- 如果要求不出现频率混叠，系统所能采样的正弦波的最大频率是多少？

- 当$f \approx f_s$时发生的混叠，有没有改变三角波的形状？根据在采样时间里累进的相移来回答。
- 如何对一个周期为1MHz的波形进行采样，才能使得到的采样值波形形状和原始波形的一样，但是频率低于1kHz？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序代码，数据和输出结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

第4章
传感器和执行器

4.1 概述

换能器（transducer）是指将一种形式的能量转化为另一种形式能量的设备。作为与微机的接口，本书主要讨论**电子换能器**（electronic transducer），这种换能器的输入或输出是电性质的，比如电压、电流或电阻。**传感器**（sensor）是一种将物理量转化为电信号的电子换能器。**执行器**（actuator）是一种将电能转化为物理量的电子换能器，它是控制系统中非常重要的元件。

传感器用来检测位移、温度、应变、力和光等。几乎所有的传感器都需要附加电路来产生模数转换所需的电压或电流。我们将在本章看到，热敏电阻的阻值随着温度变化，但其需要一个电桥来产生相应的电压；硅光电二极管产生电流，但其需要一个放大级以产生相应的电压。通常，传感器包括换能器和用以产生输出电压的电路。

实验练习11使用圆形电阻和微机来记录一个阻尼摆的摆角和摆幅。实验练习12探讨使用表盘式温度计（一种铂电阻温度计）、热电偶温度计和热敏电阻温度计来测量温度。实验练习13测量力，使用4个连接到一个塑料杆并成对反向连接的金属箔应变计，构成一个电桥电路。实验练习14使用硅光电二极管测量光以及有色溶液的光吸收。实验练习15探讨热电泵以及它对一个小系统的加热和冷却能力。实验练习16测量裸金属电极与银（氯化银）电极的偏置电势和频率相关的复阻抗。实验练习17测量人的心电图、心音图和血压。实验练习18放大并处理从皮肤表面产生的肌电图，并显示其与皮下肌肉产生的机械拉力的关系。实验练习19使用眼电图来测量眼睛的位置，确定眼睛在有意识转动和无意识转动两种情形下的最大角速度。

下面介绍大多数传感器所共有的一些重要特性。

1) 传感器的**传递函数**（transfer function）（或**响应函数**（response function））是指传感器的输出作为被测量值的函数。通常用曲线或公式表达。

2) 传感器的**灵敏度**（sensitivity）是指被测量值发生单位变化时输出的变化。它是响应曲线的一阶导数，通常依赖于被测量的值。例如，铁康铜热电偶在0°C的灵敏度是50μV/°C。

3) 传感器的**线性度误差**（linearity）是指传感器响应与最优拟合直线或通过两个端点的直线之间的差值。对于任一种情形，线性度的值都依赖于测量范围。一般地说，如果测量范围受限制，传感器的线性度更高。例如，在很大的温度范围内，热电偶的输出几乎与温度成线性关系。另一方面，热敏电阻与温度却成指数关系，即使在很小的温度范围内，其线性逼近程度依然很差。

4) 传感器的**精度误差**（accuracy error）是指被测量值与定义为可接受标准的“真值”之间的偏离程度。被测量值取决于传感器的输出和输入与输出之间的“理想”关系。

5) 传感器的**精度**（precision）是指可靠地检测被测量值的细小变化的能力，以及在重复相同条件下测得同样值的能力。

6) 传感器的**稳定性**（stability）是指不以时间和使用为转移，传感器维持相同响应和噪声电平的能力。

7) 传感器的**噪声**（noise）是指传感器的输出中，任何与被测量无关的、被认为是信号的成分。噪声包括电阻的热噪声、放大器元件的散粒噪声和外部电磁干扰等。

8) 传感器的**响应曲线**（response curve）是指输入突变后，输出对时间的曲线。通常，传感器的输出刚开始改变非常快，而当其逐渐接近终值时变慢。对于一个简单系统，响应曲线通常为：

$$V(t) = V_2 + (V_1 - V_2)\, e^{-t/\tau}$$

其中V_1是初始的输出值，V_2是终值（渐近值），τ是指数响应时间。为了估算τ，作$V(t)$的曲线，在从V_1到V_2之间63.2%处画一条水平线。$V(t)$曲线将在$t=\tau$处穿过这条水平线。在输出到达终值（按要求的精度）之前需要经过几个时间常数。例如，如果精度要求是V_2-V_1的0.5%（并且上面的公式是正确的），那么需要等待5.3τ。

9) 传感器的**响应时间**（response time）是指被检测量突变后，输出从V_2-V_1的10%变化到90%所需的时间。对于上面8) 中的例子，在0.1τ到达10%，在2.3τ到达90%，所以响应时间是2.2τ。

10) 传感器的**温度系数**（temperature coefficient）是指温度每变化一个单位量对应输出的变化量。这个特性对于那些测量非温度量、但对温度敏感的传感器，是一个很重要的特性。例如，温度系数适用于放大器的泄漏电流和偏移电压、硅光电二极管的暗电流和应变计的电阻变化，等等。

11) 传感器的**滞后**（hysteresis）是指输出对于以前历史值的依赖程度。在磁系统和机械系统里滞后现象很普遍。

表4-1 给出了一些物理量以及与这些物理量有关的传感器和执行器的例子。

表4-1 传感器和执行器的例子

实际物理量	传 感 器	执 行 器
运动	数字编码器	步进电机
温度	热电偶	电阻
应变	电阻导线	压电片
力	负载传感器	电动机
光	光电池	灯泡
图像	电荷耦合照相机	喷墨打印机
压力	应变计薄膜	泵
辐射（π，α，β，γ，等等）	盖革计数器	回旋加速器
无线电波	无线电接收器	无线电发射器

4.2 位置传感器与角度传感器

可被计算机读取输出的位置传感器和角度传感器具有很广泛的用途，包括：

- 测定机床和零件在加工过程中的相对位置和角度。
- 测定太阳能收集器的仰角和方位角。
- 提供给机器人测量其肢体的角度和位置的能力。

4.2.1 电位计

电位计包括沿直线或弧线分布的电阻元件，以及与测量点相连接的滑动触点。电阻的两

个端点和滑动触点都与电源相接（见图4-1和图4-2）。因为提供给整个电阻的电压是固定的，所以滑动触点处的电压取决于位置或角度。

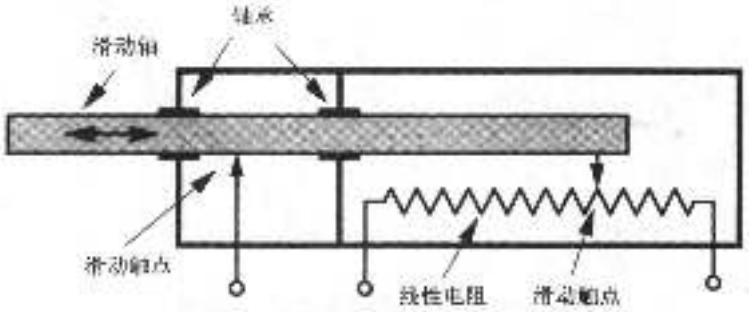


图4-1 线性电位计，显示位置与线性电阻的触点的关系

普通的四分之三转电位计是最便宜的角度传感器，但其量程和精度有限。在实验练习11中使用它来测量阻尼摆的角度和动态响应。

为改进精度，可用5～20转旋转式电位计，它提供0.1%的精度和线性度。这个精度对于大多数应用来说是足够的，并且比下一节将要介绍的数字编码器更简单、更便宜。

对于直线运动的测量，另一种方法是通过拉紧的钢丝和滑轮将滑动触点与一个精确的多圈旋转电位计连接。这种方法的一个优点是它的量程比线性电位计的量程大得多。

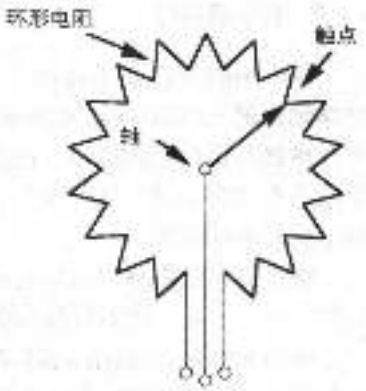


图4-2 旋转式电位计，显示转角与环形电阻的触点的关系

图4-3显示当电压传感器的输入电阻与线性电阻不相上下时的负荷效果。如果附加一个额外的电阻（图4-4），使输出被限制在量程的中间，使之可以正确读出，这是非常有用的。

$$V_0 = V_b \frac{xR \parallel R_L}{(1-x)R + xR \parallel R_L} = V_b \frac{xR_L}{R_L + xR(1-x)}$$

$$\text{当 } x = 0.5 \text{ 时，} \quad V_0 = V_b \frac{2R_L}{4R_L + R}$$

$$R_L = R \text{ 和 } x = 0.5, \text{ 则 } V_0 = 0.4V_b$$

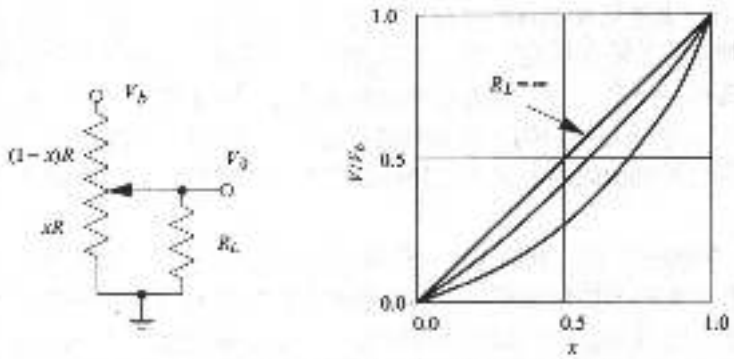


图4-3 未经线性化的线性电阻位置传感器

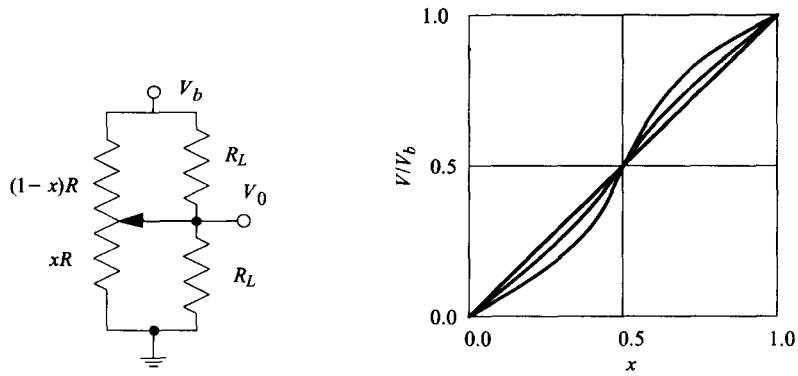


图4-4 线性化过的线性电阻位置传感器

4.2.2 数字编码器

数字编码器提供从转角（或线性位置）到数字编码的精确转换。有两种基本类型：**相对数字编码器**（relative digital encoder）包含一个带均匀分布的标记的转盘（或长条），还有一个传感器，用以检测标记，以及当转盘旋转（或长条移动）时产生的脉冲信号。对脉冲计数，并给出与相对角度（或位置）成正比的数值。当电源断电时，可以用一个电池供电电路来继续跟踪其绝对位置。

绝对数字编码器（absolute digital encoder）有一系列的标记模式，它们与绝对角度（或位移）一一对应。绝对位置编码器在电源断电时不需要附加的电路来保持对位置的跟踪。

早期的绝对位置编码器使用圆形的绝缘区域和导电区域模式。导电区域用电刷（与小型电动机中的电刷类似）触点来检测，这种编码器称为电刷编码器。电刷编码器的最大缺点是有时会发生位错误，这种位错误是灰尘、油、氧化物层或电触点与旋转表面接触不好引起的。现代的“光编码器”使用透明和不透明区域模式，透明区域用光来检测（使用发光二极管和硅光电二极管）。

1. 数字线性编码器

如果编码模式按照二进制编码的方式编排，如图4-5左边所示，一排发光二极管或光电二极管放在编码模式的反面（如图4-6），角位置转化为一系列的0和1（取决于光是否可以通过编码模式的相关段）。但是，在一次变换中有可能会有多位同时发生变化（例如，在01111和10000之间），同时由于不能保证所有的位在同一时刻发生改变，在变换期间可能会读到错误的编码。在模式中增加一个附加的定时位，用以提供一个脉冲，仅当所有的位都稳定时，才将数据锁存到缓冲器中。但是，另一种更常用的解决办法是采用格雷码，每次只有一位发生变化（图4-5，表1-3）。若采用格雷码，则所有的位都总是有效的，可以在任意时刻读取。但是，将格雷码转换为二进制编码的电路，在转换期间是不稳定的，只有在转换完成时才可以读取。

在两种情况下，0000在低端，并向上增加。图中用5位作为例子，光编码器可以包含10～20（或更多）位。数字编码器的价格要比上节介绍的简单线性电位计贵很多，但是在要求高精度的场合广泛使用。应用包括手持精密数字测径器，它带有电池、从格雷码到BCD码的转换电路、以及用英制单位或公制单位的数字显示。发光二极管和传感器见图4-6。

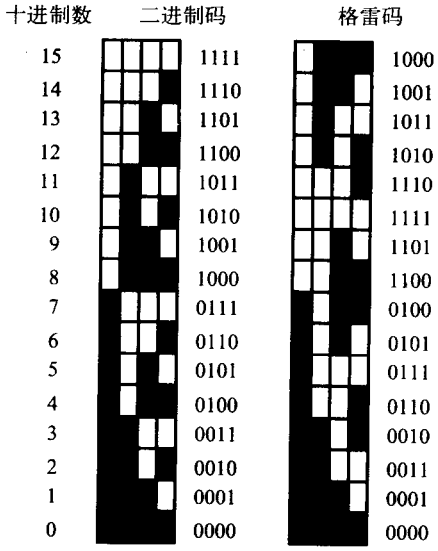


图4-5 用于直线位置检测的数字编码模式。编码模式中黑的部分表示“0”（阻止光通过），白的部分表示“1”（让光通过）。左边的编码模式是二进制编码，最右边的一条表示最低有效位LSB，最左边的一条表示最高有效位MSB。右边的编码模式是格雷码，每次只有一位变化，避免了转换期间的不确定性

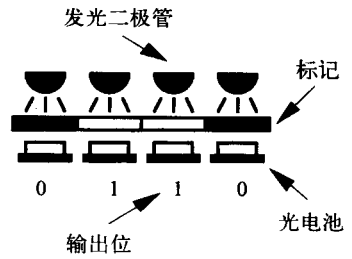


图4-6 用于读取图4-5中编码模式的发光二极管和光电池排列

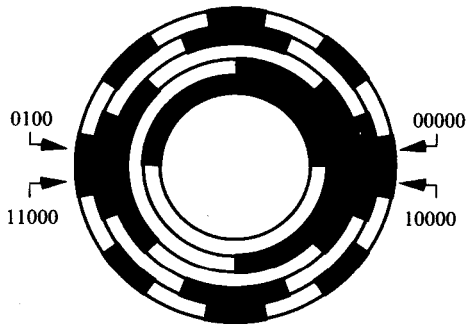


图4-7 圆形光编码器编码模式。这里采用格雷码，每次只有一位发生变化。编码从0000开始，按逆时针方向增长到1000

2. 数字旋转编码器

旋转式数字编码器见图4-7。编码00000在右边并按逆时针方向增大。应用包括数控机床、光学望远镜和射电望远镜。

一个技术难题是，要使得光发射体和光检测器足够小，以便横穿过光标记点排成一条直线。通常，这些元件和它们的编码转盘会旋转到不同的角度，以增加它们之间的距离。

4.2.3 步进电机

步进电机以不连续的角增量旋转，具有很高的精度和重现性，经常用作数字控制中的机械执行器。

步进电机包含一个中枢磁化转子，在流过电磁铁的开关电流的控制下，转轴从一个磁阱移向下一个磁阱。图4-8给出了一个简化的四步二相步进电动机，图4-9给出了第一个半步和第一个整步的转子位置。图4-10给出了一个完整的八个半步序列的相位极性。

图4-11展示了一个十六步四相的步进电机的可能的齿极构造。实用的步进电动机一般是每圈200步，即400个半步。常用一个固态控制

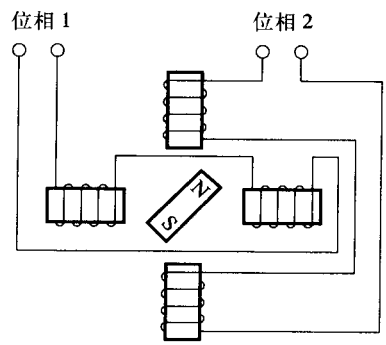


图4-8 在步进电动机中使用的电磁铁和线圈。通过改变电流方向的顺序，位于中心的永久磁铁可以精确但不连续的角增量转动

器，将顺时针和逆时针脉冲信号转换为对应的电磁铁电流。在低速时（50步/s），可以用单个步长控制步进电动机。在高速的时候，即使脉冲信号已经停止，但惯性冲量使转轴继续向前转。所以，确切地说，为了使步进电动机在高速时正常工作，必须要改变脉冲的速率，使得速度逐渐增大到最大（通常是200步/s），然后逐渐降速，直到到达期望的角位置。

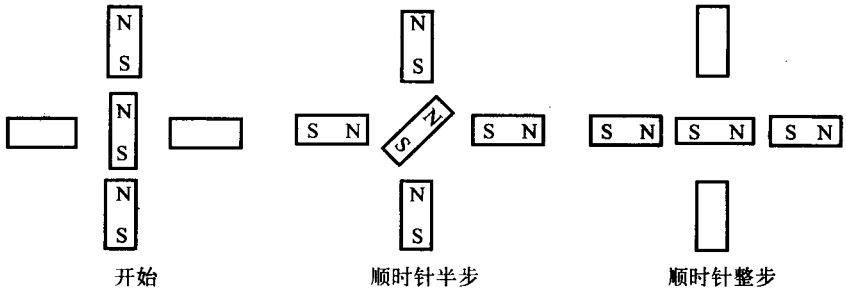


图4-9 永久磁铁在顺时针半个步长中的磁极顺序

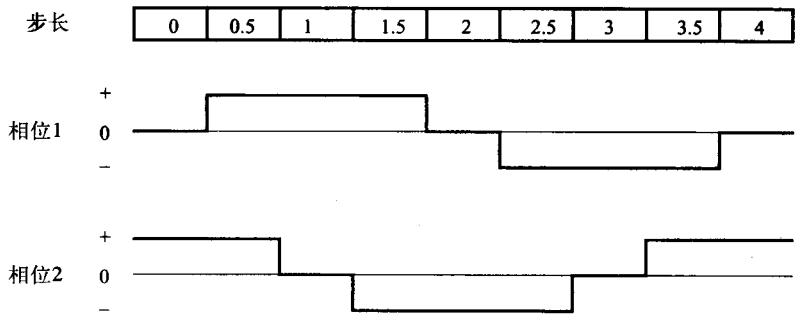


图4-10 使永久磁铁转动四步（一个完整周期）的电流顺序

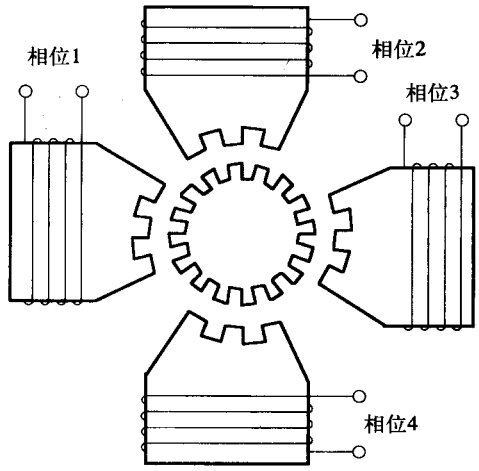


图4-11 十六步四相步进电动机一种可能的齿极构造

4.3 温度传感器

最常见的温度传感器是水银温度计和酒精温度计，它们有一个与密封毛细管相连接的测

温包。测温包的温度改变会导致液体的膨胀或收缩，这种体积的变化又转换为毛细管里液体的长度变化。

注意这里包括两个转换过程：温度的改变引起液体体积的改变（这里假定液体的温度系数不为零，并且在所要测量的温度范围内，温度系数的符号不变）和液体体积的改变引起长度的改变（这里假定温度计材料体积的变化比液体体积的变化小得多）。另一种非电的温度传感器是液晶温度计，它可以在药店买到，将其置于额上以指示人体是否发热。实验练习12探讨了最常用的电气温度传感器（铂电阻温度计，热电偶和热敏电阻器）。

4.3.1 温度标准

主要的温度标准是由那些物理现象产生的固定温度（见表4-2）。

例如，氢气的三相点是13.81K，水的三相点是273.16K，金的凝固点温度是1337.58K。三相点是物质的三种状态（固态，液态和气态）同时均衡共存的温度见图4-12。这些温度的单位是开尔文绝对温标（Kelvin absolute temperature scale），0K对应着可能存在的最小热能。它由开尔文在17世纪早期基于一种理想气体的膨胀系数制定。

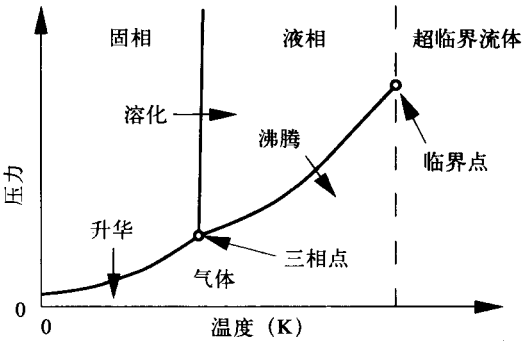


图4-12 水随温度变化的阶段，包括水在固态、液态、气态和超临界流体时的温度和压力

在科研和工程中，也常常使用摄氏温标（Celsius temperature scale），它定义为在标准大气压下，水的凝固点是0°C，沸点是100°C。水的三相点出现在较低的压强（6.11mbar或4.58mmHg），而且略高一点的温度（0.01°C）。水的凝固点是273.15K，所有把摄氏温标转换为开尔文绝对温标时要加上273.15。摄氏温标由Anders Celsius在1742年左右制定。

表4-2 温度标准

物理现象	开尔文绝对温度	摄氏温度
可能存在的最小热能	0	−273.15
氢的三相点	13.81	−259.34
氧的三相点	54.36	−218.79
压强在760mmHg时氧的沸点	90.19	−182.96
水的三相点（4.58mmHg）	273.16	0.01
压强在760mmHg时水的凝固点	273.15	0
压强在760mmHg时水的沸点	373.15	100
锌的凝固点	692.73	419.58
金的凝固点	1 337.58	1 064.43

华氏温标（Fahrenheit temperature scale）定义水在标准大气压下的冰点是32°F，沸点是212°F。在科学文献中不鼓励使用这种温标。从华氏温度转换为摄氏温度，先减去32再乘以5/9。这种温标由Gabriel Fahrenheit在1700年代早期制定，他是一个荷兰的仪器制造商。这种温标基于冰、水和氯化铵混合物的温度为0°F（他能可靠得到的最低温度），人的体温大约99°F。

兰氏温标（Rankine temperature scale）是绝对开尔文温标的华氏温标的当量值。从兰氏温

标转换到华氏温标，要加459.67。

绝对零度（Absolute zero）是指对应于可能存在的最低热能的温度，定义为0K，−237.15°C，−459.67°F和0°R。

卡（Calorie，卡路里）是指在15°C时，将1g的水提升1°C所需的热能等于4.1868瓦秒。在营养学里使用的卡路里单位比这个数值大1000倍。

在这些固定温度标准之间，还可以使用内插标准。最常用的是铂电阻温度计。

4.3.2 铂电阻温度计

铂是一种贵金属，它能耐高温，并且在苛刻的化学环境下也能保持很好的稳定性。标准的**铂电阻温度检测器**（platinum resistance temperature detector，PRTD）或**铂电阻温度计**（platinum resistance thermometer）是在将一根细铂丝精心地修整到在0°C时为100Ω的电阻。它被用作从−183°C到+631°C的内插温度标准，并且它可以承受800°C的高温。电阻值是温度的函数用下列方程表示：

$$R = R_0\left[1 + \alpha T - \alpha\delta(T/100 - 1)(T/100)\right]$$

R为电阻，单位是欧姆，T为温度，单位是摄氏度，α = 0.003 92/°C。δ = 1.49。上面的公式简化为：

$$R = R_0(1+0.003\ 98T - 5.8 \times 10^{-7}T^2)$$

表4-3给出了很大温度范围的R与T值。通常，铂电阻使用在电阻电桥中，但数字万用表也可能会用到。为了响应快，并使其更耐用，铂电阻温度计也可以以这种形式，即将一片厚铂金属膜覆在氧化铝基片上。

表4-3 铂电阻R 与对应的T

T(°C)	R(Ω)	T(°C)	R(Ω)	T(°C)	R(Ω)
−200	18.49			0	100.00
−190	22.80	−90	64.30	10	103.90
−180	27.08	−80	68.33	20	107.79
−170	31.32	−70	72.33	30	111.67
−160	35.53	−60	76.33	40	115.54
−150	39.71	−50	80.31	50	119.40
−140	43.87	−40	84.27	60	123.24
−130	48.00	−30	88.22	70	127.07
−120	52.11	−20	92.16	80	130.89
−110	56.19	−10	96.09	90	134.70
−100	60.25			100	138.50

4.3.3 双金属开关和表盘式温度计

一种常见的温度传感器是双金属开关，它根据温度是低于还是高于设定值，使一个电触点打开或闭合（图4-13）。它由两层不同温度膨胀系数（表4-4）的材料（通常是金属混合物）组成，所以当温度改变时它会发生弯曲。

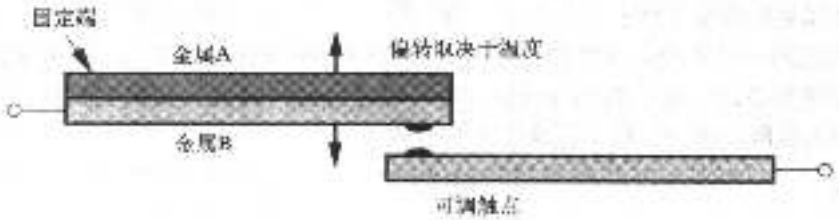


图4-13 双金属开关，它的偏转取决于温度。触点在某一个温度值合上或断开

表4-4 不同材料在20°C下的热膨胀温度系数，$\alpha = dL/(L\,dT)$ (10 $^{-6}$/°C)

材料	α	材料	α
Al_2O_3 (c轴)	5.6	铂	8.9
Al_2O_3 (a轴)	5.0	硅	2.5
铝	23.0	SiO_2 (c轴)	7.4
铍	7.8	SiO_2 (a轴)	13.1
铜	16.7	SiO_2 (玻璃的)	0.35
金	14.2	银	19.0
铁	11.8	不锈钢304	15.9
不锈钢	1.2	钨	4.5
铅	28.7	黄铜	19.0
镁	12.8		

应用包括房间和烘箱（开关控制一个电加热器或火焰）的温度控制，冷热水龙头（弯曲偏转控制冷热水的比例）的温度控制，以及用作彩灯的闪烁开关及自动转动信号。如果双金属片绕成螺旋线状，将其一端固定，另一端连接到一个指针指示器，那么指针的转角就依赖于温度的高低。如果再配备一个温度刻度，这就是所谓的“表盘式温度计”了，它在厨房里常用来检测肉和蛋糕的温度。在实验练习4，5，12，13，15，25，26和27中用它来测定近似的温度值。如果可旋转端连接到一个角度传感器（上一节中介绍的），就得到一个耐用的具有很好的灵敏度和线性响应的温度计。主要缺点是敏感元件的长度和热质量。

4.3.4 热电偶

1. 汤姆逊电动势

当一条金属或半导体的一端被加热时，一些导电电子从热的一端扩散到冷的一端。虽然电子可以在整条金属上自由移动，但在冷的一端它们的速度更慢，所有在冷的一端呆的时间比较长些。而正离子却是固定不动的。汤姆逊电动势（Thompson emf）就是由于温度不均引起的静电势差。在平衡点处，扩散力（由温度不同引起）和静电力（由电荷分隔引起）是平衡的（图4-14）。注意，被分离的电子数目和金属里的导电电子比起来是很少的。汤姆逊电动势取决于材料和材料两端的温度差。

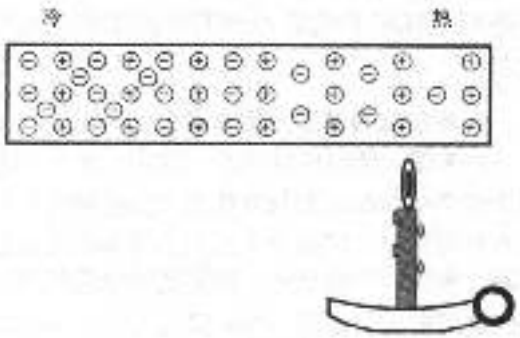


图4-14 当导体的一端加热时，电荷的分布情况。正离子固定不动，而电子却可以自由移动，而且在温度较低的一端呆更长的时间

如果将金属条的两端连到一个电压表，读出的电压值是0（导体中的电场为0）。而如果将金属条的两端连到一个电池，由于热扩散，电子流动方向的电阻将变小。这个电流将热电子从热的一端传送到冷的一端，将热量转换为电子能量。另一方面，如果电流方向与热扩散的方向相反，那么电阻会变大，电子能量则转换为热能。

历史记录

汤姆逊电动势由威廉·汤姆逊在1854年预先指出。

2. 珀尔帖电动势

当两种不相同的导体发生电接触时，电子迁移率较高的金属的电子会扩散到电子迁移率较低的金属（图4-15）。**珀尔帖电动势**（Peltier emf）就是由这种扩散产生的电动势。同样的，两个导体两端的电压为零，但两个不同方向的电流的电阻率将是不同的。

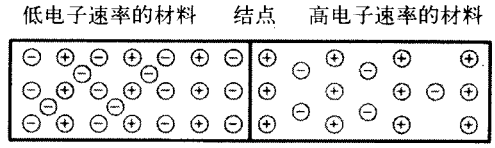


图4-15 两种电子移动速率不同的材料被结合在一起时，电荷的分布情况。正离子固定不动，而电子却可以自由移动，而且在电子迁移率较低的一端呆更长的时间

当电子在外电路的驱动下由低迁移率导体到高迁移率导体扩散，效果就像气体的膨胀，结点将被冷却；当电子在外电路的驱动下由高迁移率导体到低迁移率导体迁移，效果就像气体的压缩，结点将被加热。珀尔帖电动势取决于材料和结点处的温度。

历史记录

珀尔帖电动势由简·珀尔帖在1834年发现的，当时他认为自己发现了一个违反欧姆定律的东西。

3. 塞贝克电动势

如果一个闭合的电路由两种不同的材料构成（图4-16），并且结点处的温度不同，就会产生**塞贝克电动势**（Seebeck emf），这种电动势是两个汤姆逊电动势和两个珀尔帖电动势之和。

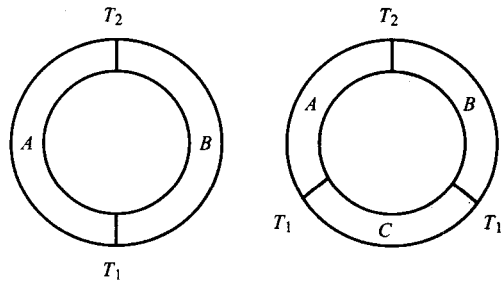


图4-16 由不同导体A和B连接构成的电路，并且结点处的温度T_1和T_2不同。在热电偶传感器中，导体在C处断开，由此产生的电压与温度差T_1-T_2近似成正比

4. 用热电偶做温度传感器

如果图4-16的电路断开，就会产生一个依赖于两个结点温度差的电势差（热电偶电势）。在实际应用中，将两个不同的热电偶丝焊接在一起，做成一个检测点，而其他两个端焊接到铜线以跟电压表连接（图4-17）。注意，在电路断开后测量热电偶电势，比起在电路断开前测量塞贝克电流要容易得多。

使用高阻测量计可以使电流维持很小，所以电阻发热以及结点之间的热传输都可以忽略。在工作期间，与铜丝连接的那端的温度一直保持为已知的参考温度。注意到铜丝上的汤姆逊

电动势消除了（两者都有相同的温度差通过），并且铁康铜参考点的珀尔帖电动势，等于铁铜结点与康铜－铜结点两者的珀尔帖电动势之和（两个结点的温度相同），以此证明包含了铜丝。

表4-5给出了一些常用的热电偶，它们覆盖了很大的温度范围。表4-6给出了常用热电偶的塞贝克电动势与对应的温度。铝镍合金（alumel）是铝－镍合金，铬镍合金（chromel）是铬－镍合金，康铜是铜－镍合金。

如果数据采集系统可以准确地记录热电偶的电压V，那么可以用美国国家标准局给出的多项式（表4-7）估计温度T（°C）：

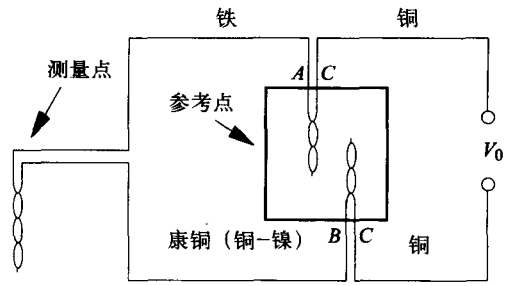


图4-17 铁康铜热电偶，用以检测参考点与测量点之间的温度差。测量点与参考点之间温度差值的1℃近似对应V_0的50μV

$$T = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + \cdots + a_n V^n \tag{4-1}$$

对于铁康铜，T在0～760°C范围的测量精度为0.1°C，温度系数见表4-7。从表4-8可以看出，在0～670°C这个温度范围，公式的计算值与真值是很吻合的，但在0°C以下时，多项式的计算值就跟数据不一致了。

表4-5 热电偶的物理属性

+端	－端	类 型	温度范围	灵敏度	环 境
铜	康铜	T	−200～370	40.5	还原气体，惰性气体，真空
铬镍合金	康铜	E	−200～900	67.9	氧化或惰性气体
铁	康铜	J	0～760	52.6	还原气体，惰性气体，真空
铬镍合金	铝镍合金	K	−200～1 250	38.8	氧化或惰性气体
铂(13%铑)	铂	R	0～1 450	12.0	氧化或惰性气体
铂(10%铑)	铂	S	0～1 450	10.6	氧化或惰性气体
铂(30%铑)	铂(6%铑)	B	0～1 700	7.6	氧化或惰性气体
钨(5%铼)	钨(26%铼)		0～2 320	16.6	真空，惰性气体或氢气
钨	钨(26%铼)		0～2 320	16.0	真空，惰性气体或氢气
钨(3%铼)	钨(25%铼)		0～2 320	17.0	真空，惰性气体或氢气

来源：*Omega Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia*。得到Omega Engineering公司的许可。

表4-6 普通热电偶的热电输出（mV）

T(°C)	铜－康铜	铬镍－康铜	铁－康铜	铬镍－铝镍	铂－铂（10%铑）
−260	−6.232	−9.797			
−240	−6.105	−9.604			
−220	−5.889	−9.274			
−200	−5.603	−8.824	−7.890	−5.891	
−180	−5.261	−8.273	−7.402	−5.550	
−160	−4.865	−7.631	−6.821	−5.141	
−140	−4.419	−6.907	−6.159	−4.669	
−120	−3.923	−6.107	−5.426	−4.138	

（续）

T(°C)	铜-康铜	铬镍-康铜	铁-康铜	铬镍-铝镍	铂-铂（10%铑）
-100	-3.378	-5.237	-4.632	-3.553	
-80	-2.788	-4.301	-3.785	-2.920	
-60	-2.152	-3.306	-2.892	-2.243	
-40	-1.475	-2.254	-1.960	-1.527	
-20	-0.757	-1.151	-0.995	-0.777	
0	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
20	0.789	1.192	1.019	0.798	0.111
40	1.611	2.419	2.058	1.611	0.232
60	2.467	3.683	3.115	2.436	0.363
80	3.357	4.983	4.186	3.266	0.501
100	4.277	6.317	5.268	4.095	0.647
120	5.227	7.683	6.359	4.919	0.800
140	6.204	9.078	7.457	5.733	0.959
160	7.207	10.501	8.560	6.539	1.124
180	8.235	11.949	9.667	7.338	1.294
200	9.286	13.419	10.777	8.137	1.468
250	12.011	17.178	13.553	10.151	1.923
300	14.860	21.033	16.325	12.207	2.400
350	17.816	24.961	19.089	14.292	2.896
400	20.869	28.943	21.846	16.395	3.407
450		32.960	24.607	18.513	3.933
500		36.999	27.388	20.640	4.471
600		45.085	33.096	24.902	5.582
700		53.110	39.130	28.128	6.741
800		61.022		33.277	7.949
900				37.325	9.203
1 000				41.269	10.503
1 100				45.108	11.846
1 200				48.282	13.224
1 300				52.398	14.624
1 400					16.035
1 500					17.445
1 600					18.842
1 700					20.215

来源：*Omega Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia*。得到Omega Engineering公司的允许。

表4-7 用于估计温度的多项式系数，用作热电输出mV的函数（式4-1）

	铜-康铜	铬镍-康铜	铁-康铜	铬镍-铝镍	铂-铂（10%铑）	铂-铂（13%铑）
范围	-160～400°C	-100～1 000°C	0～760°C	0～1 370°C	0～1 750°C	0～1 000°C
精度	±0.5°C	±0.5°C	±0.7°C	±0.7°C	±1°C	±0.5°C
a_0	0.100 860 910	0.104 967 248	-0.048 868 252	0.226 584 602	0.927 763 167	0.263 632 917
a_1	25 727.943 69	17 189.452 82	19 873.145 03	24 152.109 00	169 526.515 0	179 075.491
a_2	-767 345.829 5	-282 639.085 0	-218 614.535 3	67 233.424 88	-31 568 363.94	-48 840 341.37
a_3	78 025 595.81	12 695 339.5	11 569 199.78	2 210 340.682	8 990 730 663	$1.900\,02 \times 10^{10}$
a_4	-9 247 486 589	-448 703 084.6	-264 917 531.4	-860 963 914.9	$-1.635\,65 \times 10^{12}$	$-4.827\,04 \times 10^{12}$
a_5	$6.976\,88 \times 10^{11}$	$1.108\,66 \times 10^{10}$	2 018 441 314	$4.835\,06 \times 10^{10}$	$1.880\,27 \times 10^{14}$	$7.620\,91 \times 10^{14}$
a_6	$-2.661\,92 \times 10^{13}$	$-1.768\,07 \times 10^{11}$		$-1.184\,52 \times 10^{12}$	$-1.372\,41 \times 10^{16}$	$-7.200\,26 \times 10^{16}$
a_7	$3.940\,78 \times 10^{14}$	$1.718\,42 \times 10^{12}$		$1.386\,90 \times 10^{13}$	$6.175\,01 \times 10^{17}$	$3.714\,96 \times 10^{18}$
a_8		$-9.192\,78 \times 10^{13}$		$-6.337\,08 \times 10^{13}$	$-1.561\,05 \times 10^{19}$	$-8.031\,04 \times 10^{19}$
a_9		$2.061\,32 \times 10^{13}$			$1.695\,35 \times 10^{20}$	

来源：*Omega Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia*。得到Omega Engineering公司的允许。

表4-8 铁-康铜的热电压V，作为温度T和美国国家标准局多项式的函数（表4-7，式4-1）

温度（°C）	输出（mV）	多项式温度（°C）	温度（°C）	输出（mV）	多项式温度（°C）
−200	−7.890	−177.23	160	8.560	159.97
−180	−7.402	−164.66	180	9.667	179.94
−160	−6.821	−150.05	200	10.777	199.93
−140	−6.159	−133.84	220	11.887	219.91
−120	−5.426	−116.40	240	12.998	239.92
−100	−4.632	−98.07	260	14.108	259.93
−80	−3.785	−79.08	280	15.217	279.95
−60	−2.892	−59.65	300	16.325	299.98
−40	−1.960	−39.93	350	19.089	350.06
−20	−0.995	−20.05	400	21.846	400.09
0	0.000	−0.05	450	24.607	450.06
20	1.019	19.99	500	27.388	499.98
40	2.058	40.02	550	30.210	549.91
60	3.115	60.06	600	33.096	599.92
80	4.186	80.08	650	36.066	650.02
100	5.268	100.07	700	39.130	700.10
120	6.359	120.05	750	42.283	749.99
140	7.457	140.01	760	42.922	759.93

5. 珀尔帖电热装置

逆向应用热电偶，可以用其将电能转换为温度差。通常，在它们的制作过程中使用了n型和p型的半导体合金，比如Bi_2Te_3和Sb_2Te_3，这些半导体材料：1) 载流子有很高的迁移率和很好的热容量；2) 具有很低的导热系数。对于这种类型的应用，金属比较差，因为金属有较高的导热系数；绝缘体也比较差，因为绝缘体有很低的电子迁移率。

将电子看作制冷“气”，电能将“热”结点处的电子从n型材料压到p型材料，而当电子从p型材料中运动到n型材料，电子在“汽”结点就发生膨胀（图4-18）。如果其中一端通过储热器或流动的水或空气，保持在一个固定的温度，则另外一端可以用来加热或制冷，它取决于电流的方向。要达到的最大制冷效果，受到下面几个因素的限制：热结点可以被冷却的速度、电流通过装置的载热量、来自周围介质的热量。单级n型材料与p型材料所构成的单元可以使水沸腾或结冰（取决于热流的方向），串联的三级的n型材料与p型材料所构成的单元可以达到−80°C的低温。

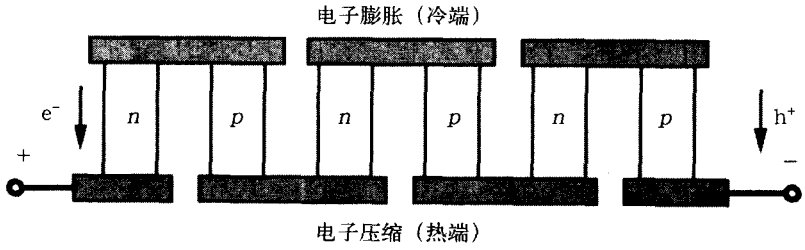


图4-18 珀尔帖热电热泵。通常，用n型和p型的半导体合金材料，如Bi_2Te_3和Sb_2Te_3，这些半导体材料：1) 载流子有很高的迁移率和很好的热容量；2) 具有很低的导热系数。反转载流子的流动（将电源反向加到负载上）就会反转热的流动方向

物体获取的热能Q为：

$$Q = \pi I + I^2R/2 + K_p(T_s - T_0) + K_a(T_a - T_0)$$

其中π珀尔帖系数，I是流过珀尔帖装置的电流，R是装置的电阻，K_p是装置的热传导系数，K_a是对空气（或其他周围介质）的热对流系数，T_0是物体的温度，T_s是散热器的温度，T_a是空气（或其他周围介质）的温度。公式中的第一项是珀尔帖效应，第二项是焦耳加热，第三项是装置上的热传导，第四项是与周围介质的热传导和热对流。

当用这个装置来冷却物体时，$I<0$，$T_0<T_s$，$T_0<T_a$。在这种情形下，只有珀尔帖项是冷却物体的——其他项都是加热物体。在低电流时，第一项可以比第二项大，起到制冷作用（$Q<0$）。然而，当电流增大，I^2起主导作用，起加热作用（$Q>0$）。

当用这个装置来加热物体时，$I>0$，$T_0>T_s$，$T_0>T_a$。在这种情形下，珀尔帖项和焦耳项都加热物体，与散热器和周围介质的对流冷却物体。

当电流到达一个定值I时，物体到达平衡温度T_{equ}，这时与散热器和与周围介质的热对流是相等的。在此点$Q=0$，T_{equ}为：

$$T_{equ} = \frac{\pi I + I^2R/2 + K_pT_s + K_aT_a}{K_p + K_a}$$

函数曲线是一条抛物线，当电流取得最小值$I_{min}<0$（图4-19）时，温度达到最小平衡温度。

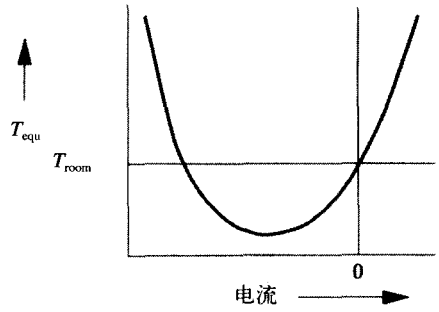


图4-19 平衡温度与热电装置电流的关系

设计技巧

珀尔帖热泵不能产生冷，它只能将一个物体的热传给另一个物体。当满足下面的条件时它的制冷效果较好：

- 热泵的热端与散热器接触良好。
- 珀尔帖热泵的冷端与物体接触良好，并有较好的绝热措施来减少周围介质传入的热。
- 电流取最佳值——一般情况下，平衡温度遵循下面的关系式：$T_{equ}=AI+BI^2$，其中A、B的值取决于系统。

4.3.5 热敏电阻器

在实践中用于测量温度的热敏电阻由一片热压结的金属氧化物组成，这片金属氧化物的电阻随着温度的升高而急剧下降。对于半导体，它的导电性取决于导带中的电子。当温度升高时，一些电子由价带被提升到导带（图4-20），从而导电性也提高。导电率由波尔兹曼关系来描述，它指出导带的电子浓度由温度决定，为exp $(-E/kT)$，其中E是能带隙，典型值是0.3eV；k是波尔兹曼常数，等于$8.617\ 09\times10^{-5}$ eV/K。因为电阻是导电率的倒数，电阻正比于exp $(+E/kT)$ = exp $(3\ 500/T)$。

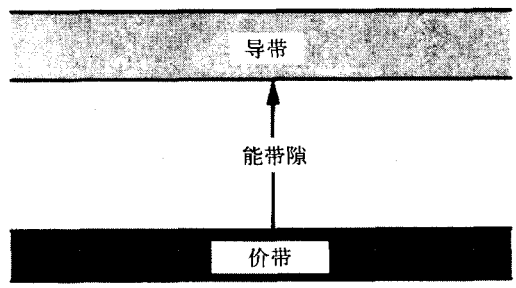


图4-20 价带与导带的能级图和能带隙E。当温度升高时，导带的电子数增多，电阻变低

对于一阶$1/T$，电阻R与温度T的关系为：

$$R(T) = R(T_0)\exp[\beta(1/T - 1/T_0)]$$

其中温度T的单位是K，T_0是参考温度，β是材料的温度系数（图4-21，表4-9）。当温度上升时，由于导带中的电子浓度的增大电阻按快速指数级下降。更精确的公式为：

$$1/T = A + B(\ln R) + C(\ln R)^3 \tag{4-2}$$

其中A、B和C是经验常数，由实验测定数据优化拟合确定。因为式（4-2）是线性的，所以可以使用第5章中介绍的最小平方拟合。作为初始逼近值，$A=1/T_0$，$B=1/\beta$，$C=0$。

在绝缘液体（比如油）里，热敏电阻的典型**时间常数**（time constant）是几秒。但如果在含水介质（比如水或口腔）中使用，要用一支特氟隆（聚四氟乙烯）管进行电绝缘和维持无菌，这样也使得响应时间增大到大约是原值的10倍。**损耗常数**（dissipation constant）是指使得温度比周围介质的温度高1°C所需的功率。如果一个热敏电阻通过导线悬浮在油浴中，损耗常数大概是10mW/°C，而如果是在静止的空气中，这个值会减小为原值的十分之一。所以保持流过热敏电阻的电流足够小是很重要的，这保证了焦耳发热不会影响温度的测量。

相反地，自加热可以用来测定液体的状态。通过自加热效应，热敏电阻的平衡温度（还有它的电阻）将取决于它是在液体里还是在蒸汽里。

为了检测温度，热敏电阻在电桥电路中使用（如图4-22）。电桥方程是：

$$V_0 = V_+ - V_- = V_b\left(\frac{R_3}{R_T + R_3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

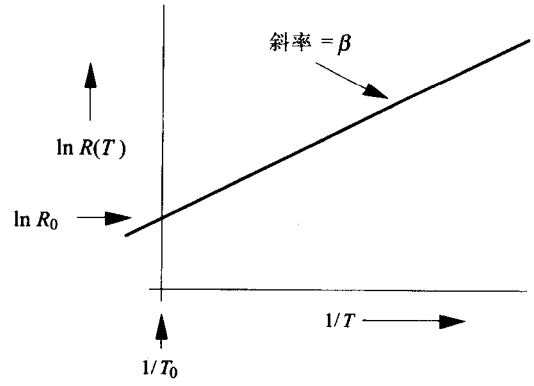


图4-21 热敏电阻的$1/T$与$\ln R$的关系。式（4-2）中的$(\ln R)^3$被忽略

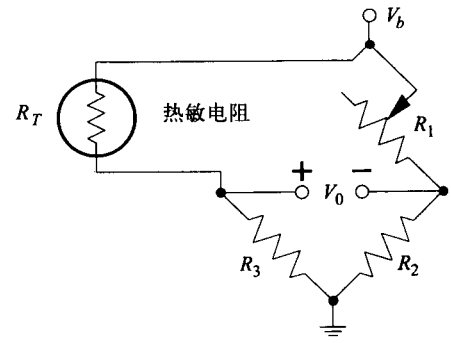


图4-22 热敏电阻在电桥电路中。对于一个选定的温度，可以调节可变电阻R_1使得电桥的输出电压为零

求解R_T：

$$R_T = R_3\left|\frac{V_bR_1 - V_0(R_1 + R_2)}{V_bR_2 + V_0(R_1 + R_2)}\right|$$

电桥的输出V_0只有在R_T的值与R_3的值接近时才是线性的。对于低温，$R_T >> R_3$，$V_0 = -V_bR_2/(R_1 + R_2)$。对于高温，$R_T << R_3$，$V_0 = +V_bR_1/(R_1 + R_2)$。在这些极端情况下，电桥的输出不依赖于温度。

表4-9 典型热敏电阻R与对应的温度T（β = 3 000K，R 在0℃为10kΩ）

T(℃)	R(kΩ)	T(℃)	R(kΩ)	T(℃)	R(kΩ)
−50	117.2	−10	15.2	30	3.4
−40	65.8	0	10.0	40	2.5
−30	38.8	10	6.8	50	1.8
−20	23.8	20	4.7	60	1.4

1. 热敏电阻电桥电路的灵敏度优化

在本例中，灵敏度Q指的是对于温度的每个单位变化，电桥输出的改变。我们现在要计算出在电桥的电阻为何值时，灵敏度Q取得最大值：

$$Q = \frac{dV_0}{dT} = R_T \frac{dV_0}{dR_T} \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT}$$

由热敏电阻关系式，我们得到：

$$\frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} = -\frac{\beta}{T^2}$$

由电桥关系式，我们得到：

$$V_0 = V_b \left(\frac{R_3}{R_T + R_3} - V_- \right)$$

$$R_T \frac{dV_0}{dR_T} = -\frac{V_b R_3 R_T}{(R_T + R_3)^2} = -\frac{V_b \alpha}{(1+\alpha)^2}$$

其中，$\alpha = R_3 / R_T$。

合并得：

$$Q = \frac{V_b \alpha \beta}{(1+\alpha)^2 T^2}$$

为取得Q的最大值，我们令$dQ/d\alpha = 0$，发现当$\alpha = 1$时Q取得最大值：

$$\frac{dQ}{d\alpha} = \frac{V_b \beta (1-\alpha)}{T^2 (1+\alpha)^3} = 0$$

结论是：为了取得图4-22热敏电阻电桥电路在温度T的最大灵敏度（即当温度在T值附近变化时，得到电桥电路输出电压变化的最大值），我们选择$R_3 = R_T$。考虑前面给出的V_0的方程式，这个结果出人意料地简单。图4-23给出了一个典型例子，电桥电压与温度的关系图。

2. 热动力学

当将与温度为T_1的介质上处于热平衡的热质突然转移到温度为T_2的介质上，它的温度随着时间t变化按下式进行：

$$T = T_2 + (T_1 - T_2)\, e^{-t/\tau}$$

其中τ是指数时间常数。

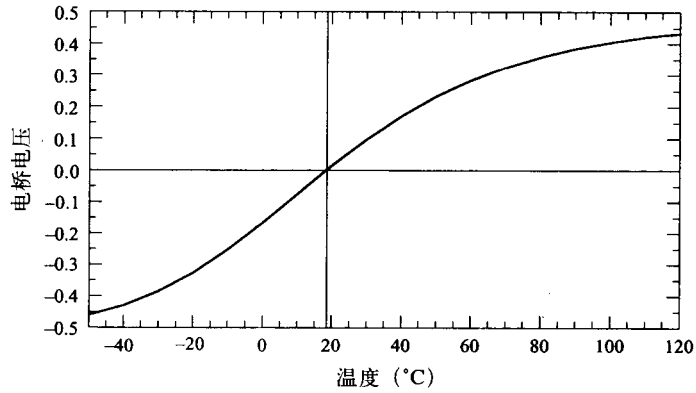


图4-23 $\beta = 3\ 000\text{K}$，$R_1 = R_2 = R_3 = 5\text{k}\Omega$时电桥电压对温度的函数图

4.3.6 固态温度传感器

流过硅二极管的电流I_D为：

$$I_D = I_S[\exp(qV_D / kT) - 1]$$

其中V_D是二极管两端的电压，I_S是二极管深度反向偏置时的饱和电流，q是电子电荷，k是波尔兹曼常数，T是以K为单位的温度，$k/q = 86.170\ 9\mu\text{V/K}$。若将$V_D$求解为$T$的函数，由以上方程我们得到：

$$V_D = (86.170\ 9\mu\text{V/K})\ T\ln(1 + I_D / I_S)$$

当$I_D = 1\text{mA}$，$I_S = 1\text{nA}$，则：

$$V_D = (1.2\text{mV/K})\ T$$

但是，V_D不能用来确定绝对温度，因为I_S依赖于温度。

这个问题可以通过一对匹配的晶体管来解决，流过晶体管的电流比是已知的。这时，基极的电压差是绝对温度和电流比对数的函数。

$$V_T = V_{BE2} - V_{BE1} = (kT / q)\ln(I_1 / I_2)$$

其中，I_1和I_2是集电极电流，T是绝对温度，$k/q = 86.170\ 9\mu\text{V/K}$。通过准确分配电流，$I_1/I_2$是可以知道的，由此$V_T$与绝对温度$T$是成正比的。

模拟器件AD590固态温度传感器包含一对晶体管，它们将电流I_T分为相等的两部分（图4-24）。I_T的一半流过一个晶体管，另一半流过八个并联的晶体管，这九个晶体管都是相同的。基极的电压差$V_T = (86.1\mu\text{V/K})(\ln 8)\ T = (179\mu\text{V/K})\ T$。这个电压加在一个358Ω的电阻上，$I_T$的一半也流经这个电阻。流过器件的总电流$I_T = (1\mu\text{A/K})\ T$，与绝对温度成正比（图4-25）。这个器件在工作时的偏置电压范围是3～40V，然后测量其电流。如果外加一个1kΩ的电阻，则可以得到1mV/K的灵敏度，这是热电偶的20倍。如果

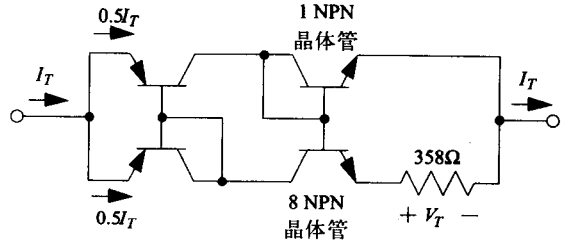


图4-24 模拟器件AD590固态温度传感器。对该器件加4～30V的偏置电压时，其电流与绝对温度成正比。该器件的典型灵敏度是1μA/K

测量0°C附近的温度，可以使用一个差分放大器来减去273mV。在−55°C到+150°C温度范围内，这个器件在室温校正后的绝对误差为±2°C，线性度误差为±0.8°C，重复性误差为±0.1°C。在5～15V偏置电压下的电源抑制比是0.2μA/V或0.2°C/V。

4.3.7 热电偶参考结点的自动补偿（电子“冰点”）

通常用一个固态温度传感器或热敏电阻测量参考结点的温度，而不是把热电偶的参考结点的温度维持在一个特定的温度值（比如用冰点）。为了测温，下面的两个步骤是必须做的：

1) 将参考点传感器（固态温度传感器或热敏电阻）转换为一个信号，这个信号的灵敏度为每摄氏度几毫伏，与热偶电阻的灵敏度匹配。

2) 将转换后的信号加到热电偶信号里。

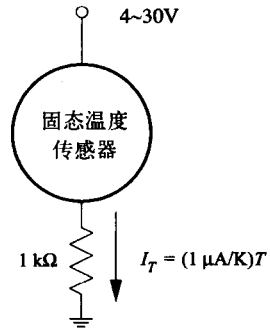


图4-25 模拟器件AD590固态温度传感器的等效电路。该器件相当于一个高阻、可通过1μA/K的常量电流调节器

4.3.8 红外线温度传感器

红外线温度传感器是一种非常有用的（但非电子）温度传感器，它带有一个望远镜，望远镜的内焦点上有一条温度校准灯丝。这种温度传感器用来测量远处发光物体的表面温度是很有用的。如果细丝的温度比发光物体表面的温度低，那么灯丝将呈黑色。如果细丝的温度比发光物体表面的温度高，那么灯丝将发光。当调节灯丝的温度近似等于物体表面的温度（相差5°C或10°C），就看不见灯丝了。这个现象的原理是：相同温度的黑体辐射器有相同的颜色光谱。它的下限温度是800°C（可见白炽光的初始值），上限温度是3 000°C（细丝可以承受的最高温度）。

利用物体发射红外线，来测量物体温度的另一种更为常用的方法是，将一排固态（CdS或硅）二极管放到望远镜的焦点处。低于20μm的红外线加热这些二极管，用灵敏的自扫描电路或扫描电子束，测量二极管电导率的变化并产生可视的信号。这种热成像的装置，可以用来检测人体体温因为感染或肿瘤而引起的变化，也可以用来检测建筑物因为绝热措施不足而引起的热泄漏。在室温下它的精度为±5～10°C。

最高级的热成像系统采用硅雪崩光电二极管阵列，它在地球轨道温度为10K的地方工作。它能检测波长从0.3～17μm的光子，并能在晚上对地球表面上的各个车辆的位置和运动成像（利用发动机的温度）。

4.3.9 温度传感器小结

表4-10 给出了本节介绍中的温度传感器及其使用的温度范围和典型的精度。

表4-10 温度传感器一览表

温度传感器	范　围	精度（°C）
铂电阻	−220～+850	1
铁康铜热电偶	0～+760	0.2
铬铝热电偶	−200～+1 250	1
钨－钨（26%铼）	0～+2 320	3
热敏电阻	−80～+100	0.05（校准后）
固态	−55～+150	2（校准后）

4.4 应变敏感元件

当机械结构受到压力的时候，它就会发生变形，应力是指机械结构所承受的力的强度，即作用在机械结构上单位面积的力，应变指机械结构变形的大小，即单位长度发生的形变。杨氏模数指应力与应变之比，用来描述结构的刚度。如果结构的刚度越大，对给定的形变所需要的应力也就越大，它的杨氏模数也就越大。

一个最简单的电阻应变计就是充满水银的橡胶管，当橡胶管受到拉力的时候，它的长度L会增加，截面积A会减少，电阻R由式$R=\rho L/A$给出，此处ρ是电阻率，单位为$\Omega\cdot cm$，而当容积为常数时$V=AL$，这时，电阻R可由式$R=\rho L^2/V$算出。对于长度的微小变化ΔL，设ρ为常数，$\Delta R=2\rho L\Delta L/V$，那么$\Delta R/R=2\Delta L/L$就可以用来表示应变的大小，水银试管应变计已经应用于呼吸监护器。

粘贴式电阻应变计

金属铂片应变计是由金属模型置于聚酯膜底片上组成，它的电阻随着所受拉伸或压缩而改变（图4-26和图4-27），这种传感器价格便宜，可以粘贴于房屋、桥梁、锅炉以及各种潜水艇和船舶体的构件中，它能实时检测应变并能对过大的应力导致的材料失效提出警告。一个典型的最大安全形变系数是$\Delta L/L=0.5\%$。

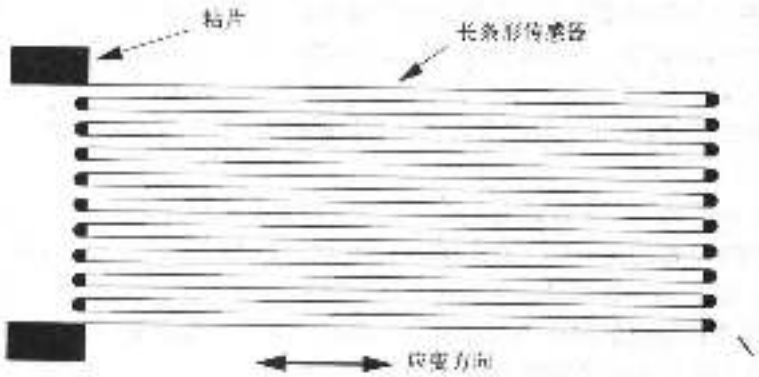


图4-26 金属铂片应变计，通常由聚酯胶片来固定形状。对于大多数的金属片，其电阻的变化（$\Delta R/R$）大约是长度形变（$\Delta L/L$）的两倍

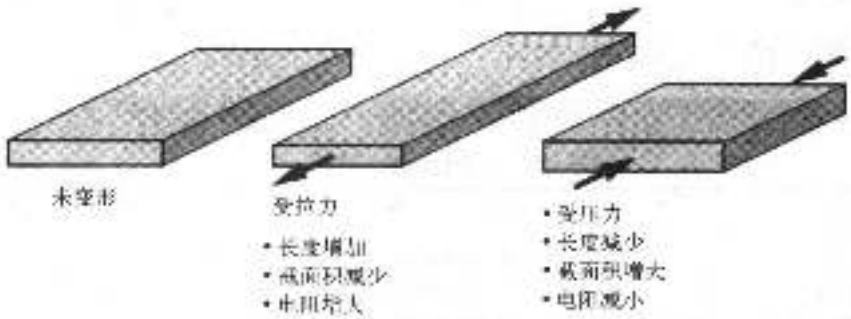


图4-27 应变计中金属片受到拉力和压力发生形变，导致电阻的变化

当金属受到应力的时候，它的长度增加，周长D就必须减少以维持体积不变，我们定义纵向应变为$\varepsilon_l=\Delta L/L$，横向应变为$\varepsilon_t=\Delta D/D$，泊松比ν为$-\varepsilon_t/\varepsilon_l$。横截面积的变化为$\Delta A/A$

$=2\Delta D/D=-2\nu(\Delta L/L)$

体积电阻率为ρ的矩形金属条的电阻由下式来计算：

$$R=\frac{L_\rho}{A}$$

取偏微分得:

$$dR=\frac{\rho}{A}\partial L-\frac{\rho L}{A^2}\partial A+\frac{L}{A}\partial\rho=R\frac{\partial L}{L}-R\frac{\partial A}{A}+R\frac{\partial\rho}{\rho}$$

写成微分形式:

$$\frac{\Delta R}{R}=\frac{\Delta L}{L}-\frac{\Delta A}{A}+\frac{\Delta\rho}{\rho}=(1+2\upsilon)\frac{\Delta L}{L}+\frac{\Delta\rho}{\rho}$$

式$\Delta L/L$是尺寸的变化率，$\Delta\rho/\rho$项是压阻变化率。对于体积固定的水银应变计来说，$\sigma=0.50$，$\Delta R/R=G_S\Delta L/L$式中的灵敏系数G_S为2。对于大多数金属，$\nu=0.30$ (随着应变的改变会有所增加)，但是压阻的变化率也增加，从而使得G_S也大约保持为2。金属应变计的灵敏系数一般为2～4.5，就半导体金属而言可以高到150(表4-11)。如此之高的灵敏系数是因为半导体应变元件的电阻率对应变有很强的依赖关系。

表4-11 应变计的材料及其灵敏系数

金 属	$Gs=(\Delta R/R)/(\Delta L/L)$	$(\Delta R/R)/\Delta T(10^{-5}/°C)$	$(\Delta L/L)/\Delta T(10^{-5}/°C)$
$Ni_{45}Cu_{55}$合金	2.1	±2	1.6
硅 (n型)①	100～170	70～700	0.23
硅 (p型)②	−100～−140	170～700	0.23

① 对于n型硅 ($\rho=3\times10^{-4}\Omega\cdot cm$)，$\Delta R/R=-110\Delta L/L+10\,000(\Delta L/L)^2$。

② 对于p型硅 ($\rho=2\times10^{-2}\Omega\cdot cm$)，$\Delta R/R=120\Delta L/L+4\,000(\Delta L/L)^2$。

4.5 力传感器和压力传感器

4.5.1 力传感器

测量加于质量m上的重力F的一种常用方法是用弹簧和位置传感器，$F=mg=kx$，g是重力加速度，k为弹簧系数，x是弹簧长度在载重和未载重之间的差。因为重力是不随着位置的变化而改变的，所以可以允许弹簧发生很大的位移，从而提高测量的精度。但是如果不是重力，而是一些其他力，它们会随着力的方向上的位移而显著减小，因此测量很小位移的力是非常重要。一种最佳的方法就是使用压电晶体，其电压会随着压力的大小而改变。另外一种方法就是使用一个或多个应变计粘在一个柔性杆上（图4-28)。杆的一端固定，另一端施加力。通过杆的刚度选择来提供量程范围内的准确测量，而且不会产生过大的位移。

将应变计放在一个平衡的惠斯登电桥的单臂上，就能够测出该应变计的电阻。如果使用单个应变元件（图4-29的左图)，电桥的输出会随着电桥臂上的弹性元件的热膨胀变化而改变。一种更好的设计是采用成对反向的四个应变元件（图4-29的右图)，这就使得四个应变元件随环境温度的变化而产生的改变互相抵消，从而达到对环境温度变化的相对不敏感。

对于只有单个应变元件的电桥（图4-29的左图)，设励磁电压为V_b，则输出为:

$$V_+ - V_- = V_b\left(\frac{R}{2R} - \frac{R}{2R+\Delta R}\right) = V_b\left(\frac{\Delta R}{4R+2\Delta R}\right)$$
$$\approx V_b\left(\frac{\Delta R}{4R}\right) = V_b\left(\frac{G_S}{4}\frac{\Delta L}{L}\right)$$

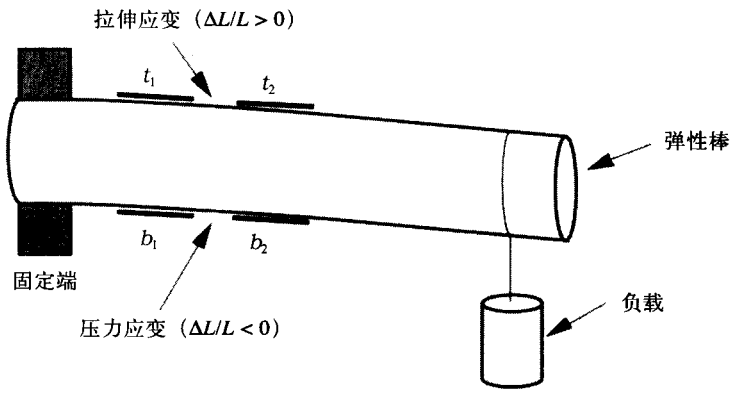


图4-28 力传感器，在弹性棒上成对反向安装着四个力应变计

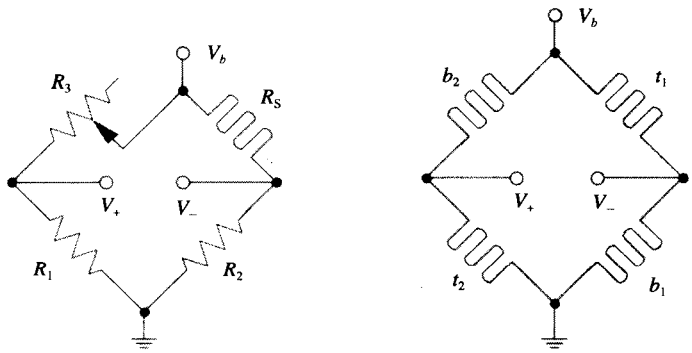


图4-29 使用单个应变元件R_S或四个应变元件（t_1、t_2、b_1和b_2）的力传感器桥式电路，后者的灵敏度是前者的四倍

对于有四个应变元件的电桥(图4-29的右图)，设四个应变元件的电阻原阻值相同，都为R，我们有：

$$V_+ - V_- = V_b\left(\frac{R+\Delta R}{R+\Delta R+R-\Delta R} - \frac{R-\Delta R}{R+\Delta R+R-\Delta R}\right)$$
$$= V_b\left(\frac{2\Delta R}{2R}\right) = V_b\left(G_S\frac{\Delta L}{L}\right)$$

注意，有四个应变元件的桥式传感器的关系是线性的，相反，单个应变元件的桥式传感器则不是。另外，有四个应变元件的桥式传感器的灵敏度是单个应变元件的桥式传感器的四倍。一个典型的最大应变$\Delta L/L$是0.5%，所以灵敏系数G_S是2，$\Delta R/R$仅有1%，V_0是V_b的1%。

同时我们还应该注意到，温度的均匀变化将导致棒长度的改变，并且施加相等的应力于所有应变计。因此，单个应变元件的力传感器受温度影响，而有四个应变元件的应力传感器不受温度影响。

4.5.2 压力传感器

气压或者流体压力是指容器表面单位面积上受到的垂直于该表面的力。压敏电阻膜片是灵敏度最好的压力传感器之一，它包括四个相同的半导体压敏电阻，外面再包一层圆形薄硅膜。压力导致膜片弯曲，进而施加到压敏电阻上。其中两个阻值增加，另两个阻值减少。具体哪两个，要看它们贴的方向，还有硅材料的结晶方向。附在硅膜片上的金焊盘的作用是将压敏电阻与电桥相联接，就像上一节所说的力传感器一样。这种半导体硅是有范围限制的，若压力过大，会导致失效。一般一个有效的压力范围是1～15 000psi，并且满量程的精度可达到0.1～1%。如果要测量绝对压力，则抽空薄膜的一边，并且密封住这一边，仅使用薄膜的另一边工作。若要测量差压，则薄膜的两边都要使用。

4.5.3 压电传感器

压电晶体有一个优良的性质，即当受到压力作用时就会产生电压，在两端施加电压时，它又会产生一个小的形变。尽管形变很小，但它们常常用在振荡器和超声波发生器或传感器上。通常的应用包括时间记录，水下声波探测和医疗成像。最常使用的压电材料是钛酸钡和石英晶体，一个最老的应用实例是留声机铁笔的酒石酸钾钠盐晶体，把留声机的唱盘中细小的声波转换为电信号。

图4-30显示的是一压电晶体和它的等效电路，晶体中产生的电荷分离为:

$$q = S_q F = S_q PA$$

其中S_q是电荷灵敏度。

电荷产生的电压V为:

$V = q/C$，其中$C = kA/d$

其中A是面积，d是厚度，k为介电常数。

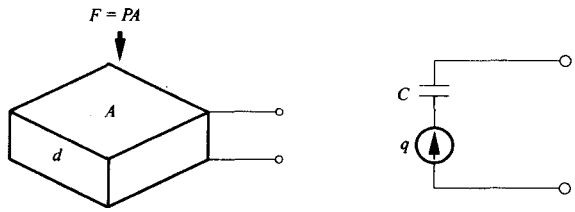


图4-30 压电晶体及其等效电路

联合上述两式，解得

$$V = \frac{qd}{kA} = \frac{S_q pd}{k} = S_v pd$$

其中S_v是电压灵敏度。

对于感应加速，一个惯性质量把加速脉冲转换为力，其典型的灵敏度为10pC/g或5mV/g。大晶体的频率感应范围是1Hz～10kHz(图4-31)，小晶体可达到1MHz。

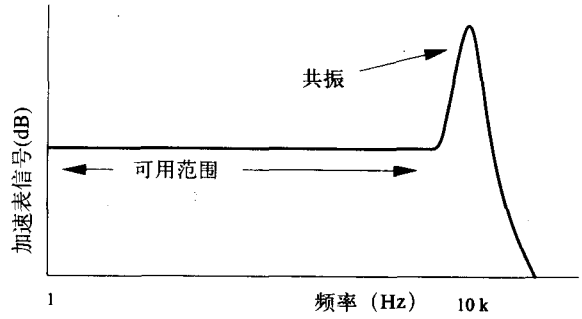


图4-31 压电晶体的加速表

例4.1 压电晶体钛酸钡的厚度为1mm，面积

是1cm²。如果它受到一个标准大气压的压力时，输出电压是多大?

设:电荷灵敏度是S_q = 1.5pC/N

介电常数$k = 1.25 \times 10^{-8}$F/m

电压灵敏度是$S_v = 1.2 \times 10^4$Vm/N

A = 1cm²，d = 1mm，$V = S_v Pd$;

压力P = 1个标准大气压 $= 10.1 \times 10^4 Nm^{-2}$。

所以$V = (1.2 \times 10^{-4}$ Vm/N) $(10^{-3}$m) $(10.1 \times 10^4 Nm^{-2})$ = 12.1mV。

图4-32显示的是电荷放大器，其级输出电压V_0与输入电荷成正比关系。$V_0 = q\ (C/C_f)$，这里C_f为反馈电容值。电阻R值很大，通常用来使输出在一个较长的时间里归零。

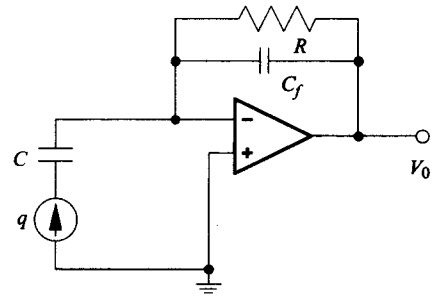


图4-32 压电晶体的集成输出放大器

惯性导航

惯性导航系统的目的是为了准确地测量出空间三个方向的加速度，从而准确地确定速度和位置。漂移和噪声会产生误差，而且误差随着时间变化而增加。因此有必要对系统进行定点校准以消除误差。现在这种方法已经被全球定位系统（GPS）所取代，它能够通过已知轨道的人造地球卫星发来无线电信号的通过时间来进行定位。

4.5.4 真空传感器和真空泵

在许多应用中都需要真空环境，如:

- 阴极射线管－电视和计算机的显示器;
- 功率放大器－收音机，TV和雷达发射器;
- 离子注入－集成电路的生产中;
- 电子、质子以及离子加速器－医疗上的治疗射线;
- 质子和重氢核回旋加速器－医疗用同位素的产生。

下面是一些检测真空的技术（见表4-12）。

表4-12 压力传感器及其应用范围

压力传感器	压力范围
带应变计的硅盘	1 000大气压～1Torr①
电容	1 000～1Torr
热电偶	1～0.01Torr
电离真空计②	10^{-2}～10^{-4}Torr
真空离子泵	10^{-4}～10^{-12}Torr

① 1大气压 = 760mm汞柱 = 760Torr（托）。

② 应变仪可以记录10^{-6}Torr。

1. 电容

平行板电容用在共振电路时，能够很准确地测得共振频率，共振频率的大小取决于两块板间的介电常数（与气体压强成正比）。

2. 热电偶

发热元件放在热电偶的感应结点的下面，则对热电偶的对流传热与气体压强成正比。

3. 离子规

加热的灯丝产生被加速的电子，这些电子射向阳极靶。他们在射向阳极靶的途中与气体原子碰撞，从而产生正离子，这些正离子被阴极靶收集。于是，两极之间就形成了电流，该电流的大小与空气压强成比例。

4. 真空离子泵

电子产生后在电磁场中盘旋。这些电子与气体中的原子碰撞，从而产生负离子，这些负离子被驱动飞向阳极靶，它们形成的电流的大小与空气压强成正比。

下面是一些真空生成法:

1) 水流抽气管（俗称：水老鼠）

通过快速流动的流体（例如水）把空气抽出来，从而在里面形成真空。这是化学家在过滤溶液时使用的方法，压力限制在10mmHg。将溶液放在过滤纸的上面，与大气压接触，水流抽气管使得过滤纸下面的烧杯中形成了真空。

2) 波纹管及阀门

受限于1mmHg (1Torr) 之内。

3) 低真空泵

一种机械泵（活塞阀门式），能达到0.01Torr（真空单位，相当于1mmHg的压力），但这种仪器使用的润滑油是一种潜在的污染，因此，通常在泵的入口处要设置集油槽。

4) 涡轮分子泵

高速的涡轮片与气体中的分子相撞，并且将气体中的分子驱入到低真空泵中，涡轮分子泵在低于0.1Torr下工作，甚至能够达到10^{-5}Torr。

5) 真空离子泵

当气体原子核被驱射到阳极板，并被阳极板吸牢，产生抽吸功能。该过程一直持续到阳极板饱和。当饱和发生时，低真空泵开始工作，在脱气过程中，被捕获的原子从阳极板（该板是由加热板构成）被驱出。这种泵可以产生低于10^{-4}Torr的真空气压，最高可达到10^{-12}Torr。

6) 扩散泵

（这种泵在现代系统中基本不用。）沸腾的油或汞喷洒到气体分子中并驱使气体分子到低真空泵。扩散泵在低于0.1Torr的真空压下工作，并能达到10^{-6}Torr的低压。但是沸腾的油会污染系统，并且会限制低压的形成。

7) 低温泵

传统的泵送技术(如真空离子泵)会受到残余气体的蒸汽压的限制。这些残余空气可以被冰冻到一个低温表面，通常可以产生低至10^{-12}Torr的超低压。

注意 在1994年出版的《Guinness Book of Records》一书中提到最好的真空环境可达到10^{-14}Torr，它是IBM沃森研究中心在1976年得到的。

4.6 测量光

4.6.1 硅光电二极管

用于测量低能级光的最好的商用光电二极管是插针引脚式光电二极管，它的制作方法是：

将施主（n型）杂质（通常是磷或砷）和受主（p型）杂质（通常是硼）扩散到一片高纯度硅晶片的两面（图4-33）。晶片通常是50～500μm厚，p层传输波长范围400～800nm的光。光子波长λ与能量E的关系是：

$E=hc/\lambda$，其中$hc=1\,240\text{eV}\cdot\text{nm}$

能量为2eV的光子的波长是620nm，颜色为红色。能量为3eV的光子的波长是413nm，颜色为蓝色。

在n型材料中掺杂一些化合价为5的原子（比如磷原子），以代替一些硅原子，这样就可以产生受束缚的P^+正的可移动电子。在p型材料中掺杂一些化合价为3的原子（比如硼原子），以代替一些硅原子，这样就可以产生受束缚的B^-正的可移动空穴。

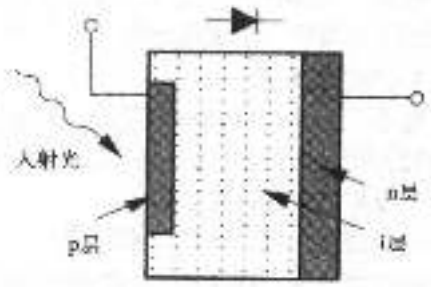


图4-33 硅光电二极管的电子结构

一些可移动电子和可移动空穴重新结合，使得n型材料带正电荷，p型材料带负电荷，这就建立了一个内部的电场，该电场使得n型材料吸引负的载流子，p型材料吸引正的载流子。

i型材料有很高的纯度和很高的电阻率，而且i型材料与n型和p型材料比较，载流子很少。n型和p型材料都必须是透光的，这样光子才可以进入i型材料。

1. 光生电模式

插针引脚式二极管在n层产生自由的负载流子（和固定的正离子），在p层产生自由的正载流子（和固定的负离子）。这些载流子（在没有任何外电压的作用下）会扩散以填充空隙。这种驱动力是**扩散电动势**（diffusion emf）。但是，当这些载流子离开极性相反的离子后，扩散电动势会受到**库仑电动势**（coulomb emf）的抵抗。当两个电动势平衡时，就不会产生对外的电压和电流。但电荷的分隔在i层产生了一个电场，在这个电场作用下，多余的负自由载流子漂向n层，多余的正自由载流子漂向p层。

照射进内部层（通过很薄的透光的p层）的光子产生电子空穴对，电子空穴对被内部电场分开，从而产生了对外的电动势（称为光生电动势）。电路开路时，产生的电动势在宽光强范围为200～600mV之内（如图4-34所示的+V坐标轴的截距）。另一方面，电路短路时，产生的电流与光强成正比，其数量级超过几十（如图4-34所示的−I坐标轴的截距）。如果使用负载电阻，则电压与电流的关系由负载线给出（见图4-35）。

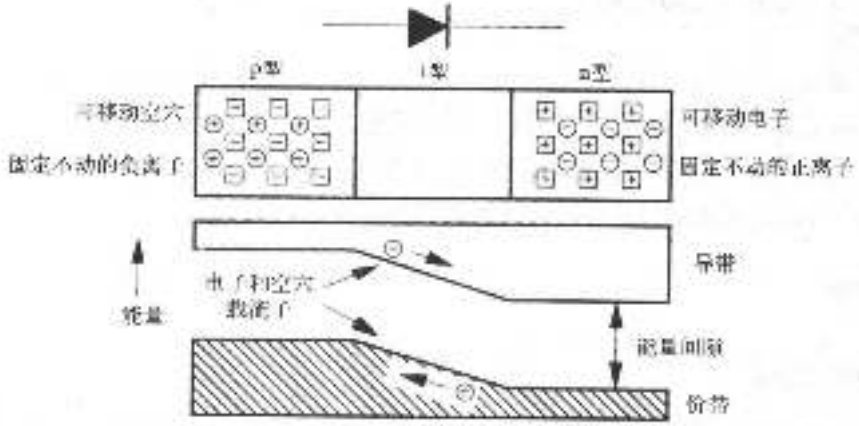


图4-34 插针引脚式二极管的电子结构，展示了施主（n型）原子和受主（p型）原子如何产生内电势

考虑过程的能量流动，相互作用的光子的能量打断了价电子与硅原子之间的化学键，产生一个电子和一个空穴。二极管的内部电场分隔了载流子，使它们分别漂移到n型或p型电极。当电路建立后，电子可以和载流子结合。这样，光能就转换为了电能。

这也解释了串行连接的二极管将它们的电压而不是电流相加——一个二极管上的电子与另一个二极管上的空穴重新相结合。外部电路的电流是由某个二极管一端的电子和同一个二极管另一端的空穴所构成的。

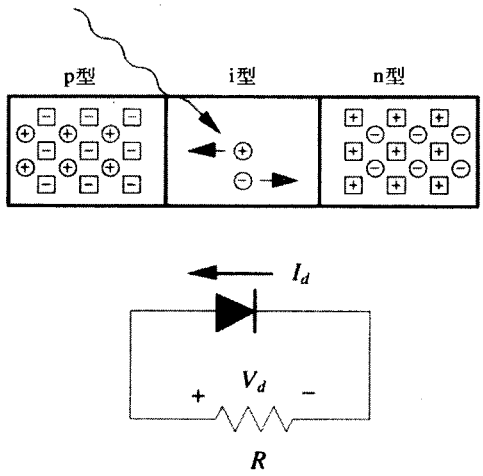


图4-35 插针引脚式光电二极管的光生电模式。展示了由光在内部层产生的电子和空穴如何在外部电路工作

2. 光电导的模式

当外加反向电压时，假设材料的纯度足够高，i层将几乎没有载流子。这样可以降低电容或增大速度，这在通信应用中是很重要的。在黑暗处，光电二极管的$V-I$曲线与一个普通二极管的$V-I$曲线相似，不同之处是反向偏置电流低很多，对于S1723，这个电流值要小几个纳安。光照使得曲线向反向电流的方向下降。从图4-36或实验练习14可以看出，这个电流是光强的最好指示器。

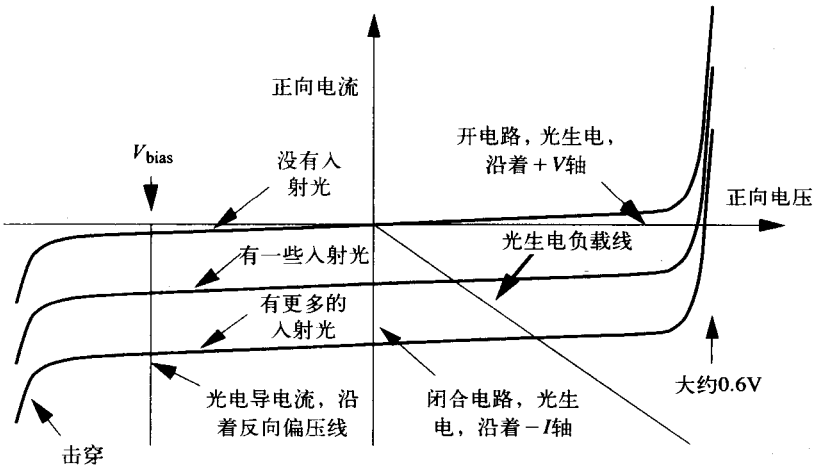


图4-36 在不同入射光下，插针引脚式光电二极管的$I-V$特性

在黑暗处，外加的反向偏置电压使得正负载流子相隔更远，i型材料上的自由电荷被清除干净，并只产生很小的电流（图4-37）。

当光子进入i型材料，外加的反向偏置电压将电子和空穴扫进相应的材料，产生了一个增大了的反向电流（图4-38）。在黑暗处，外部正向电压必须超过大约0.6V的内部电势，才能产生一个大的电流（图4-39）。

理想光电二极管的$I-V$特性遵循下面的方程：

$$I_D = I_S\left(e^{qV_D/kT}-1\right)+I_p$$

其中V_D是二极管两端的电压，I_D是流过二极管的电流，$kT/q=0.026$V是在室温下的热电压，I_S是饱和电流（它的值取决于二极管结点处的面积），I_P是由光子产生的电流。

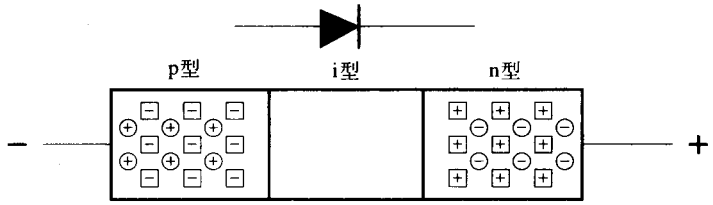


图4-37 在黑暗处外加反向偏压的插针引脚式光电二极管。内部和外部的电场叠加，使得中间层没有自由电荷

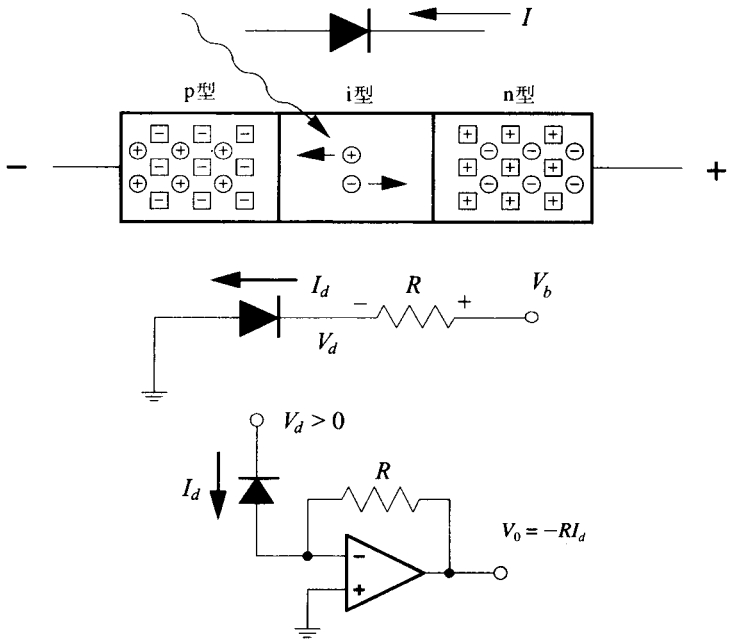


图4-38 光照下外加反向偏压的插针引脚式光电二极管。由光照在内部层产生的电子和空穴，产生了一个与光强（光子数/秒）成正比的反向电流

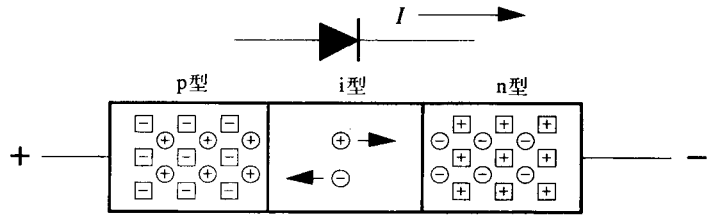


图4-39 外加正向电压的插针引脚式光电二极管。如果外部电路的正向电压超过了内部的电势（对于硅大约0.6V），就会产生一个很大的电流

3. 放大

为了将电流转换为电压，可以使用电阻性负载和同相放大器（图4-40）。

$$V_0=I_{\text{photo}}R_1(R_2+R_3)/R_3$$

不推荐使用图2-6中给出的电压-电流转换器，因为运算放大器的泄漏电流会导致光电二极管（反向偏置阻抗一般为$10^{12}\Omega$）两端电压的大幅下降，并使放大器饱和。

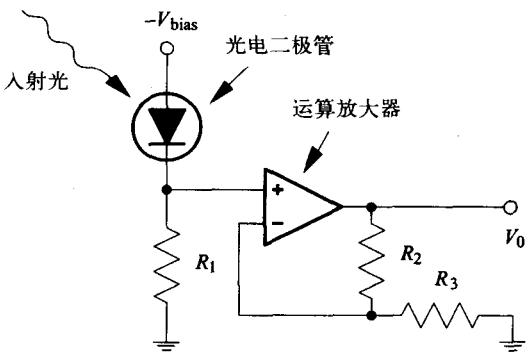


图4-40 对光电二极管加反向偏压，并将光电导电流转换为电压的电路。$V_0=IR_1(R_2+R_3)/R_3$，其中I是光电二极管电流，当$R_1=1\text{M}\Omega$，$R_2=900\text{k}\Omega$，$R_3=100\text{k}\Omega$，放大器的输出$V_0=10\text{mV/nA}$

4.6.2 郎伯－比尔定律

光电二极管常用来测量穿过未知浓度的有色溶液的透射光。光的透射率被定义为在波程长度为L处测量得到的光强$I(L)$除以零波程长度的光强$I(0)$。

$$I(L)=I(0)e^{-kCL} \tag{4-3}$$

其中C是溶液的浓度，L是穿过溶液的波程长度（图4-41）。比例常数k通常由已知的标准确定。

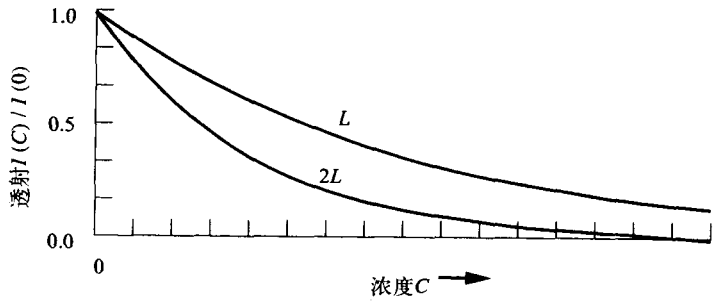


图4-41 透射强度作为有色溶液的浓度C的函数，波程长度为L或$2L$

4.6.3 固态光电探测器小结

硅的光谱响应是190～1 100nm，砷化钾的光谱响应是190～760nm。辐射灵敏度定义为接收的单位发光瓦特所产生的光电流。量子效率指的是每个入射光子所产生的电子空穴对。每个光子的能量为$E=hc/\lambda$，其中$hc=1\ 240\text{eVnm}$，λ是波长。2eV光子的波长为620nm，颜色为红色，3eV光子的波长为413nm，颜色为蓝色。光电流I_{photo}，接收功率P_{photo}，量子效率QE，以及波长λ之间的相互关系为：

$$I_{photo}=\text{QE}\lambda P_{photo}/(1\ 240\text{eVnm})$$

设计技巧

当使用光电二极管将光强转换为电压时，要记得光电流的大小与光子产生电子空穴对的速率成正比。需要使用电流－电压转换器。

4.6.4 真空光电倍增管

真空光电倍增管是最灵敏的光电探测器之一，它有一层特制的感光层，叫做光电阴极，

还有一个高增益的电子倍增器。光电阴极将入射光子（波长从200～500nm）转换为光电子，光电子释放到真空中（效率为15%～25%）。电子倍增器包括8～14个倍增电极，电极表面涂有高的二级发射材料，所以电子从一个电极到另一个电极时电子逐级增多（图4-42）。这个过程中总的电子增益是10^5～10^7。当工作在低能级的光照下时，光子可以被逐个检测出来，对应的脉冲是10^5～10^7个电子，持续时间3ns。一个重要的特点是没有约翰逊噪声，这种噪声使得室温下的电子不能用来检测单个的光子。

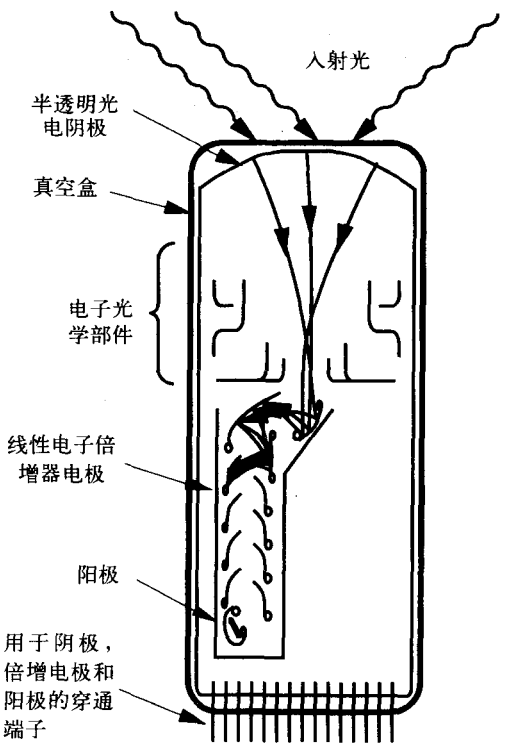


图4-42 电倍增管。为了简化起见，只给出了前面三个倍增电极的电子放大

4.7 产生可见光

产生可见光主要有两种机制：1）**白炽光**（incandescence），由电子的热激发产生；2）**发光**（luminescence），由电子从一个较高能级下降到一个较低的能级产生。

4.7.1 白炽光

由于电子无规律的随机运动，白炽辐射的两个特点是：1）光强随着温度四次方变化；2）波长范围很宽，波峰为$\lambda_{max}=(2.897\ 8\times10^6\text{nmK})/T$。白炽光的例子包括：

1）电灯泡，电流将惰性气体里的精细钨丝加热到3 000°C。

2）辐射空间加热器，电流将镍铬合金丝或石英丝加热到1 000°C。

3）蜡烛火焰，化学反应将气体加热到2 000°C。

4）太阳，内部的热核反应产生表面温度为6 000°C。

辐射功率与面积A成正比，并且随绝对温度（开尔文温标）的四次方变化：

$P_R=\sigma AT^4$，$\sigma=5.669\ 6\times10^{8}\text{Wm}^{-2}\text{K}^4$

6 000K（太阳表面）：$P=7\ 300\text{W/cm}$

3 000K（白炽丝）：$P=460\text{W/cm}$

300K（室温下的物体）：$P=46\text{mW/cm}$

（实际上，热传递取决于系统与周围环境的温度差，$\Delta T=20°\text{C}$时，$P=1\mu\text{W/cm}$）。

普朗克函数给出了单位波长与单位面积的辐射功率与温度的函数关系。

$$W(\lambda,T)=\frac{c_1}{\lambda^5(e^{c_2/\lambda T}-1)}$$

$$c_1=2\pi hc^2=3.742\times10^{-16}\text{Wm}^2$$

$$c_2=hc/k=1.439\times10^{-2}\text{mK}$$

参看图4-43，该图给出了物体表面温度为3 000K和6 000K时的辐射强度（$\text{W/m}^2\text{/nm}$）。波长范围很宽，波长最大值为：

$$\lambda_{max} = (2.897\ 8 \times 10^{6}\text{nmK}) / T$$

6 000K（太阳表面）：λ_{max} = 480nm

3 000K（白炽丝）：λ_{max} = 960nm

300K（室温下的物体）：λ_{max} ≈ 9.6μm

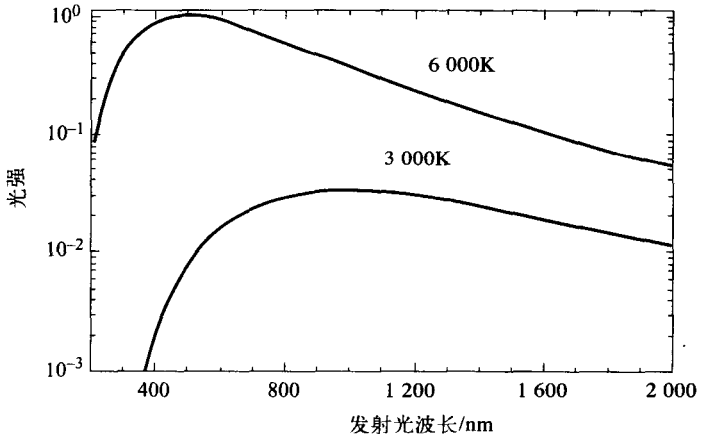


图4-43 白炽光表面温度为3 000K和6 000K时的发射光谱

4.7.2 发光

因为光的产生是由于电子从一个较高能级下降到另一个较低的能级，发光辐射的两个特点是：1) 温度相对较低；2) 定义明确的波长。关键的一点是两个能级之间有一个“禁止”能带。虽然存在几种方法可以增大波谱的宽度（比如在高压等离子区或固态），但它的波谱要比白炽光窄。发光的例子包括：

1) 荧光灯，来自加热后的汞蒸汽的紫外线光，激发了涂在灯里的荧光粉的电子。当荧光粉里的电子回到原先的状态，就会产生可见光。这称为自发发光，因为发光没有受到其他因素的影响。

2) 霓虹灯广告牌，用高压（一般是15kV交流）产生受激等离子。在等离子区的原子回到原先状态时自发发光。

3) 发光二极管，加到砷化钾的正向电压，使得电子从价带提升到导带，当这些电子从导带到回价带时自发发光。

4) 阴极射线管（作为大多数电视和计算机的显示设备），一束窄的电子束经由电磁铁的调整和高压（一般是20kV）的加速，轰击到荧光屏上。电子束上电子的能量转移到荧光屏上电子的能量，使荧光屏上的电子提升到不同的激发状态，然后这些电子回到原先状态时自发发光。

5) 激光，通过等离子放电或吸收光子，将电子激发到一个更高的能级，然后电子通过受激发射回到较低的能级状态。当一个光子和一个受激的电子相互作用，产生两个相同能量、方向和相位的光子，这时候就发生所谓的受激发射。受激发射的最佳波长是等于自发发射的波长。激光发射的特点是：1) 温度相对较低；2) 定义明确的波长；3) 光的强脉冲；4) 窄的发射角度。

发光二极管使用具有很高能带隙的半导体制造，比如GaAs（红色），GaAsP（绿色），或

者GaN（蓝色）。正向偏压将一些电子提升到导带，当它们回到原先状态时发生自发发光。最小的脉冲宽度一般是100ns（对于GaN是1ns）。另一方面，激光二极管，通过受激发射产生光，能够产生30ps的小脉冲宽度。

设计技巧

可以使用发光二极管将电压转换为光强，记得光强与电流成正比。需要一个电压－电流转换器。

4.7.3 发光效率

大多数光源是设计给人用的，比如计算机显示屏、电灯、指示灯等。这些光源的效率是以Lumens（光通量单位）/W计算的，而流明（光通量单位）是通过人眼的响应曲线计算的（图4-44）。表4-13给出了普通光源的发光效率。

理论上，“白”灯的可能的最高发光效率，可以通过使用三种颜色得到，该三种颜色的平均发光效率是300Lumens/W。普通灯的效率远在这个值之下。

表4-13 普通灯及其发光效率

灯	效率
60W 钨（1 000小时）	14
5 000W钨 (75小时)	33
荧光粉	54～76
汞汽	65
金属卤化物	100
高压钠①	100
低压钠①	150

① 颜色再现差。

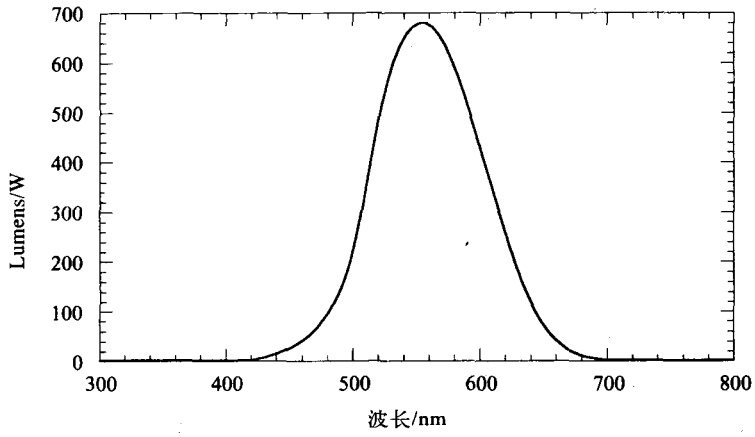


图4-44 人眼的视光效率

4.8 离子电势

4.8.1 离子电势的产生

下面是关于离子电势的两个典型例子：神经和肌肉的电化学活动在皮肤表面产生离子电势；测量试管里的离子电势以检测离子浓度。

对于第一个例子，测量皮肤表面的离子电势用以研究心脏（心电图，英文简称ECG）、大脑（脑电图，英文简称EEG）、骨骼肌（肌电图，英文简称EMG）和眼睛（眼球运动图，英文简称EOG）的电活动。

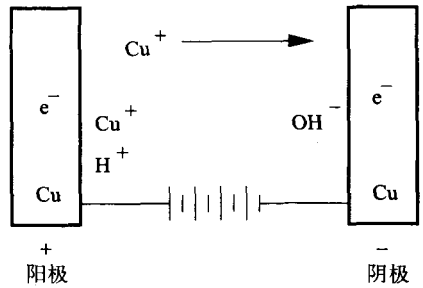


图4-45 在纯净水中使用裸铜电极传导，反应为Cu（阳极）→ e^-（在阳极）+Cu^+（在溶液）和Cu^+（在溶液）+ e^-（在阴极）→Cu（阴极）。这个过程受到铜在水里的低溶解度的阻碍

这些离子电势并不是因为电子浓度产生的，而是那些不能沿着导线到达放大器的离子产生的，认识清楚这一点很重要。所以，有必要将溶液里的离子电流转变为导体里的电子电流（见图4-45）。

4.8.2 裸金属电极

裸金属电极检测电离电势的性能很差，因为：

1) 外表面阻碍电荷的传输。

2) 离子电势非常小（对于ECG只有1mV，EEG则更小），而且在电极极化之前只能将小量的离子电荷转化为金属里的电子。

3) 由于铜的低溶解度以及OH^-离子与Cu^+离子的结合，下面的两个反应被限制在低电压(mV)。

Cu（阳极）→ e^-（在阳极上）+ Cu^+（在溶液中）

Cu^+（在溶液中）+ e^-（在阴极上）→ Cu（固体）

在稍微高一点的电压下（0.1V），电流受扩散速度的限制。即使没有电流流动，导线周围有Cu^+空间电荷，当溶液扰动时，空间电荷会在电极上产生瞬态电势（微音器效应）。

4) 下面的反应需要几伏特的电势（见图4-46）：

$2H_2O \rightarrow O_2 + 4H^+ + 4e^-$（进入阳极）

$2H^+ + 2e^-$（来自阴极）→ H_2

$2Cl^-$（在溶液中）→ $2e^-$（进入阳极）+ Cl_2（气体）

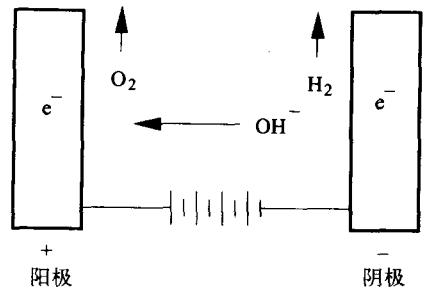


图4-46 水的电解，$2H_2O + 2e^- \rightarrow 2OH^- + H_2$（气体），$4OH^- \rightarrow 2H_2O + 4e^- + O_2$（气体）

4.8.3 银/氯化银电极

银/氯化银（Ag/AgCl）电极的银核心被一层烧结的氯化银包围（见图4-47）。下面的反应

Ag（固体）+ Cl^-（水溶液）↔ AgCl（固态）+ e^-（在AgCl中）

使得Ag导线的e^-电荷和溶液里的Cl^-电荷得到高效的传输，原因如下：

1) AgCl不可溶解并且和银核心在一起。

2) AgCl是多孔的，所以溶液里的Cl^-离子可以接触到电极核里的Ag。

3) AgCl有很弱的导电性，它可以接收银核的e^-。

4) 凝胶里的NaCl减少了电荷通路的表面阻抗。

注意，虽然电极里同时包含Ag和AgCl，但它既可以用作阳极（Ag和Cl^-转化为AgCl和e^-）也可以用作阴极（AgCl和e^-转化为Ag和Cl^-）。

因为Ag/AgCl电极的价格比较昂贵，所以有时也使用涂了特制的ECG胶的铜电极，但它受制于偏移电势（例如电池电势）和极化。

每个人皮肤的直流电阻抗都各不相同，而且还依赖于皮肤的干燥程度。皮肤上相隔15cm的一对金属电极常常得出的阻抗范围是1MΩ到10MΩ。如果皮肤接触水而变湿，阻抗会下降至100Ω到1MΩ之间。如果是用Ag/AgCl电极，得到的阻抗通常为20kΩ到50kΩ之间。

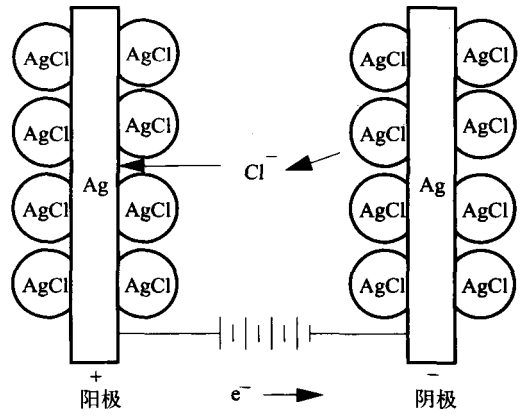


图4-47 Ag/AgCl电极。电子流被转化为溶液里的Cl^-离子流，使用反应式$AgCl + e^- \leftrightarrow Ag + Cl^-$

图4-48给出了一个常用的电极模型，它包括下面的元件：

1) 一个阻抗，由电极到溶液的电荷传输产生。

2) 一个阻抗，由离开电极的离子的扩散产生。

3) 一个平衡电极电位。

4) 一个亥姆霍兹电容，由离子电荷层产生。

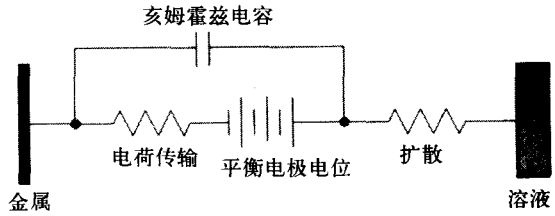


图4-48 离子溶液中的金属电极的等效电路图

4.9 电离辐射的检测与测量

4.9.1 电磁波谱

电磁波谱的范围从宇宙射线中发现的高能γ射线到低频的无线电波（表4-14）。可见光只占波谱范围中的很小一段。

表4-14 电磁波谱

波 长	能 量	辐 射
(0.003 1~0.000 031)nm	(0.1~10)MeV	核γ射线
(0.006 2~0.031)nm	(40~200)keV	医学X光
(0.124~1.24)nm	(1~10)keV	低能X射线
(200~400)nm	(3.1~6.2)eV	超可见光
(400~700)nm	(1.8~3.1)eV	可见光
(0.7~10)μm	(0.12~1.8)eV	红外线
(2.7~3.5)m		87~108 MHz 调频带宽
(187~560)m		530~1610 kHz 调幅带宽

4.9.2 辐射的应用

非医疗（Non-medical）应用包括：

- 碾压机中的金属测量（β射线）。
- 在冶炼炉里监测衬板的厚度（β射线）。
- 摩擦学（测量磨损）（在发动机气缸里放置跟踪器——检测油里的放射活动）。
- 烟尘探测器（α射线被烟尘粒子截获）。
- 锅炉成像与爆炸检测（γ射线）。
- 药物检测（高密度γ射线）。
- 中子活化化学分析（中子输入，γ射线输出）——在石油勘探和地质学中使用。
- 在考古学和人类学中测定年代的材料（C14）。
- 对食物杀菌（Co60γ射线）。

医疗（medical）应用包括：

- 医学放射学和CT扫描（X射线）。
- 原子核医疗学（γ射线）。
- 测量血液中的蛋白质（放射性免疫测定——β射线）。
- 确定动植物的DNA编码。
- 动植物的生化通道研究（比如光合作用，确定脂肪及碳水化合物的新陈代谢）。

4.9.3 X射线

来源：医疗上的X射线管，高能原子迁跃

典型能量：1～100keV

物质中的相互作用：由完全吸收（光电效应）或康普顿散射引起的不连续的相互作用

经过距离x后剩余的数量：$N(x)=N(0)\,e^{-x\mu}$，其中在100KeV时，$\mu^{-1}=7$cm水。

4.9.4 γ射线

来源：放射性核子的衰变（放射性材料），宇宙射线，核反应堆

典型能量：0.1～10 MeV

物质中的相互作用：由完全吸收（光电效应）、康普顿散射或（超过1MeV）电子-正电子对的产生所引起的不连续的相互作用。在1MeV时，μ^{-1}=15cm水。

4.9.5 中子

来源：宇宙射线，核反应堆

典型能量：0.025eV～10MeV

物质中的相互作用：由与核相互作用或核散射所引起的不连续的相互作用。

经过距离x后剩余的数量为：$N(x)=N(0)e^{-x\mu}$

式中，对于水中的慢中子（<0.5 eV），$\mu^{-1}=1$cm。

对于水中的快中子（>1 MeV），$\mu^{-1}=10$cm。

4.9.6 β射线

β粒子＝电子或正电子^{t}

来源：放射性核子的衰变（放射性材料），宇宙射线，核反应堆

典型能量：0.02keV～10MeV

物质中的相互作用：散射到电子上能量逐渐损失，散射到原子核突然改变方向——结果是一个分布的范围。

1MeVβ射线的变动范围：在空气中为1m，在水中1mm，在钢中0.1mm。

正电子：停在物体中后，与一个电子一起湮灭，在相反的方向上产生两个511keV的光子。

4.9.7 α射线

α粒子 = 氦核（2个质子+4个中子）

来源：高原子序数放射性核子（在岩石中的天然U，Th或裂变产物）的衰变

典型能量：3～6 MeV

物质中的相互作用：散射到原子核能量逐渐损失——结果是一个定义明确的范围。

5MeVα射线的变动范围：在空气中为3.5cm，在硅中20μm。

4.9.8 放射性同位素

表4-15列出了常用放射性同位素，它们的半衰期以及放射物。参看前面的小节，看它们的性质和应用。

4.9.9 辐射探测器

云室（电离轨道上的雾滴形式）

气泡室（电离轨道上的气泡形式）

充气室（在电场中电离电子的倍增）——（盖革，比例的，多重线）

闪烁室（电离产生光）

- 有机的（塑料，液体）
- 无机的（NaI，CaF_2，晶体等）

固态（电离电荷聚集）

- （Si，Ge，CdTe，PbI_2，HgI_2）

表4-15 放射性同位素及其半衰期和放射物

同 位 素	半衰期（年）	放 射 物
H3	12.3	18.6keVβ射线
C14	5 730	156keVβ射线
Co60	5.26	0.3MeVβ射线 + 1.17, 1.33MeVγ射线
Sr90	28.1	0.5, 2.3MeVβ射线
I131	8.07②	0.6MeVβ射线 + 0.36MeVγ射线
Cs137	30.0	0.5MeVβ射线 + 0.66MeVγ射线
Ra226	1 600	4.7MeVα射线①
Pu239	2.44×10^4	5.1MeVα射线①（在核武器中使用）
Pu238	87.7	5.5MeVα射线①（在核战争中使用）
Th232	1.41×10^{10}	4.0MeVα射线①
U238	4.51×10^9	4.2MeVα射线①

① 加上子同位素的放射物。

② 半衰期的单位为天。

4.10 测量时间

4.10.1 传统的时间测量方法

测量时间的需求在很早以前就出现了，早在公元前1600年，埃及人就开始使用日规和水钟来测量时间。正确建造的日规的绝对精度大约为1分钟，仅当太阳光足够亮并产生影子时，日规才有用。而且还需要一个校正因子，因为地球环绕太阳的轨道不是一个完美的圆。水钟也不够准确，但当云把太阳和星星遮住时派上用场了，而且还可以直接读数。在大约公元前300年，希腊的法院开始使用水钟。

最早的机械时钟（中国在公元725年研制出，欧洲在大约1350年）是重力驱动的，并由一条摆动的水平的杆调节。在1600年，人们发明了摆钟。通过使用垂摆作为钟摆并改进摆轮，精度大大提高了。垂摆摆动一个摆幅，摆轮就前进一个齿轮，并产生使其继续摆动的冲量。一连三个世纪，摆钟都是最普遍的计时工具。可以达到一年几秒的精度。

弹簧驱动和摆动式轮摆的发展使得机械手表成为可能，精确性更好的海上天文钟由John Harrison在1764年发明。天文钟（精度为0.1s/天）以及对太阳或星星位置的测量，使得大海上的船可以确定它们在地球上的位置。

4.10.2 现代的时间测量方法

最常见的时钟是电子挂钟（依赖于交流电源的频率）和石英钟。石英钟利用压电效应，在石英晶体里产生电（或机械）共振。它的典型精度为0.5秒/天。微机里用来控制指令顺序执行的时钟，或数字计数器/定时器芯片（比如AM9513）都使用石英晶体。最近几十年来，石英手表和挂钟几乎完全取代了机械时钟。

铯原子钟基于铯原子在9 192 631 770Hz的共振吸收。这种时钟的精度为1秒/300 000年。在1967年，基于铯原子共振频率的时间定义在国际上达成了一致。铯原子钟用作实验室标准，也在导航系统中使用。另一种原子时钟是铷时钟，它的工作频率是6 834 692 608Hz，用作实验室标准，也用做无线电发报机的频率标准。

最精确的时钟是氢微波激射器，由美国海军研究实验室在1964年研制。它的精度小于1秒/3百万年（$<1/10^{14}$）。

4.11 习题

4.1 设有一个使用10kΩ线性电阻，满量程为10cm，绝对精度为0.1%的位置传感器。电阻一端连接的电压是10V，另一端接地，电阻的滑动片和一个计算机数据采集系统相连，这个系统的输入阻抗为10kΩ（假设是纯阻抗的），并带有一个12位的A/D转换器（0 = 0cm，4 095=10cm）。如图4-49所示。

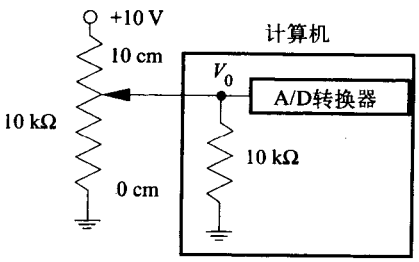


图4-49 一个由A/D转换器与线性电位计相连构成的位置传感器

a) 试将输出电压V_0表示成位移x的函数。（假设x = 0cm时V_0 = 0V，x = 10cm时V_0 = 10V。）

b) 根据线性电阻的精度限制，求出系统的位移精度。

c) 根据A/D转换的精度限制，求出系统的位移精度。

d) 假设在V_0和+10V之间加一个10kΩ的电阻，a)、b)、c)的结果又是怎样呢？

4.2 假设另外一个如图4-5所示的线性数字编码器构成的位置传感器，不过现在的编码器不是

4位而是16位的，它能表示2^{16}个二进制数而不是2^4二进制数，这种格雷码编码器(从第一个数到最后一个数)的长度是10cm，每个数都是由一个绝对位置产生，误差比两个相邻数距离的一半还小。

a) 从一个数到相邻的另一个数会产生多大的位移?

b) 哪一种位置传感器更精确，是习题4.1中模拟系统还是这里的数字系统?

4.3 假设你想用图4-22所示的热敏电阻电桥电路，来测量在0～50°C范围的空气温度，$R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{k}\Omega$。电桥的输出被一个增益为5的放大器放大。在这个练习里我们讨论热敏电阻的耗散常数。

热敏电阻的生产厂家给出了温度和电阻的关系：

T(°C)	R_T(kΩ)	T(°C)	R_T(kΩ)
0	2	10	1.33
20	1	30	0.667
40	0.5	50	0.333

由于在空气中的热敏电阻有$V_b = 1\text{V}$的偏压，所以你需要调节R_1使$V_0 = 0.00\text{V}$。

增加偏压使$V_b = 10\text{V}$，等到热敏电阻的温度稳定后，这时$V_0 = 5.00\text{V}$。

a) 在这两个偏压下热敏电阻器的电阻分别是多少?

b) 在这两个偏压下热敏电阻器的温度分别是多少?

c) 求在热敏电阻器在$V_b = 1\text{V}$时耗散的能量。

d) 求在热敏电阻器在$V_b = 10\text{V}$时耗散的能量。

e) 求热敏电阻器在空气中的散热常数。

f) 讨论在此应用中的最佳偏压。

4.4 假设你加入了一个设计小组，设计目标是用来孵鸡蛋和养小鸡的孵化器(一个可以控制温度的场地)，你的工作是开发一个温度传感器，它的输出能够被一个和微机相连的数据采集板读取。该数据采集板有一个10位的A/D转换器，其满程输入满程范围是0～5V，其输入电阻为1kΩ。温度范围为20～60°C，在40°C时灵敏度最高，接近孵化器的最佳温度。下表是热敏电阻器的标定表：

T(°C)	R(Ω)	T(°C)	R(Ω)	$\Delta R/\Delta T$(Ω/°C)
20	10 000	21	9 700	300
40	5 000	41	4 800	200
46	2 500	61	2 425	75

你使用的也是如图4-22所示的标准桥电路，其$V_b = 1\text{V}$。

a) 要使在40°C时桥的输出灵敏度$\text{d}V_0/\text{d}T$达到最大值，在20°C时输出为0，电阻R_1和R_2的值应为多少?

b) 你的电桥电路灵敏度在20°C，40°C，60°C时分别是多少（以每摄氏度多少毫伏表示）?

提示 假如$F = A/(A+x) + B$，那么$\text{d}F = [-A/(A+x)^2]\,\text{d}x$

c) 电桥在20°C，40°C，60°C时的输出电压V_0分别是多少?

d) 为了为A/D转换器提供输入信号，你会选择哪种放大器，你会选择多大的增益值?规格中输入阻抗，输出阻抗，共模抑制比等值为多少最合理。

e) A/D传感器的分辨率对在40°C附近测量时的精度有什么限制?

4.5 假设给你以下的一些部件，要求你设计一个温度测量系统的硬件：

1) 一个固态温度传感器和一个放大器，在200～400K（－73到127°C）的绝对温度范围内，该放大器的输出和绝对温度成比例。在200K的输出电压是2.000V，在400K时输出4.000V，在两个温度之间有很好的线性关系。

2) 一个12位逐次逼近A/D转换器，其输入范围为0.000－4.095V。转换时间为10微秒，在输入线上电平由低到高变化后，又经过100ns，转换开始。转换状态输出线只有在转换进行时是高电平的，数字输出在转换状态从高到低之前的100ns是有效的。

3) 当一个采样/保持放大器的输入控制线为高电平时，该采样/保持放大器为保持模式；当其输入控制线为低电平时，为采样模式。假设在从采样模式到保持模式100ns后，输出就稳定下来。

4) 一个12比特的同步并行输入端口：(i)锁存数据到输入寄存器中；(ii)当其输入选通线上的电平由高变为低出现下跳沿时，设置状态寄存器为1。你的计算机能使用语句"inp(3)"读8位的状态寄存器，用语句"inp(1)"能读数据寄存器的低8位，用语句"inp(2)"读数据寄存器的高4位。如果12位都是1，语句"inp(1)"将读到FF，语句"inp(2)"将读到0F，读过程使状态寄存器复位。

5) 一个1位的输出端口，使用语句"outp（1，1）"能够产生1微秒的正脉冲。

6) 一个带键盘和CRT显示器的微型计算机，上面的部件4和5可以作为插入板，插入该计算机。

a) 画出所有关键元件以及它们之间的连接关系的框图，并标记清楚；

b) 为了使温度传感器和A/D转换器匹配，需要多少转换电压?

c) 画出下列线和寄存器的时序图：

- A/D转换起始输入（显示逻辑电平）
- A/D转换状态输出（显示逻辑电平）
- 采样和保持控制输入（显示逻辑电平）
- 并行端口的输入选通（显示逻辑电平）
- 并行端口的数据寄存器（显示新老数据）
- 并行端口的状态字的位0（显示0或者1）

4.6 为4.2题的硬件系统设计一个计算机程序，使得在用户想要知道温度的时候能显示在屏幕上。

a) 为下列需求编写计算机程序（或者列出程序的步骤）：

- 即时接收一个用户的输入
- 初始化数据转换
- 读温度数据
- 转换成摄氏温度
- 把结果显示在用户屏幕上

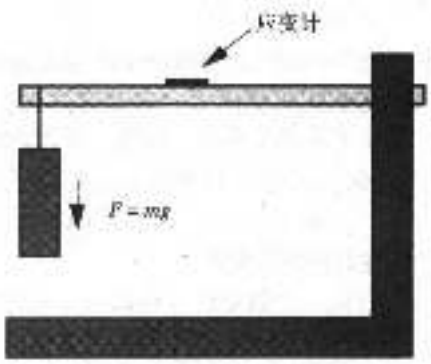


图4-50 带有柔性杆和单片应变计的力传感器

b) 如果A/D转换器的绝对精确度是1LSB，显示的温度值的精度是多少?

c) 系统能可靠地检测到最小温度变化是多少?

4.7 给你一个测力传感器，它带有单片应变计，应变计粘贴在铝杆上（如图4-50）。应变计的灵敏度系数$G=2$，杆的柔性是这样的：杆顶部的应力（应变计粘贴的地方）为每克质量

1微应变。铝的热膨胀系数为23ppm/°C。

a) 画出你将要用的桥电路（激励 = 1V）；

提示：如果不加载应变计时所有电阻的值相同，而且应变计的一端接地，则方程更容易。

b) 推导出该传感器的电桥方程：（比如，将输出电压与应变$\Delta L/L$关联起来）

c) 对于杆上一个非常小的重物，给出灵敏度，单位为微伏/克。

d) 当杆上有10千克质量的时候，电桥的输出是多少？假设线性度很好，根据c) 的答案你希望的值是多少？

e) 当杆上的质量固定，如果温度改变10摄氏度，那么桥的输出会改变多少？这相当于多少负荷呢？

f) 你怎样用一个同样的应变计来弥补由温度引起的误差呢？

4.8 给定4个特性相同的电阻应变计，电阻与应力之间的关系为：$\Delta R/R - G\ (\Delta L/L)$，$G = 2$。它们贴在柔性梯的相反的面上，两个在一面，另两个在对面如图4-51所示。现在要设计一力传感器：$\Delta L/L = KF = Kmg$，其中K为常数，m为质量，g为重力加速度。$\Delta L/L$为弹性梯上一侧的应变。

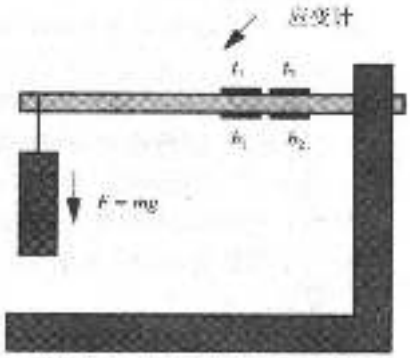


图4-51 带有柔性杆和两对应变计的力传感器

a) 画一个你希望使用的桥电路。

b) 若给定桥电路的激励电压为1V，推导出桥路方程并求它的输出电压V_0与m的函数关系。

c) 若m为1kg时，$V_0 = 1mV$，求K？

d) 这个力传感器是线性的吗？

e) 它能测出的最大m是多少？

f) 力传感器对温度是否敏感？请解释。

g) $\Delta R/R - G\ (\Delta L/L) + \alpha\ (\Delta L/L)^2$式中对二次项的影响是什么？

4.9 如图4-52火车轨道的支承柱上贴有四片应变计，设支承柱只受压力，不受弯力。现在要测火车通过时支承柱的应变。如图，两片应变计为p型：$\Delta R/R = 100\ (\Delta L/L) + 10\ 000\ (\Delta L/L)^2$，另两片为$n$型：$\Delta R/R = -100\ (\Delta L/L) + 10\ 000\ (\Delta L/L)^2$，设它们没发生形变时的电阻是R。

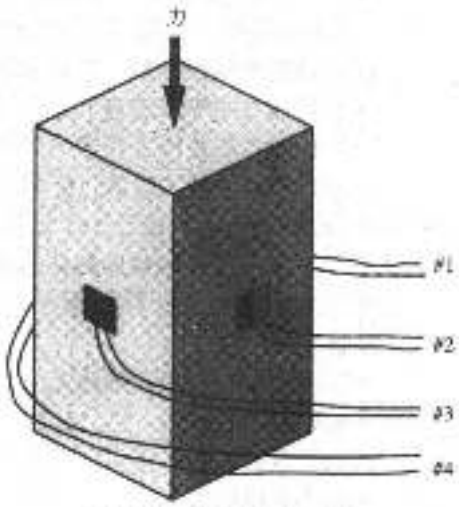


图4-52 铁轨的应变测量

a) 画一个桥电路，标出p，n型应变计的位置。

b) 推导出桥电路的输出与支承柱应变的关系。

c) 求桥电路的灵敏度，以每一微应变多少微伏表示（对小应变而言），设输入的激励电压为1V。

d) 如果$\Delta L/L = 0.1\%$（1 000微应变），实际的输出偏离直线多远。直线通过O点，其斜率由c) 确定（设灵敏度系数不变）。

4.10 为宇宙飞船的主发动机设计一热电偶测温系统，具体要求如下：

1) 响应时间等于或小于1秒。

2) 温度范围为20~2 300摄氏度。

3) 电路离传感器节点为20m。

4) 有来自太空船的其他电路的相当强的电磁辐射的干扰，频率1kHz到100MHz。

5) 使用数据采集电路，测量电路的输出取样在10hz。

a) 画出系统的方块图。标出其必要的元器件和接线。

提示1 你构建的电路必须消除两热电偶线上的干扰。

提示2 需用低通滤波器，以便数据采集电路消除无用的频率。

b) 当测量温度是2000°C时，标出(a)中电路图各个关键点的典型电压。

c) 测量宇航员太空服内的温度选什么样的传感器最为合适。

d) 根据a)和c)估计系统的精确度。

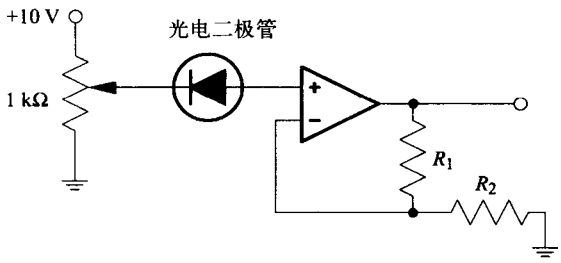


图4-53 待修改的光电二极管放大电路

4.11 请设计一分光光度计来测量试管中有颜色溶液的浓度，分光光度计用的是插脚式光电二极管。现有的运放的输入阻抗是$10^{14}\Omega$。反偏电压为10V，光电二极管的暗电流是10nA，需要检测的最大亮度时使光电二极管产生的电流是1μA。首先试一下图4-53的电路，其中$R_1 = 9k\Omega$，$R_2 = 1k\Omega$

a) 假如上述电路的输出饱和，请分析原因何在?

b) 修改上述电路，使光电二极管的输出电压与落在光电二极管的光强度成线性关系，即：$V_0 = a + bI$。

c) 请简要叙述你如何对该电路调偏，使其工作在光生电模式和光电导模式。

d) 请画出一个基于微机的，测量有颜色液体浓度系统的方框图。并标出主要的元器件。

e) 请推导出系统的输出电压与溶液浓度的关系，要求给出方程式。

4.12 使用插针引脚式光电二极管研制一个分光光度计系统，并设计一个电路，用于产生正比于有色溶液浓度的输出。

a) 首先，推导图4-54运算放大器电路的闭环增益V_0/V_1，这个电路使用普通二极管（不是光电二极管）作为反馈元件。假定为理想运算放大器，$V_1 > 0$，二极管电流$I_D = I_S\exp(V_D / V_T)$，其中I_S和V_T是常数，V_D是二极管两端的电压（当为正向偏压时，$V_D > 0$）（图4-55）。

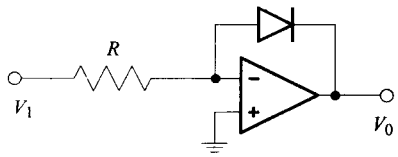


图4-54 运算放大器电路，用二极管作为反馈元件

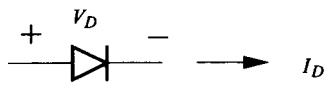


图4-55 正向偏置二极管

b) 修改图4-49的电路，使得该电路图可以用来测量溶液的浓度（如实验练习14）。

提示 光电二极管用作电流源，而不是电压源。

c) 假定光电二极管电流与入射光成正比，忽略暗电流，这个电流如何辅助测量浓度的数据处理。

提示 推导V_0作为浓度的函数的表达式。

4.13 对于下面的传感器（或换能器），给出两个重要的误差源：

提示 回想你在实验时的经验。

a) 在电桥电路里的热敏电阻。

b) 热电偶和差分放大器。

c) 带四个应变计的测力传感器，这四个应变计成对反方向放置，而且在电桥电路中使用。

d) 用于测量角度的电位计。

e) 带电流－电压放大器的插针引脚式光电二极管。

4.14 有一种工具可以用来检测食物用具（茶杯，碗，碟等）中铅的含量。器具先在热的醋酸中浸泡，并且醋酸中混合了一种试剂。如果器具中没有铅，则混合物是澄清的，如果含有小量的铅，混合物是黄色的，如果含有危险数量的铅，则混合物是暗橙色的。

设计一个系统，用于检测溶液中铅含量为ppm级的浓度，使用绿光发光二极管，一个光电二极管，一台带有A/D转换器（输入电压−10到+10V）的微机。（不一定要使用模拟滤波器。）

假定：

- 穿过液体的光强$A = A_0e^{-kLC}$，其中C是铅含量以ppm为单位，L是溶液的厚度（以cm为单位），绿光的消光系数为$k = 1/ppm/cm$。
- 溶液的厚度$L = 1cm$。
- 穿过澄清溶液的发光二极管的光，产生100μA的光电二极管电流，在微机的A/D转换器中，你的设计应该将这个电流转化为5V的信号。
- 在A/D转换器中，整个系统有10mV的均方根噪声。
- 放大器的输出偏置电压是V_B。
- 光电二极管工作在光电模式。

完成下面的练习：

a) 画出设计方框图，包含并标注所有关键的元件。（你可以把微机和A/D转换器用一个方框代替。）

b) 推导A/D转换器的输入电压表达式，输入电压作为铅浓度C和放大器输出偏置V_B的函数。

c) 描述用户如何校正这个系统。

d) 推导偏差ΔC的表达式，这个偏差ΔC是浓度C的函数。

提示 当$\Delta C = \Delta I/(dI/dC)$。

e) 在C＝0.1，1，3ppm时，对应的偏差ΔC分别是多少？

f) 你可以可靠测量到的铅的最高和最低浓度分别是多少？

提示 当$\Delta C = C$时，可以找到这两个C值。

4.15 我们使用的电能的一半以上是由燃烧矿物燃料产生的。这会导致不可再生资源的减少，并会产生温室效应气体。社会的未来依赖于对无污染、可持续能源的开发。其中的一种方法是太阳能转换器，它包含一个抛物面反射镜，以及一个在抛物面焦点处的高温砷化镓（GaAs）光电池（图4-56）。（在实验练习14中使用的硅光电电池会被强热毁坏。）在晴天的时候，地球接收1000W/m^{2}的太阳能。

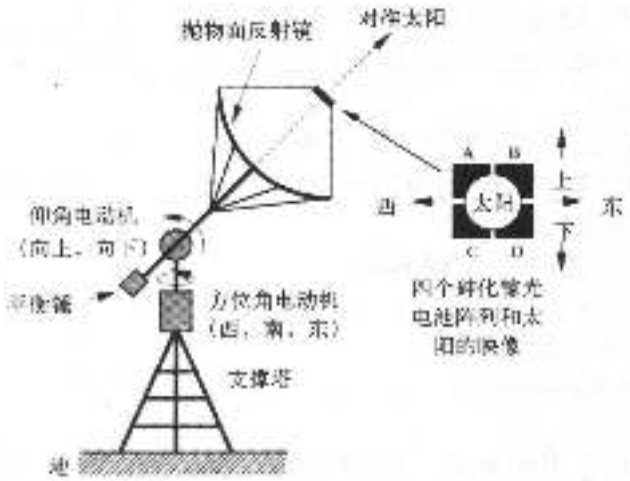


图4-56 太阳能集中器和能量转换器，使用反射镜和砷化镓高效太阳能电池。仰角和方位角电动机使得反射镜可以在白天跟踪太阳

你的任务是设计一个模拟控制系统，用来跟踪太阳并保持太阳的映像对准砷化镓(GaAs)光电池。一旦系统和太阳对准，该系统在白天将会自动跟踪太阳，并且无需知道太阳在天空中的轨迹。

光电转换器包括四个砷化镓光电池阵列A，B，C，D，每一个阵列有200个串联的元件。当反射镜正对太阳时，太阳映像的四分之一落在每一个阵列上，产生100V的电压和100A的电流。当反射镜没有正对太阳时，它的映像移动，有一些阵列产生较少的电压和电流，而另一些阵列则产生更多的电压和电流。

每一个砷化镓光电池阵列都连接到一个大功率的直流－交流转换器电路，交流电压汇合并通过外压变压器外压，以使得电能可以在高压线上传输（图4-57）。

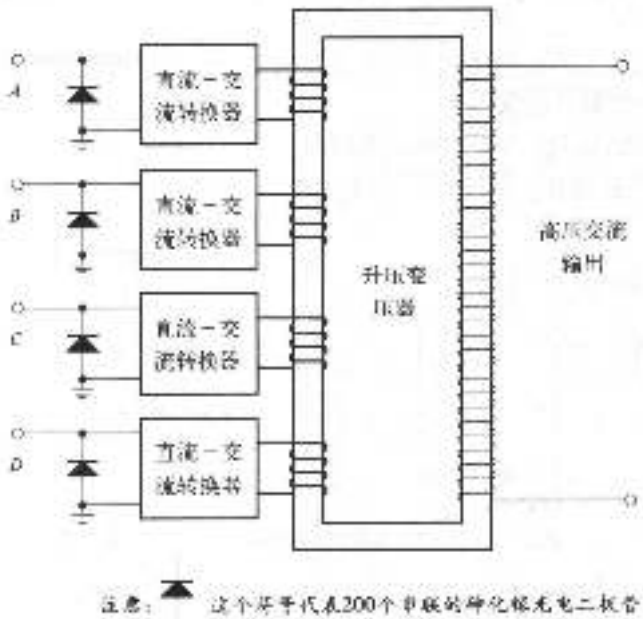


图4-57 将四个砷化镓光电池阵列上的直流电能，转化为高压交流电能，（适于远距离传输）的系统

仰角和方位角电动机使用直流电，并可以按任意角度旋转，取决于输出电压的极性。在驱动反射镜之前，这些电动机最少需要5V工作电压和5A工作电流。

完成下面的练习：

a) 设计一个系统，用于检测四个砷化镓光电池阵列产生的电压，产生一个直流电压来控制仰角和方位角电动机，使得反射镜在白天时准确对准太阳。画出设计图，并标出所有关键的元件和连线。

b) 描述你的系统如何响应太阳的移动。

4.16 在电路中用一个光电二极管和一个运算放大器来检测光，电路图见图4-58。

运算放大器的规格参数为：

- 输入端泄漏电流差＝0.1nA
- 输入端偏置电压＝1mV
- 在90kHz时，均方根输入噪声＝ $10nV/\sqrt{Hz}$ ；在9MHz时，均方根输入噪声 ＝ $20nV/\sqrt{Hz}$
- 在90kHz时，均方根输出噪声＝ $100nV/\sqrt{Hz}$ ；在9MHz时，均方根输出噪声＝ $200nV/\sqrt{Hz}$
- $R_{in}=10^9\Omega$
- 单位增益带宽＝9MHz

光电二极管的规格参数为：

- 5V反向偏置电压时的暗电流＝0.9nA

完成下面的练习：

a) 解释电路如何把电流I_D转换为输出电压V_0，给出V_0作为I_D的函数的公式。

b) 假如R_1从电路中拿走，将会发生什么问题？证明你的结论。

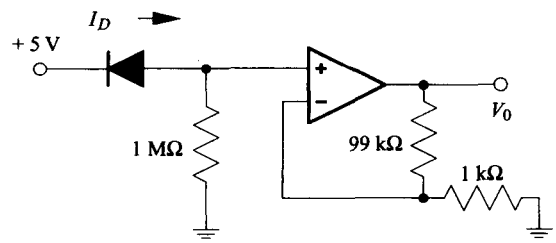


图4-58 光电二极管电路

c) 如果没有光照到光电二极管上，运算放大器的输出V_0是多少（计算平均值和均方根噪声）？

4.17 图4-59的电路用来放大来自热电偶温度传感器的差分信号。但是，当搭建完电路并开始测试时，发现了一个设计错误。

a) 测试时发生了什么现象？引起这种现象的原因是什么？

b) 设计并画出一个新的电路图，用以达到预期的目的。

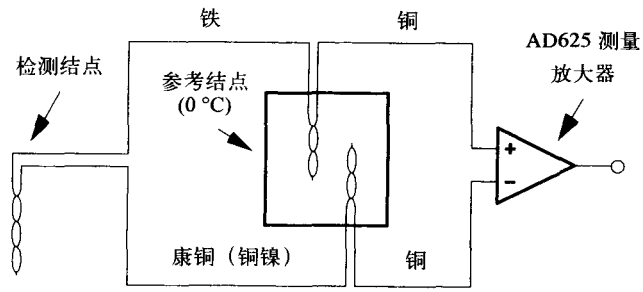


图4-59 热电偶直接连到测量放大器

4.18 使用如图4-22所示的电桥电路，用热敏电阻测量静止空气的温度。在这些条件下，自加热使得热电偶每10mW功率就升高1°C。热敏电阻值为0°C时10kΩ，20°C时5kΩ，60°C时

1kΩ，电阻值为$R_1 = 10k\Omega$，$R_2 = R_3 = 5k\Omega$。

a) 在20°C，1V电桥偏压V_s，热敏电阻的耗散功率是多少？上升的温度是多少？

b) 在60°C，1V电桥偏压V_s，热敏电阻的耗散功率是多少？上升的温度是多少？

c) 在20°C，10V电桥偏压V_s，热敏电阻的耗散功率是多少？上升的温度是多少？

4.19 几乎每个设计方案都会涉及折中策略的选择。在决定用哪个策略之前，必须考虑特定的应用：

a) 对于一个光电二极管，什么时候用5V的反向偏置电压？什么时候用0V偏压？

b) 对于一个使用弹性杆的测力传感器，什么时候使用4个应变元件？什么时候使用1个应变元件？

c) 对于一个用于在噪声环境里提取信号的带通滤波器，什么时候使用高品质（窄）滤波器？什么时候使用低品质（宽）滤波器？

d) 对于温度检测，什么时候用热敏电阻？什么时候用热电偶？

4.20 回答下列问题：

a) 什么热电偶在300°C时灵敏度最高？

b) 什么热电偶在1000°C时灵敏度最高？

c) 什么热电偶在1700°C时灵敏度最高？

d) 要设计一个基于热电偶的系统，系统响应时间为0.1s，并且电子装置及元件离检测点比较远。给出三种用以减小附近交流电影响的方法。

4.21 假定你被雇佣来测试一种新型的大风车。这种风车在风速很大时产生很大的功率，但如果风速太大的话，风车的风车叶片可能被毁坏。你的工作时装备一个测试风车，测量风车叶片的向后弯曲程度，以确定风速是否在安全的范围内（图4-60）。当风速处于危险速度时，风车可以"关闭"，其方法是将垂直轴上发电机的托架旋转90°，使风从风车叶片的侧面流过。

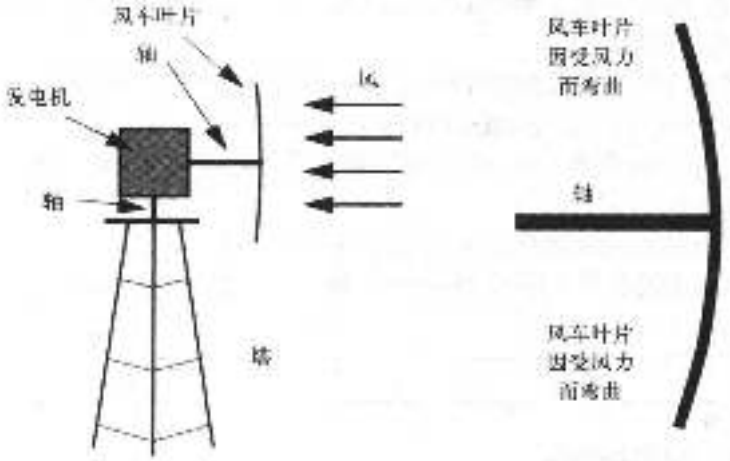


图4-60 在风车上安装应变计，以检测风速是否在安全的范围内

假定：

- 你决定使用灵敏度系数$Gs = 2$的金属片应变计（与实验练习13使用的类似）。
- 你决定把应变计、必要的电子元件和一个小而坚硬的无线电发射器安装在运动的风车

叶片上，把信息传到地面上的一个无线电接收器。

- 无线电发射器可以接受的信号电压范围为−10~+10V，无线电接收器能把发送来的信号复现为原来的幅度。
- 无线电系统的频率响应为0Hz~10Hz，并在这个频带加入了10mV的白噪声。
- 风车通常情况下是迎着风。

设计一个系统，检测风车叶片向后弯曲的程度，并把信号传送给地面的接收器，最后把信号接入到微机。

- 你的设计应能抑制0～100Hz之外的噪声。
- 你的设计应该考虑补偿温度变化的影响。

完成下面的练习：

a) 画出把应变片和其他电子元件装在风车叶片上的草图。

b) 画出系统方框图。展示并且标志出风车叶片上和地面上的所有必要的元件以及主要的连线。

c) 在上面的方框图中，给出当应变$|\Delta L/L|=0.1\%$时的电压值。

4.22 设计一个基于热电偶的系统，用于测量炉内温度（25°C~500°C），要求绝对精度2°C，但不能用冰将参考结点处的温度保持在0°C。你打算将参考结点放置在房间的空气中，并用热敏电阻测量房间的温度（10°C~45°C），它提供足够的精度。热电偶的输出对室温的校正由微机上的程序来完成。

完成下面的练习：

a) 设计一个电路，用于将热电偶的输出转换为一个合适的电压值V_{tc}（−5~+5V），用作微机的输入。画出设计图并标记主要的元件和信号线，设计图要包含进热电偶丝。（不必包含模拟滤波电路）

b) 设计一个电路，用于将热敏电阻转换为一个合适的值V_{tm}（−5~+5V），用作微机的输入。画出设计图并标记主要的元件和信号线，指出热敏电阻在设计图中的位置（不必包含模拟滤波电路）。

c) 画出热电偶电压V_{tc}作为温度差$\Delta T=T_{sens}-T_{ref}$函数的关系图在坐标轴上标出数值和单位。

d) 画出热敏电阻电压V_{tm}作为热敏电阻温度T_{tm}函数的关系图在坐标轴上标出数值和单位。

e) 用流程图，或步骤列表，或一两句话，描述程序如何将V_{tc}和V_{tm}转换为熔炉上检测结点的温度T_{sens}。

4.23 假如你作为与热能有关的制造业股份有限公司的一名设计工程师，通常，客户们会问你：在各种场合中，使用热敏电阻还是热电偶更好。在下表中的每一种应用中，请用×表示选择哪一种器件更好。

	热敏电阻	热电偶
测量玻璃熔炉的温度		
在24小时内测量物体温度的细微变化		
测量在若干年周期内月亮的受光面和背光面的温差		
在一个很宽的温度范围要求线性传感器输出（电压对温度）		
当周围介质的导热系数频繁改变时，要求准确测量温度		
在1 700℃传感器的灵敏度最大		
工作在有电干扰环境下的温度控制系统（0℃~50℃）的传感器		

4.24 假如你被一家公司雇佣，该公司提供设备给大型工业公司。你的第一个问题是设计一个系统，用于检测一个大的储液罐的液位：

- 用电的方式检测液位，电信号输入到微机的模拟输入端，用于显示和存储。
- 储液罐的直径和高均为10m。
- 储液罐里的液体吸收绿光，每米吸收10%。

$$I(L) = I(0)\,e^{-kCL},\quad kC = 0.1/\text{m}$$

- 液体轻度导电。（面积为A、长度为L的液柱的电阻为$R=\rho A/L$。）
- 液体是不可燃的
- 液位的测量精度为0.1m

完成下面的练习：

a) 用约50字或一个简图，描述如何使用一个光传感器测量液位。

b) 用约50字或一个简图，描述如何使用一个应变计测量液位。

c) 用约50字或一个简图，描述如何使用一个数字式角度传感器测量液位。

d) 用约50字或一个简图，描述如何使用一个理想电极测量液位。

提示　理想电极将溶液的离子导电性转换为电子导电性。

e) 用约50字或一个简图，描述如何使用一个热敏电阻测量液位。

f) 用约50字或一个简图，描述如何使用声音（一个扬声器和一个麦克风）测量液位。

4.25 要求为一艘新的破冰船设计一个传感器。破冰船用于击碎漂浮在水上的浮冰，以到达某一个目的地，或者为其他的船只开道（图4-61）。破冰船的船壳非常厚并且非常坚固，但是，如果船上的发动机功率很大，当船开向非常大而厚的浮动的冰块时，功率很大发动机可以使得船身被损坏或者摧毁。设计的目标是给船长提供一个对船身水位线处切应变的连续监视器，这里的切应变指的是水位线几英尺下（在这里，冰被推挤撞向前进中的船身）的应力与水位线几英尺上（这里没有冰）的应力之差。当冰块很厚或很大时，可以降低发动机的速度以避免对船身的损坏。

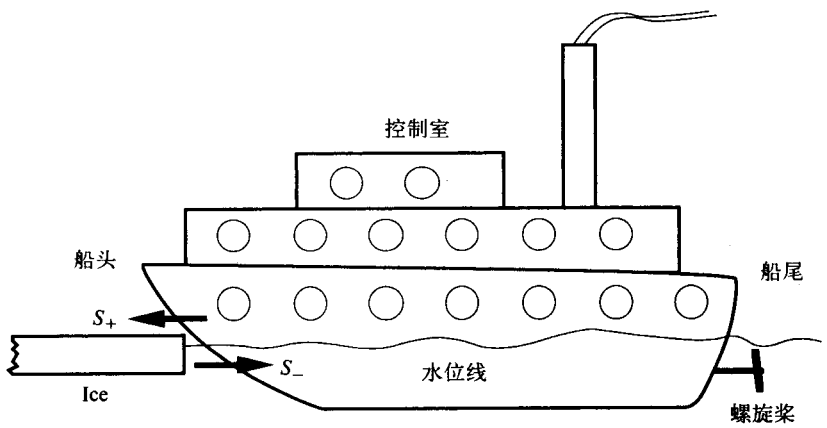


图4-61　破冰船用船头击碎冰

设计一个系统，满足下面的要求：

- 检测船身上的应力差$S_+ - S_-$，其中S_+为水位线上一米的值，S_-为水位线下一米的值。

- 提供一个与$S_+ - S_-$成正比的模拟信号，例如$S_+ - S_- = 0.1\%$时，输出为5V。
- 对你预料的信号频率和噪声频率提供适宜的滤波。
- 在船的控制室显示切应变的值，当$S_+ - S_- \geqslant 0.1\%$时报警。

假定充满了冰的海水的温度是常数（−3°C），这样你不用补偿温度的变化。

a) 画出设计图，标出关键的元件和主要的连接线。

b) 在方框图上标出，即当水位线下压应变力$S_- = \Delta L/L = 0.1\%$时和水位线上$S_+ = 0$时的典型的电压值。

c) 你的系统能够承受的放大器输出偏置电压的最大变化是多少？

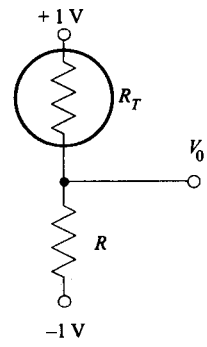


图4-62 热敏电阻分压器电路

4.26 设计一个系统，用于测量20°C~60°C的温度，要求在分压器电路中使用热敏电阻（如图4-62）。电压由微机的模拟接口读取。在0°C，热敏电阻的阻值为10kΩ，β = 3 500K。A/D转换器的输入范围是−10.24到+10.24V，输出范围是0到2 047（11位）。

a) 画出你设计的方框图。该图应包含电阻分压器、带模拟输入接口的微机、以及其他需要的元件（将在下面找到电阻R的最佳值）。

b) 写出输出V_0的表达式，V_0作为热敏电阻阻值R_T的一个函数。

c) 确定电阻R的值，要求在40°C时提供最高的灵敏度dV_0/dT。

提示1 最大化$dV_0/dT = (dV_0/dR_T)(dR_T/d_T)$

提示2 $x/(1+x)^2$的最大值在x = 1处取得

d) 在20°C、40°C、60°C时，V_0的值是多少？

e) A/D转换器的输出变化一位时，它的输入电压变化ΔV是多少？

f) 在40°C时，A/D转换器的输出变化一单位，它相对应的温度变化ΔT是多少？

4.27 对于下面的物理量，给出：1) 通常由什么事物产生它们；2) 它们的特性（定义它们的那些属性、典型数量值等）；3) 测量它们的方法并产生约5V有用的电子信号

a) 心电图（ECG）

b) 可见光

c) 应力

4.28 对于下面的物理量，分别给出两个传感器和两个执行器：

a) 温度

b) 可见光

c) 位移

d) 力

4.29 用一到两句话描述你如何测量下面的量：

a) 在0～600°C的温度范围，要求精度分别为0.2°C和0.5°C。

b) 在0～100°C的温度范围，要求精度分别为0.05°C和0.1°C。

c) 通过1MΩ电阻两端的电压，范围是0～1mV，频率从100Hz到10kHz，而且电阻的两端都不接地。

4.30 在一条长金属杆的末端有一个光传感器，它产生的信号的频率范围是100Hz～100kHz（图4-63）。传感器也从附近的电源线上接收到60Hz的干扰，还接收到来自附近无线电站

1MHz的干扰。另外，传感器输出一个与温度有关的附加成份。

设计两个系统，分别满足下面的两个需求：

- 放大一个1mV的传感器的输出信号（频率范围为100Hz~100kHz），产生10V的系统输出，精度为1%。
- 所有干扰信号（0Hz到1MHz）在系统输出端必须小于0.1V。

假定：

- 60Hz的背景干扰信号在传感器产生±1mV的输出。
- 1MHz的背景干扰信号在传感器产生±10mV的输出。
- 温度变化的最大值在传感器产生−10~+10mV的干扰输出（假设最高频率为0.1Hz）。
- 传感器的输出通过同轴电缆（保护内部信号不受外部干扰信号的影响）连接到你的电路的输入同轴电缆能有效地使内部信号线与外部干扰隔离。

完成下面的练习：

a) 画出系统（系统1）的设计图，用模拟滤波器来达成设计要求。指出象级数或转角频率这样的一般特性，但不必指出电阻和电容。设计图应该包含足够的细节，使得熟练的技术人员可以理解它的工作原理并把它做出来。

b) 画出系统1的电压增益图，频率从0.001到10Hz。

c) 画出系统（系统2）的设计图，使用两个相同的传感器，并用测量放大器提供差分放大。设计图应该包含足够的细节，使得熟练的技术人员可以理解它的工作原理并把它做出来。

d) 在0Hz、60Hz和1MHz时，系统2的测量放大器的共模抑制比要求是多少？哪一个是最难到达的？为什么？

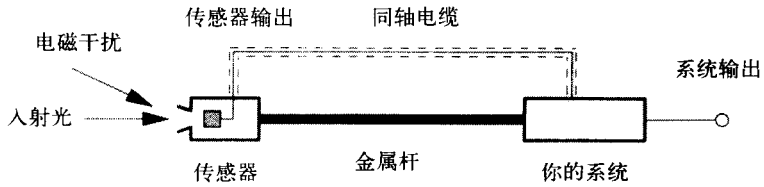


图4-63 连接到电路的光传感器

4.31 设计一个系统，用于将太阳能转换为电池里的电能。

假定：

- 有一百个大面积的光电二极管，用串联方式连接。
- 有一个智能的电池充电器电路（不必自己设计），对于不同的光能级，它的有效输入电阻可以自动调节，以适合于不同的光强度，使光电二极管取得最大的电能。电池是这个电路的一部分。
- 每一个太阳能电池的*I-V*特性如图4-64。

完成下面的练习：

a) 画出设计图。包含并标明关键的元件和信号。

b) 简要描述光电二极管如何将光子的能量转换为电能。

c) 在阴天，电池充电器电路的近似输入电压、电流和功率各是多少？

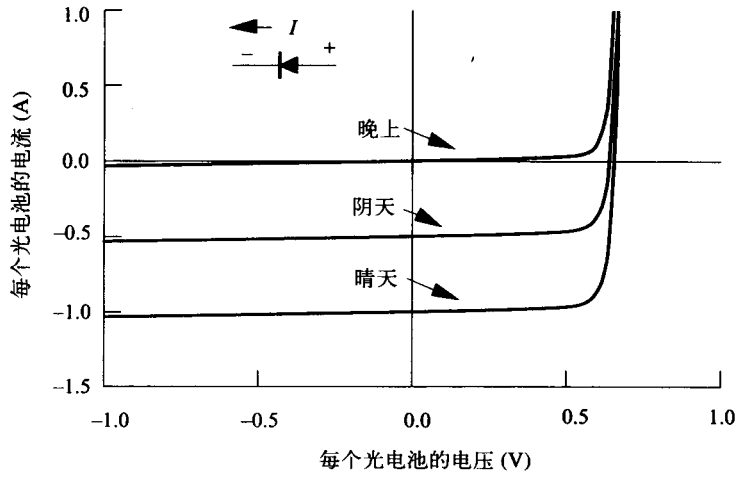


图4-64 在不同光照条件下光电二极管的*I-V*曲线

提示 $I = P/V$*是一条恒功率曲线。*

d) 在晴天，电池充电器电路的近似输入电压、电流和功率各是多少？

4.32 为轧钢厂设计一个控制金属板厚度的系统。将厚金属板放在两个辊上碾压，就可以生产出薄金属板（图4-65）。通过调整两个碾压辊之间的间距，就可以控制最后产品的厚度。你计划用β源和一个固态探测器，来检测碾压机输出端金属板的厚度，并控制两个碾压辊之间的间距，以使最后的产品和一个参照金属板的厚度相同。因为金属板会吸收一些β射 线的能量，所以在固态探测器中的厚金属板比薄金属板产生更小的电流。

你有：

- 两个相同的β源。
- 两个相同的固态探测器，它们产生的电流与沉积在它们上面的β能量成正比。
- 与碾压辊的接口，正的控制信号使得两个碾压辊之间的间距减小，负的控制信号使得两个碾压机之间的间距增大。
- 控制信号只需要很小的电流（若干毫安）。
- 产生控制信号所需的电子元件。

完成下面的练习：

a) 画出设计图。设计图应该足够详细，使得熟练的技术人员可以理解它的工作原理并把它做出来。

b) 当参考金属板被一个更薄的板代替时，描述控制系统的响应。

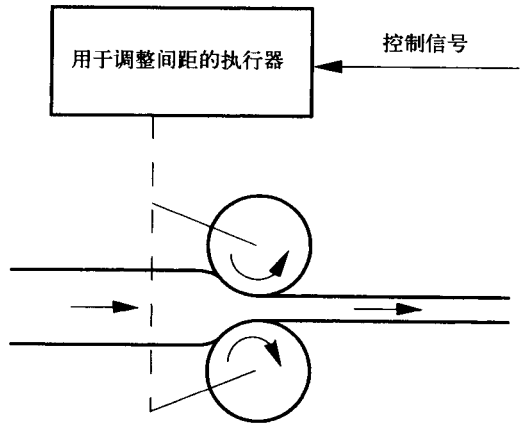


图4-65 用于将金属的厚度减少到某一个特定值的碾压辊

4.12 参考阅读资料

George C. Barney, *Intelligent Instrumentation*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
Richard S. C. Cobbold, *Transducers for Biomedical Measurements*, Wiley, New York, 1974.

Leslie Cromwell, Fred J. Weibell, and Erich A. Pfeiffer, *Biomedical Instrumentation and Measurements*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.

Glenn F. Knoll, *Radiation Detection and Measurement*, John Wiley & Sons, 2000.

Omega Engineering, *Omega Temperature Measurement Handbook and Encyclopedia*, Stamford, CT, 2001.

Robert L. Powell, William J. Hall, Clyde H. Hyink, et al., *Thermocouple Reference Tables Based on the IPTS-68*, National Bureau of Standards Monograph 125, National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD.

Daniel H. Sheingold, ed., *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Norwood, MA, 1981.

Peter Strong, *Biophysical Measurements*, Tektronix, Beaverton, OR, 1970.

Willis J. Thompkins and John G. Webster, *Interfacing Sensors to the IBM PC*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

实验练习11

测量角度位置

实验目的

使用电位计来测量角度，并测定其线性、精确性和间隙。使用微机来测量衰减摆锤的角度与时间的函数关系。分析低衰减振荡器系统。

实验设备

- 装有HP VEE的IBM奔腾兼容微机。
- 数字示波器
- 打印机（与其他的实验台共享）
- 摆锤和装在木框架中的1kΩ电位计
- ±5V电源
- 数字万用表

实验背景

阻尼谐振荡器

将摆锤移动小的时候，在这个实验中使用的摆锤是一个阻尼谐振荡器。摆锤下的重物受到两种力：1) 重力：重力与位移x成正比，方向相反，2) 摩擦力：摩擦力与速率成正比方向相反。

受力方程式如下：

$$F = ma = -kx - cv$$

这个等价于：

$m\,(\mathrm{d}^2x / \mathrm{d}t^2) + c\,(\mathrm{d}x / \mathrm{d}t) + kx = 0$其中$k$是恢复系数，$c$是摩擦系数。

注意恢复系数实际上不与位移量x成正比，而是与垂直分量$\sin\theta$成正比。

这个微分等式有以下特殊的形式：

$mr^2 + cr + k = 0$，得到的解 $r = \dfrac{-c - \sqrt{c^2 - 4km}}{2m}$ 有以下三种情况。

第一种情况：低衰减振荡器

当$c^2 < 4km$,则 $x = e^{-\alpha t}[A\cos(\omega t) + B\sin(\omega t)] = Re^{-\alpha t}\cos(\omega t + \delta)$

其中，$R = \sqrt{A^2 + B^2}$,$\tan(\delta) = -B/A$,$\alpha = c/2m$, $\omega = (\sqrt{4km - c^2})/2m$

无阻尼振荡的固有频率为 $\omega_0\sqrt{k/m}$ ，阻尼系数α减小振荡的频率：

$\omega^2 = \omega_0{}^2 - \alpha^2$。常数$A$和常数$B$是由位置初始值$x_0$和速率初始值$v_0$决定的。

$$x_0 = A,\ v_0 = \omega B$$

第二种情况：临界阻尼振荡器

当$c^2=4km$时，可以得到：

$x=(A+Bt)\,e^{-\alpha t}$，其中$\alpha=\dfrac{c}{2m}=\dfrac{2k}{c}=\sqrt{k/m}$，常数$A$和$B$是由初始位置$x_0$和初始速率$v_0$决定的。$x_0=A$，$v_0=B-\alpha A$

注意 第二种情况在机电工程和机械工程特别重要，因为当一种简谐振动（比如电路或建筑）是临界阻尼的，受到干扰后它比其他阻尼振荡恢复更快。

第三种情况：过阻尼振荡

当$c^2>4km$时，可以得到：$x=Ae^{-\alpha t}+Be^{-\beta t}$，其中$\alpha=\dfrac{c+\sqrt{c^2-4km}}{2m}$并且$\beta=\dfrac{c-\sqrt{c^2-4km}}{2m}$，常数$A$和$B$由初始位置$x_0$和初始速率$v_0$决定的：

$$x_0=A+B,\ v_0=-\alpha A-\beta B$$

注意 当阻尼项c大时，β又很小，在一个干扰后，系统会慢慢恢复到$x=0$。

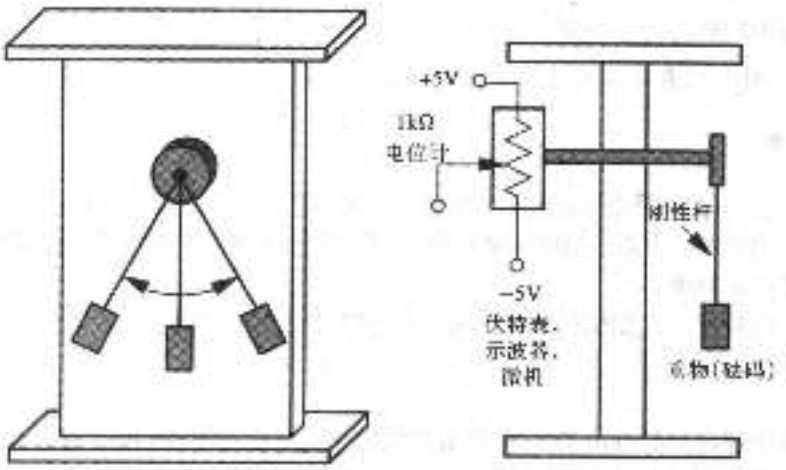
参考阅读资料

4.2节，附录F

实验过程

1. 实验装置

将电位计固定在摆锤板上，连线时，将+5V和−5V分别接到电位计的位置相对的接头上（见实验图11-1）。中间的滑动片连到数字万用表和同轴电缆测试夹接头的红头端。将同轴电缆接到数字示波器的通道1，测试夹接头的黑头端（同轴电缆的外层屏蔽和示波器地线）接到电源的地线。设置示波器的输入信号为高电阻（1MΩ）和直流耦合。



实验图11-1 使用装有电位计的摆锤来测量角度

2. 静态角度测量

平放木框架，使用贴极坐标方格纸的方法测量五种不同角度的输出。测量其重复性并观

察：从左边靠近角度和从右边靠近角度的测量结果是否相同。角度用HP示波器和电脑上的HP VEE面板驱动器窗口测量（参考附录F），对于每个角度，记录电位计的输出。

3. 动态角度测量

3.1 示波器输出。把木框架竖放并设置示波器为人工触发、扫描速率为1s/Div。在示波器人工触发的同时，释放摆锤。

3.2 电脑输出。运行HP VEE面板驱动器（Panel clriver）（参照附录F）来采样，并且打印衰减摆锤的振幅和时间的函数关系。

3.3 基线校准。使摆锤处于静止状态，重复过程3.1和3.2。这样可以得到数据的零基线。

实验报告

1.实验方案

画出本实验装置的结构图。

2. 数据摘要与分析

- 将每种角度下的输出电压和电脑输出列成表格（根据实验过程2得到的数据）。
- 根据实验过程3.2记录的数据，画出输出电压/时间图（$V(t)$），按以下实验过程来做：

1) 画一条摆锤静止时输出电压的水平线（由实验过程3.3得到的基线）。

2) 估计表观频率$f = \omega/2\pi$

提示 求出连续两次通过基线的平均时间，算出周期$P = 1/f$。

3) 估计衰减时间$\tau = 1/\alpha$

提示 输出的最高点和最低点与基线的距离应该为$e^{-\alpha t}$。

4) 估计固有频率 $f_0 = \omega_0/2\pi$

提示 对于低衰减振荡器，$\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$

3. 讨论和结论

- 讨论实验过程2（静态角度测量）的原理，要考虑灵敏度、滞后作用、线性误差、精确度。
- 讨论实验过程3（动态角度测量）的原理，考虑摆锤的表观频率、衰减时间以及无阻尼振荡的固有频率。
- 讨论一些应用，比如位置测量、速率测量以及电压波形测量。

4. 问题

- 如果电位计有10kΩ的电阻。数字示波器的输入阻抗设置为50Ω，得到的数值还是角度的线性函数吗？证实你的答案。
- 如果电位计有10kΩ的电阻。数字示波器的输入阻抗为50Ω，这个不变，怎样改变实验练习，使输出数值是角度的线性函数？
- 如果示波器的输入偶合接到交流而不是直流，这对结果数据有什么影响？

- 如果摆锤无摩擦力（不衰减），并且周期为0.5s，每秒钟采样3次，所得到的数据会是怎么样？只使用这些数据，表现频率是多少？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习12

测量温度

实验目的

学会使用三种重要的温度传感器：热电偶、热敏电阻和铂电阻温度计（或表盘式温度计）。测量并比较它们的相应时间、灵敏度、线性、精度和准确性。

实验设备

- 装有HP VEE的IBM奔腾兼容微机
- 数字示波器
- 铂电阻温度计（或者表盘温度计）
- ±5V, ±12V电源
- 三只10μF，25V的电解电容（连接在特制的印制电路板的电源接线柱与地接线柱之间）。
- 两个0.1μF, CK-05电容(连接在所有集成电路芯片的电源与地之间)。
- 铁－康铜热电偶
- 特制的印制电路板
- 灵敏度为0.1MV、精确度为0.1Ω、量程为200Ω的数字万用表
- 两个500ml的耐热烧杯和搅拌棒（木制或者玻璃制）
- 碎冰(块)
- 轻便电炉
- 加上绝缘套的精密热敏电阻（Omega型 YSI 44004(1207), 2 252在25°C下），需要放在水中浸泡。
- 2只1MΩ的电阻
- 2只2.4kΩ的电阻（固定的桥式电阻）
- 1只20kΩ调谐电位器（桥式可调电阻）
- AD625或者LH0036测量放大器

使用AD625测量放大器，需用到以下电阻：

- 一只39Ω电阻（增益为1 000的R_G）
- 一只390Ω电阻（增益为100的R_G）
- 一只2kΩ电阻（增益为20的R_G，）
- 2只20kΩ电阻（R_F）
- 一只25kΩ调谐电位器（用于调偏）

对于LH0036放大器，使用以下电阻：

- 一只51Ω电阻（增益为1 000的R_G）
- 一只510Ω电阻（增益为100的R_G）

- 一只2.4kΩ电阻（增益为20的R_G）
- 一只100kΩ调谐电位器（用于调偏）
- 一只3.3kΩ电阻（用于调偏）
- 一只33kΩ电阻（用于调偏）

补充阅读资料

2.4.1节、4.3节、附录F。

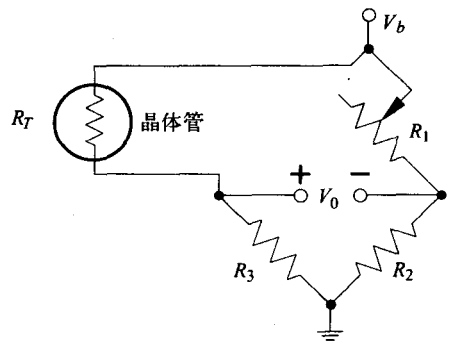
实验过程

1.实验装置

1.1 连接电路。设置测量放大器的增益约为100。对于AD625，R_F= 20kΩ并且R_G = 390Ω。对于LH0036，R_G = 510Ω。用它来放大热电偶的微弱信号。按照实验图12-1设置热敏电阻桥，其中V_b=1V，R_1=25kΩ（可调），R_2=R_3=2.4kΩ。

测量一次放大器电压增益，该电压增益将在热电偶数据分析中用到。电桥输出不需要放大就可以用数字万用表准确读出。

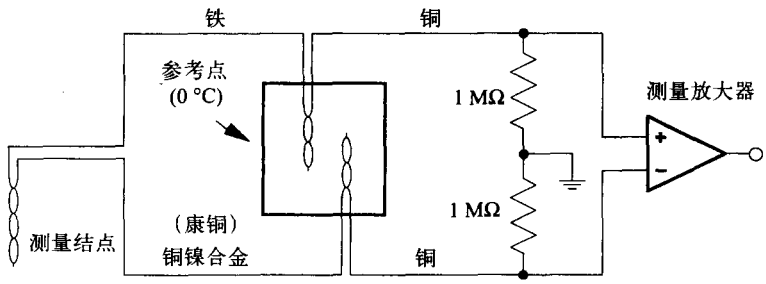
1.2 参考点。用水和碎冰装满一个小烧杯，把这个小烧杯装入更大的装满冰的烧杯中。这样做比用单个装冰水的烧杯更易得到0°C。也可以使用铂电阻温度计来进行标准温度测量。从表4-3可以查到铂电阻和温度的关系。



实验图12-1 热敏电阻桥电路，热敏电阻在25°C下的电阻是2 252Ω，可变电阻R_1是25kΩ，电阻R_2和R_3都是2.4kΩ

2. 热电偶

2.1 线路连接和参考点。连接热电偶的铜引线到测量放大器的差分输入端。AD625和LH0036的外接线可以参照实验练习5。放大器的输出端与数字万用表连接，然后把铜参考结点浸入0°C的冰中（如实验图12-2所示）。



实验图12-2 热电偶的结点和测量放大器

2.2 测量结点的校正。把测量结点和一些碎冰放进另外一个烧杯中并搅拌。当标准温度计的读数为0°C时，使用数字伏特表（DVM）测量热电偶放大器的输出并记录数据。将这个烧杯放在电炉上面缓慢加热同时不断搅拌。每升5°C或者10°C，记录一次标准温度计的读数和

热电偶的DVM的读数。不断加热直到100°C。

3. 热敏电阻

3.1 热敏电阻桥。所使用的热敏电阻在25°C下的电阻为2 252Ω（见实验图12-1）。选择$R_2 = R_3 = 2.4\text{k}\Omega$，因为在$R_2$和$R_3$都等于热敏电阻时，电桥的输出大部分在它的线性范围内。R_1是25kΩ的可变电阻，在0°C时其阻值足够高以平衡热电阻。可以得到如下电桥的等式：

$V_0 = V_+ - V_- = V_b\left(\dfrac{R_3}{R_T + R_3} - \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$可以得出$R_T$：

$$R_T = R_3\frac{V_bR_1 - V_0(R_1 + R_2)}{V_bR_2 + V_0(R_1 + R_2)},\ V_T = V_b\left(\frac{R_T}{R_3 + R_T}\right),\ \left(I_T = V_T/R_T,\ P_T = V_TI_T\right)$$

3.2 校准热敏电阻。把热敏电阻放进0°C的冰水中，在数字伏特表最大的灵敏度下，调节R_1使$V_0 = 0$。像前面那样，把烧杯中的水由0°C加热到100°C的过程中，记录它的温度值和数字伏特表的读数值。使烧杯中的水慢慢沸腾，为下一步做准备。

注意 你需要精确测量R_1、R_2和R_3的值。

建议 为了节省时间，校准热电偶和热敏电阻可同时进行。

3.3 自发热。使热敏电阻外于静止的空气中，使电桥输出达到平衡并记录输出电压和空气温度。

4. 动态温度测量

4.1 热敏电阻。准备两个装有水的烧杯，一个在室温下，另一个在50°C下（注意：如果温差太大，两个烧杯之间快速的热传递会损坏热敏电阻）。设置热敏电阻桥并且设置测量放大器增益约为20。对于AD625，$R_F = 20\text{k}\Omega$，$R_G = 2\text{k}\Omega$。对于LH0036，$R_G = 2.4\text{k}\Omega$。调整增益和偏置，因为从冷的烧杯到热的烧杯需要几伏特的输出摆幅。将放大器的输出端接到模拟输入0^+端和模拟输入地端0^-。使用微机记录热量快速地在两个烧杯之间传递的瞬时值。当达到平衡后，快速转移到第一个烧杯。打印输出结果。

4.2 热电偶。使用热电偶重复过程4.1。为了给数据采集板提供2V的输出摆幅，设置电压增益为1 000。对于AD625，$R_F = 20\text{k}\Omega$，$R_G = 39\Omega$，对于LH0036，$R_G = 51\Omega$。

5. 重复性

为了检验重复性，使用标准温度计、热敏电阻和热电偶重新测量50°C的水。

实验报告

1. 实验方案

画出实验装置的简单结构图。

2. 数据摘要和分析

热电偶数据。用实验过程2（热电偶）的数据，以放大器的输出、热电偶的输出和温度的

关系列表并作图（通过测量增益计算）。计算热电偶在放大前后的灵敏度并将计算结果列表，单位是mV/°C。

热敏电阻的灵敏度。根据实验过程3 得到热敏电阻的数据，以电桥输出作为温度的函数进行绘图。计算热敏电阻电桥的灵敏度与温度的函数关系，并将计算结果列表，单位是mV/°C。

热敏电阻和电能消耗。使用电桥方程式计算出热敏电阻与温度的关系，列出下列各量：

温度 T

电桥输出电压 V_0

热敏电阻 R_T

热敏电阻上的电压V_T

通过热敏电阻的电流 I_T

热敏电阻的电耗 P_T

热敏电阻的β值。列表并绘制ln（e为底的对数）对于T的倒数（绝对温度）的图形。目估热敏电阻最佳拟合值和热敏电阻的材料常数β。

热敏电阻的自热。从实验过程3.3得到自热数据，当热敏电阻在静止的空气中时计算出热敏电阻和能耗。从实验过程3.2（当热敏电阻在水中，自热可以忽略）得到相应温度下的电阻值，确定热敏电阻在空气中的温度。估算能耗常数$P/\Delta T$，其中P是热敏电阻的能耗，ΔT是气温和热敏电阻的温差。

动态响应。用实验过程4得到的动态温度数据，绘制温度－时间图，估算热敏电阻的热时间常数。

重复性。在相同的温度下，测量不同时刻热敏电阻和热电偶的输出（实验过程5）。

3. 讨论和结论

- 讨论热电偶（在放大前）和热敏电阻（在电桥中）测量温度的优点。讨论时考虑温度的范围、线性、灵敏度（mV/°C）、响应时间、耐久性、准确度（°C）和精度（°C）。

注意 *准确度是指和标准值的接近程度，精度是指能可靠检测的微小变化能力和重复性。*

- 简要讨论如何使用热电偶和金属陶瓷电阻来控制小烤炉的温度。

4. 问题

- 在测量过程中，热敏电阻的能耗范围是多少？考虑在“数据摘要和分析”中热敏电阻在空气中得到的能耗常数，假设水中的能耗常数是在空气中能耗常数的10倍，在水中自热会影响实验过程2和3的测量结果吗？
- 假设在水中的能耗常数是在空气中的10倍。在20°C的水中，当电桥电压从1V增大到10V，热敏电阻的实际温度会如何？
- $R_2 = R_3$为多少，电桥对于温度的灵敏度最大？

提示　阅读第4章中关于电阻值使dV_0 / dT取最大的有关内容。

- 决定温度传感器响应时间的两个最重要的热特性是什么？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习13

测量应变和力

实验目的

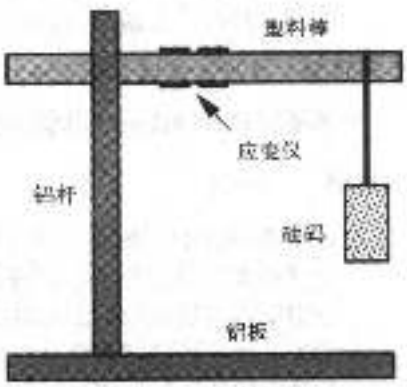
研究灵敏度、线性、滞后作用和两个力转换器（force transducer）的温度依赖关系。首先，将单个应变元件（single-strain）粘贴在塑料棒上。接着，用同样方法将四个应变元件（four strain）成对反向粘贴在一根塑料棒上。

实验设备

- 两只120 Ω1% 的电阻（或者两个200Ω调谐电位器）
- 一只200 Ω调谐电位器
- +1V, ±12 V电源
- 万用电路板
- 三只10 μF,25 V电解电容（接在万用电路板的电源端接线柱与地接线柱之间）
- 两只0.1 μF CK-05 旁路电容（接在测量放大器的电源和地之间）
- 数字式万用表
- 应变仪（strain gauge）（粘有四个应变元件的塑料棒）
- 设置砝码的重量（50 g～1 000 g，与其他实验组共享）
- 加热枪（可以与其他实验组合用）
- 表盘温度计（dial thermometer）
- 四个应变元件：

  BLH Electronics，42 Forth Ave, Waltham MA 02254

  FAE-25-35-SO（SR-4）型电阻120.0Ω，灵敏度系数为2.04
- 铝板，垂直支撑铝杆，以及能固定应变仪的夹具，如实验图13-1所示。
- AD625测量放大器或者LH0036 测量放大器。



实验图13-1　测力装置

当使用AD625测量放大器时，需用如下电阻：

- 一只390 Ω电阻（增益为100的R_G）
- 两只20 kΩ电阻（R_F）
- 一只25 kΩ调谐电位器（用于调偏）

当使用LH0036测量放大器时，需用如下电阻：

- 一只510 Ω电阻（增益为100的R_G）
- 一只100 kΩ调谐电位器（用于调偏）
- 一只3.3 kΩ电阻（用于调偏）
- 一只33 kΩ电阻（用于调偏）

实验背景

1. 单个应变元件的力传感器

第4.5.1节中（力传感器），单个应变元件的桥式力传感器，其电桥输出方程式由以下公式导出：

$$V_+ - V_- = V_b\left(\frac{G_S}{4}\frac{\Delta L}{L}\right)$$

2. 四个应变元件的力传感器

第4.5.1节中（力传感器），有四个应变元件的桥式力传感器，其电桥输出方程式由以下公式导出：

$$V_+ - V_- = V_b\left(G_S\frac{\Delta L}{L}\right)$$

3. 测量放大器

如实验练习5所示，测量放大器的增益由以下公式给出：

$$G = \frac{V_0}{V_+ - V_-} = 1 + \frac{2R_F}{R_G}$$

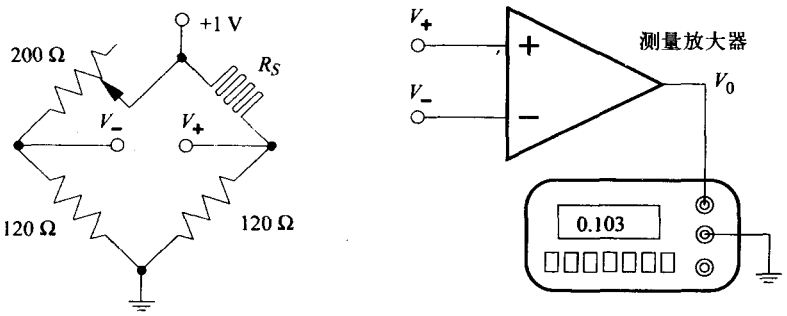
补充阅读资料

2.4.1节、4.4节、4.5.1节

实验过程

1. 单个应变元件的力传感器

配置如实验图13-2所示的单个应变元件的桥式电路。测量所有四个应变元件的电阻。如果该桥式电路的任何一个单臂的电阻值为无穷大，就表明这个单臂的电线已经断了，必须挑选另一个应变仪杆。



实验图13-2 单个应变元件桥和AD625测量放大器

使用两只精度为1%的120Ω的电阻或者将两只200Ω调谐电位器都调节到万用表读数为120Ω的位置。设置测量放大器的增益在100附近。当使用AD625测量放大器时，需使用R_F = 20kΩ和R_G = 390Ω的电阻。当使用LH0036测量放大器时，需使用R_G =510Ω的电阻。连接方法参考实验练习5。在塑料棒上无负载的情况下，调节200Ω的调谐电位器，使得电桥输出电压$V_0 = 0$。

1.1 **放大器增益**。使用一个分压器来产生一个10mV的直流信号，而且将这个信号加到测量放大器电路的输入端。用万用表精确测量输入电压和输出电压，确定放大器增益。

1.2 **力的校准**。悬挂重量分别为0，50，100，200，300，500，700和1 000g的砝码；然后，对每次悬挂的不同重量的砝码，分别记录下力传感器电桥的输出值V_0。

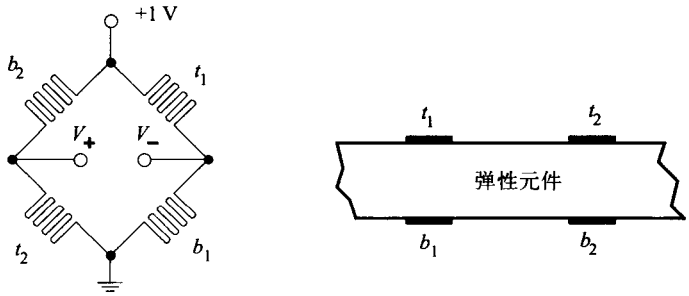
1.3 **漂移**。移去1 000g砝码，立即记录V_0值。每分钟记录一次，连续记录5分钟。

1.4 **重复性**。重新加1 000g砝码，立即记录V_0值。再移去这个砝码，接着立即记录V_0值。

1.5 **加热的作用**。逐渐地加热棒（没有负载时）的顶端。记录加热时V_0值的每一点变化。使用表盘温度计估算温度的上升。不要加热超过10°C。重复做法，加热棒的底端。重复做法，同时加热棒的顶端和底端。

2. 有四个应变元件的力传感器

如实验图13-3所示的配置了四个应变元件的桥式电路。没有负载时，调节测量放大器的偏移量使得$V_0 = 0$。对这种力传感器，重复实验过程1的做法。



实验图13-3 使用四个应变元件的力传感器桥

实验报告

1. 实验方案

为实验装置画一张简单的结构图。

2. 数据摘要与分析

测得的输出与载重的关系。对单个应变元件的力传感器和四个应变元件的力传感器，分别将它们的负载数据、放大器输出端电压值V_0、灵敏度（单位为mV/g）、以及$\Delta L/L$列成表格（用实验背景里介绍的应变元件力传感器电桥输出方程式、放大器增益的已知值、电桥的偏压值、以及Gs，来计算$\Delta L/L$）。

测得数据与线性模型的偏差。对单个应变元件的力传感器和四个应变元件的力传感器，以输出电压与载重数据作图。通过实验数据点作直线。调整该直线的斜率和截距，使得直线

与数据的偏差值最小。推导出这些直线的数学表达式。

比较测量值与线性模型之间的差异。对单个应变元件的力传感器和四个应变元件的力传感器，分别将其负载、测得的输出电压值、直线模型、以及测得的输出电压值与直线模型之间的差异绘制成表。

3. 讨论和结论

- 比较单个应变元件的力传感器与四个应变元件的力传感器的优缺点。包括灵敏度(mV/g)、温度均匀变化的影响、线性、可重复性、准确性、以及精确度。表示误差有两种方法，既可以用放大器的输出值V_0来表示误差，也可以用以克为单位的载重来表示误差（相对于放大器输出值V_0，人们更喜欢用载重来表示误差）。
- 用实际测量得到的四个应变元件的力传感器电桥的灵敏度与单个应变元件的力传感器电桥的灵敏度的比值，与预期的比值进行比较。
- 讨论跨接在单个分压器上的单个应变元件的力传感器电桥的优越性。
- 观察两种力传感器均匀加热与不均匀加热的影响，并讨论。用V_0表示放大器的输出电压值，以克为单位来表示载重。

4. 问题

- 为什么在实验过程1.5中限制温度上升很重要?
- 对于四个应变元件的力传感器和单个应变元件的力传感器，在载重为1 000g时，应变$\Delta L/L$各发生什么变化?
- 如何改变设置，以测量0到1 000kg重的负载和0到1g重的负载?
- 数据与直线拟合之间的最大偏差是多少？如果以克为单位的载重表示偏差，则表示什么?

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习14

用光电二极管测量光

实验目的

测量IV级特性、暗电流、噪声、以及高度灵敏针式硅光电二极管的线性，并将这种光电二极管用在一个简单光度计上测量溶解浓度。

实验设备

- +5V、±12V电源。
- 三个10μF、25V电解电溶(接在电路板接线柱的电源端与地之间)
- 四个0.1μF、CK05旁路电容(接在所有集成电路芯片的电源与地之间)
- 万用电路板。
- DMM(数字万用表)
- 用于插放针式光电二极管、发光二极管光源、试管的木块。
- 黑色空心圆筒，用胶带封闭一端，并用该空心圆筒来把试管口盖住。
- 黑色实心柱体，当不放置试管时用于挡光。
- 红色发光二极管（LED）（最大电流为20mA）
- 针式硅光电二极管
- 两个10kΩ调谐电位器
- 一个1 300pF电容
- 一个20kΩ调谐电位器
- 一个330Ω电阻
- 两个10kΩ电阻
- 两个1MΩ电阻
- 一个1 200pF电容
- 两个LF 356运算放大器
- 一个1.0摩尔的食品红色的密封玻璃管
- 一个0.5摩尔的食品红色的密封玻璃管
- 一个0.2摩尔的食品红色的密封玻璃管
- 一个0.1摩尔的食品红色的密封玻璃管
- 一个0.05摩尔的食品红色的密封玻璃管
- 一个不知浓度的食品红色的密封玻璃管
- 一个装水的密封玻璃管

补充阅读资料

2.2节、4.6节。

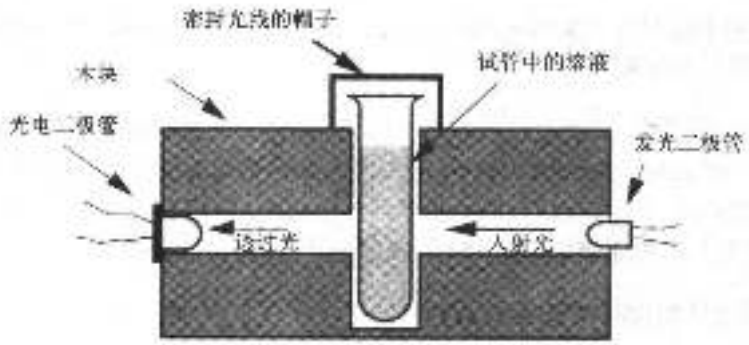
实验过程

1. 设置

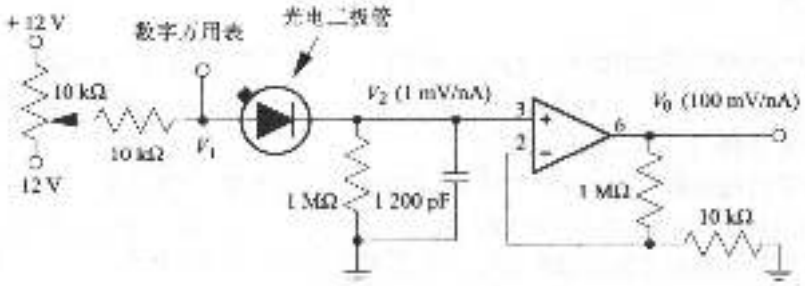
如实验图14-1所示，把针式硅光电二极管和发光二极管安装在木块中。

注意 为了减少光传递过程中的变化，要用黑胶布包着玻璃试管的顶部，使得试管顶部将洞口封闭好，而且洞必须足够深，使得发光二极管发出的光线能够穿过玻璃试管管身的圆柱形部分（玻璃试管的弯曲底部上面的管身）。

1.1 **光电二极管的偏置与放大器电路。**如实验图14-2所示，构造光电二极管的偏置和电流放大器电路。1nA的光电二极管电流应该产生一个100mV的运算放大器输出电压。1200pF电容将高频分流到地。LF356运算放大器插脚引线以及运算放大器与外部元件的连接如实验图4-1和4-2所示。将0.1μF电容连接在引脚4（−12V）与地之间，以及引脚7（+12V）与地之间。调整20kΩ调谐电位器以达到零偏压输出。



实验图14-1 测量光发射通过溶液的装置



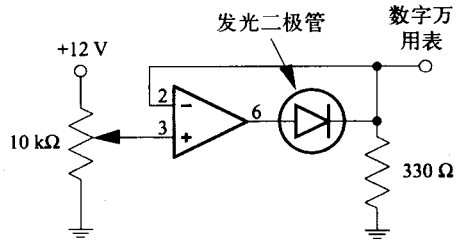
实验图14-2 加偏压到光电二极管和转换光电导电流成电压的电路，光上的金属标记朝着阳极导线

1.2 **发光二极管偏置电路。**如实验图14-3所示，构造一个电压控制的电流驱动电路，不必对运算放大器调偏。在这个电路中，运算放大器所产生的电流必须使得加在330Ω负载电阻上的电压等于输入电压。通过发光二极管的电流是每输入一伏特3mA，并且电路补偿发光二极管的非欧姆特性。

2. 光电二级管I-V特性与黑暗条件下噪声

为排除房间光照，应用黑胶布包裹试管口。

2.1 **反偏压**。在调节10kΩ调谐电位器时，用万用表测量V_1和运算放大器输出电压。V_1的建议值为0.0V，−0.1V，−0.3V，−1V，−2V和−5V。



实验图14-3 通过发光二极管提供控制电流的运算放大电路。输出是每伏特3毫安

2.2 **反偏压噪声**。移除1200pF电容,并且用示波器估计当V_1为0V和−5V时的运算放大器输出的噪声均方值（必要时，可用铝箔屏蔽），重新接入1200pF电容，并重复上述实验过程。

2.3 **正向偏压**。要产生近似值为1 nA、2 nA、5 nA、10 nA、20 nA和50nA的正向电流，确定需要的V_1电压值。

注意 由于曲线陡度，很难通过调节电压来得到特定的电流——刚好使测量值与定义的曲线一样。

3. 光电二极管的光致电压（photovoltaic）和光（电）导电流（photoconductive current）与发光二极管电流的函数关系

3.1 **光致电压模式**。设光电二极管偏压为0V，对发光二极管电流的七个数值：0mA、1mA、2 mA、5 mA、10 mA、15mA和20mA （运算放大器的最大输出），测量与发光二极管电流相对应的光电二极管电流。

3.2 **光（电）导电流模式**。用−5V的反偏压，重复实验过程3.1。

4. 光电二极管的I-V 特性与照明（度）噪声

用电流为20mA发光二极管，重复实验过程2。

5. 测量溶液浓度

设置发光二极管电流为20mA、光电二极管的反偏压为0V(光致电压的模式)。对四种已知溶液及未知溶液，记录光电二极管的相应输出值，由于玻璃表面不平整，输出值可以取试管旋转若干不同方向所得的输出值的平均数。

光电二极管电流由公式$I = I0e^{-kLC}$给出，其中L为路径长度，C为溶液浓度，k是消光系数。光电二极管的电压由公式$V_1(C) = I\ (1M\Omega)$ 给出，而运算放大器输出由公式$V_0(C) = I\ (100M\Omega) + V_b$给出，其中$V_b$是放大器输出偏移电压。为了测量$V_0(0) = I_0\ (100M\Omega) + V_b$，用水注满试管$(C = 0)$，然后关闭发光二极管$(C = \infty)$以便测量$V_0\ (\infty) = V_b$。用比尔定律绘制出$\log((V_0(C) - V_0(\infty)) / (V_0(0) - V_0(\infty)))$与$C$的图。

$$\text{比尔定律}\quad \frac{\text{透射光}}{\text{入射光}} = e^{-kLC}$$

实验报告

1. 实验方案

为实验装置画一个简单的结构图。

2. 数据摘要与分析

- **光电二极管的I-V特征曲线。**发光二极管电流为0（实验过程2）和20mA（实验过程4）时，相应的光电二极管电流与电压的函数关系，列表并绘制成图。注意一定要包括正向偏置数据与反向偏置数据，而且要考虑加在1MΩ输入电阻上的任何压降(在运算放大器引脚3与接地之间)：

$$I_{\text{diode}} = V_2 / 1\text{M}\Omega$$
$$V_0 = 100V_2$$
$$I_{\text{diode}} = V_0 / 100\text{M}\Omega$$
$$V_{\text{diode}} = V_1 - V_2 = V_1 - V_0/100$$

- **噪声与暗电流。**将均方噪声与光电二极管电流的函数关系列表（实验过程2和4）。
- 噪声模式。创建一个经验表达式，该表达式将噪声、结合约翰逊噪声和散射噪声分别表示为独立的项（切记：散射噪声的值随$\sqrt{I}$变化，而约翰逊噪声则独立于I）。
- 光电二极管与发光二极管电流对比。列表并且绘制出光电二极管电流与发光二极管电流的函数关系图（实验过程3）。
- **比尔定律图。**从实验过程5的光致电压测量，列表并绘制光电二极管电流的自然对数与溶液浓度的关系曲线图。用比尔定律去估算未知溶液浓度。估算误差为多少。

3. 讨论和结论

- 讨论：用光电二极管配以其他元件，能测量的各种物理量。
- 比较光致电压模式与光电导模式的优缺点，考虑暗电流、速度、电路的复杂性。
- 讨论：使得发光二极管光强度与发光二极管电流成正比、而不是与电压成正比的主要机理。
- 讨论：使得光电二极管电流与光能级成正比、而不是光电二极管电压与光能级成正比的主要机理。

4. 问题

- 光电二极管电流是否线性正比于发光二极管电流？如果不是的话，原因是什么？
- 如果光电二极管的最大功耗是0.1W，那么在正向偏压模式和反向偏压模式中最大安全电流为多少？
- 本实验报告2“数据摘要与分析”中“光电工极管的*I-V*特征曲线”图是否与图4-39的图一致？
- 求实验图14-2中的电路在没有1 200pF电容时的带宽，以及光电二极管电流与加在1MΩ电阻上的电压之间的关系，多少光电二极管电流等于1MΩ电阻里的约翰逊电压噪声均方

值？如何用电容去改变这些数值呢？

提示1 在数据里查找运算放大器的增益带宽积。

提示2 将光电二极管的电流与加在RC并联组合上的电压联系起来，作为频率的函数，导出它们的方程式。

- 假设一个量子效率的80%，光电二极管电路（在有1 200pF与没有1 200pF电容的情况下）能够正确地检测出光子信号电流（光子/秒）的最大值和最小值各是多少？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习15

热电热泵

实验目的

研究像热泵加热和冷却一个小物品这样的热电器件的应用。为测量热电热泵在加热和冷却时提升的热能与吸收的电能之间的关系。

实验设备

- 数字万用表
- Cambion No.801-3959-01 热电装置(在5V下最大电流为10A)
- 大电流电源：在10A下5V
- 厚铝板（散热器）
- 小烧杯一个，大约10ml
- 散热器复合物：硅有机树脂胶中加氧化锌
- 小片聚脂薄膜
- 铂温度计或表盘温度计

实验背景

1. 珀耳帖效应和塞贝克效应

发现珀耳帖效应和塞贝克效应已经超过一百年，作为电力产品和热泵应用的开发却是近期才完成的。例如宇宙飞船中的发电机、低温仪器的冷却设备、精确的温度参考、精确仪器的恒温设备等等。

使用如图4-18所示掺杂了p和n的Bi_2Te_3半导体材料的珀耳帖效应热泵。将热泵安装在一个铝制散热器上，用以维持热泵的表面中一面的温度，而在热泵的另一表面上放一小烧杯的水。烧杯获得的热能速率Q用以下公式计算：

$$Q = \pi I + I^2R/2 + K_p(T_s - T_o) + K_a(T_a - T_o)$$

π珀耳帖系数，I是通过珀耳帖设备的电流量，R是设备的电阻，K_p设备的热传导系数，K_a是对空气的对流传热系数，T_o是烧杯温度，T_S是散热器的温度，T_a是空气温度。公式右边的第一项是珀耳帖效应，第二项是焦耳加热，第三项是对设备的热传导，第四项是对空气的热对流和热传导。

当$I < 0$时，只有珀耳帖效应对烧杯产生起冷作用，公式的所有其他项用于加热烧杯。在低电流情况下，公式右边的第一项大于第二项，导致了净冷却效果($Q < 0$)。但是，随着电流的增加，I^2起主导作用，导致净加热（$Q > 0$)。

当$I > 0$时，珀耳帖和焦耳效应都加热烧杯，而热量传递到散热器时，周围介质对烧杯起

冷却作用。

2. 热电效率

当烧杯接近室温时，并且电流I是突然地供应给热泵，在这样的条件下，公式的第三、第四项会很小，烧杯的温度升高的初始速率由下面公式计算：

$$\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t} = (0.238\mathrm{g℃/J})\frac{Q}{m}$$

公式中Q是传送到烧杯的热能速率，单位是焦耳/秒；m是表示的烧杯与水的质量，单位是克；热泵消耗的电能由以下公式表示：

$$P = IV = I^2R$$

热电效率由$|Q/P|$所决定，$|Q/P|$是被提升的热能的热速率与消耗的电能的比值的绝对值：

$$\left|\frac{Q}{P}\right| = \frac{\pi I + I^2R/2}{I^2R}$$

在加热模式中($I > 0$)，焦耳加热与热泵加热的和是足够的大，以至于热电效率超过1。但在冷却模式中($I < 0$)，焦耳加热减少热电效率，使得热电效率数值小于1。

3.平衡温度T_{equ}

当电流I达到恒定时，烧杯趋向一个平衡温度T_{equ}，这时烧杯与热泵之间的传热等于烧杯与环境之间的传热。这时$Q = 0$，而平衡温度T_{equ}可用下式表示：

$$T_{equ} = \frac{\pi I + I^2R/2 + K_pT_s + K_aT_a}{K_p + K_a}$$

平衡温度T_{equ}与I是抛物线关系，而且最小平衡温度可以在特殊电流$I_{min} < 0$时得到。

4. 由T和时间测量数据估算平衡温度T_{equ}

对一个简单的热系统（一个空舱）而言，温度的时间变化率$\mathrm{d}T/\mathrm{d}t$正比于平衡温度与当前温度之差，见下面公式。

$$\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t} = k(T_{equ} - T)$$

上式的解表示为：

$$T = T_{equ} - (T_{equ} - T_0)\mathrm{e}^{-t/\tau}$$

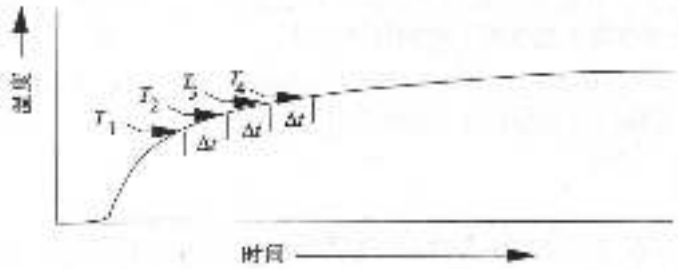
式中，$\tau = 1/\mathrm{k}$，当$t_0 = 0$时，初始温度为T_0，而且当t变得非常大时（见实验图15-1），温度以渐近线的方式逐渐趋于平衡温度T_{equ}。

在实际的热系统中，以热输入的方式改变或者以系统被加热的方式改变系统的温度后，初始温度的改变不一定符合上面的方程式，但是，通过若干个时间常量τ以后（不需要等很长时间），用上面的方程式预测平衡温度T_{equ}，通常是足够准确的。

以下描述的方法，达到两个目的：i) 确定以上方程式在什么情况下，可以用于描述被测定热系统的渐近性行为。ii) 通过实验数据，估算平衡温度T_{equ}。

如果方程式正确，我们希望连续差的比值为常数：

$$\eta=\frac{T_{n+2}-T_{n+1}}{T_{n+1}-T_n}=\frac{(T_{eqa}-T_0)(e^{-t_{n+2}/\tau}-e^{-t_{n+1}/\tau})}{T_{eqa}-T_0(e^{-t_{n+1}/\tau}-e^{-t_n/\tau})}=e^{-\Delta t/\tau}$$



实验图15-1 以有规律的时间间隔来测量温度，以估算平衡温度

上式中时间t_n取为等间隔，$\Delta t=t_{n+1}-t_n$。

所以，对连续时间间隔，以下步骤是导出计算η的方法。如果将η看作常数是合理的话，就可以用以下公式估算T_{eqa}：

$$\begin{aligned}T_{eqa}&=T_{n+1}+(T_{n+2}-T_{n+1})+(T_{n+3}-T_{n+2})+(T_{n+4}-T_{n+3})+\mathrm{L}\\&=T_{n+1}+(T_{n+2}-T_{n+1})+(T_{n+2}-T_{n+1})\frac{(T_{n+1}-T_{n+2})}{(T_{n+2}-T_{n+1})}\\&\quad+(T_{n+2}-T_{n+1})\frac{(T_{n+2}-T_{n+3})(T_{n+4}-T_{n+3})}{(T_{n+2}-T_{n+1})(T_{n+3}-T_{n+2})}+\mathrm{L}\\&=T_{n+1}+(T_{n+2}-T_{n+1})(1+\eta+\eta^2+\mathrm{L})\end{aligned}$$

上式整理的结果为：

$$T_{eqa}=T_{n+1}+\frac{T_{n+2}-T_{n+1}}{1-\eta}\qquad \eta=\frac{T_{n+2}-T_{n+1}}{T_{n+1}-T_n}$$

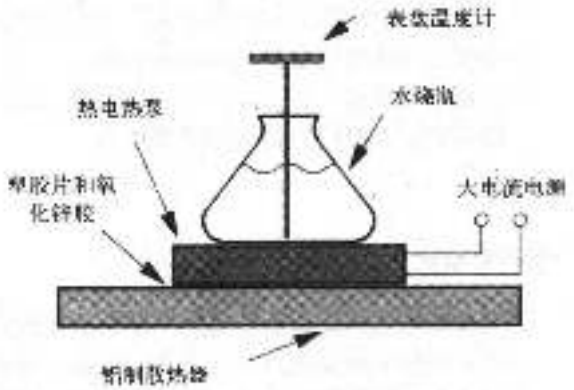
补充阅读资料

4.3.4节。

实验过程

1. 建立

如实验图15-2所示，用氧化锌浆将一片聚脂薄膜或纸贴到散热板上，把热电装置(TED)粘贴到聚脂薄膜或纸的上面，然后，把一只容量为10ml的烧杯放在热电装置上，往烧杯中注入大约半杯水，并把表盘温度计放到烧杯里面，记录烧杯内水的量，以便日后计算用。



实验图15-2 建立一个用热电热泵加热或冷却烧杯水的装置

2. 热电效率

在这一节里，烧杯温度接近于室温，初始温升被用于测量由热电装置 (TED) 提升的热能。

突然供给5A电流到TED，并在5分钟内每30秒记录一次电压与温度。观察水温是升高还是降低。在实验报告的数据分析章节里，将会用这些数据对TED消耗的功率与烧杯中水吸收的热量（或者是从水中得到的热能）进行比较。

关闭电源，等待10分钟，以便系统与室温达到热平衡。然后，反转电源接线的极性，供应5A电流，在5分钟内每30秒记录一次电压和温度。

3. 热电平衡温度

在这节中，允许烧杯趋近平衡温度，TED提升的热量等于传导和对流损失的热量。

设置电压值使之获得+4A电流，在10分钟内每两分钟记录一次水温，在此期间内可能需要调节电压来保持电流恒定。换一种方法，用一个恒流模式的电源。在进行分析数据时，使用先前的公式来确定T_{equ}。对于+2A，−2A和−4A，重复实验。

实验报告

1. 实验方案

为实验设备绘制一个简单结构图。

2. 数据摘要和分析

- **初始斜率**。把实验过程2的温度对时间的数据制表并绘图。估算初始斜率（以每分钟摄氏度表示），该斜率是曲线经初始滞后之后最陡的线性部分，但是，是在曲线变成平坦并趋于渐近线之前。
- **热电效率**。从实验过程2得出的初始斜率数据和已知的水的重量，来计算出烧杯吸收的热量和热电装置所消耗的电能。以每秒1摄氏度的速率改变对1克水的温度所需要的热能是4.19W，用以上数据来计算必须传递到散热器的热能（假设烧杯温度非常接近室温，此时可以忽略与环境的热交换）。计算热电效率，热电效率表示为烧杯吸收的（或放出）热能量与热电设备消耗的电能之比。
- **热电平衡温度**。将热电平衡温度与电流对应关系列表并绘图（实验过程3），应包括电源输入列，对数据做直观的模型拟合。

$$T_{\text{equ}} = T_{\text{room}} - AI + BI^2$$

3. 讨论和结论

- 比较用热电热泵加热与电阻丝加热的优缺点。
- 比较用热电热泵制冷与电冰箱制冷的优缺点。
- 讨论如何使热电热泵加热效率大于1？额外热量来自哪里？
- 讨论如何用热敏电阻、热电热泵、差分放大器、功率放大器和绝热层来控制物体的温度达到期望达到的温度。画出简单的方框图，讨论设备可达到的最低温度和最高温度，并

且讨论这些极限的理由。

4. 问题

- 要提供多少瓦的能源，才能使烧杯的平衡温度比环境温度高出10°C和低出10°C?
- 当你冷却烧杯时，可能已经注意到：增加电流 (电源加到TED上)并不意味着增加制冷效果，为何会这样呢？是什么因素决定设备所能达到的最低温度(在实际应用中)？
- 试讲述，烧杯周围的绝热层是如何影响平衡温度对电流的曲线，以及如何影响系统的热时间常数。
- 对加热和冷却，热电效率是否相等？为什么？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习16

电极与离子介质

实验目的

测量和比较银（氯化银）电极和裸金属电极的几种重要特性：偏置电压、稳定性、颤噪效应（microphonics）、以及作为频率的函数的复数阻抗 (complex impedance)。

实验设备

- 万用电路板
- 数字万用表
- 正弦波信号发生器
- 示波器
- 两个100Ω电阻
- 一个1μF电容
- 两个Ag (AgCl) 电极(模压的银和氯化银粉末)
- 两块不锈钢板或铜板
- 一个500ml的硼硅酸耐热玻璃烧杯
- 1%氯化钠溶液
- 自来水

实验背景

1. 电极作为传感器和执行器

电极作为传感器来记录心脏(心电图)、肌肉（肌电图）、眼睛（眼电图）、脑（脑电图）甚至个别细胞的电压。电极是电磁流量计、酸碱计和离子计的基本元件。电极也用作执行器，以刺激神经脉冲的传导和肌肉收缩。在这个实验练习中，对皮肤电极的研究方法也将用于实验练习17中的心电图、实验练习18中的肌电图和实验练习19中的眼电图。

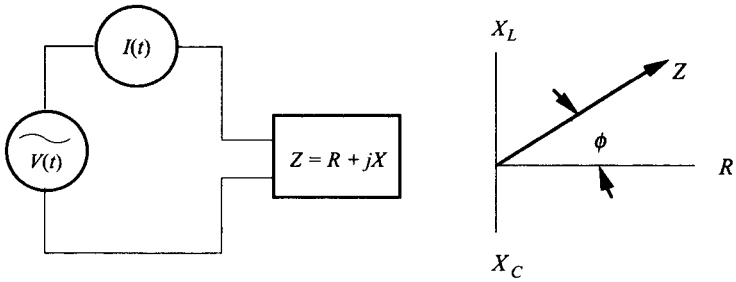
为了更好地理解测量或结果效应，必须理解所记录或激发电极的电特性、以及必须理解离子介质（组织流体（tissue fluid）或盐溶液）的性质。

2. 复数阻抗分析

为了更好地理解电极测量的特性，我们先回顾一些相移与电抗部分相关的基本资料。广义的复数阻抗，以及电阻与电抗性阻抗之间的图形关系，如实验图16-1所示。

激励电压：$V(t) = V_0\sin(\omega t)$

合成电流：$I(t) = I_0\sin(\omega t + \phi)$



实验图16-1 a) 复数阻抗测量电路b)电阻与电抗性阻抗的振幅与相位角之间的图解关系

$$\tan(\phi)\frac{X}{R}, \qquad I_0 = \frac{V_0}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

电阻：$Z = R$

电感器：$Z = j\omega L = jX_L$

电容器：$Z = -j/\omega C = -jX_C$

纯R：$\phi = 0°$, $V(t)$ 和$I(t)$ 同相

纯L：$\phi = 90°$, $I(t)$ 滞后$V(t)$ 90°

纯C：$\phi = -90°$, $I(t)$ 超前$V(t)$ 90°

当R, L和C串联时：$Z = R + jX$，$X = \omega L - 1/\omega C$

串联时相加Z：$Z_{12} = Z_1 + Z_2$

并联时相加Z：$1/Z_{12} = 1/Z_1 + 1/Z_2$

参考阅读资料

4.7节。

Walter A. Getzel and John G. Webster, "Minimizing silver–silver chloride electrode impedance," *IEEE Trans. Biomed. Eng.* BME-23, No. 1, (1976): pp 87–88.

Peter Strong, *Biophysical Measurements*, Tektronix, Beaverton, OR, 1970, Chapter 16.

实验过程

1. 电极的偏置电压、稳定性以及颤噪效应

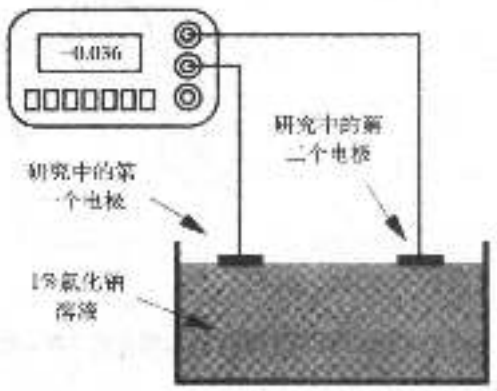
在不通电流的情况下，与离子介质接触的金属常会因而发生化学反应，从而产生电位差，很像一个低电压电池，这种电位差依赖于接近金属表面的电荷层，而这些电荷随时间而变化，并且可以用机械搅拌的方法来消除这种电位差。

1.1 离子介质的准备。将一个容量为500毫升的烧杯注满1%氯化钠溶液。

1.2 两个银（氯化银）电极。将两个银（氯化银）（Ag(AgCl)）电极浸入（不要浸入连接电极的导线）1%氯化钠溶液（实验图16-2），用数字万用表在五分钟内每三十秒记录一次偏电压。然后，通过观察（连接电极的导线接在示波器的“标准”分接头上）示波器偏转（低速扫描）来确定电极的颤噪效应。

1.3 银（氯化银）电极与裸金属电极的比较。用银（氯化银）（Ag(AgCl)）电极和裸金属电极（铜鳄鱼夹（alligator clip））重复实验过程1～2。

1.4 两个裸金属电极。用两个裸金属电极重复实验。



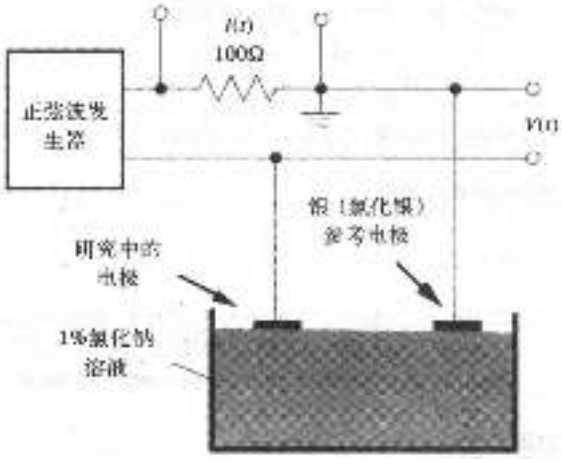
实验图16-2 测偏压装置

2. 交流电电极阻抗

在组织刺激（作用）中，了解刺激电极的电阻抗的知识非常重要，因为对一个给出的电压，电极的电阻抗决定了进入组织的实际电流的大小。在另一个研究类型中，要求测量实际阻抗，这些实际阻抗跨过或通过某些类型的组织或有机体。在这种情况中，电极与组织接触面的阻抗要比组织自身的阻抗大很多。因为这两个原因，我们需要测量电极的阻抗。另外，在通常条件下，我们希望将电极的阻抗减少到最小。

如实验图16-3所示，设置电极阻抗测量装置。通过测量一个100Ω电阻的阻抗，和测量一个100Ω电阻与一个1μF电容串联的阻抗，来测试电路。

选择一个银（氯化银）电极作为参考电极，对其他的银（氯化银）电极和裸金属电极分别在1Hz、10Hz、100Hz和1kHz、10kHz、和100kHz的情况下，在$V(t)=0.1$V时，测量$I(t)$和测量$V(t)-I(t)$的相位差。对每一个电极在每一个不同的频率下，都要调整振荡器的输出使$V(t)=0.1$V的幅度。因为不同的电极阻抗负载的振荡器不同，所以必须为每一个电极阻抗调校振荡器的振幅。



实验图16-3 测量作为频率的一个函数的电极的复数阻抗的装置

实验报告

1.实验方案

为实验装置绘制一个简单结构图。

2. 数据摘要与分析

- 偏压与时间。为三对电极绘制作为时间的函数的偏压的图形。
- 颤噪效应。将三对电极的标准抽头的作用制作成表格。
- 复数阻抗与频率。为三对电极，将$V(t)$和$I(t)$的振幅与频率的函数关系制表，并且将频率与$V(t)$和$I(t)$之间的相位差的函数关系制成表格。计算阻抗的实部（电阻的）和虚部（电抗性的），并且将实部和虚部的数据填入表格。
- 等效电路。根据数据摘要与分析中的复数阻抗与频率的结果，推导出描述各个电极的等效电路。

提示 见图4-25，用1Hz数据来计算电荷转移和扩散阻力的总数，再用100Hz数据去

做估算扩散阻力。

3. 讨论和总结

- 讨论实验过程第1节和第2节。
- 比较所用的电极的特性。

4. 问题

- 在测量了银（氯化银）电极和裸金属电极的复数阻抗之后，有关电容分量、电感分量和电阻分量与频率之间的函数关系，你能够得出什么结论？
- 你的电极都有颤噪效应吗？都没有颤噪效应？根据离子作用解释答案。
- 你的哪一个电极有最好的特性（低阻抗、低偏压、低噪声、高稳定性）？哪一个最差？

5. 实验数据记录

手工记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习17

人的心脏

实验目的

本次实验的目的是，加深对基础心血管生理学 (basic cardiovascular physiology) 的认识，对广泛应用的心脏活动非侵入性指示器的起因的了解。测量心电图 (electrocardiogram, ECG)、心音图(phonocardiogram) 和血压 (blood pressure)，并观察在轻量运动后，数据在这些指示器上的变化。

实验设备

- 包含HP VEE软件的IBM兼容奔腾微机
- 具有带状图表记录器（strip chart recorder）的剑桥（Cambridge）心电图记录仪装置
- 银（氯化银）心电图记录仪（Electro-Cardiograph, ECG）的皮肤电极
- 数字示波器（digital oscilloscope）
- 记录心音的耳机（headphone）
- 听诊器（stethoscope）
- 测血压用的袖套（pressure cuff）和血压计（sphygmomanometer）
- 测量放大器或差分运算放大电路（参见实验练习4和实验练习5的有关部分）

实验背景

1. 银（氯化银）电极

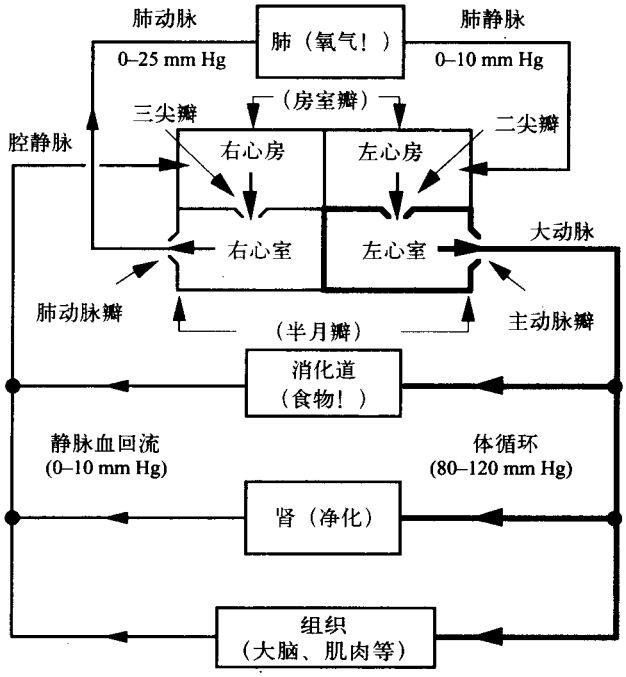
我们将要使用的“活动”皮肤电极是由银 (Ag) 和氯化银 (AgCl) 与一片含有电介质凝胶的泡沫塑料接触而烧结形成的塞栓所组成的。而一个带粘性的衬垫使泡沫塑胶垫与皮肤保持接触，并且允许出现小量的移动而不会影响电接触。

2. 循环系统

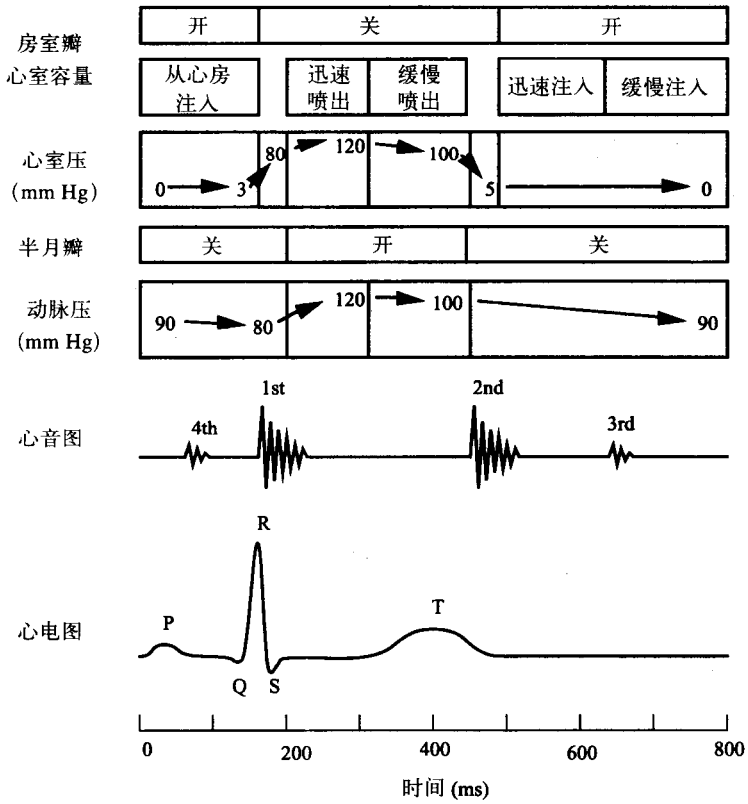
实验图17-1显示了一个包括心脏、肺部和其他器官在内的人体循环系统简化图。在此必须指出，带氧的血液使肺部和所有其他器官连接在一起，这对人体来说是十分重要的。另外，肺部还为各个器官设置了独立的泵室。

3. 心动周期

实验图17-2和实验表17-1给出了在以75次 / 分钟为频率的心动周期内，与主要事件有联系的时间、信号以及动脉压。



实验图17-1 人体循环系统（简化图）。粗线代表系统中的高压部分



实验图17-2 心动周期当中出现的事件和信号

实验表17-1 在以75beats/min为频率的心动周期内发生的事件

时间(ms)	事 件	信 号	动脉压 (mm Hg)	心室压 (mm Hg)
0	SA结去极化		90	0
0～50	心房去极化	P波	85	0
50～120	房室结延迟； 心房收缩	P-R段； 第4心音	80	3
130～200	心室去极化； 心房复极化	QRS波群	80	2～80
170～200	房室瓣闭合； 等容心室收缩； 结束心室舒张； 开始心室收缩	开始第1心音	80	2～80
200	半月瓣打开		80	80
200～300	心室收缩； 迅速喷出	S-T段	80～120	80～120
320～480	心室复极化	T波	120～100	120～100
440	半月瓣闭合； 结束心室收缩； 开始心室舒张	重搏凹痕； 开始第2心音	100	100
480	房室瓣打开		100	5
480～600	迅速心室注入	迅速注入结束的第3心音	100～95	0
600～800	缓慢心室注入		95～90	0

4. 心脏去极化顺序

1) 窦房节 (sinoatrial node，SA node) 射出。

2) 从右到左覆盖两边心房进行去极化。

3) 去极化于心房收缩期间在房室结处被延迟。

4) 在心室膜上方的His（发“hiss”音）束。

5) His束沿着心室的内表面向下分流到心室膜，环绕心尖 (apex)，然后倒退到心脏基部 (base)。

6) Purkinje网络是从心室的内表面到外表面的网络。

注意 心室收缩的顺序是由束支所控制的。

5. 术语

心尖（apex）：心脏的底部。

心房收缩（atrial systole）：在P波和房室瓣闭合之间的活动心房收缩的周期。

房室结（AV node）：一簇细胞，使去极化波以很慢的速度（70ms）从右心房的较低部分输送到心室膜，以便在心室收缩开始之前，完成心房的收缩。

房室瓣（AV valves）：右心房和右心室之间的三尖瓣以及左心房和左心室之间的二尖瓣，统称为房室瓣。

心脏基部（base）：心脏的顶部，是心脏的瓣和大血管所在的地方。

束支（bundle branches）：传导去极化波，这种去极化波是来自心室的内部(心室内膜)表

面周围的希斯氏束。

心脏舒张（diastole）：单独使用的时候，意味着心室的舒张，即在半月瓣的闭合与房室瓣的闭合之间的心室松弛周期。

重搏凹痕（dichrotic notch）：由于与半月瓣的闭合有关的回流，所引起的动脉压的短暂的下降。

心杂音（heart murmur）：不正常的心脏声音。由血液流经变形的心瓣时，所产生的声音。

心音（heart sound）：由心脏生产的声音，主要由于心瓣膜的关闭产生的。第一心音是由房室瓣闭合产生的，第二心音是由半月瓣闭合产生的。

P波（P-wave）：由于心脏的心房的去极化作用而产生的电信号。

Purkinje网络（普肯也氏网）（Purkinje network）：通过心室壁，将去极化波从心内膜传导到心外膜表面。

QRS波群（QRS-complex）：由于心室的去极化与心房的复极化所产生的电信号。

窦房结（SA node）：在右心房后壁中的高传导性细胞束，这里产生心脏的去极化波。

半月瓣（semilunar valves）：左心室和大动脉之间的主动脉瓣；右心室和肺动脉之间的肺动脉瓣。

隔膜（septum）：在左心室与右心室之间的肌肉壁，包含心室去极化的源头His束。

心脏收缩（systole）：单独使用时，是指心室收缩，即在房室瓣闭合与半月瓣闭合之间的活动心室收缩周期。（参见atrial systole）

T波（T-wave）：由心脏的左心室与右心室肌肉的复极化所产生的电信号。

参考阅读材料

Leslie Cromwell, Fred J. Weibell, and Erich A. Pfeiffer, *Biomedical Instrumentation and Measurements*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, Chapter 5, Chapter 6: Sections 6.1 and 6.2.

Michael Rudd, *Basic Concepts of Cardiovascular Physiology*, Hewlett-Packard, Waltham, MA, 1973, Chapters 8 and 9.

R. F. Rushmer, *Cardiovascular Dynamics*, W. B. Saunders Co., Philadelphia, 1970.

Peter Strong, *Biophysical Measurements*, Tektronix, Beaverton, OR, 1970, Chapters 2, 5, and Section 8.2.

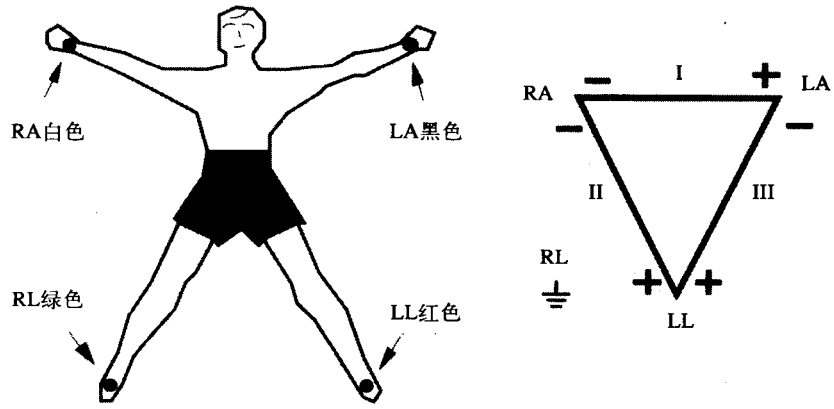
实验步骤

1. 心电图（心电图记录仪）（内科医生示范）

把4个电极分别粘贴在两手腕和两脚踝上，如实验图17-3所示。在静止和轻量运动（上落两段楼梯）的过程中，记录心电图记录仪、引线I、II和III的数据。

2. 心音图

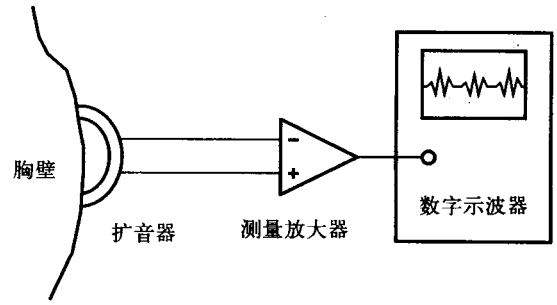
先用棉花和酒精清洁听诊器的听筒，然后用听诊器听取你的心音（挑选一个安静的地方）。按照心跳频率、音质、持续时间和声音的重复来描述你所听到的心音。值得注意的是，在一次呼气之后，就是说当心脏压逼胸壁时，心音是最大的。



实验图17-3 心电图的引线与人体的连接，以及Einthoven三角形。RA＝右臂，LA＝左臂，RL＝右脚，LL＝左脚。连接的引线II是沿心轴设置，而且是最常见的心电图记录仪显示

接着把一个动态扩音器（耳机的一边）连接到数字示波器，如实验图17-4所示。由于扩音器的输出是5mV的级别，因而你需要用一个测量放大器或差分运算放大电路来增大信号的级别。然后，把扩音器放在你的胸上，同时记录示波器上的心音图数据。

为了得到最好的实验结果，当实验伙伴触发数字示波器的时候，应保持站立或坐着的姿势（设置数字示波器面板上的触发源为“行扫描”）。第1和第2心音应该很容易看到。请分别在静止和轻量运动之后进行心音实验。利用HP VEE面板驱动器获取示波器的数据，并用数据作图表示（参考附录F关于数字示波器记录波形的相关内容）。



实验图17-4 心音图的记录步骤，利用一个被大型泡沫塑胶覆盖的动态耳机作为扩音器

3. 血压

为了能够让左手可以放在和心脏同一水平面的地方，请坐在靠近桌子的地方。此时确保你的衣袖不要太紧。用测血压的袖带在肩膀与手肘之间的位置绕圈，并用尼龙搭扣固定好。测血压的袖带的松紧要适中，不要使手臂感到不舒服。

首先，找出手臂的动脉。手臂动脉一般在左手肘靠体内一点的弯位上方。用右手的头两只手指感觉你左手的脉搏。测量和记录脉搏的频率。应当注意的是，正常的动脉脉搏变化会产生能够让人耳听得见的在1Hz范围，很少在60Hz～10kHz范围内的音频。

接着，关闭螺旋阀，并使测血压的袖带膨胀到150mmHg。把听诊器的听头轻轻地放在手臂动脉上，然后用听诊器听取脉搏。刚开始时，你应该听不到任何声音。稍稍打开螺旋阀，并以2～3mm/s的速率使压脉带放压。实验图17-5标出了跳动的动脉压和下降的压脉带压。

随着血压下降，我们便开始听得到脉搏的声音（称为科罗特科夫氏音），而且还将经过以下5个状态：

状态 I：当一股血液在测血压的袖带下流动的时候，由于动脉壁突然膨胀，使微弱的、清晰的心跳声音逐渐增强。脉搏在这段短暂的持续时间内会产生能够让人耳听得到的较高的

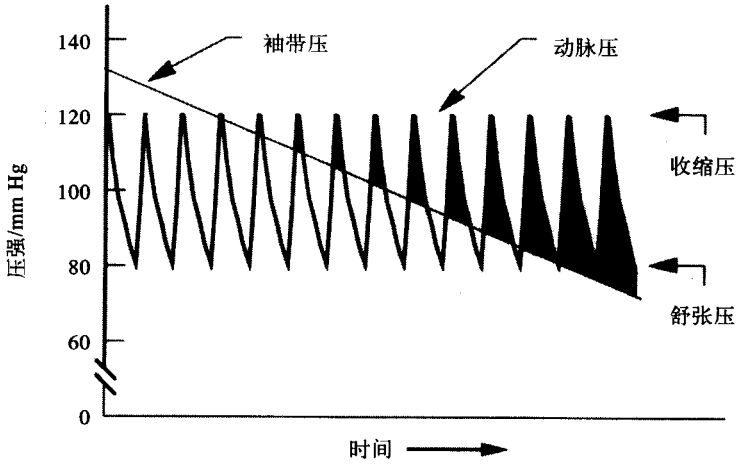
谐波。

状态Ⅱ：由于这股动脉血液的湍动，产生了沙沙的声音。

状态Ⅲ：随着这股血液流量的增加，在这个状态下的脉搏声变得更清脆，而且不断地增大。

状态Ⅳ：听到一个明显的、突然受压制的声音，这个声音就好象听到一阵柔和的风吹的音色。在这个时刻，动脉中流动的血液虽然没有被完全中断，但是又被限制到一定程度从而产生出一股听得见的湍流声音。

状态Ⅴ：在这个状态之下，由于测血压的袖带的压力太低，以致不能限制动脉血液的流动，因而脉搏声在此刻完全消失。



实验图17-5 脉动流是在当袖带压的值在收缩压和舒张压之间的时候产生的

收缩压

状态Ⅰ中所提到的初始的连续两下轻跳脉搏声。

舒张压

状态Ⅳ中所提到的明显的受压抑的脉搏声。

误差潜在的原因

如果与压脉带宽度相比较，手臂太大，或者如果测血压用的袖套带被绕得过于松弛，那么在对组织施压前必须使橡皮袋先部分地膨胀，这样会减少测血压用的袖套带与手臂的接触面积，此时，测血压的袖带中的压力便会大大超过了动脉周围组织的压力。结果，使得测到的收缩压和舒张压都会偏高。

由于一般人的收缩压通常在180 mm Hg左右，因而我们一般用200 mm Hg作为血压计的开始压力。

个别的人，在收缩压和舒张压之间的一个相当大的范围内，由动脉所发出的声音消失了。这种现象称为“听诊无音间隙”，而成因还是个谜。如果袖带压的值被初始设置为这个间隙中的压力，那么在此无声范围内较低的边沿压力可能被误认为是正常的收缩压，然而事实上，正确的收缩压应该是更高一些。

血压测量方法

测量以下条件的收缩压和舒张压。

1) 坐着并使手臂和心脏处在同一水平面。
2) 坐着并使手臂高举过头。
3) 在轻量运动后重复条件1的测试。

警告

当测血压的袖带完全膨胀后，血液会暂时停止流动。不要使此状态超过30秒。

实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单结构图。

2. 数据摘要和分析

- **心电图**。心电图记录仪数据传统上是这样校准的：垂直方向每mm为0.1 mV，水平方向每mm为 40 ms。在你的心电图记录仪记录里，请标明P波、QRS波群和T波。同时，分别在静止和运动状态下，测量引线II中的P波、R波和T波的振幅，并把数据以表格的形式表示。此外，还需标出P波、R波和T波达到峰值的时间，并把R-R、P-R、R-T和T-P之间的间隔时间制表（当中的R-R间隔时间为心脏周期）。最后，计算这4个间隔时间在轻量运动下百分比的变化情况。
- **心音图**。根据你的心音图，测量第1心音和第2心音的持续时间，以及两者之间的时间间隔，并且以表格形式表示。接着，拿静止状态时心音图的值与轻量运动后的值作比较。
- **血压**。以表格形式列出收缩压、舒张压以及脉搏压的值（收缩压减去舒张压，即为脉搏压）。估算由于手臂高度的不同所导致压力的差异，并且与观察到的差异进行比较。

提示 1 大气压强 = 760 mm Hg = 10.3米水柱

3. 讨论和结论

- 讨论如何使用传感器、放大器和微机去测量心电图以及显示有用的结果。
- 讨论如何使用传感器、放大器和微机去测量心音图以及显示有用的结果。
- 讨论如何使用传感器、放大器和微机去测量血压以及显示有用的结果。

4. 问题

- 心杂音会显示在心电图上吗？请解释原因。
- 什么事件产生P波、R波和T波？
- 在动脉中什么时候到达最高血压和最低血压？
- 什么事件产生第1和第2心音？
- 当用测量血压的袖带测量血压的时候，为什么最好让手臂和心脏处于同一水平面？
- 轻量运动对哪个间隔时间的影响最大：P-R、R-T、还是T-P？
- 心脏每次跳动要做多少功（以焦耳为单位）？功率的大小是多少（以瓦特为单位）？

提示：

- *功*（work）= *平均心室脉搏压*（mean ventricular pulse pressure）× *喷射容量*(ejection

volume) + 1/2 × 质量(mass) × 速度的平方 (velocity^2)

- 1J (焦耳) (功) = 1 N · m (牛顿米) = 1kg · m^2 / s^2 = 10^7g · cm^2 / s^2
- 1N (力) = $1kg \times 9.8m / s^2$
- 760 mm Hg (压力) = 76 cm × 13 g / cm^3 × 980 cm /s^2
  = 96 800 kg / (m · s^2)
  = 968 000 g / (cm · s^2)
- 平均心室脉搏压 = 1/2 (收缩压 + 舒张压)
- 喷射容量 = 80cm^3，大动脉速度 (aortic velocity) = 10cm/s

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习18

肌动电流图

实验目的

研究骨骼肌产生的电位，建立一个放大滤波电路使得通过信号和肌肉收缩力产生关联，测定使用肌动电流图（EMG）作为控制结果的可能性和局限性。

实验设备

- 1台有数据收集和控制适配器的IBM个人计算机
- 1套带手指环的砝码
- 3个银（氯化银）（Ag(AgCl)）皮肤电极
- 带2个双重屏蔽导线隔离放大器电路，用来为连接（Ag(AgCl)）皮肤电极，AD625测量放大器，Burr-Brown 3656隔离放大器，墙插式封闭式电源（wall-plug sealed power）供电。
- ±12V 电源
- 2个10μF，25V的电解电容（接在电路板的电源和接地之间）
- 6个0.1μF旁路电容（接在芯片的电源和接地之间）
- 万用电路板
- 数字示波器
- 2个同轴电缆
- 耳机
- 2个1N914两极管
- 3个LF356运算放大器
- 3个1kΩ电阻
- 3个5.1kΩ电阻
- 3个10kΩ电阻
- 2个100kΩ电阻
- 2个20kΩ调谐电位器
- 1μF、3.3μF和10μF电容各一个

实验背景

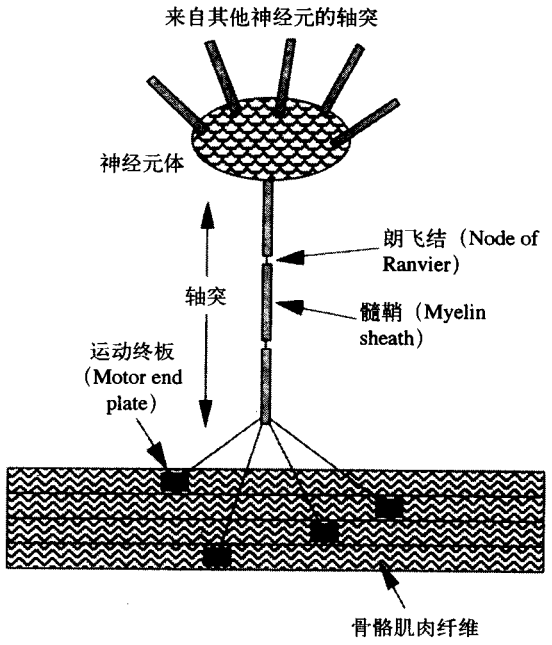
1. 运动神经元和它的动作电位信号

运动神经元是骨骼肌中可以被神经系统控制的最小单元（如实验图18-1）。运动神经元通过向下传送动作电位到它的轴突从而引起它的相关联肌纤维的单一抽搐（如实验图18-2）。当该动作电位到达一个运动终板时，产生动作电位的肌细胞释放出少量乙酰胆碱。个别的肌细胞

传导动作电位与轴突传导动作电位相类似。

在收缩肌肉活动中，有许多构成肌肉的平行纤维（细胞）将会传导各种不同的重复率的动作电位。使用适当的电极，可以检测这种电的活动性而且可以用肌电图记录下来。在一些情况下，可以将针电极直接地经过皮肤插入到要研究的肌肉。如果针很细，这种插入对肌肉的伤害是很小的。在很多实际场合中，电的活动性可以被放置在皮肤表面上的电极探测出来。在利用电极收集信号后，对信号进行处理，把它变为可用的控制信号。肌电的活动性已经被普遍用于矫正修复装置的控制，比如人造的手臂，但是它不一定都是用于帮助那些身体有缺陷的人。

肌电图是大量运动神经元产生不完全一样的动作电位的结果，它的频率在100 Hz到10 kHz之间。心电图（心电图记录仪参考实验练习17）则是大量心肌同时去极化以达到有效的泵动的结果。



实验图18-1　运动神经元包含神经细胞、轴突、运动终板和骨骼肌纤维。运动神经元是骨骼肌中可以被神经系统控制的最小单元

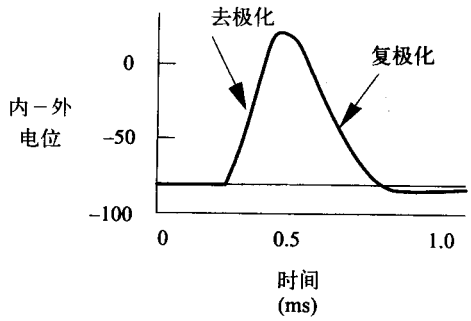
2. 骨骼肌收缩和恢复的步骤摘要

下列各项步骤是骨骼肌收缩简单顺序:

1) 高级的脑功能决定哪一块肌肉是可以收缩和收缩的紧张程度。

2) 许多的运动神经元（空间的总和）在一定的频率（时间的总和）的脉冲作用下产生想得到的力。

3) 为了使运动神经元脉动，来自其他的神经细胞的部分轴突会在细胞体的联会接点处释放出乙酰胆碱（acetylcholine），激发动作电位从运动神经轴突（1～100 m/s）传送到运动终板。



实验图18-2　在轴突或者肌细胞测量到的动作电位

4) 动作电位是由于钠离子的突然侵入引起的，正常情况下，钠离子是受内部排斥的。膜电位（内部为－85 mV 至 +20 mV）的提高即刻打通Na^+的通道，使得动作电位能沿着轴突传送。

5) 当动作电位传送到运动终板时，再次释放出乙酰胆碱，乙酰胆碱能激发动作电位沿肌肉纤维长波方向传递。

6) 在肌纤维中，动作电位使得钙离子被释放，引起肌动蛋白丝和肌浆球蛋白丝有力地滑动从而引起肌纤维机械的收缩。

以上的过程是利用高能分子ATP（三磷酸腺苷）提供能量引起收缩。

下列各项步骤是骨骼肌恢复的简单顺序：

1) 利用胆碱脂酶（Cholinesterase）破坏乙酰胆碱（≈ 2 ms）。

2) 钠离子通道关闭，静止电位回复到－85 mV（动作电位的持续时间约为1 ms）。

3) 细胞抽吸出钠离子（≈100 ms）。

4) 除去钙离子（收缩的时间约为20 ms）。

5) 食物燃烧代替三磷酸腺苷（时间为若干分钟）。

3. 被处理过的肌动电流图电信号的应用

在几乎所有实际控制应用中，在肌肉收缩时，用放置在收缩肌肉的皮肤表面上的电极，可以探测出肌电的活动性。然后，用微分放大，来滤除存在于日常环境中的许多强电源线上的干扰信号。因为电极放置，而且有较大的记录区域，所以肌动电流的波形就是传送到电极的许多肌纤维电位的时间和空间的总和。因此观察到的放大器输出波形主要是将随肌肉收缩时峰值到峰值振幅的递增标记下来。除此之外，每秒钟峰值个数以相似的速度增长。对于持续不变的收缩，峰－峰值振幅的大小只能在一种统计检测中判定。

未被处理过的肌动电流信号的直流成分受控于电极的随机漂移的偏移量，所以就肌肉收缩力而言，这个信号的直流成分并不是有用的测量数据。因此该信号应该被高通滤波过滤。

因为未被处理过的EMG具有杂乱的特性，所以要对这些初始的模拟信号进行加工，以获得与收缩强度一一对应的信号成分。这就表示，处理过的EMG信号随收缩强度的增加而增加，但这种关系不一定是线性关系。在这个实验练习中，用差分法记录这些信号，并放大，整流之后用低通滤波使信号平滑。还应当注意如何处理这种与收缩力有关的信号以及使用该信号控制力修复装置时遇到的问题。

参考阅读材料

Leslie Cromwell, Fred J. Weibell, and Erich A. Pfeiffer, *Biomedical Instrumentation and Measurements*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, Chapter 16.

J. Duchene, and J.-Y. Hogrel, A model of EMG generation. *IEEE Trans Bio-Medical Engineering*, Vol. 47 (2) (2000): pp 192–201.

Peter Strong, *Biophysical Measurements*, Tektronix, Beaverton, OR, 1970, Chapter 3 and Chapter 12, Sections 12.5 and 12.6.

实验过程

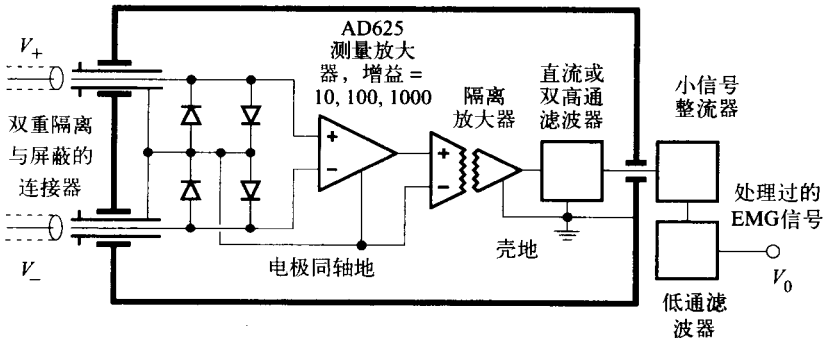
1. 肌动电流信号处理电路——定义

实验中使用到的全部电路见实验图18-3。第一步是AD625测量放大器，接着是Burr-Brown 3656隔离放大器，这种放大器被放置在金属盒中。利用双重屏蔽电缆使电极地和电源地隔离。由装在塑料盒中的密封直流电源供电（常用于再充电手提计算机）。隔离放大器的输入与三个电极（V+、V－和中间接地电极）相连接，并把隔离放大器转换为交流耦合模式。

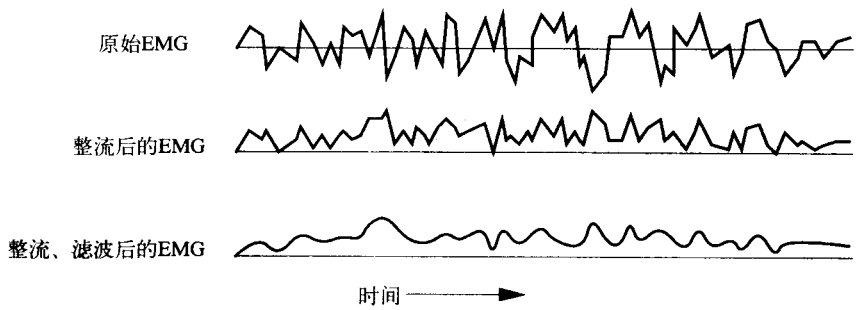
使用交流耦合模式电路，增益设定为至少提供1V的峰值到峰值的输出。实验图18-4分别画表示原始信号、整流信号和滤波的肌动电流信号。

构建全波整流器（如实验图18-5所示）和单极低通滤波器（如实验图18-6所示）。高通滤

波器用来防止电极漂移和低于肌动电流信号（10Hz～10kHz）频率的其他噪声。实验图4-2的LF356 运算放大器的外部连接，在第4脚（−12V）和接地之间以及第7脚（+12V）和接地之间分别连接一个0.1μF的电容。

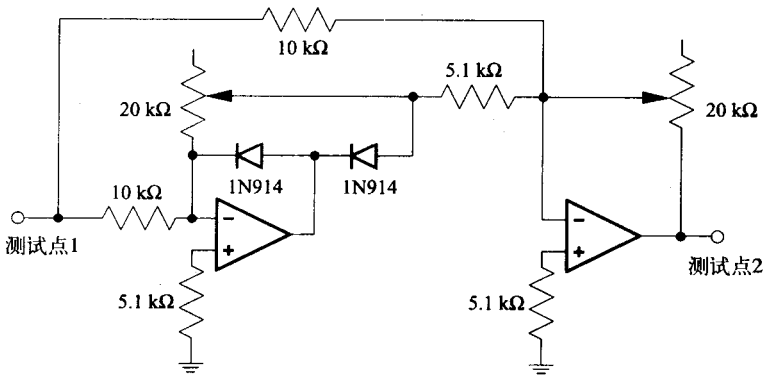


实验图18-3 肌动电流信号放大处理电路的结构图



实验图18-4 原始的、整流的和滤波的肌动电流信号示意图

高通滤波器的作用是防止电极漂移；全波整流器的作用是使得原始肌动电流信号的正漂移数量值与负漂移记为相同而不是删除；低通滤波器的作用是正漂移的移动平均值加上符号反转后的负极漂移值。



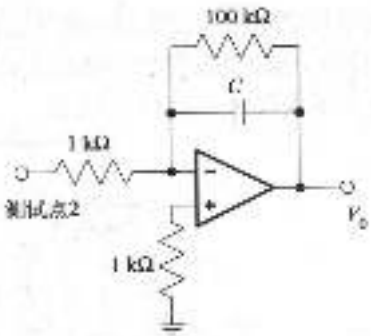
实验图18-5 在隔离放大器后全波整流电路。把20kΩ的调谐电位器的阻值设为10kΩ

2. 肌动电流信号处理电路——测试

在第一个测试点，用1V p－p正弦波测试整流器电路。如果交流输出波形正弦半周（测

试点2）不相等，调整第一个20kΩ调谐电位器；如果交流正弦半周没有0.5V的振幅，则调整第二个20kΩ调谐电位器。

测试整个的线路：利用100kΩ/1kΩ分压器向隔离放大器输入峰值为20mV的正弦波。低通滤波器的输出则应该变化缓慢，其值依赖于输入波幅和偏置电压的大小。但是输出波形与频率无关。



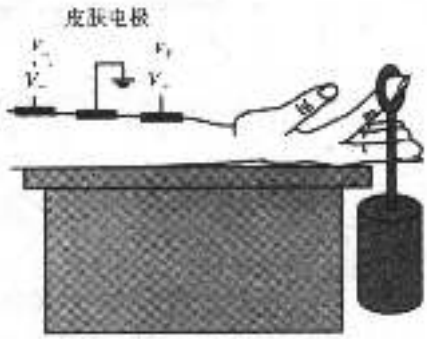
实验图18-6 用低通滤波器对全波整流器的输出进行滤波，分别使用1μF、3.3μF和10μF电容来测试已处理过的肌动电流信号的响应时间和噪声之间的取舍

3. 皮肤电极

用数字万用表的裸金属探针（bare-metal probe）测量实验合作伙伴前臂约10cm间距的电阻，在前臂干时和湿时分开测量，并把结果记录下来。把3个银（氯化银）皮肤电极贴在前臂上，记录下手指在不同弯曲状态时肌肉的肌动电流信号和两个电极之间的电阻。

4. 实验准备

按照实验图18-7所示来摆放前臂、手掌向上和将中指伸入砝码的吊孔内。



实验图18-7 肌动电流信号与肌肉力量的关系

5. 未处理的肌电图

用一对三轴电缆（triaxial cable）把皮肤电极和隔离放大器连在一起。三轴电缆的两个绿色的电钮分别连接到皮肤电极V_-和V_+两极，黑色的电钮连接到中间皮肤电极。当手指绷紧时，观察测点1示波器的输出，并且描述振幅、平均值和未处理的EMG信号与手指张力的函数关系。为了测得信号的最大值，将手指从环中移开，尽可能地紧握拳头。

使肌肉处于高张力和低张力状态，用耳机监听放大的但未经加工的肌动电流信号，然后描述所听到的信号。

检查测点2的经过整流的信号。

6. 肌动电流与机械载荷

分别在零载荷和手指举起每一个砝码时，用低通滤波器的最大时间常数来测量肌动电流信号（低通滤波器的输出）的平均值。使用示波器或数字万用表来测试，在零载荷时，由于肌肉紧张度的存在产生的肌动电流信号。

7. 响应时间和噪声

把已处理的肌动电流信号连接到数字示波器。选低通滤波器的时间常数为3，让实验伙伴突然提起砝码以触发示波器。等到输入信号变得平稳后，选择适当的水平扫描速率，以检测响应时间和噪声水平。使用HP VEE面板驱动器打印出输出波形，以便分析和权衡响应时间和

噪声（参见附录F）。

8. 肌动电流的自动控制

在没有载荷的条件下，手指不动，弯曲你的前臂产生处理肌动电流输出信号，并将该信号与相应的提升砝码时的信号比较。记录下你用这种方法产生的最大肌动电流信号。

实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单结构图。

2. 数据摘要和分析

- 概述实验过程2和实验过程4～7的数据。
- 画出已处理的肌电图，把它表示为载荷的函数。
- 画出三个电容时的滤波器常数与响应时间的函数关系。

3. 讨论和结论

- 讨论当骨骼肌收缩时产生的现象，观察由此产生的EMG原始信号。
- 讨论如何权衡最后的那个低通滤波器的响应时间和噪声。
- 讨论如何使用前臂上的皮肤电极去控制一只人造的手。
- 假肢设计者一直反对用神经到肌肉的信号作为可能的控制信号源，讨论其原因是什么？

4. 问题

- 为什么要在滤波之前先整流放大的肌动电流信号？

提示：如果去掉整流，输出信号将会如何变化？

- 在测试点1最高和最低的角频率是多少（隔离放大器的输出）？

提示：参考一下模拟器件的高频响应数据表，如AD625测量放大器和Burr-Brown3656隔离放大器。

如果使用10μF电容，那么低通滤波器电路的最高和最低的角频率是多少？

- 处理后的EMG的噪声水平会随着手指力量的加大而增加吗？

提示：根据有关运动神经元的解释。

- 在整流器之后，如何权衡低通滤波器中较低和较高的角频率的运用？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习19
眼动电流图

实验目的

记录人类在各种水平线上眼睛运动时的眼动电流图（EOG），识别眼睛平稳跟踪运动和扫视运动。

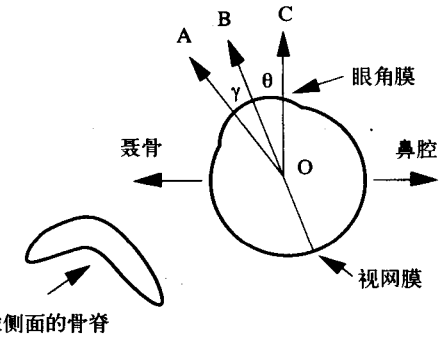
实验设备

- 装有HP VEE 型IBM兼容奔腾处理器微型计算机
- 数字示波器
- 绝缘放大器电路
- 数字万用表
- 装有控制器的10～300每分钟转（rpm）齿轮马达，马达装在垂直轴上，并装上塑料棒，旋转中心的上方有一电池，旋转棒的外缘装有小发光体
- 中心间距为15cm的、宽为2.5cm黑色条纸板
- 距中心点45cm装有三个发光二极管的板

实验背景

1. 眼电图的起源

眼睛的角膜与视网膜之间的电位差被认为是由光感受器（视杆（rods）和视锥(cones)）的内端和嵌入内端的有色上皮细胞之间电位差所造成的。尽管在不同光强度下，这种电位差会改变，但是它是相对稳定的。在不变的背景光照下，这个电位差被认为是电偶极，当眼睛转动时这个电偶极围着轨道中心转动。用体积导体理论（volume conductor theory）可以估算头部任何一点的电位。实际上，测量电极最好是放置在眼球侧面的骨脊上（bony ridge just lateral to the eye）的皮肤上。中间电极可以作为同轴电缆的地，这个同轴电缆的作用是将差分信号传送到测量放大器。实验图19-1是眼球的平面图和记录电极。这里，O是旋转中心，OA是偶极方向，OB是眼球的方向，OC为向前的位置，对于人类角AOB约为14°。将电极贴在两个太阳穴上，观察到的电位差由下式给出。



实验图19-1　视觉偶极的方向为AO，相对于头部方向CO的视线方向为BO。角BOC为θ，即为视角。角AOB = γ,对于人类，这个角约为14°

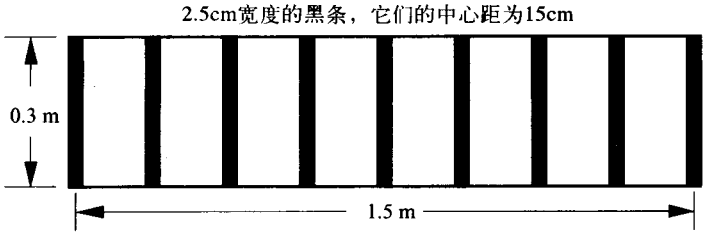
$$V_{EOG} = K\cos 14^{\circ}\sin\theta$$

2. 平稳追视运动与扫视运动

将头摆平稳，眼睛随着一个慢慢移动的物体移动时，眼睛肌肉能控制住以便在视野范围内运动的物体以静物方式出现，这个就叫作平稳追视。就这类肌肉控制而言，如果这个物体移动得非常快，眼睛就会使用不同策略，在视觉范围内，眼睛肌肉就会使用一种短暂而又强大的力对物体进行位置校正，这种动作叫作扫视。扫视运动在这个实验中有两个可测量的性质，即$\Delta\theta$（眼睛的角位移）和时间间隔Δt，对于小范围的眼睛角位移，在视觉范围内物体的出现是固定的，人不会意识到扫视动作已经发生。

参考阅读材料

Theodore C. Ruch and Harry D. Patton, *Physiology and Biophysics*, Saunders, Philadelphia, PA, 1982, Chapter 3, pp 85–91.



实验图19-2 用条形图测定眼电动图和眼睛视角之间关系

实验过程

1. 眼睛位置与EOG信号

如实验图19-2所示，将被测对象放在离条形图1.5m远的地方，测量每个条形之间的距离，计算被测对象看到的角度。

放两个皮肤电极于前额的两侧，并连接到两根三轴电缆的信号接头上。将第三个皮肤电极放置在这两个电极之间，并连接到两个同轴电缆的接地屏蔽端。同时将两个三轴电缆与隔离放大器连接，将隔离放大器的输出调为直流耦合模式，连接隔离放大器的输出到示波器，需要打印时，用HP VEE面板驱动器（参见附录F关于使用数字示波器记录波形的方法）。

1.1 注视中间那一个条形图，记录几分钟眼电动图信号以估计漂移，依次注视每个条形图，测量视角与眼电动图信号的关系，周期性地返回到中间的那条条形图上，核查零视角。

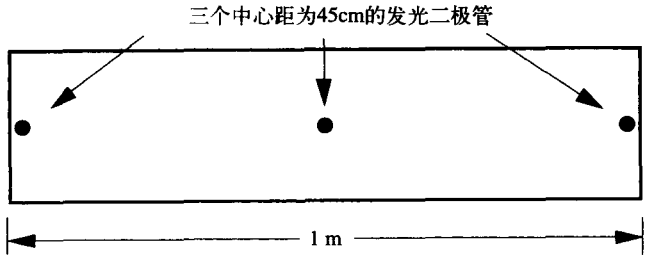
1.2 使视线尽量快地从条形图的一个边缘跳到另一个边缘。用示波器记录下眼电动图信号，即V_{EOG}，它是一个随时间变化的值。选择扫描速度，以便测到最大的随意角速度。将记录下来的波形图打印出来留作后面的分析。换一个较小的扫视速度重实验。

2. 响应时间

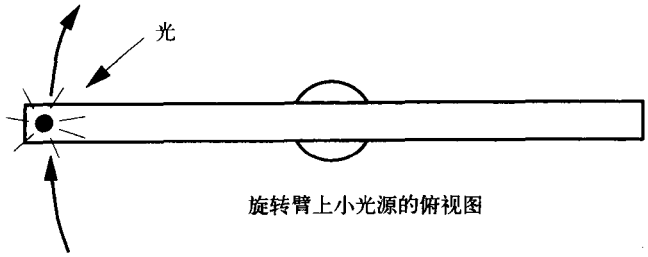
将被测对象放在离发光二极光管木板1.5m处，见实验图19-3。测定时间见以下实验：

2.1 被测对象注视发光二极管的中间，戴上耳机以防听见开关噪声，将开关接通右侧或左侧的二极发光管，用开关脉冲触发示波器，记录下眼电动图，测量反应时间。

2.2 被测对象知道光线将向那个方向移动，但不知道什么时候，也不能听到开关噪声。



实验图19-3 三个发光二极管放置在1m长的棒上，以测量最大自发角速度



实验图19-4 用旋转式光源测定最大平稳追视速度和不随意的扫视速度

2.3 如步骤1，但是通过电容器连接到耳机，被测对象能听见开关关闭的声音。

2.4 任意向前和向后打开二极管，当被测对象企图注视发光的二极管时，测量反应时间。注意，在被测对象移动注视LED过程中是否存在最小反应时间。看看你是否能设计一个模式，该模式能产出一个长的反应时间。

3. 平稳追视及扫视运动

置被测对象于离旋转发光体中心1.5m处（实验图19-4和实验图19-5）。

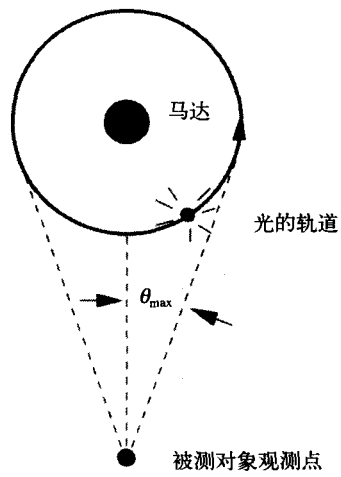
3.1 当它是一条平滑且无任何明显脱节曲线时，记录慢速度下眼电动图（实验图19-6）。

3.2 慢慢地加快速度，在眼电动图是一条平滑曲线的最大速度处，记录下眼电动图。确定平稳追视的最大角速度（实验图19-6）。

3.3 继续提升速度，当能发现某些扫视运动时（在一段平滑曲线中有短暂的陡峭段），记录下眼电动图（实验图19-7）。

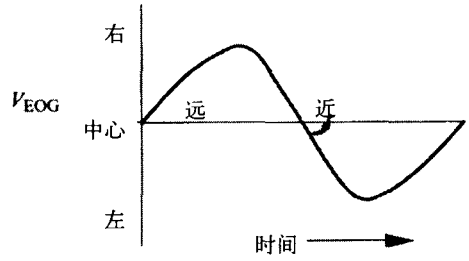
3.4 继续提升速度，当曲线几乎都是扫视运动时，记录下眼电动图（实验图19-8）。

在角加速度限定的情况下（实验图19-9），角速度

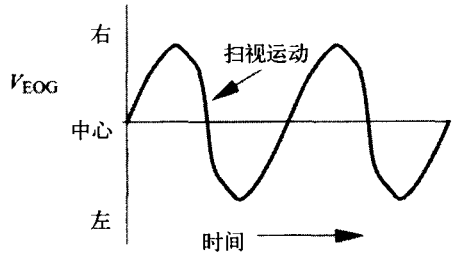


实验图19-5 被测对象的观测角度θ

随时间线性增长；另一方面，当时间间隔加倍时，即：$\Delta t_2 = 2\Delta t_1$使得角位移以4倍的速度增长，即$\Delta\theta_2 = 4\Delta\theta_1$。结果是角速度与角位移的平方根成正比。

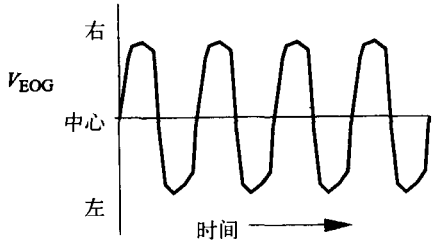


实验图19-6 平稳追视

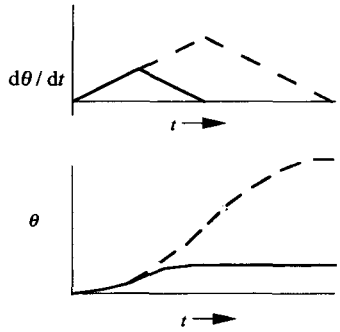


实验图19-7 扫视开始

在角速度限定的情况下（实验图19-10），角速度不随角位移变化而变化。



实验图19-8 极速扫视的例子



实验图19-9 加速度限定时，扫视过程中的角速度dθ / dt及角位移θ

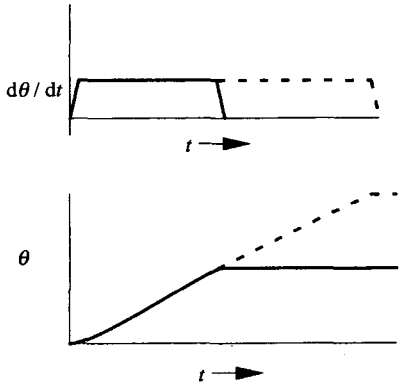
实验报告

1. 实验方案

画一个实验方案的简单结构图。

2. 数据摘要和分析

- 根据实验过程1的数据，打印一张V_{EOG}关于θ的EOG图。
- 根据实验过程1的数据，将在最快速的随意转换时的$\Delta\theta$和Δt数据列成表。
- 根据实验过程3数据，画出V_{EOG}关于时间t的EOG图，再利用实验过程1中V_{EOG}和θ的关系，在V_{EOG}的刻度旁边增加一个θ刻度。



实验图19-10 角速度限定时，扫视过程中角速度dθ / dt及角位移θ

- 根据实验过程3的数据， 确定并且将最大的平稳追视速度$d\theta/dt$列表和确定并将所有扫视过程中的$\Delta\theta$和Δt数值列表。

3. 讨论和结论

- 讨论所测量的眼角度与EOG信号的关系，讨论线性、放大器噪声、60Hz的干扰、电极漂移等对总体误差的影响。
- 讨论EOG信号和60Hz共模检波的相对值，以及在这个试验中差分放大器的优点。
- 讨论实验过程2（响应时间）。
- 讨论实验过程3（平稳追视和扫视运动），研究扫视是属于速度限定、加速度限定还是它们的结合？（如对于$\Delta\theta$较小时为加速度限定，$\Delta\theta$较大时为速度限定）。

4. 问题

- 据知有其他好方法测量眼位置，即人类在15分钟的时间内能维持注视状态，那么EOG信号的漂移一定是从你的记录装置，你推测来自哪里？漂移是偶然的吗？
- 观测到的最大的平稳追视角速度是多少（实验过程3）？
- 随意扫视（实验过程2）和非随意扫视（实验过程3）的最大角速度是多少？
- 高通滤波经常用来防止电极漂移，为什么在这个实验中未被利用？

5. 实验数据记录

手工记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

第 5 章

数据分析与控制

5.1 概述

微机的主要优点之一，在于它能够在获取新数据的同时快速分析数据。分析的结果能够显示或可能作为被检测系统的控制。本章讨论数据分析，包括统计分析、最小二乘拟合、快速傅里叶变换和控制。

5.2 高斯误差分布

5.2.1 相同量的重复测量

理想情况下，如果在同一条件下对相同的量进行重复测量，结果应当是相同的。然而，在现实世界里，所有的测量都或多或少地受到随机因素的影响，因此，重复测量的数据出现的波动显现无法避免也是不可预测的。

测量值会出现在某一特定数值的附近——多数测量值接近平均值，但有些可能离平均值较远。图5-1所示是这种分布的一个例子。另一种展示这种数据的方法是将横轴分割成“箱型”，并用纵轴表示每个箱型中的事件个数，如图5-2所示。

如果测量的次数很多以至于箱型变得很窄，便会产生著名的“钟形”曲线，这种曲线也称为高斯误差曲线，如图5-3所示。这种分布由解析式

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

表示，其中$G(x)$是$\mathrm{d}N/\mathrm{d}x$，$\mathrm{d}N$是从x到$x+\mathrm{d}x$的区间（或每个小格）内所测量的次数，σ是称为“均方根”的常数（均值μ的偏差平方的平均值）。给定均值μ和均方根σ，$G(x)$是得到的特定测量值x的相对概率。

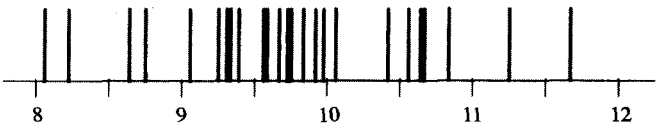


图5-1 25次测量的分布。每条垂直线表示沿着按测量值的水平轴位置的一次测量。所有测量的平均值与10非常接近

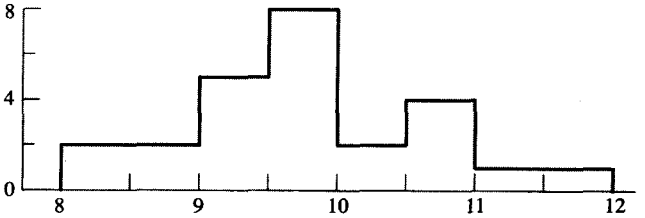


图5-2 在0.5单位宽的间隔上画出的图5-1的数据。垂直轴是每个箱型中测量值的数量

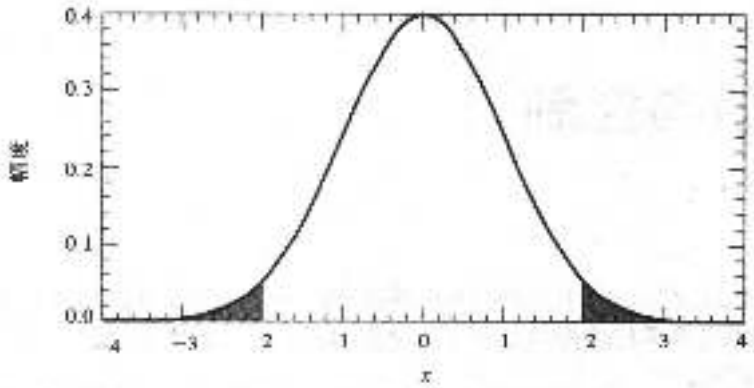


图5-3 以均值为0、标准差为1和单位面积显示的高斯误差曲线。阴影区域|x|>2是超过2标准差的概率4.55%

虽然这种随机误差的幅度没有上界，但是幸运的是出现很大误差是极不可能的（如表5-1所示）。当超出一个标准差的概率为32%时，一个每秒发生10^{15}次的随机事件在整个宇宙历史（10^{10}年，3.2×10^{17}秒）中只可能超出12个标准偏差一次。

当多个随机过程结合时，出现高斯分布是非常自然的。例如，一组均匀分布在−0.5和+0.5之间的随机数，其均值$\mu=0$，均方根$\sigma=\sqrt{1/12}=0.289$，这看起来与有相同均值和均方根的高斯分布很不相同（见图5-4）。两个这样的随机数，其分布表现为：均值$\mu=0$和均方根$\sigma=\sqrt{1/6}=0.408$的三角分布，而这只是对具有相同均值μ和均方根σ的高斯分布的粗略逼近（见图5-5）。

表5-1 超出标准偏差±x的概率

x	概　率	x	概　率	x	概　率
0	1.00	5	5.73×10^{-7}	15	7.34×10^{-51}
1	3.17×10^{-1}	6	1.97×10^{-9}	20	5.51×10^{-89}
2	4.55×10^{-2}	8	1.24×10^{-15}	30	9.81×10^{-198}
3	2.70×10^{-3}	10	1.52×10^{-23}	50	2.16×10^{-545}
4	6.33×10^{-5}	12	3.55×10^{-33}	100	2.69×10^{-2175}

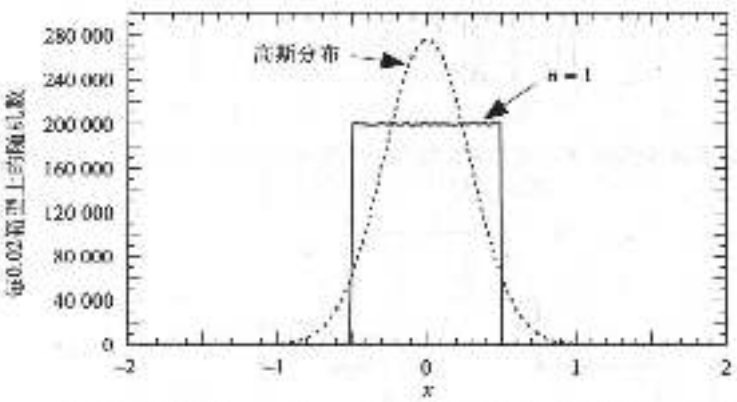


图5-4 一千万个随机数在−0.5和+0.5之间的均匀分布（标准差 = 0.289）与具有相同的均值、面积和标准差的高斯分布的比较

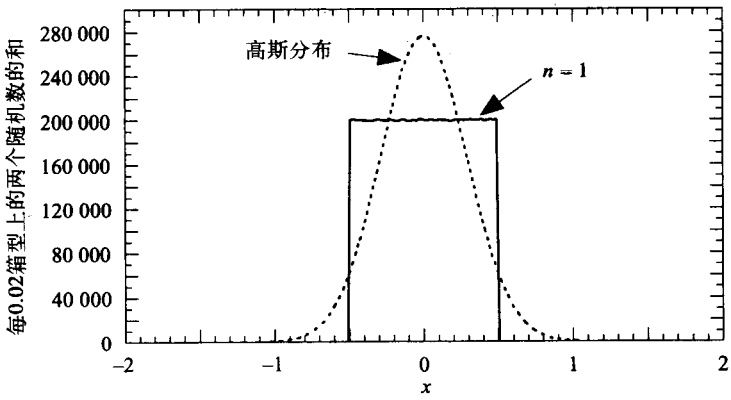


图5-5 两组一千万个随机数之和的分布（标准差 = 0.408）与具有相同的平均值、面积和标准差的高斯分布的比较

然而，三组这样的随机数的和是一条均值$\mu = 0$和均方根$\sigma = 0.500$的钟形曲线，这表现为与具有相同的μ和σ值的高斯分布类似的分布（见图5-6）。通常，如果有n组这样的随机数据相加，其和呈现出$\mu = 0$及$\sigma = \sqrt{n/12}$，且当n越大时越接近高斯分布。

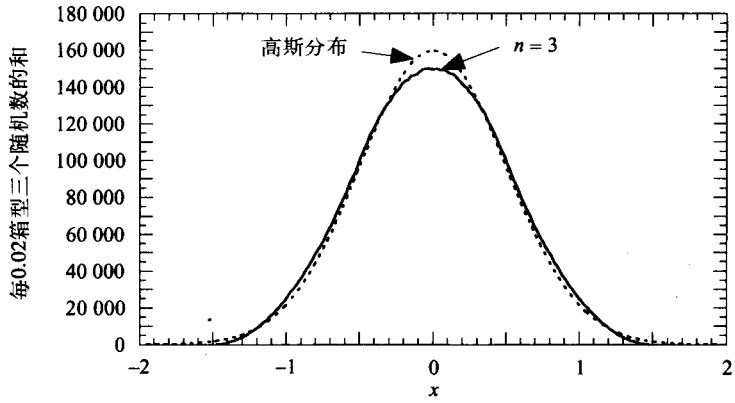


图5-6 三组一千万个随机数之和的分布（标准差 = 0.500）与具有相同的均值、面积和标准差的高斯分布的比较。注意，这些和仅分布在−1.5和1.5之间，而高斯分布在这个区间的外部占其面积的0.27%

现在引进一个很有用的随机变量，一则它同均值$\mu = 0$和均方根$\sigma = 1$的高斯分布接近，再则考虑到这样一个事实，几乎所有的随机变量发生器都提供在0和1之间均匀分布的随机数R_i：

$$\sqrt{12/n}\sum_{i=1}^{n}(R_i - 0.5)$$

通常情况下，n被定为12。这样，上面的表达式就简化为以下规则：

计算技巧

将12个随机数相加再减6，就产生均值为0和均方根为1的随机高斯分布。要将其变换成任何一个其他的均值为μ和均方根为σ的高斯分布，只要先乘以σ再加上μ。

尽管这种规则只能产生分布在-6σ与6σ之间的随机数，但这种近似是很精确的，因为真的高斯分布在这个范围之外的面积只占其面积的2.0×10^{-9}。一个更加严格的近似是把n定为48，这就给出在-12σ与12σ之间的分布。真正的高斯分布在其范围之外的面积仅占3.6×10^{-33}。

5.2.2 估计样本均值和标准差

假设对某个“真实”值为μ的量进行重复的试验测试，得到一系列测量值a_i ($i=1\rightarrow m$)。像前面提及的那样，这些重复测定值不会完全相等，但它们的平均值可能接近真实值μ。这将引出两个重要的问题——“如何从测量值对均值μ作最优估计？”，“这样估计的可信度是多少？”。μ的估计式就是a_i的平均值（称为**样本均值**）：

$$\mu\approx\bar{a}=\frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}a_i$$

为了确定这个平均值的可信度，必须首先检验测量的一个重要指标——我们所测量的a_i有多大的可变性？为解决这个问题，定义一个称为**残差**（residual）R_i的量，它是测量值a_i与它们的平均值之差：

$$R_i=a_i-\bar{a}$$

虽然R_i的总和为零，但是R_i的平方和的平均值（**标准差**（standard deviation）的平方）是一个称为**方差**（variance）的重要统计量：

$$\sigma_a{}^2=\frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m}R_i{}^2=\frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m}(a_i-\bar{a})^2$$

$$\boxed{\sigma_a{}^2=\sum_{i=1}^{m}\frac{(a_i-\bar{a})^2}{m-1}=\frac{\Sigma a_i{}^2-2\bar{a}\,\Sigma a_i+m\bar{a}^2}{m-1}=\frac{\Sigma a_i{}^2-m\bar{a}^2}{m-1}}\tag{5-1}$$

后者更适合于编程，因为它可以通过一个简单的循环对数据和数据的平方求和来实现。

注意 使用m作公式（5-1）中的分母是很吸引人的，因为这是一个简单的平均，但是此时要假设a的平均值是常数而不是随机变量。因为已经用计算a的平均值的相同数据来估计a的方差，所以残差偏向较低的值。为纠正这一点，分母使用（$m-1$）。

另一个重要的问题是，当我们感兴趣的量是一个与随机变量无关的函数时，如何组合方差。考虑函数$f(a_1, a_2, \cdots, a_n)$。如果变量$a_1, a_2, \cdots, a_n$是独立随机的，也就是，如果任何一个变量中的随机波动不影响任何一个其他变量的随机波动，则可以使用下面的公式组合方差：

$$\sigma_f{}^2=\left(\frac{\partial f}{\partial a_1}\right)^2\sigma_{a1}{}^2+\left(\frac{\partial f}{\partial a_2}\right)^2\sigma_{a2}{}^2+\cdots+\left(\frac{\partial f}{\partial a_n}\right)^2\sigma_{an}{}^2\tag{5-2}$$

在下面几节中，将用这个公式估计均值的标准误差和标准差的标准误差。

例5.1

对简单线性函数$f=a_1-4a_2+3a_3$组合方差。因为我们有

$$\partial f/\partial a_1=1,\ \partial f/\partial a_2=-4,\ \partial f/\partial a_3=3:$$

$$\sigma_f{}^2=\sigma_{a1}{}^2+16\sigma_{a2}{}^2+9\sigma_{a3}{}^2$$

注意，无论随机量是加还是减，它们的方差总是加。当减去一个接近等于被测量出的噪声值时，这就具有重要意义。

例5.2

对函数$f = a_1 a_2 / a_3$组合方差：

$$\partial f / \partial a_1 = a_2 / a_3, \quad \partial f / \partial a_2 = a_1 / a_3, \quad \partial f / \partial a_3 = -a_1 a_2 / a_3^2$$

$$\sigma_f^2 = (a_2 / a_3)^2 \sigma_{a1}^2 + (a_1 / a_3)^2 \sigma_{a2}^2 + (a_1 a_2 / a_3^2)^2 \sigma_{a3}^2$$

用f^2除等式两边，则得

$$\sigma_f^2 / f^2 = \sigma_{a1}^2 / a_1^2 + \sigma_{a2}^2 / a_2^2 + \sigma_{a3}^2 / a_3^2$$

注意 当随机量相乘或相除时，总是把它们的分方差相加。

5.2.3 估计均值的标准误差

现在将这种方法应用到测量值a_i的平均值的方差计算中，注意每一个$\partial f / \partial a_i$ 等于$1/m$，而且，σ_{ai}^2表示每一个测量值a_i的方差：

$$\bar{a} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m} a_i, \quad \partial \bar{a} / \partial a_i = 1 / m$$

$$\boxed{\sigma_{\bar{a}}^2 = \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^{m} \sigma_{ai}^2 = \frac{\sigma_a^2}{m}} \tag{5-3}$$

均值的方差等于样本方差除以样本数。

$\sigma_{\bar{a}}$ 也称为**均值的标准误差** (Standard error of the mean，sem)：

$$\boxed{\sigma_{\bar{a}} = \frac{\sigma_a}{\sqrt{m}}}$$

对于箱型化的数据，f_i是落入中心在a_i的第i个箱型中的测量次数，加权平均值为

$$\bar{a} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{m} a_i f_i$$

加权总数M为

$$M = \sum_{i=1}^{m} f_i$$

加权数据的方差为

$$\boxed{\sigma_a^2 = \frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^{m} f_i (a_i - \bar{a})^2 = \frac{1}{M-1} \left(\sum_{i=1}^{m} f_i a_i^2 - M \bar{a}^2 \right)} \tag{5-4}$$

5.2.4 估计标准差的标准误差

从一系列特定的试验测量数据中导出的标准差σ是一个随机变量，因此它有自身的标准差，称为标准差的标准误差。如果基础随机分布是高斯分布，则标准差的标准误差为

$$\delta\sigma = \frac{\sigma}{\sqrt{2(m-1)}}$$

式中m为测量数。

如果σ_0为真标准差，而且σ是不同试验的标准差，则量 $(m-1)\sigma^2/\sigma_0^2$具有自由度为$m-1$的χ^2分布。例5.7说明如何运用χ^2表来确定σ的置信区间

5.3 使用“学生”t 检验

5.3.1 不配对数据

假设在A试验条件下作m_a次重复测量，其测量值为a_i，在B条件下作m_b次重复测量，其测量值为b_i。在不配对数据的情况下，a_i和b_i没有特别的关联。（在下一节，将讨论配对数据的情况，即在条件A和B下，a_i和b_i是同样的m个值的测量值。）其均值（平均值）为

$$\bar{a}=\frac{1}{m_a}\sum_{i=1}^{m_a}a_i \quad 和 \quad \bar{b}=\frac{1}{m_b}\sum_{i=1}^{m_b}b_i$$

显然，如果a_i和b_i的分布相差较远，那么重叠的部分较少，于是就可以得出可靠的结论，就涉及的测量而言，条件A和条件B之间存在明显的差异。但是，经常遇到的是a_i和b_i的分布有明显的重叠，如图5-7所示。

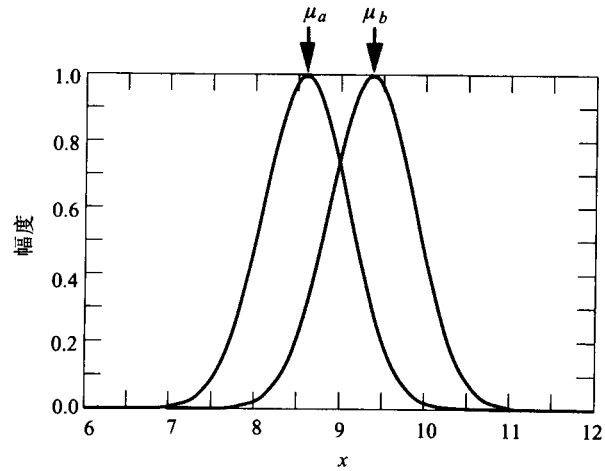


图5-7 两种分布的均值μ_a和μ_b不等，但有相当的部分是重叠的。用“学生”t检验用于确定在两种不同试验条件下是否能在完全偶然的情况下发生测试数据均值的差异

在这种情况下，需要提出的问题是，差值$\Delta=\bar{a}-\bar{b}$是否在统计上是显著的。换句话说，这种偶然发生的差异的概率有多大。要回答这个问题，必须清楚差值Δ本身的方差。求合并方差可由公式（5-2）计算：

$$\sigma_\Delta^2=\sigma_{\bar{a}}^2+\sigma_{\bar{b}}^2$$

“学生”t定义为平均值的差除以该差的标准误差，而且是Δ不为零的标准差的数目：

$$t=\frac{\Delta}{\sigma\Delta}=\frac{\bar{a}-\bar{b}}{\sqrt{\sigma_{\bar{a}}^2+\sigma_{\bar{b}}^2}}=\frac{\bar{a}-\bar{b}}{\sqrt{\sigma_a^2/m_a+\sigma_b^2/m_b}}$$

上式中σ_a和σ_b可以由公式（5-1）或公式（5-4）算出，取决于数据是否为个体测量数据或分在箱子中的数据。

如果能假定a和b分布的方差相同，可以合并两组数据来估计Δ的方差值：

$$\sigma_a^{\,2} = \sigma_b^{\,2} = \frac{1}{m_a + m_b - 2}\left(\sum_{i=1}^{m_a} a_i^{\,2} + \sum_{i=1}^{m_b} b_i^{\,2} - m_a\bar{a}^{\,2} - m_b\bar{b}^{\,2}\right)$$

合并之后的t值为

$$t = \frac{\bar{a} - \bar{b}}{\sqrt{\left(\frac{1}{m_a + m_b - 2}\right)\left(\frac{1}{m_a} + \frac{1}{m_b}\right)\left(\sum_{i=1}^{m_a} a_i^{\,2} + \sum_{i=1}^{m_b} b_i^{\,2} - m_a\bar{a}^{\,2} - m_b\bar{b}^{\,2}\right)}}$$

由于两个样本的均值由数据确定，而自由度等于不相关数据的总数减2，即$n_f = m_a + m_b - 2$。

5.3.2 成对数据

将不同条件用于各个个体的情形，“学生”t通过单对测量值的差而不是用样本均值计算。如对$i = 1$到m，测量值a_i和b_i分别在条件A和B下得出。因为个体间的不同，所以在a_i组和b_i组之间可能存在相当大的差异；不过由于个体被用于它们自身的控制，成对差值$d_i = a_i - b_i$可能只有很小的偏差。对于成对数据，自由度为$n_f = m - 1$，“学生”分布的t为

$$t = \frac{\bar{d}}{\sigma_{\bar{d}}} = \frac{\bar{d}}{\sqrt{\left(\frac{1}{m}\right)\left(\frac{1}{m-1}\right)\left(\sum d_i^{\,2} - m\bar{d}^{\,2}\right)}}$$

5.3.3 “学生”t 检验的运用

t现为随机变量，每次试验中的值都不同，即使在试验条件A和B下并没有引起数据组a_i和b_i的不同，t也能取任何值（见图5-7）。因此，必须首先假定测量值的差异是随机的（即“零假设”）。只有当$|t|$大到它的概率非常小时（一般而言小于0.1%），才能拒绝零假设并作出在试验条件A和B下产生不同测量值的某些结论。超过1%的概率被认为在统计上是不显著的。

因为不能完全确定拒绝或者接受零假设，有可能发生以下两类误差。当零假设为真时零假设被拒绝，则为Ⅰ型误差；当零假设不为真时零假设被接受，则为Ⅱ型误差。科学史上不乏这样的研究人员，由于他们宣布的结果没有被后来的实验证实（Ⅰ型误差）而名誉扫地。另一方面，Ⅱ型误差是更容易接受的，并且是那些时常小心谨慎的研究人员的标志，他们宁可等待以便看到更精确的实验结果而不冒发表虚假结论的风险。

表5-2 （a）“学生”t的显著性检验（$n_f > 15$见表5-2（b））

$P(>\|t\|)$	$n_f = 1$	2	3	5	7	10	15
1.000 00	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
0.900 00	0.158 4	0.142 1	0.136 6	0.132 2	0.130 3	0.128 9	0.127 8
0.800 00	0.324 9	0.288 7	0.276 7	0.267 2	0.263 2	0.260 2	0.257 9
0.700 00	0.509 5	0.444 7	0.424 2	0.408 2	0.401 5	0.396 6	0.392 8

（续）

$P(>\|t\|)$	$n_f=1$	2	3	5	7	10	15
0.600 00	0.726 5	0.617 2	0.584 4	0.559 4	0.549 1	0.541 5	0.535 7
0.500 00	1.000 0	0.816 5	0.764 9	0.726 7	0.711 1	0.699 8	0.691 2
0.400 00	1.376 4	1.060 7	0.978 5	0.919 5	0.896 0	0.879 1	0.866 2
0.300 00	1.962 6	1.386 2	1.249 8	1.155 8	1.119 2	1.093 1	1.073 5
0.200 00	3.077 7	1.885 6	1.637 7	1.475 9	1.414 9	1.372 2	1.340 6
0.100 00	6.313 8	2.920 0	2.353 4	2.015 0	1.894 6	1.812 5	1.753 1
0.050 00	12.706 2	4.302 7	3.182 4	2.570 6	2.364 6	2.228 1	2.131 4
0.020 00	31.820 5	6.964 6	4.540 7	3.364 9	2.998 0	2.763 8	2.602 5
0.010 00	63.656 7	9.924 8	5.840 9	4.032 1	3.499 5	3.169 3	2.946 7
0.005 00	127.321	14.089 0	7.453 3	4.773 3	4.029 3	3.581 4	3.286 0
0.002 00	318.308	22.327 1	10.214 5	5.893 4	4.785 3	4.143 7	3.732 8
0.001 00	636.619	31.599 1	12.924 0	6.868 8	5.407 9	4.586 9	4.072 8
0.000 50	1 273.23	44 704 6	16.326 3	7.975 7	6.081 8	5.049 0	4.416 6
0.000 20	3 183.09	70.700 1	22.203 7	9.677 6	7.063 4	5.693 8	4.880 0
0.000 10	6 366.19	99.992 5	28.000 1	11.177 7	7.884 6	6.211 1	5.239 1
0.000 05	12 732.3	141.416	35.297 9	12.892 8	8.782 5	6.756 8	5.607 0
0.000 02	31 830.9	223.603	47.927 7	15.546 9	10.102	7.527 0	6.108 9
0.000 01	63 661.9	316.225	60.396 8	17.896 9	11 214	8.150 3	6.501 7

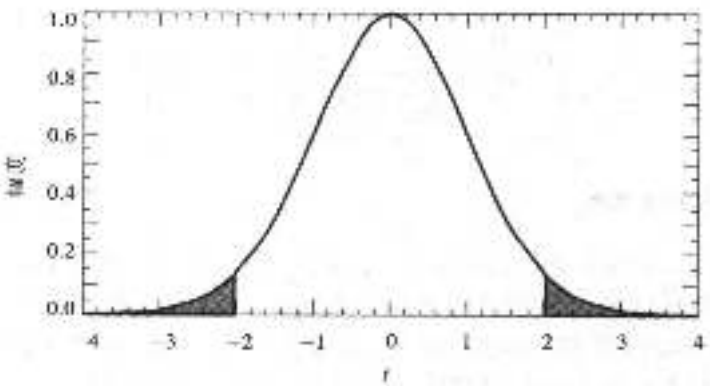


图5-8 自由度为30的“学生”t的分布曲线。阴影面积表示t的绝对值随机超过5%的概率

图5-8表明，“学生”t的分布曲线，分布曲线尾部的阴影部分表示概率低于5%的t值。表5-2 (a) 和表5-2 (b) 的首列表示t值的各种可能的因素。自由度数(不成对时$n_f = n_a + n_b - 2$，成对时$n_f = n - 1$)确定被使用的列。

表5-2 (b) “学生”t检验的显著性 ($n_f < 20$ 见表5-2 (a))

$P(>\|t\|)$	$n_f=20$	30	50	100	200	500	∞
1.000 00	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
0.900 00	0.127 3	0.126 7	0.126 3	0.126 0	0.125 8	0.125 7	0.125 7
0.800 00	0.256 7	0.255 6	0.254 7	0.254 0	0.253 7	0.253 5	0.253 3
0.700 00	0.390 9	0.389 0	0.387 5	0.386 4	0.385 9	0.385 5	0.385 3
0.600 00	0.532 9	0.530 0	0.527 8	0.526 1	0.525 2	0.524 7	0.524 4

（续）

$P(>\|t\|)$	$n_f=20$	30	50	100	200	500	∞
0.500 00	0.687 0	0.682 8	0.679 4	0.677 0	0.675 7	0.675 0	0.674 5
0.400 00	0.860 0	0.853 8	0.848 9	0.845 2	0.843 4	0.842 3	0.841 6
0.300 00	1.064 0	1.054 7	1.047 3	1.041 8	1.039 1	1.037 5	1.036 4
0.200 00	1.325 3	1.310 4	1.298 7	1.290 1	1.285 8	1.283 2	1.281 6
0.100 00	1.724 7	1.697 3	1.675 9	1.660 2	1.652 5	1.647 9	1.644 9
0.050 00	2.086 0	2.042 3	2.008 6	1.984 0	1.971 9	1.964 7	1.960 0
0.020 00	2.528 0	2.457 3	2.403 3	2.364 2	2.345 1	2.333 8	2.326 3
0.010 00	2.845 3	2.750 0	2.677 8	2.625 9	2.600 6	2.585 7	2.575 8
0.005 00	3.153 4	3.029 8	2.937 0	2.870 7	2.838 5	2.819 5	2.807 0
0.002 00	3.551 8	3.385 2	3.261 4	3.173 7	3.131 5	3.106 6	3.090 2
0.001 00	3.849 5	3.646 0	3.496 0	3.390 5	3.339 8	3.310 1	3.290 5
0.000 50	4.146 0	3.901 6	3.723 1	3.598 3	3.538 7	3.503 7	3.480 8
0.000 20	4.538 5	4.234 0	4.014 0	3.861 6	3.789 1	3.746 8	3.719 0
0.000 10	4.837 3	4.482 4	4.228 3	4.053 3	3.970 5	3.922 2	3.890 6
0.000 05	5.138 8	4.729 2	4.438 5	4.239 6	4.145 8	4.091 3	4.055 6
0.000 02	5.542 8	5.054 0	4.711 0	4.478 4	4.369 4	4.306 2	4.264 9
0.000 01	5.853 7	5.299 5	4.913 9	4.654 2	4.533 0	4.462 9	4.417 2

5.3.4 计算超过|t|的概率

获取数据之后，自然不仅要计算“学生”t的值，而且也要计算超过“学生”t值（即更大的值）随机发生的概率。超过$|t|$时的概率为：

$$P(>|t|)=\frac{2\Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\sqrt{n\pi}\Gamma(n/2)}\int_t^{\infty}\left(1+\frac{x^2}{n}\right)^{-(n+1)^2}\mathrm{d}x$$

当自由度很大时，要计算Γ函数是困难的，而近似为

$$\Gamma(x)\approx x^x\mathrm{e}^{-x}\sqrt{2\pi/x}\qquad (x很大)$$

因此得到更为方便的形式

$$P(>|t|)\approx\sqrt{\frac{2}{\mathrm{e}\pi}}\left(\frac{n+1}{n}\right)^{n/2}\int_t^{\infty}\left(1+\frac{x^2}{n}\right)^{-(n+1)/2}\mathrm{d}x$$

对于$n\geqslant 3000$，上式误差$\leqslant 1.5\times 10^{-8}$。

当极限n趋于无穷大时，$P(>|t|)$简化为

$$P(>|t|)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_t^{\infty}\mathrm{e}^{-t^2/2}\mathrm{d}t$$

用于计算表5-2 (a，b) 的数值方法（调适积分法和牛顿法）见附录D。

例5.3

设在条件A和B下各测量20和32次。分析这两组测量数据，求出：

$a_i, i=1, 20$　$\bar{a}=573$　$\sigma_a=12$　$\sigma_{\bar{a}}=2.7$

$b_i, i=1, 32$　$\bar{b}=578$　$\sigma_b=14$　$\sigma_{\bar{b}}=2.5$

$t=-1.36$

使t值随机发生的概率有多少？是否显著？

自由度为20 + 32−2 = 50。查表5-2，我们发现$P(>|t|) \approx 0.15$，这表示t值出现在区间(−1.36，1.36)之外的次数为15%。因此不能排除零假设，而且必须接受均值的差有随机发生的可能。

例5.4

我们指出，对于给定的均值的差，t值随测量次数的平方根而增加。因此扩大例5.3的试验，在条件A下取200个测量值，在条件B下取320个测量值。当对这两组测量数据取平均时，发现与前面的结果类似。但是，分母比$\sqrt{10}$小，而$t = -3.5$。那么，这个新的t值随机出现的概率是多少？是否显著？

$$a_i,\ i = 1200 \quad \bar{a} = 573 \quad \sigma_a = 12 \quad \sigma_{\bar{a}} = 0.85$$
$$b_i,\ i = 1320 \quad \bar{b} = 577 \quad \sigma_b = 14 \quad \sigma_{\bar{b}} = 0.78$$
$$t = -3.48$$

此时自由度为200 + 320 − 2 = 518。从表5-2，查出$P(>|t|) = 0.000\ 5$，这表示t值出现在−3.5到+3.5区间之外的次数为0.05%。因此零假设是极不可能的，所以可以拒绝接受均值中的差有随机发生的可能。

历史注记

“学生”t分布由W.S.Gosset导出，于1908用笔名Student的身份发表。他所属的公司（The Guinness Brewing Company）不允许他使用真名发表。

“学生”t以及因果关系

如果两个试验条件的不同不会引起测量值的差，则不论m_a和m_b增加多少，重复试验将导致“学生”t值的标准分布总是在零附近。

如果两个试验条件的不同确实引起了测量值的差，则用越来越大的m_a和m_b重复试验将导致“学生”t值的分布将越来越大地偏离零。

设计技巧

当设计一个试验，并牵涉随机因素时，考虑以下几点可以减少随机误差和系统误差：1)通过尽可能地减少随机影响来减少测量的标准差；2)尽可能地增加样本数目来减少均值的标准误差；3)通过控制所有影响测量的因素但不是作为试验一部分考察的因素来减少系统误差。

5.4 最小平方拟合

最小平方拟合（least squares fitting）是一种求解析曲线系数的方法，使函数和数据组之差的平方和最小。

5.4.1 用所测量的数据拟合一条直线

设在不同的x_i值测得量值$f(x)$，其中$i = 1,\cdots,m$，测量值为f_i。我们希望拟合所测数据的直线的形式为$f(x) = a_0 + a_1 x$（见图5-9）。

根据数据得到一组联立方程：

$$f_1 = a_0 + a_1 x_1$$
$$f_2 = a_0 + a_1 x_2$$
$$\cdots$$
$$f_m = a_0 + a_1 x_m$$

因为方程的数目多于两个未知数a_0和a_1，一般不可能使所有的方程同时得到满足。因此我们定义f_i与$a_0 + a_1 x_i$之差为残差（residual）R_i：

$$R_i = f_i - a_0 - a_1 x_i$$

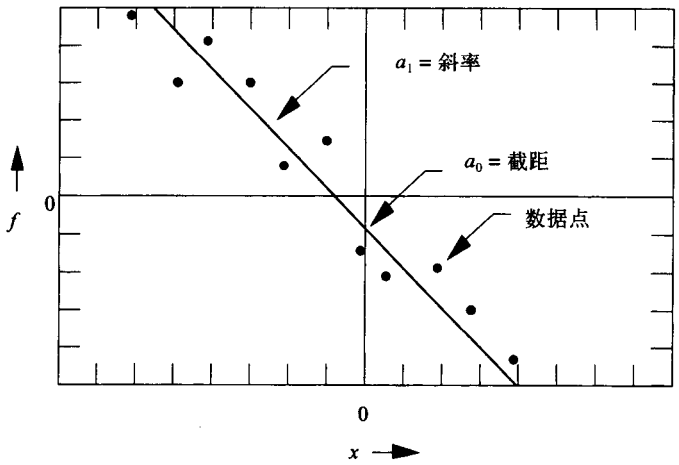


图5-9 对测量数据（黑点）进行线性拟合

接着，我们的任务是找出a_0和a_1的值使得残差的平方和为最小值：

$$\sum_{i=1}^{m} R_i^2 = \text{最小值}$$

要求最小值，则需要令一阶偏导数为零：

$$\frac{\partial}{\partial a_0}\sum_{i=1}^{m} R_i^2 = 2\sum_{i=1}^{m} R_i \frac{\partial R_i}{\partial a_0} = 0 \text{ 和 } \frac{\partial}{\partial a_1}\sum_{i=1}^{m} R_i^2 = 2\sum_{i=1}^{m} R_i \frac{\partial R_i}{\partial a_1} = 0$$

等价于

$$\sum_{i=1}^{m} (f_i - a_0 - a_1 x_i)(-1) = 0 \text{ 和 } \sum_{i=1}^{m} (f_i - a_0 - a_1 x_i)(-x_i) = 0$$

重新整理后，我们得到含有两个未知量的两个方程：

$$\Sigma f_i = m a_0 + a_1 \Sigma x_i \text{ 和 } \Sigma f_i x_i = a_0 \Sigma x_i + a_1 \Sigma x_i^2$$

其解为：

$$a_0 = \frac{\Sigma f_i \Sigma x_i^2 - \Sigma f_i x_i \Sigma x_i}{m\Sigma x_i^2 - (\Sigma x_i)^2} \quad a_1 = \frac{m\Sigma f_i x_i - \Sigma f_i \Sigma x_i}{m\Sigma x_i^2 - (\Sigma x_i)^2}$$

最佳线性拟合的均方根差（一种线性性度量）σ为

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{m-2}\Sigma R_i^2}$$

5.4.2 用所测量的数据拟合一条曲线

现在，我们把这种处理方式推广到处理具有线性系数的任何函数:

$$f(x)=\sum_{k=1}^{n}a_k g_k(x)$$

再次设数据集为x_i, f_i，i从1变到m，残差R_i为

$$R_i=f_i-f(x_i)=f_i-\sum_{k=1}^{n}a_k g_k(x_i)$$

使残差的平方和最小，导出方程组

$$\frac{\partial}{\partial a_k}\left(\sum_{i=1}^{m}R_i^2\right)=2\sum_{i=1}^{m}R_i\frac{\partial R_i}{\partial a_k}=2\sum_{i=1}^{m}R_i g_k(x_i)=0$$

等价于

$$\sum_{i=1}^{m}\left[f_i-\sum_{l=1}^{n}a_l g_l(x_i)\right]g_k(x_i)=0$$

将上式整理并重新排序，得到

$$\sum_{l=1}^{n}a_l\sum_{i=1}^{m}g_l(x_i)g_k(x_i)=\sum_{i=1}^{m}f_i g_k(x_i)$$

将该方程式用矩阵表示:

$$\begin{bmatrix} g_1(x_1) & g_1(x_2) & \cdots & g_1(x_m)\\ g_2(x_1) & g_2(x_2) & \cdots & g_2(x_m)\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ g_n(x_1) & g_n(x_2) & \cdots & g_n(x_m)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} g_1(x_1) & g_1(x_1) & \cdots & g_n(x_1)\\ g_2(x_2) & g_2(x_2) & \cdots & g_n(x_2)\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ g_1(x_m) & g_2(x_m) & \cdots & g_n(x_m)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_1\\ a_2\\ \vdots\\ a_n\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix} g_1(x_1) & g_1(x_2) & \cdots & g_1(x_m)\\ g_2(x_1) & g_2(x_2) & \cdots & g_2(x_m)\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ g_n(x_1) & g_n(x_2) & \cdots & g_n(x_m)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_1\\ f_2\\ \vdots\\ f_m\end{bmatrix}$$

可以用更简洁的符号表示:

$$(\boldsymbol{g}^T\boldsymbol{g})\boldsymbol{a}=\boldsymbol{g}^T\boldsymbol{f}$$

其中，$\boldsymbol{g}$是一个$n\times m$的矩阵，$\boldsymbol{g}^T$是$\boldsymbol{g}$的转置矩阵，$\boldsymbol{a}$是维数为n的列矢量，$\boldsymbol{f}$是维数为m的列矢量。这些运算是在m个数据点求和，并且导出一组n个未知量的n个线性方程，这个线性方程组通常由矩阵求逆来求解。在直线的最小平方拟合 (n = 2)的情形下，所得方程式很容易由手工计算求解。对于很大的n值，通常必须经过编程来对矩阵求逆。

例5.5

用本节介绍使用矩阵方法，对测量数据f_i，用函数$f(x)=a_1+a_2x$拟合，测量数据列于下。

i	1	2	3	4	5	6
x_i	0	10	20	30	40	50

$$f_i \quad 87 \quad 56 \quad 35 \quad 16 \quad -2 \quad -13$$

基本函数是$g_1(x)=1$和$g_2(x)=x$。矩阵方程

$$(\boldsymbol{g}^T\boldsymbol{g})\,\boldsymbol{a}=\boldsymbol{g}^T\boldsymbol{f}$$

变成

$$\begin{bmatrix}1&1&1&1&1&1\\0&10&20&30&40&50\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1&0\\1&10\\1&20\\1&30\\1&40\\1&50\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a_1\\a_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&1&1&1&1&1\\0&10&20&30&40&50\end{bmatrix}\begin{bmatrix}87\\56\\35\\16\\\pm2\\\pm13\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}6&150\\150&5\,500\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a_1\\a_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}179\\1\,010\end{bmatrix}$$

由上式得到联立线性方程

$$6a_1+150a_2=179$$

$$150a_1+5\,500a_2=1\,010$$

其解是$a_1=-1.98$, $a_2=79.33$。因此数据的最小平方最佳拟合是$f(x)=-1.98+79.33x$。

5.5 χ^2统计

5.5.1 数据拟合模型中χ^2的使用

前面讨论的“学生”t统计最常用于比较两种测量分布，以及确定两种测量分布随机出现的差异的概率。如果概率很小，那么是某些因数（大概是部分试验）引起了这种差异。

χ^2是数据与拟合数据的模型之间差的平方和，用不定度的倒数来加权。χ^2用于函数与测量分布之与关系的比较，以及确定它们随机产生的差的概率。如果这个概率很小，那么我们可以断定函数不能用于描述被测量的系统。然而，科学的任务通常是要找到确定描述可测量领域的方程，而且，可以找到一个能描述被测量分布的函数。通常，用一个系列的函数$f(a_1,\cdots,a_n,x)$来表示，可以改变函数中的参数$a_1,\cdots,a_n$，使得χ^2值最小:

$$\chi^2=\sum_{i=1}^{m}\frac{[f_i-f(a_1,\cdots,a_n,x_i)]^2}{\sigma_i^2} \tag{5-5}$$

公式（5-5）是表示，以实验不确定度为基准的函数$f(a_1,\cdots,a_n,x)$与坐标x_i处的测量值f_i之间的差。参数a表示系列函数的个数。假设，数据f_i是具有均方根不定度σ_i的正态分布。

如果数据f_i不是一个连续变化的测量数据，而是在x的各间隔内记录的记数值N_i的个数，那么有:

$$\chi^2=\sum_{i=1}^{m}\frac{[N_i-f(a_1,\cdots,a_n,x_i)]^2}{N_i} \tag{5-6}$$

倘若$N_i\geqslant 30$，N_i通常被看作是具有$\sqrt{N_i}$的均方根误差的正态分布。公式（5-6）产生的问题是，在N_i处向下波动引起的加权差$N_i-f(x_i)$要大于等量的向上波动引起的加权差。由于这

个原因，公式（5-6）被看作“偏向”于N_i为更小数值，但是，由于在最小二乘法中对参数a_i求导数相对容易些，所以公式（5-6）被广泛使用。无偏的N_i等式是

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{m} \frac{[N_i - f(a_1,\cdots,a_n,x_i)]^2}{f(a_1,\cdots,a_n,x_i)} \tag{5-6a}$$

自由度n_f的个数等于独立数据点个数减去参数的个数，可以改变这些参数使得χ^2最小化。

对于数据量较少的统计，最好是使用最大似然技术，它考虑了数据的泊松性质。这就引出了χ^2的更为普遍的形式，它能够应用到任何一个测量计数N_i，甚至是零:

$$\begin{aligned} &\chi^2 = 2\sum_{i=1}^{m} f(a_1,\cdots,a_n,x_i) - P_i \\ &P_i = 0,\ N_i = 0 \\ &P_i = N_i\{1 + \ln[f(a_1,\cdots,a_n,x_i)/N_i]\},\ N_i > 0 \end{aligned} \tag{5-6b}$$

表5-3(a) 每个自由度超过χ^2的概率$P(>\chi^2)/n_f$

$P(>\chi^2)$	$n_f=1$	2	3	5	7	10	15	20
1.000 00	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
0.900 00	0.015 8	0.105 4	0.194 8	0.322 1	0.404 7	0.486 5	0.569 8	0.622 1
0.800 00	0.064 2	0.223 2	0.335 1	0.468 5	0.546 0	0.617 9	0.687 1	0.728 9
0.700 00	0.148 5	0.356 7	0.474 6	0.600 0	0.667 3	0.726 7	0.781 4	0.813 3
0.600 00	0.275 0	0.510 9	0.623 1	0.731 1	0.784 7	0.829 6	0.868 6	0.890 4
0.500 00	0.454 9	0.693 2	0.788 7	0.870 3	0.906 5	0.934 2	0.955 9	0.966 9
0.400 00	0.708 3	0.916 3	0.982 1	1.026 4	1.040 5	1.047 3	1.048 9	1.047 6
0.300 00	1.074 2	1.204 0	1.221 6	1.212 9	1.197 6	1.178 1	1.154 8	1.138 7
0.200 00	1.642 4	1.609 5	1.547 2	1.457 9	1.400 5	1.344 2	1.287 4	1.251 9
0.100 00	2.705 5	2.302 6	2.083 8	1.847 3	1.716 7	1.598 7	1.487 1	1.420 6
0.050 00	3.841 5	2.995 8	2.604 9	2.214 1	2.009 6	1.830 7	1.666 4	1.570 5
0.020 00	5.411 9	3.912 0	3.279 1	2.677 6	2.374 6	2.116 1	1.884 0	1.751 0
0.010 00	6.634 9	4.605 2	3.781 6	3.017 3	2.639 3	2.320 9	2.038 5	1.878 3
0.005 00	7.879 4	5.298 3	4.279 4	3.349 9	2.896 8	2.518 8	2.186 8	1.999 8
0.002 00	9.549 5	6.214 6	4.931 8	3.781 5	3.228 7	2.772 2	2.375 2	2.153 6
0.001 00	10.827 6	6.907 8	5.422 1	4.103 0	3.474 6	2.958 8	2.513 2	2.265 7
0.000 50	12.115 7	7.600 9	5.910 0	4.421 1	3.716 8	3.142 0	2.647 9	2.374 9
0.000 20	13.831 1	8.517 2	6.552 0	4.837 1	4.032 4	3.379 6	2.821 9	2.515 5
0.000 10	15.136 7	9.210 4	7.035 8	5.149 0	4.268 2	3.556 4	2.950 9	2.619 3
0.000 05	16.448 1	9.903 5	7.518 2	5.458 7	4.501 8	3.731 1	3.077 9	2.721 3
0.000 02	18.189 3	10.819 8	8.154 1	5.865 4	4.807 6	3.959 1	3.243 0	2.853 7
0.000 01	19.511 4	11.513 0	8.633 9	6.171 2	5.036 9	4.129 6	3.366 2	2.952 2

对于大量的N_i和f值，等式 (5-6a) 和 (5-6b) 是等价的。

注意：以前介绍的最小平方和χ^2统计的一般形式如下:

$$Q(a_1,\cdots,a_n) = \sum_{i=1}^{m} W_i R_i^2 \qquad R_i = f_i - f(a_1,\cdots,a_n,x_i)$$

其中R_i是残差，W_i是权重系数。

对于简单的最小平方，$W_i = 1$；

对于χ^2，$W_i = \sigma^{-2}$；

对于相对最小平方，$W_i = f(a_1,\cdots,a_n,x)^{-2}$。

计算χ^2之后，能用表5-3 (a) 和5-3 (b) 来确定该值或任何一个更大的数值随机发生的概率。一般地说，我们希望χ^2近似等于自由度n_f的个数，而$\chi^2 \leqslant n_f$被看作为模型对数据的“良好拟合”。

表5-3(b) 每个自由度超过χ^2的概率$P(>\chi^2)/n_f$

$P(>\chi^2)$	$n_f=30$	50	70	100	150	200	300	500
1.000 00	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
0.900 00	0.686 6	0.753 8	0.790 4	0.823 6	0.855 2	0.874 2	0.896 9	0.919 9
0.800 00	0.778 8	0.829 0	0.855 7	0.879 5	0.901 8	0.915 0	0.930 7	0.946 4
0.700 00	0.850 3	0.886 3	0.904 9	0.921 3	0.936 4	0.945 2	0.955 6	0.965 9
0.600 00	0.914 7	0.937 3	0.948 5	0.958 1	0.966 7	0.971 6	0.977 3	0.982 7
0.500 00	0.977 9	0.986 7	0.990 5	0.993 3	0.995 6	0.996 7	0.997 8	0.998 7
0.400 00	1.043 9	1.037 8	1.033 7	1.029 5	1.025 0	1.022 2	1.018 6	1.014 8
0.300 00	1.117 7	1.094 5	1.081 3	1.069 1	1.057 2	1.049 9	1.041 2	1.032 2
0.200 00	1.208 3	1.163 3	1.138 8	1.116 7	1.095 7	1.083 0	1.068 0	1.052 8
0.100 00	1.341 9	1.263 3	1.221 8	1.185 0	1.150 5	1.130 1	1.106 0	1.081 9
0.050 00	1.459 1	1.350 1	1.293 3	1.243 4	1.197 2	1.170 0	1.138 0	1.106 3
0.020 00	1.598 7	1.452 3	1.377 0	1.311 4	1.251 2	1.215 9	1.174 7	1.134 1
0.010 00	1.696 4	1.523 1	1.434 6	1.358 1	1.288 1	1.247 2	1.199 7	1.153 0
0.005 00	1.789 1	1.589 8	1.488 8	1.401 7	1.322 4	1.276 3	1.222 8	1.170 4
0.002 00	1.905 6	1.673 1	1.556 1	1.455 8	1.364 8	1.312 2	1.251 2	1.191 8
0.001 00	1.990 1	1.733 2	1.604 5	1.494 5	1.395 1	1.337 7	1.271 4	1.206 9
0.000 50	2.072 1	1.791 2	1.651 1	1.531 7	1.424 1	1.362 1	1.290 7	1.221 3
0.000 20	2.177 1	1.865 2	1.710 3	1.578 8	1.460 8	1.392 9	1.314 9	1.239 4
0.000 10	2.254 4	1.919 4	1.753 6	1.613 2	1.487 4	1.415 3	1.332 5	1.252 5
0.000 05	2.330 2	1.972 3	1.795 8	1.646 6	1.513 3	1.437 0	1.349 5	1.265 1
0.000 02	2.428 1	2.040 4	1.850 0	1.689 4	1.546 4	1.464 7	1.371 2	1.281 2
0.000 01	2.500 8	2.090 8	1.890 0	1.721 0	1.570 7	1.485 0	1.387 1	1.293 0

例5.6

假设，对应于每个x_i，我们有一个用于描述可测量函数的模型函数$f(x)$、一连串的100个测量数f_i以及均方差σ_i。运用等式（5-5），计算得到$\chi^2 = 150$。当测量f_i的随机波动能够导致$\chi^2 \geqslant 150$时其概率是多少？使用表5-3，我们向下查看100个自由度的列，发现超过$\chi^2 = 149.4$的概率是0.001。由此，我们可以推断：这个模型函数不适合用来描述被测量数据。

例5.7

假设我们有$m = 31$测量数a_i，使用等式(5-2)，确定样本标准差$\sigma = 1.38$。假设该样本标准差接近真实标准差σ_0，数量$(m-1)\ \sigma^2 / (\sigma_0)^2 = 30\sigma^2 / (1.38)^2 = 15.75\sigma^2$作为具有自由度30的$\chi^2$分布。使用表5-3 (b)，我们发现自由度为30时，$\chi^2 < 20.599$的概率是10%，$\chi^2 > 40.256$的概率是10%。所以，对于σ，80%的置信区间是$\sqrt{20.599/15.75} = 1.14$到$\sqrt{40.256/15.75} = 1.60$。

5.5.2 计算超过χ^2的概率

随机超过χ^2的概率为

$$P(>\chi^2)=\int_{\chi^2}^{\infty}\frac{x^{(n-2)/2}e^{-x/2}}{2^{n/2}\Gamma(n/2)}dx \tag{5-7}$$

使用调适积分（adaptive quadrature）和反转使用牛顿方法（参见附录D），通过等式（5-7）的数值积分（numerical integration）可以计算出表5-3(a)和5-3(b)。表5-3(a)和5-3(b)中的第一列列出了与概率因子相对应的χ^2值。作为通用规则，$\chi^2 \leqslant n_f$表示一个可接受的拟合。

对于$n_f>30$，$P(>\chi^2)$能近似为高斯积分：

$$P(>\chi^2)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_{y}^{\infty}e^{-x^2/2}dx \text{ 其中 } y=\sqrt{2\chi^2}-\sqrt{2n-1}$$

一个差的拟合的例子是$P<0.1\%$ ($y>3.09$标准差)。它对应于

$$\sqrt{2\chi^2}-\sqrt{2n-1}>3.09,\chi^2>0.5\left(3.09+\sqrt{2n-1}\right)^2$$

5.6 解非线性方程

5.6.1 牛顿法解f (x) = 0

此法在解一元非线性方程上很有效。在微积分学的发展中，牛顿提出一个方法：用一阶导数$df/dx=f'(x)$和一些几何方法求解$f(x)=0$（如图5-10所示）。

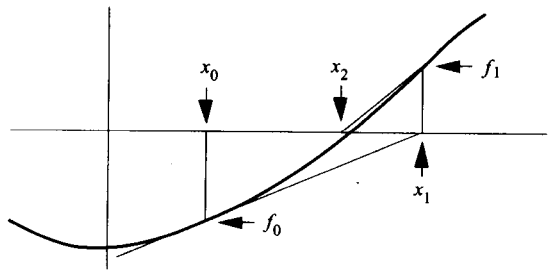


图5-10 牛顿法求方程的根

表5-4 运用牛顿法解$\sqrt[3]{10}$

i	x_i	x_i^3
0	1.00000 00000 00000 00	1.00000 00000 00000 00
1	4.00000 00000 00000 00	64.00000 00000 00000 00
2	2.87500 00000 00000 00	23.76367 18750 00000 00
3	2.31994 32892 24952 74	12.48625 2302157114 08
4	2.16596 15551 77792 79	10.16136 92074 95129 95
5	2.15449 59251 53374 74	10.00085 27090 04352 98
6	2.15443 46917 72292 94	10.00000 00242 34792 06
7	2.15443 46900 31883 72	10.00000 00000 00000 02

若第i个近似值为x_i，则下一个近似值x_{i+1}可用

$$x_{i+1}=x_i-\frac{f(x_i)}{f'(x_i)}$$

求得。

例5.8

为求数a的立方根，希望解方程$f(x)=x^3-a=0$。因为$f'(x)=3x^2$，于是得迭代公式

$$x_{i+1}=x_i-\frac{x_i^3-a}{3x_i^2}=\frac{2x_i^3+a}{3x_i^2}$$

使用很差的初值$X_0=1$，表5-4中表示该算法对$a=10$的收敛过程。正如我们所期望的那样，线性逼近与正确答案相去甚远，作第一次迭代时，计算结果从1跳到4。尽管如此，当接近正确答案时，牛顿线性逼近迅速改善，而且，最后三次迭代显示极其快速地收敛到的18位十进制数精度。

5.6.2 二次迭代法解f (x) = 0

牛顿迭代法要求解析计算df/dx，在使用这种算法不方便的情况下，可以使用二次迭代，它只要求计算$f(x)$。

计算步骤如下：

1) 求$f_0=f(x_0)$，$f_-=f(x_0-\Delta x)$，$f_+=f(x_0+\Delta x)$. 的值。

2) 用二次迭代法计算点$x=c$，二次迭代曲线过原点，由$x_0-\Delta x$，x_0，$x_0+\Delta x$，f_-，f_0，f_+定义。

$$a=x_0-\Delta x f_0/(f_0-f_-)$$
$$b=x_0+\Delta x f_0/(f_0-f_+)$$
$$c=a+f_-(b-a)/(f_--f_+)$$

3) 赋值$\Delta x=c-x_0$和$x_0=c$。

4) 重复步骤2)和3)直到Δx足够小。

5.6.3 数值最小化

在使用测量数据拟合成解析模型时，常需要定义品质因数 (figure of merit) Q，例如在第5.5节中的χ^2统计法。人们用计算机将该函数最小化。在多数情况下，Q是参数a_j的一个非线性函数，不可能像求最小平方最小化那样求解。通常，使用更强有力数值搜索法。

对超过一个变量的非线性方程，必须对定义的品质因数Q进行数值最小化。这些函数常有等高线，这些等高线是相对于变量轴a_i旋转而得，而且沿着变量轴重复多次最小化迭代才能达到最小值（见图5-11）。

还有其他更有效的数值方法，适用于多参数的非二次方程式的最小化，如最速下降法、单纯形法、共轭梯度法和变尺度算法（variable metric）那样。正如在Press et al.（1988）描述的那样，这些方法中没有一个方法有较明显优势的。

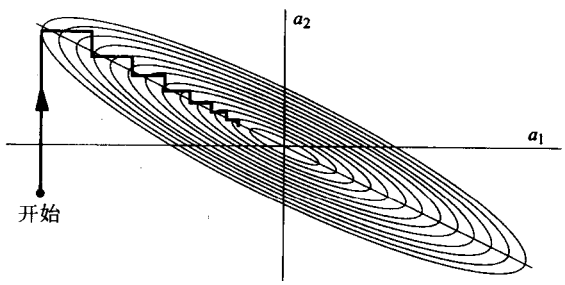


图5-11 通过每次只改变一个参数，对有两个参数的函数的数值最小化。这种方法要求多次迭代，除非曲线的凹部沿着主参数轴a_i定向

以下的步骤描述一个简化而且强有力的共轭梯度法，在附录D中用函数parfit.c提供。

1) 对一组n个搜索向量u_i (i = 1到n)赋初值，这是指向第i个方向的单位向量与第i个参数的初始步长的乘积。在最小化过程中，这组搜索向量只改变长度而不改变方向；

2) 对一组n个搜索向量u_{i+n} (i = 1到n) 赋初值，这是指向第i个方向的单位向量与第i个参数的初始步长的乘积。在最小化过程中，这组搜索向量既改变长度也改变方向。

3) 沿着搜索向量u_1，改变参数a_i (i = 1到n)，通过几步二次方程最小化，使得Q不断减少。

依据移动向量的长度，重新调整搜索向量u_1的长度。若Q的最低值在移动轴的边缘，则搜索向量的长度加倍；否则，减少两倍。

4) 重复步骤3)找出其他所有搜索向量u_i, $i = 2, ..., 2n$。

5) 沿着步骤3) 到4) 产生优化方向，改变参数a_i（i = 1到n），通过几步二次方程最小化减少Q。

6) 设$u_i = u_{i+1}$，其中$i = n + 1$到$2n - 1$。

7) 设u_{2n} = 步骤3) 和步骤4) 中产生的优化方向。

8) 重复步骤3) 到7)，直到参数值每一个改变都小于某一很小的值。

步骤3)、4)、5)要求沿着一条直线实现二次函数的最小化，这种寻优的方法由函数qfit.c提供，在附录D中列出了函数qfit.c和函数parfit.c的应用。

鲍威尔（Powell's theorem）定理：如果程序仅在u_{n+1}到u_{2n}的搜索向量上运行n次，则这些搜索向量将变成互为共扼的，因此，只有n^2条线最小化才能将任何一个n参数的二次型最小化。然而，这个过程是不稳定的，因为这些搜索向量可能坍缩成一个子空间，这就无法求最小值。仅仅改变每一个参数的周期性搜索（前面n条线最小化）就能防止这样的坍缩，而且能使过程更有效。

如果品质因数Q是一个χ^2，在每次测量中使用统计标准差，则从等高线可以估计参数的统计标准差，这些等高线与等值的χ^2有关，是围绕最佳拟合χ^2_{min}进行的（见图5-12）。需要更多的信息请看参考文献Press et al. (1988)。

附录D中提供了函数varfit.c的列表，该函数确定拟合参数的标准差。步骤如下：

1) 通过改变所有参数寻找χ_{min}^2。

2) 为最佳拟合值$+s_1$（$+s_1$为某一步的大小）设参数a_1。

3) 保持a_1不变，改变其他所有别的参数使χ^2最小化。

4) 确定通过a_1的新值的抛物线，并且也是通过具有零斜率的a_1的最佳拟合值的抛物线。

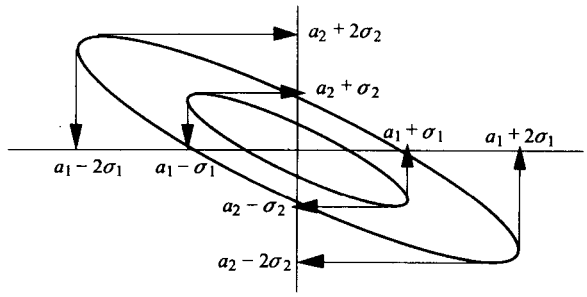


图5-12 在两参数χ^2拟合中，统计标准差的确定为$\chi_{min}^2 + 1$等值线的投影和最佳拟合$\chi_{min}^2 + 4$等值线的投影

5) 确定a_1的取值，对这个值抛物线和$\chi_{min}^2 + 1$相等。

6) 对这个a_1的新值重复步骤3)。

7) 通过最靠近$\chi_{min}^2 + 1$的三个点来确定抛物线。

8) 重复步骤5)、步骤6)和步骤7)，直到a_1的数值以一个足够小的量改变。这个数是一个一元σ置信限度。

9) 把参数a_1设置为它的最佳拟合值$-s_1$。

10) 重复步骤3)到步骤8)，找出其他的一元σ置信限度。

11) 对所有其他的参数，重复步骤2)到步骤10)。

5.7 蒙特卡罗模拟

给定一个解析模型，蒙特卡罗（Monte Carlo）模拟是用于估计一个试验的各种不同结果

的概率的一种非常有用的技术。如果假设的模型是正确的，并且得到的无干扰数据都是有效的，那么数据应与模型完全一致。实际上，数据具有随机成分（或易受随机影响），因而数据与模型之间并不都完全一致。因此，重要的问题是：1) 由数据随机性引起的不一致的概率是多大，2) 由描述实际试验的假设模型的无用性引起的不一致的概率是多大。

图5-13表示一个拥有一组真实参数值的模型如何产生许多的试验结果。实际的试验只是其中的一个。

图5-14表示一个拥有一组假设参数的模型如何产生许多的模拟实验结果。假设模型能拟合每个模拟数据集，并且可以研究单纯由随机因素引起拟合参数的分布。

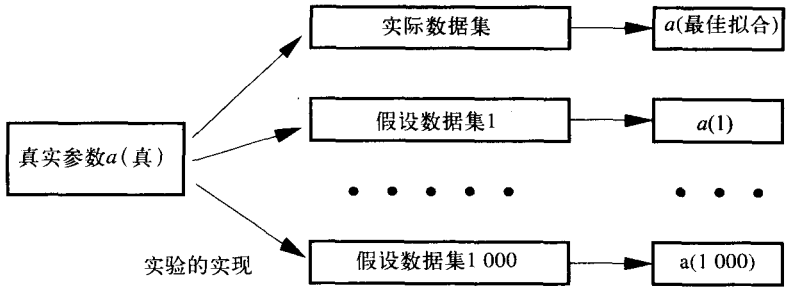


图5-13 有一组参数值a(真)的基本模型能产生许多试验结果。但是，实际的试验只是其中之一

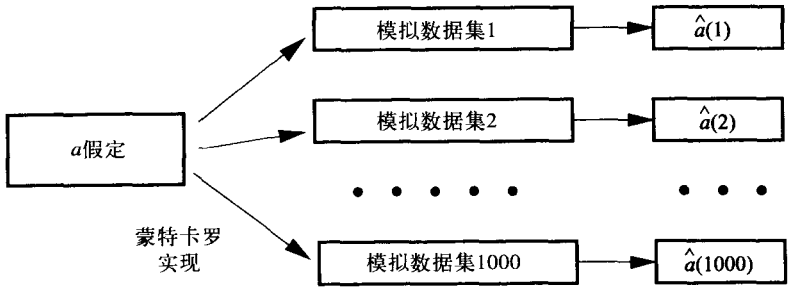


图5-14 由一组假设参数值模型产生的试验的蒙特卡罗模拟。拟合参数的分布能模拟统计标准差的变化

由于每个数据值d_i等于一个真实数值c_i加上一个具有已知σ_i的高斯分布的随机成分，所以我们能用本章开始的方法合成数据：

$$d_i = c_i + \sigma_i \sqrt{12/n} \sum_{j=ni+1}^{ni+n} (R_j - 0.5)$$

其中选择n产生一个足够精确的高斯分布，R_j是一个在0与1之间均匀分布的随机数字序列。

对于必须用任意随机分布$f(x)$模拟试验数据的情形，应执行以下步骤：

1) 将一系列的y值累积积分制成表格。

$$g(y) = \frac{\int_{-\infty}^{y} f(x)\mathrm{d}x}{\int_{-\infty}^{\infty} f(x)\mathrm{d}x}$$

2) 在0与1之间的均匀分布中，产生一个随机数g_i。

3) 在步骤1)的表中内插，寻找y_i值，使得$g_i = g(y_i)$。

4) 重复步骤2)和3)，产生许多模拟数据值y_i。得出的分布将逼近$f(x)$，并且模拟一组相同数量的试验数据的随机性。

图5-15所示的$f(x)$是一个三角形分布。当$y < -1$时，累积积分$g(y)$的值为0；当y从-1到0时，累积积分$g(y)$的值按二次方上升到0.5；当$0 < y < 1$时，累积积分具有相同的形式（但是反转的形式）；当$y > 1$时，累积积分恒等于1。均匀间隔的水平箭头表示随机变量g_i，而向上的箭头表示与$g(y)$曲线相交。在$y = 0$时，箭头密度最大，此处曲线$g(y)$最陡峭；当曲线$g(y)$的斜率为零时，就不出现向上的箭头。

图5-16展示由两个单独的三角形分布组成的$f(x)$。累积积分$g(y)$只有两个非零斜率的区域，而这两个区域各自产生一个三角形分布。

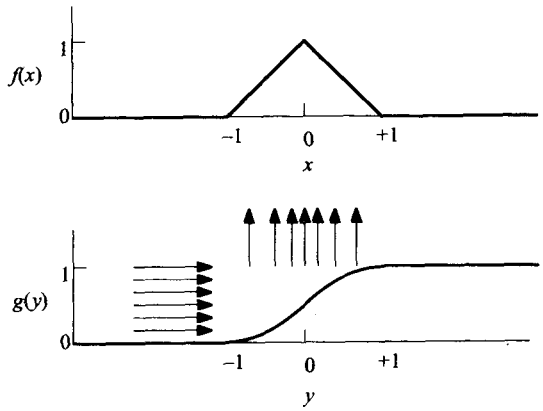


图5-15 具有三角形分布$f(x)$的一个随机变量的模拟。在均匀分布的随机变量（水平箭头）和期望的分布（垂直箭头）之间累积积分提供了一个映射

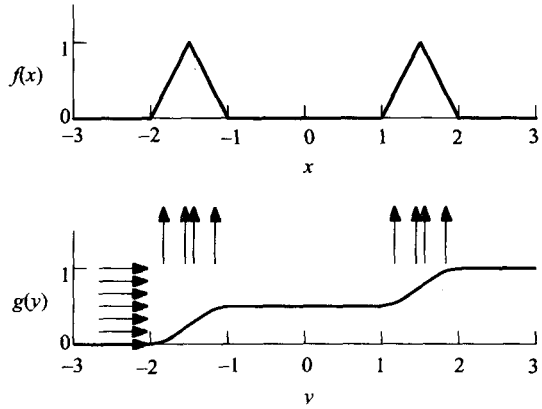


图5-16 一个双三角形分布函数$f(x)$的随机变量的模拟。在均匀分布的随机变量（水平箭头）和期望的分布（垂直箭头）之间累积积分提供一个映射

5.8 傅里叶变换

傅里叶变换广泛用于以下各种类型的信号处理中：

- 确定任何一种波形的频率和相位范围。
- 确定一个周期性波形的傅里叶级数展开。
- 利用简单的乘法和除法执行卷积和解卷积（deconvolution）运算（这个方法在信号和图像处理中有许多应用）。
- 改善信噪比（在信号和噪声有不同的频谱范围内）。
- 在很大的加和性随机噪声的背景下，检测一个未知频率的信号（SETI = 寻找地球外生命信号）。

有趣的是耳朵和它的感觉神经元（sensory neuron）担当傅里叶变换的作用。声音进入耳朵后激活许多对频率敏感的“毛状细胞”（连接到传感神经元的微小的机械谐振器），“毛状细胞”跨越整个听觉频率。所以大脑可以不接收我们听到的声音波形（振幅与时间的关系），而是接收经傅里叶变换后的波形（振幅与频率的关系）。

5.8.1 积分傅里叶变换的例子

积分傅里叶定义如下：

$$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}h(t)\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}t$$

逆变换定义如下：

$$h(t)=\int_{-\infty}^{\infty}H(f)\mathrm{e}^{j2\pi ft}\mathrm{d}f$$

傅里叶变换的一个基本性质是将一个时间为t、振幅为$h(t)$的时间函数变换成频率为f、振幅为$H(f)$的频率函数。这个被转换的频率函数$H(f)$包括所有原始时间函数$h(t)$的信息，这一点可由将$H(f)$变换回$h(t)$的逆变换的能力得到证明。

这个傅里叶变换的定义可以由以下两条数学上的事实证明是正确的：

1) 除非两个谐波有相同的频率，否则它们乘积的时间积分是零。如果频率不同，则被积函数在两种符号之间等量地振荡，而且总和为0。如果频率相同，则被积函数是一个总和为正数的正方形谐波。

2) 任何波形$h(t)$都可以被看作是所有可能存在的频率的谐波的加权和（上述傅里叶逆变换的等式）。

因此，$h(t)$与频率f（上述$H(f)$的等式)的谐波乘积的时间积分，只表示函数中含有频率f的那部分。

例5.9

δ函数$\delta(t)$的傅里叶变换。δ函数具有以下性质：当$t\neq 0$时，有$\delta(t)=0$和$\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-t_0)g(t)\mathrm{d}t=g(t_0)$。

对于所有频率傅里叶变换是一个常数，见图5-17：

$$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}t=1$$

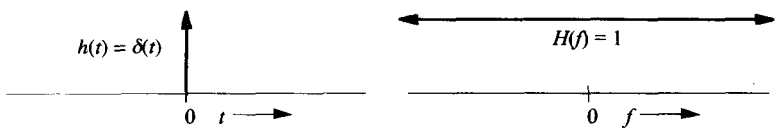


图5-17 δ函数的傅里叶变换

例5.10

常数$h(t)=1$的傅里叶变换：

$$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}t=\int_{-\infty}^{\infty}[\cos(2\pi ft)-j\sin(2\pi ft)]\mathrm{d}t=\delta(f)$$

当$f\neq 0$时，被积函数在0附近对称性地振荡，而且面积为0。当$f=0$时，被积函数在无穷区域内是一个常量（见图5-18)。

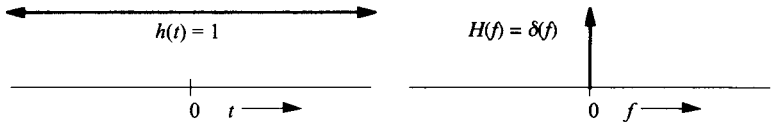


图5-18 常数的傅里叶变换

注意 在这个例子中，我们使用了以下的恒等式（identity）：

$$\int_{-\infty}^{\infty}\cos(2\pi ft)\mathrm{d}t=\delta(f)\quad\int_{-\infty}^{\infty}\sin(2\pi ft)\mathrm{d}t=0$$

例5.11

函数$h(t)=A\cos(2\pi f_0 t)$的傅里叶变换：

$$\begin{aligned}H(f)&=A\int_{-\infty}^{\infty}\cos(2\pi f_0 t)[\cos(2\pi ft)-j\sin(2\pi ft)]\mathrm{d}t\\&=\frac{A}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\{\cos[2\pi(f_0-f)t]+\cos[2\pi(f_0+f)t]\}\mathrm{d}t\\&=\frac{A}{2}[\delta(f_0-f)+\delta(f_0+f)]\end{aligned}$$

这个傅里叶变换由在$\pm f_0$处δ函数组成（见图5-19）。

注意 例5.10（$h(t)=1$）是当$A=1$和$f_0=0$时例5.11的一个特例。

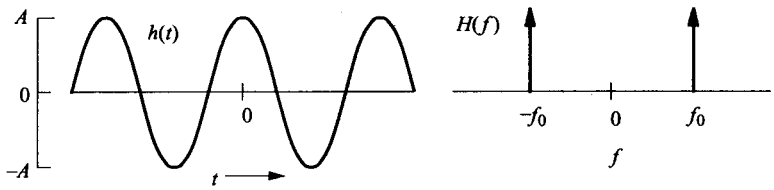


图5-19 函数$h(t)=A\cos(2\pi ft)$的傅里叶变换

例5.12

函数$h(t)=A\sin(2\pi f_0 t)$的傅里叶变换：

$$\begin{aligned}H(f)&=A\int_{-\infty}^{\infty}\sin(2\pi f_0 t)[\cos(2\pi ft)-j\sin(2\pi ft)]\mathrm{d}t\\&=\frac{Aj}{2}\int_{-\infty}^{\infty}-\{\cos[2\pi(f_0-f)t]-\cos[2\pi(f_0+f)t]\}\mathrm{d}t\\&=\frac{Aj}{2}[\delta(f_0+f)-\delta(f_0-f)]\end{aligned}$$

这个傅里叶变换由在$-f_0$点的正δ函数和在f_0点的负δ函数组成（见图5-20）。

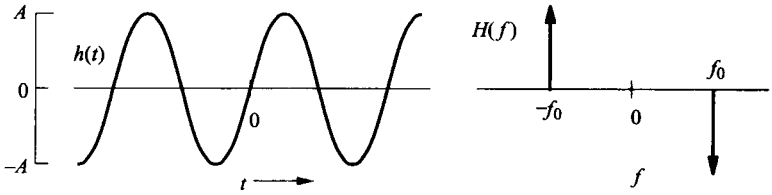


图5-20 函数$h(t) = A\sin(2\pi ft)$的傅里叶变换$H(f)$

注意 在例子5.11和5.12中，我们使用了下面的恒等式：

$$e^{-j2\pi ft} = \cos(2\pi ft) - j\sin(2\pi ft)$$

$\int_{-\infty}^{\infty} \sin(2\pi f_1 t)\cos(2\pi f_2 t)dt = 0$，对所有的$f_1$和$f_2$

和

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\cos(a-b) + \cos(a+b)]$$

$$\sin(a)\sin(b) = \frac{1}{2}[\cos(a-b) - \cos(a+b)]$$

例5.13

宽度为T_w的矩形脉冲的傅里叶变换：

$$h(t) = A \quad 当|t| < T_w/2,\ h(t) = 0 当|t| > T_w/2$$

$$H(f) = A\int_{-T_w/2}^{T_w/2}[\cos(2\pi ft) - j\sin(2\pi ft)]dt$$

$$= \frac{A}{2\pi f}\sin(2\pi ft)\Big|_{-T_w/2}^{T_w/2} = AT_w\frac{\sin(\pi T_w f)}{\pi T_w f}$$

对于$h(t)$和$H(f)$，参见图5-21。

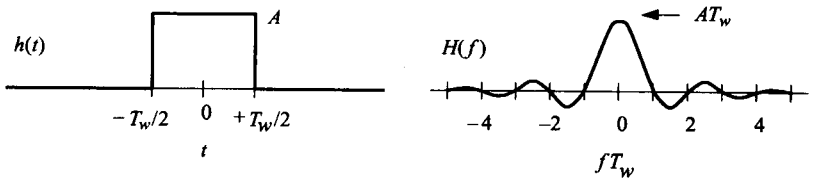


图5-21 宽度为T_w的矩形脉冲$h(t)$的傅里叶变换$H(f)$

注意1 在例5.9中，$[h(t) = \delta(t)]$是当$T_w = 0$, $AT_w = 1$和$H(f) = \sin(\pi T_w f)/(\pi T_w f) = 1$时的矩形函数的一个特例。

注意2 在例5.10中，$[h(t) = 1]$是当$T_w \to \infty$时矩形函数的一个特例。在这个极限条件下，图5-21的中心瓣的高度是$AT_w \to \infty$，而宽度（第一个与0相交的频率）是$1/T_w \to 0$。

注意3 一个窄脉冲是宽频率的傅里叶变换，而一个宽脉冲是窄频率的傅里叶变换。

注意4 一个矩形脉冲的傅里叶变换在所有频率下为0，这些频率与时间段T_w中的全部周期数相对应。

例5.14

一个脉冲需要多窄的时间，才能在3dB内，使得它的频率变换是偏平的，频率范围的0 Hz到f？我们解方程

$$\frac{\sin(\pi T_w f)}{\pi T_w f} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

求得方程的解$T_w = 0.443/f$。对于$f = 10$ kHz，$T_w = 44.3\mu$s。

例5.15

宽度为T_w的三角形脉冲的傅里叶变换：

$h(t) = A(1+2t/T_w)$ 其中$-T_w/2 < t < 0$，$h(t) = A(1-2t/T_w)$其中$0 < t < T_w/2$，$h(t) = 0$其中$|t| > T_w/2$

$$H(f) = 2A\int_0^{T_w/2}(1-2t/T_w)\cos(2\pi ft)\mathrm{d}t = \frac{AT_w}{2}\frac{\sin^2(\pi fT_w/2)}{(\pi fT_w/2)^2}$$

对于$h(t)$和$H(f)$，参见图5-22。

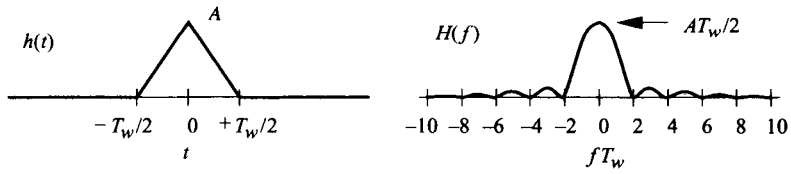


图5-22 基宽为T_w的三角形脉冲$h(t)$的傅里叶变换函数$H(f)$

例5.16

δ函数的周期级数的傅里叶变换：

$$h(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(t-kT_r)$$

$$H(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(t-kT_r)\mathrm{d}t = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{-j2\pi kf/f_r}, \qquad f_r = 1/T_r$$

当f是f_r的整数倍（$f = mf_r$）时，$H(f)$为常数1的无穷和，故为无穷大（见图5-23）。当f不是f_r的整数倍时，则这个无穷和为0，因为它的项在零附近对称地振荡：

$$H(f) = f_r\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta(f-kf_r)$$

一个间距为T_r的时间δ函数的无穷级数的傅里叶变换是一个间距为$f_r = 1/T_r$的频率δ函数的无穷级数。

这个结果对下一节十分重要，我们将利用这个结论和傅里叶卷积定理推导出周期时间函数的变换。

注意 在时域中减少I_r，会使得δ函数的密度增加，而在频率域内，减少I_r会使得δ函数的密度按同一因子减少。为了满足帕斯维尔定理，例5.16的傅里叶变换振幅包含因子f_r。

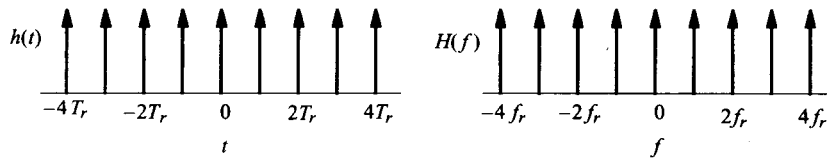


图5-23 周期δ函数$h(t)$的无穷级数的傅里叶变换$H(f)$

帕斯维尔（Parseval）定理

比较时域中一个函数的全局规范化与它的傅里叶变换是很有用的。帕斯维尔定理对结论叙述如下:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t)\mathrm{d}t = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\,\mathrm{d}f$$

这个关系式说明对时域里求能量（电压平方）和对频域里求能量（傅里叶振幅平方）是等价的。

5.8.2 周期波形的傅里叶变换

两个函数$g(t)$和$h(t)$的卷积运算$f(t)$定义如下:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t')h(t-t')\mathrm{d}t' = g(t) * h(t)$$

函数$h(t)$在时间轴上卷积，移动时间变量t，并乘以$g(t')$，并且在所有时间区间上积分。

傅里叶的卷积定理可以将时域中的卷积变换成频域中的简单乘法。总结如下:

傅里叶卷积定理

两个函数卷积的傅里叶变换是两个函数傅里叶变换的乘积。

我们将这个定理用于确定一系列方波、一系列三角波和一般周期波的傅里叶变换。

图5-24表明宽度$T_w = T_r/2$的矩形脉冲与重复周期为T_r的一系列δ函数卷积，产生一系列的对称方波。称它们是对称的，因为当波形沿着时间轴移动的时候，具有相同的形状。为了计算出函数卷积的傅里叶变换，我们仅需要将一个单个矩形脉冲的傅里叶变换和时间周期为T_r的δ函数的傅里叶变换相乘就可以了。

得出的结果是: 一个0频率成分加上非0成分，这个非0成分是基本重复频率$f_r = 1/T_r$的奇数倍。$H(f)$由下式得出:

$$H(f) = \frac{A}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\pi f/2f_r)}{\pi f/2f_r}\delta(f - kf_r)$$

仅当$f = 0$而且f是f_r的奇数倍时，$H(f)$不为0:

$$H(0) = A/2 \qquad H(f_r) = A/\pi$$
$$H(2f_r) = 0 \qquad H(3f_r) = -A/(3\pi)$$
$$H(4f_r) = 0 \qquad H(5f_r) = A/(5\pi)$$
$$\vdots \qquad\qquad \vdots$$

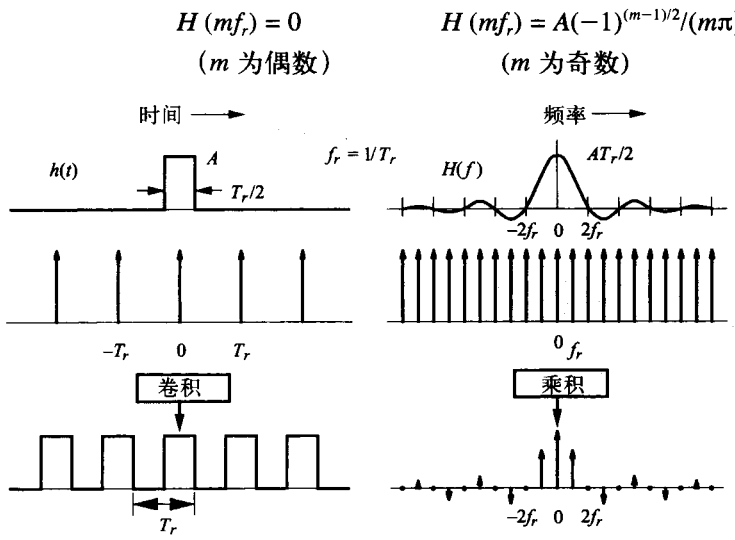


图5-24 周期为T_r的对称方波的傅里叶变换。左图：宽度为$T_r/2$的单个方波与周期δ函数 $\Sigma\delta(t-mT_r)$的卷积。右图：单个方波傅里叶变换与周期δ 函数 $\Sigma\delta(tf-mf_r)$的乘积，其中$f_r = 1/T_r$

图5-25显示基宽为T_r的单个三角形脉冲与重复周期为T_r的系列δ函数的卷积，产生一系列的对称三角波函数。

要确定卷积的傅里叶变换，我们仅需要将单个三角形脉冲的傅里叶变换和时间周期为T_r的δ函数的傅里叶变换相乘。结果就是：一个0频率分量加上非0成分，这个非0成分是基本重复频率$f_r = 1/T_r$的奇数倍。由下式可以得到函数$H(f)$：

$$H(f) = \frac{A}{2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\frac{\sin^2(\pi f/2f_r)}{(\pi f/2f_r)^2}\delta(f-kf_r)$$

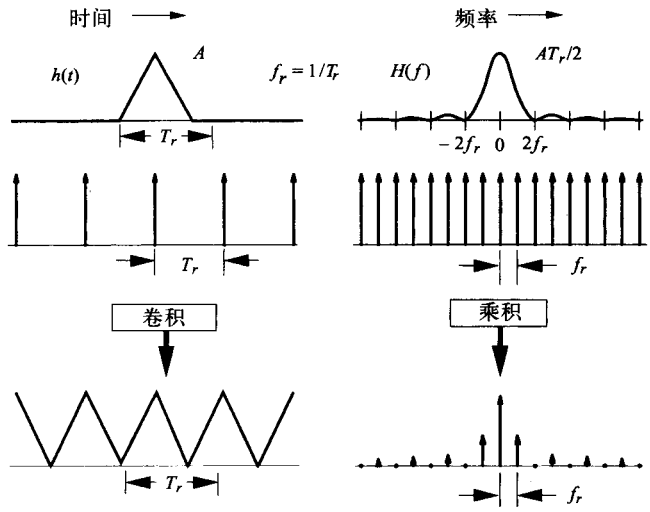


图5-25 周期为T_r的对称三角波的傅里叶变换。左图：宽度为T_r单个三角形波和周期δ函数 $\Sigma\delta(t-mT_r)$的卷积。右图：单个三角波的傅里叶变换和周期δ函数 $\sum\delta(tf-mf_r)$的乘积，其中 $f_r = 1/T_r$

函数$H(f)$仅对$f=0$和f_r的奇数倍不为0:

$$H(0)=A/2 \qquad H(f_r)=2A/\pi^2$$
$$H(2f_r)=0 \qquad H(3f_r)=2A/(3\pi)^2$$
$$H(4f_r)=0 \qquad H(5f_r)=2A/(5\pi)^2$$
$$\vdots \qquad \vdots$$
$$H(mf_r)=0 \qquad H(mf_r)=2A/(m\pi)^2$$
$$(m\text{ 为偶数}) \qquad (m\text{ 为奇数})$$

如图5-26所示，如果时间函数是以P为周期的周期函数，则它的傅里叶变换是从0到P之间函数的傅里叶变换和频率为k/P的一系列δ函数的乘积，仅在$1/P$的整数倍的情况下结果是非零，而且傅里叶系数由下式得到:

$$H_k=\frac{1}{P}\int_0^P h(t)e^{-j2\pi kt/P}dt$$

一个周期波形分解成谐波成分称为傅里叶级数分析，而时间函数$h(t)$可以由下面的傅里叶级数展开所恢复(t):

$$h(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}H_k e^{j2\pi kt/P}$$

周期函数的傅里叶变换仅在频率为基频$f_r=1/$周期的整数倍时是非零的。频率kf_r的成分称为第k次谐波。

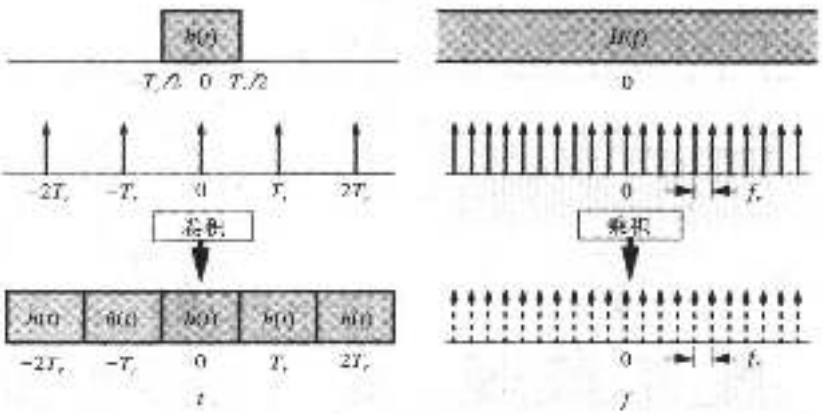


图5-26 时间周期性波形$h(t)$可以表示为，一个被定义在0和T_r之间波形的卷积与间距为T_r的δ函数的无穷级数的卷积。这与频谱$H(f)$与间距为f_r的δ函数的无穷级数的乘积等价。这样，任何一个周期波形都具有在频率上离散的傅里叶变换

5.8.3 周期采样时间函数的傅里叶变换

傅里叶频率卷积定理允许在时域的乘法变换成为在频域上的卷积。

傅里叶频率卷积定理

两个函数乘积的傅里叶变换是它们的傅里叶变换的卷积。

现在，我们用这个定理，确定一个周期性采样的连续波形的傅里叶变换。图5-27表示一个正弦波的采样和正弦波与时域中的无穷系列δ函数的乘积。相对应的傅里叶变换，则是正弦波的傅里叶变换与频域中无穷系列δ函数的卷积。注意，使用低通滤波器，可以恢复原始正弦波，这种滤波器保存频率f_0而且消除高倍频。

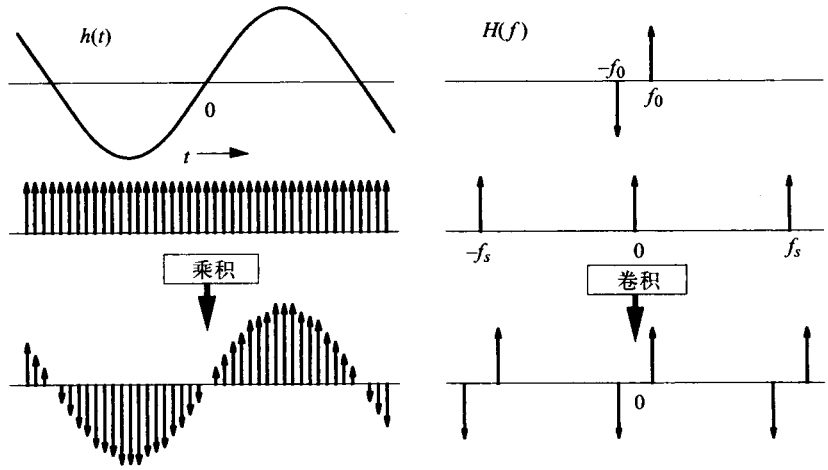


图5-27 在频率f_s采样的频率f_0的正弦波。在时域上的结果是正弦波与采样无穷系列δ函数的乘积。在频率域上对应的结果是正弦波的傅里叶变换与无穷系列δ函数的卷积

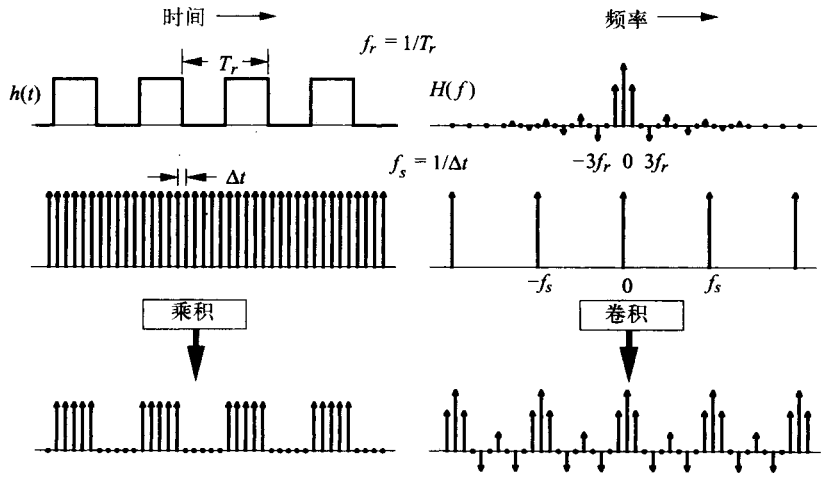


图5-28 在时域上采样波形会引起在频域上的混叠。左图：周期为T_r的对称方波与采样函数 $\sum\delta(t-mT)$ 相乘。右图：周期方波的傅里叶变换与系列δ函数 $\sum\delta(f-mf_S)$ 的卷积，其中 $f_S=1/T$。由于周期方波的傅里叶变换的频谱超出从$-f_s/2$到$+f_s/2$的范围之外，所以，该卷积导致傅里叶振幅和混叠的重叠

图5-28表示系列矩形波的采样。因为系列方波（前面用傅里叶卷积定理导出）的傅里叶变换在频率上没有限制，所以，在频域上的卷积会引起严重的重叠现象。特别是，较低频率会受到附加的无穷系列高频振幅的损害。这是第3章时域中里描述的混叠现象的另外一种观点。如果被采样的波形被限制在频谱为一半的采样频率，就不会发生混叠（见图5-29）。模拟滤波（一种抗混叠的滤波器）常被用来消除以上所限制的频率。

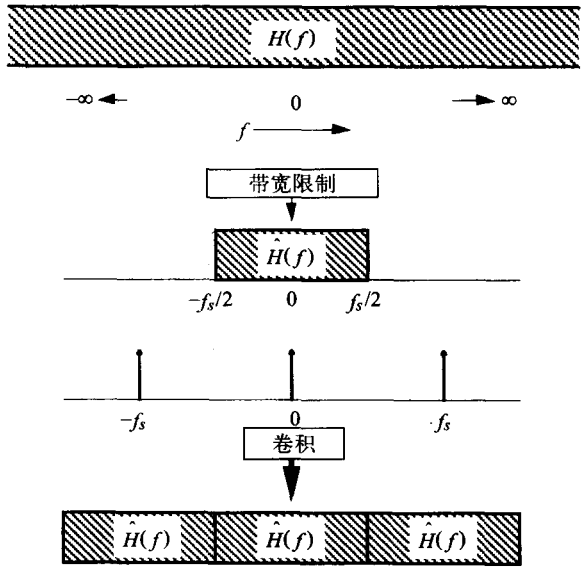


图5-29 通过限制波形频谱$H(f)$为在$-f_s/2$到$+f_s/2$之间的频率，则在频率f_s的采样就不会引起混叠。这个采样等效于有限频谱$\hat{H}(f)$的带宽与以频率f_s分隔的δ函数的无穷级数的卷积

5.8.4 有效地使用混叠——采样示波器

如果模拟波形以定义明确的频率f_r完全重复，则它的傅里叶变换在频率上是离散并且由无穷系列的谐波组成，这些谐波在频率为f_r的整倍数上发生。然后，如果这个波形以频率$f_s = f_r - d$被采样，则所有谐波会被混叠，使谐波降低f_r/d。于是，就可能以比采样频率要高很多的频谱范围精确地采集重复波形。主要限制是在采样之前系统输入的模拟带宽。

在时域上，可以把这个技术想像为在时间上稍微滞后的每个重复波形的采样（见图5-30）。这就导致所采样本是一个放慢的波形。在频域上，可以看作是一个无限系列谐波（第k个谐波在频率kf_r处）与整倍数频率$(f_r - d)$的无限系列采样δ函数的卷积（见图5-31和图5-32）。实际频率与观测频率之间的周期性三角形关系，在第3章中已经讨论过，也可以见图5-33。一个前提条件是波形是周期性的，这样，在谐波频率之间，傅里叶振幅为零。

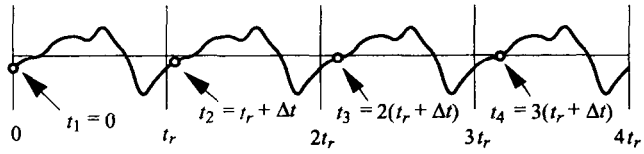


图5-30 在时域中，用一个稍微长的采样周期完成一个周期波形的疏采样。每一个样本在相位上都逐渐滞后。结果是一系列的时间样本，其波形与原始波形相同，但是频率更低

如果信号的重复频率是f_r，而带宽限制是$f_{max} = n_{max} f_r$，则当

$$n_{max}(f_r - f_s) = f_s/2$$

时可避免频率重叠，解得：

$$m_{max} f_r = f_s(n_{max} + 1/2)$$

$$f_s = \frac{f_r}{1+1/(2n_{\max})} \approx f_r[1-1/(2n_{\max})]$$

例如：$f_{\max}$ = 1 GHz，f_r = 1 MHz，则$n_{\max}$ = 1 000，f_s = 999.5 kHz，及d = 500 Hz。

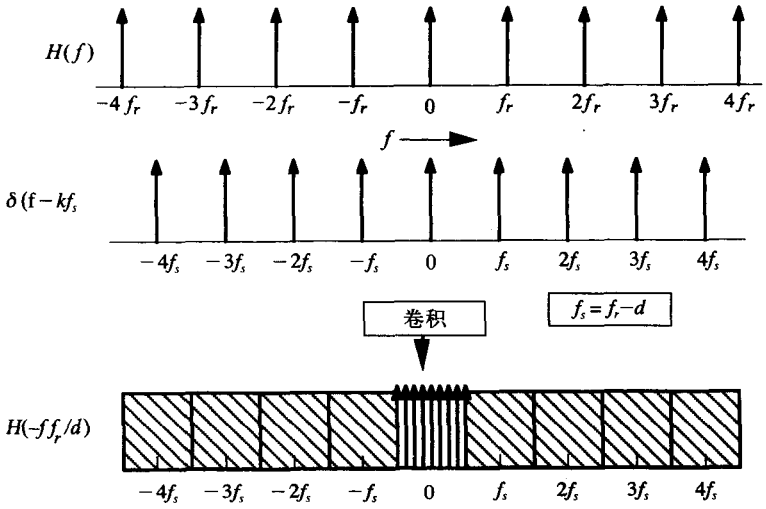


图5-31 在频率域中，在一个略低频率的取样周期波形，可以看作为一个频率为kf_r的无限系列谐波与一个频率为if_s的无限系列采样δ函数的卷积，其中$f_s = f_r - d$。混叠使得谐波频率减少了一个因子f_r/d

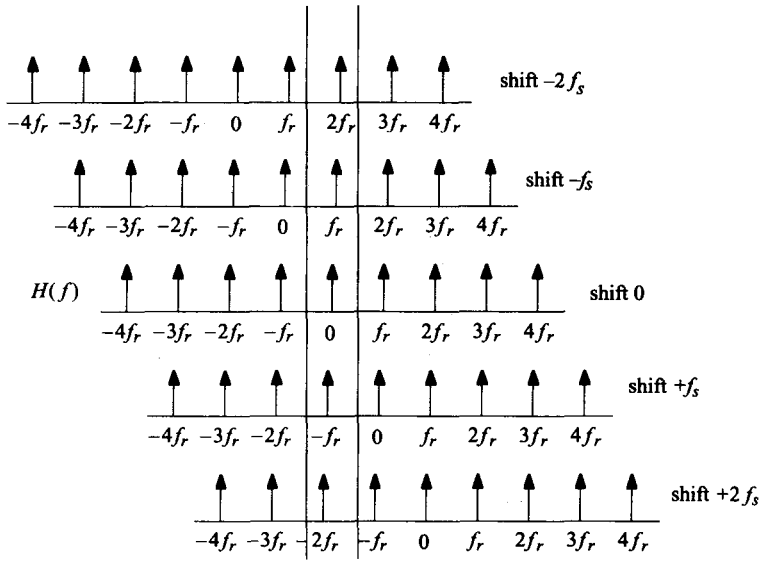


图5-32 在略低频率下对一个周期波形采样时，产生的频率卷积过程。这种卷积是一系列的移位和加法运算

这种技术的一个变形通常用于采样示波器。例如，假设模拟输入带宽为1 GHz，采样频率为50 MHz，重复频率为1 MHz。在第一个重复中，采样50个样本，每个样本的采样时间为20 ns。第二个重复中，采样触发器延迟1ns，又有50多个样本被采样。随着每一次重复，采样触发器累进地延迟以插入数据。在20次重复后，1 000个样本被采样，每个样本间隔1ns，而且

有效采样频率为1GHz。

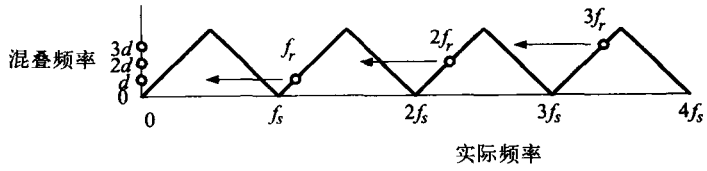


图5-33 在频率nf_r的第n次谐波被混叠到频率nd。因为信号以频率f_r为周期，所以只出现这些谐波

在图5-34的方框图中表示，如果能够产生准确的触发脉冲，则如何采样非周期脉冲样本，以累进的延迟时间采样每个连续的脉冲。

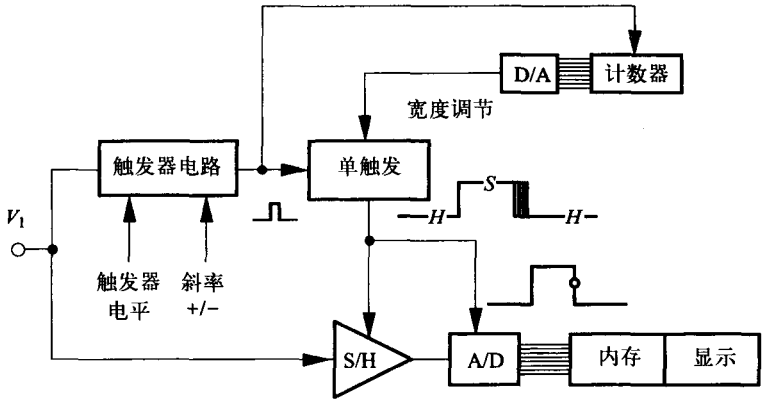


图5-34 采样示波器方框图

5.8.5 截尾时间函数的傅里叶变换

一个测量信号的傅里叶变换积分必须被及时截短（truncate），因为我们完全没有信号超出测量时间的信息。当函数$h(t)$是在$t = -S/2$ 与 $t = +S/2$之间进行测量时，在这些限制条件下进行傅里叶变换时，结果是$r(t)$ $h(t)$在所有t上的傅里叶变换

$$\hat{H}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)h(t)e^{-j2\pi ft}dt$$

其中，当t值在 $-s/2$ 与 $+s/2$ 之间时窗口函数$r(t) = 1$，而在其他情况下$r(t) = 0$。
根据傅里叶卷积定理，这个傅里叶变换是$H(f)$ 和 $R(f)$的卷积，即$r(t)$的傅里叶变换（见图5-35）：

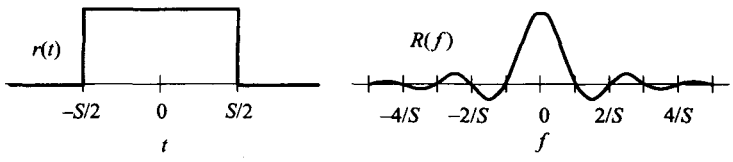


图5-35 矩形时间窗口和它的傅里叶变换

如果$h(t)$是以S为周期的周期函数，仅当频率$f_n = n/S$时，$H(f)$为非零。对那些频率，除了$f_0 = 0$之外，$R(f_n)$都为零。因而，卷积不会改变$H(f)$。当$h(t)$的频率成分不是$1/S$的整倍数时，问

题出现。卷积将引起频率振幅$H(f)$发散到频率范围之外。这样的发散叫做“频谱泄漏”，并且引起脉动波纹下跌到$1/f$。观察时域，这些频谱泄漏由于非周期性分量在$t = -S/2$ 和 $t = S/2$ 之间的不连续性（数值上或斜率上）引起的。

通常解决这个问题是用函数$c(t)$乘$h(t)$，$c(t)$在$t = -S/2$ 与$t = S/2$之间逐渐地变小，因此，在那些点上结果为零值或零斜率。一个简单而有效的函数是汉宁（Hann）窗口：

$$c(t)=\frac{1}{2}[1+\cos(2\pi t/S)]$$

由此可得傅里叶变换：

$$C(f)=\frac{1}{2}\delta(f)+\frac{1}{4}\delta(f-1/S)+\frac{1}{4}\delta(f+1/S)$$

然后函数$h(t)$乘上截尾的汉宁窗口$w(t) = c(t)r(t)$，截尾的汉宁窗口的傅里叶变换$W(f)$由$C(f)$和$R(f)$的卷积给出（见图5-36）。

$$W(f)=\frac{\sin(\pi fS)}{2\pi f}+\frac{\sin[\pi(f-1/S)S]}{4\pi(f-1/S)}+\frac{\sin[\pi(f+1/S)S]}{4\pi(f+1/S)}$$

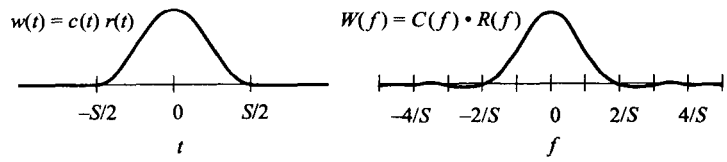


图5-36 截尾的汉宁窗口（上升的余弦）和它的傅里叶变换

结论是，如果在任意一个波形$h(t)$在一个时间周期S上采样，而且$h(t)$在周期S中有任何非周期频率分量，则必须用一个逐渐变小的时间窗口（例如汉宁窗口）乘以测量值，以减少频谱泄漏。如果不这样做，就相当于$R(f)$与实际$H(f)$的卷积，这时有扩展的旁瓣。乘上汉宁窗口$c(t)$，是等效于用$W(f)$ 与实际傅里叶变换的卷积。当$W(f)$显著地减少大量频率上的混杂后，在$R(f)-1/s$和$R(f)$ $+1/s$之间，$W(f)$与$R(f)$相比较更大的旁瓣。如果能使采样窗口S更大的话，这种频率分辨率的损失是可以恢复的。

5.8.6 离散傅里叶变换

如果一个函数$h(t)$有周期S，即$h(t) = h(t+S)$，在这个周期内采样，$S = M\Delta t$，$t_k = k\Delta t$和$h_k = h(t_k)$。这样的样本可以表达如下：

$$\hat{h}(t)=\sum_{k=0}^{M-1}\delta(t-t_k)h(t)$$

傅里叶变换（标准化到一个周期）由下式给出：

$$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}\sum_{k=0}^{M-1}\delta(t-t_k)h(t)e^{-j2\pi ft}dt=\sum_{k=0}^{M-1}h(t_k)e^{-j2\pi ft_k}$$

从上面的等式，我们可以看到只有f是$1/S$的整数倍时$H(f)$的值才是非零。定义第n次谐波频率$f_n = n/S = n/(M\Delta t)$：

$$H(f_n) = H_n = \sum_{k=0}^{M-1} h_k e^{-j2\pi f_n k\Delta t} = \sum_{k=0}^{M-1} h_k e^{-j2\pi nk/M}$$

正如前面所示，离散傅里叶变换（DFT）是连续傅里叶变换的特例，离散傅里叶变换是在时域内有限数目离散点的已知波形上进行的。在波形是已知的时间间隔外，假定波形将在时轴的过去和未来两边不断地重复。离散傅里叶变换的一个重要应用是确定一个周期波形的正弦和余弦分量。在许多情况下，这些分量比波形本身的形状更有用。波形$h(t)$采样发生在M个时间间隔$t_0 = 0$，$t_1 = \Delta t$，$t_k = k\Delta t$，…，$t_{M-1} = (M-1)\Delta t$上。采样频率为$f_s = 1/\Delta t$。整个采样窗口是$S = M\Delta t$（见图5-37）。

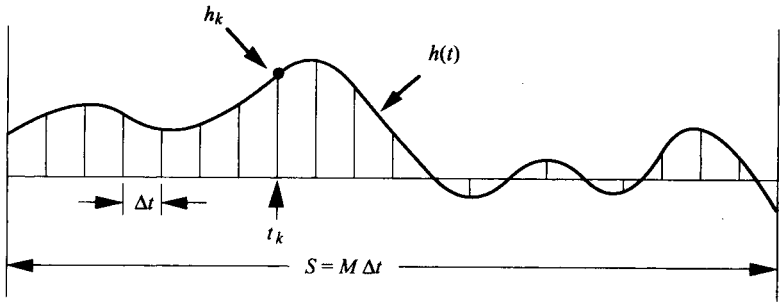


图5-37 以均匀的时间间隔Δt采样的波形。采样频率为$f_s = 1/\Delta t$

用符号$h_k = h(t_k)$，h_k的离散傅里叶变换定义如下：

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1} h_k e^{-j2\pi nk/M}$$

注：$e^{j\phi} = \cos\phi + j\sin\phi$，$e^{-j\phi} = \cos\phi - j\sin\phi$，$e^0 = e^{j2\pi} = 1$，而$e^{-j\pi} = -1$。

离散傅里叶变换系数的意义分别是，H_0是频率为零（直流分量）时的傅里叶系数，H_1是频率为$f_1 = f_s/M$（每秒一周期）时的傅里叶的系数，H_n是频率为$f_n = n f_s/M$（每S秒n周期）时的傅里叶的系数。

例5.17

在下面波形上执行离散傅里叶变换：

$$h_k = A + B\sin(2\pi kP/M)\text{，其中}P\text{是整数}$$

$$H_0 = \sum_{k=0}^{M-1} A = MA$$

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1} [A + B\sin(2\pi kP/M)][\cos(2\pi kn/M) - j\sin(2\pi kn/M)], \quad n > 0$$

由于正弦和余弦级数的正交性质（在下例中将看到），对h_k有：

$$H_P = \sum_{k=0}^{M-1} -jB\sin^2(2\pi kP/M) = \frac{-jBM}{2}$$

$$H_{M-P} = \sum_{k=0}^{M-1} jB\sin^2(2\pi kP/M) = \frac{jBM}{2}$$

而所有其他的傅里叶系数为零。因此，可见第n个傅里叶系数用来描述任意一个正弦波分量的振幅，这种正弦波分量具有每个采样间隔n个完整周期。

例5.18

在一般展开式

$$h_k = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos(2\pi mk/M) + b_m \sin(2\pi mk/M)$$

关联系数a_j和b_j与傅里叶系数H_n的关系。

首先，我们执行h_k的离散傅里叶变换：

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1}\left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos(2\pi mk/M) + b_m \sin(2\pi mk/M)\right] \times [\cos(2\pi nk/M) - j\sin(2\pi nk/M)]$$

因为

对所有m和n，$\sum_{k=0}^{M-1}[\cos(2\pi m/M)\sin(2\pi nk/M)] = 0,$

对所有$m \neq n$，$\sum_{k=0}^{M-1}[\cos(2\pi mk/M)\cos(2\pi nk/M)] = 0,$

对所有$m \neq n$，$\sum_{k=0}^{M-1}[\sin(2\pi mk/M)\sin(2\pi nk/M)] = 0$

和

$$\sum_{k=0}^{M-1}[\cos^2(2\pi nk/N)] = \sum_{k=0}^{M-1}[\sin^2(2\pi nk/N)] = M/2.$$

对于$n = 0$，我们有

$$\boxed{H_0 = \sum_{k=0}^{M-1} a_0 = Ma_0}$$

而对于$0 < n < M$：

$$\boxed{\begin{aligned} H_n &= \sum_{k=0}^{M-1}[a_n \cos^2(2\pi nk/M) - jb_n \sin^2(2\pi nk/M)] \\ &= (M/2)(a_n - jb_n) \end{aligned}}$$

$$\boxed{a_n = (2/M)\mathrm{Re}\,(H_n),\ b_n = -(2/M)\mathrm{Im}(H_n)}$$

我们看到H_n的实部与展开式的余弦项有关，而H_n的虚部与展开式的正弦项有关。

对区间0到$M/2$之外的傅里叶系数有什么对应的关系？由离散傅里叶变换的定义可知，每个采样间隔S为M个周期的傅里叶振幅与每个采样间隔S为零个周期的傅里叶振幅是相同的：

$$H_M = \sum_{k=0}^{M-1} f_k e^{-j2\pi k} = \sum_{k=0}^{M-1} f_k = H_0$$

对于上面每个采样间隔S的M个样本，所有的傅里叶振幅等于它们的较低的相应部分：

$$H_{M+n}=\sum_{k=0}^{M-1}h_k e^{-j2\pi k}e^{-j2\pi kn/M}=\sum_{k=0}^{M-1}h_k e^{-j2\pi kn/M}=H_n$$

在每个采样间隔S的$M/2$个样本与M个样本之间，我们可以得到以下的结果：

$$H_{M-n}=\sum_{k=0}^{M-1}h_k e^{-j2\pi k}e^{+j2\pi kn/M}=\sum_{k=0}^{M-1}h_k e^{+j2\pi kn/M}$$

如果h_k是实数，则$H_{M-n}=H_n^*$和$H_{M/2}$是实数（*表示复共轭）。$H_{M/2}$是频率为$M/2$时（每$2\Delta t$个样本1个周期，或每M个样本$M/2$个周期）的傅里叶系数。这是离散傅里叶变换所能确定的最高频率。所有更高频率的傅里叶系数要么等于更低频率的傅里叶系数，要么等于更低频率的傅里叶系数的复共轭。这样，只有$M/2$与傅里叶系数无关。

这种效果的另一例证是每个采样间隔S有$m+M$个完整周期的正弦波的傅里叶变换：

$$h_k=\sin[2\pi k(m+M)/M]$$

$$H_n=\sum_{k=0}^{M-1}\sin[2\pi k(m+M)/M][\cos(2\pi kn/M)-j\sin(2\pi kn/M)]$$

$$H_m=-jM/2 \qquad H_{M-m}=jM/2$$

比较上面的结果，我们看到每个采样间隔有$m+M$个周期的正弦波，它的离散傅里叶变换与每个采样间隔有m个周期的正弦波的离散傅里叶变换相同。像较低频率的离散傅里叶变换那样，每个采样间隔S出现$M/2$个周期以上的频率外貌特征，是由于对波形采样不适当而造成的。

一个整数倍傅里叶变换有相应的频率周期，但是这样的频率范围在移动（见图5-38）。

通常来说，如果采样频率不合适，在离散傅里叶变换中，就会出现实际波形$h(t)$的更高频率部分与更低频率部分相同。这就叫频率混叠(frequency aliasing)。在这种情况下，在采样执行以后这种数据是不可更正的。解决这样的问题，通常是用一个低通模拟滤波器（抗混叠滤波器，anti-aliasing filter）在采样前消除所有在$f_s/2$以上的频率。

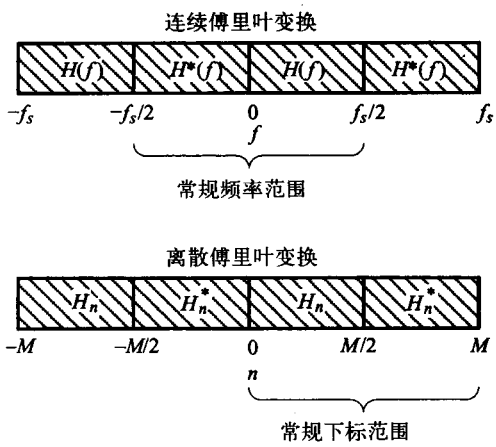


图5-38 在频率f_s采样的实际波形的连续傅里叶变换与离散傅里叶变换的排列

采样定理描述了这种结果。

采样定理

若要从采样样本中完全恢复连续的信号，采样频率f_s必须至少是信号最高频率的两倍。

每个傅里叶系数H_n一般是复数，实部描述类似余弦的振幅而虚部描述类似正弦的振幅。傅里叶量F_n定义为：

$$F_n=\sqrt{\mathrm{Re}(H_n)^2+\mathrm{Im}(H_n)^2}$$

而相角θ_n由$\tan\theta_n = \mathrm{Im}(H_n)/\mathrm{Re}(H_n)$给出。

逆离散傅里叶变换由下式给出：

$$h_k = \sum_{n=0}^{M-1} \frac{H_n}{M} e^{+j2\pi nk/M}$$

注意：通过先执行正变换，然后执行前面给出的逆变换，就能够得到同样的函数。

如果我们在采样间隔S之外，估算h_k会产生什么结果？

$$h_{M+k} = \sum_{n=0}^{M-1} \frac{H_n}{M} e^{+j2\pi n} e^{+j2\pi nk/M} = h_k$$

我们可以看到，给出M个傅里叶系数，构造出的函数将以$S = MT$为周期不断地重复。这样与前面的结果相似，即给定M个样本，傅里叶系数将以周期$M = S/T$不断地重复。

5.8.7 快速傅里叶变换

快速傅里叶变换（FFT）是计算离散傅里叶变换(DFT)的有效计算方法。快速傅里叶变换由John W .Tukey和 James W.Cooley 在20世纪60年代提出的，并于1965年用 “An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series” 的标题在 “Mathematics of Computation,Vol.19,pp.297-301” 中发表。因为快速傅里叶变换与离散傅里叶变换在数学上是等价的，解释快速傅里叶变换的结果只要求理解离散傅里叶变换。快速傅里叶变换的计算效率来自离散傅里叶变换的项的灵活重组，这样，许多相同的项只需要计算一次。要直接计算前面给出的离散傅里叶变换等式，需要M^2次乘法和$M(M-1)$次加法。另一方面，直接计算快速傅里叶变换只需要$M\log_2 M$次乘法和$2M\log_2 M$次加法。

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1} h_k e^{-j2\pi kn/M} = \sum_{k=0}^{M-1} h_k W^{nk} \tag{5-8}$$

其中，我们定义$W = e^{-i2\pi/M}$和$W^0 = W^M = 1$。把它写成矩阵形式并利用$W^{M+nk} = W^{nk}$的关系，例如对于$M = 4$，可得

$$\begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^1 & W^2 & W^3 \\ 1 & W^2 & 1 & W^2 \\ 1 & W^3 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

快速傅里叶变换效率的关键，是通过交换某些行来实现的矩阵分解：

$$\begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W^2 & 1 & W^2 \\ 1 & W^1 & W^2 & W^3 \\ 1 & W^3 & W^2 & W^1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & W^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & W^1 \\ 0 & 0 & 1 & W^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & W^2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & W^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

通常，有$\log_2 M$个矩阵，每个矩阵包含$M/2$个复乘法运算和M个复加法运算。每次出现$W^0 = 1$意味着一个简单的加法运算。W的其他乘方包含与一个预先计算出的常数值相乘。当

M增大时，我们得到$\log_2 M$个稀疏矩阵。式(5-7)的直接法要求M^2个复乘法和$M(M-1)$个数加法。按照浮点运算的次数，通过直接法，快速傅里叶变换得到一个近似的$M/(2\log_2 M)$因子，当$M = 4\ 096 = 2^{12}$时，该因子大于100。

例5.19

在图5-39中，对三角波进行快速傅里叶变换，以决定谐波振幅。使用附录D中给出的fft.c编码。用原始三角波，与常数加第一次谐波的和进行比较，以及与常数和加第一次谐波再加第三次谐波的加和进行比较。

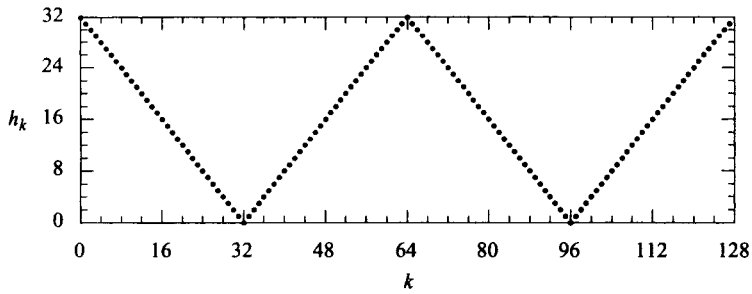


图5-39 每128个样本具有两个周期的三角波$h(t)$

从前面一节，我们知道复数离散傅里叶变换系数H_n可以用来恢复原始波形样本h_k:

$$h_k = \sum_{n=0}^{M-1} a_n \cos(2\pi nk/M) + b_n \sin(2\pi nk/M)$$

其中，$a_0 = H_0/M \qquad b_0 = 0$

$a_n = (2/M)\mathrm{Re}(H_n) \quad b_n = -(2/M)\mathrm{Im}(H_n) \quad n > 0$

因为时间函数是对称的，所以，所有傅里叶振幅都是实数。平均值是16，所以$F_0 = 16 \times 128 = 2\ 048$。由于在采样间隔里有两个周期，第一次谐波的傅里叶振幅是H_2，第三次谐波的振幅是H_6，第五次谐波的振幅是H_{10}，如此类推。在执行快速傅里叶变换的操作中，我们发现$H_1 = 0$, $H_2 = 830.69$, $H_3 = H_4 = H_5 = 0$, $H_6 = 92.89$,$H_7 = H_8 = H_9 = 0$, $H_{10} = 33.88$等。规定h_n,k为第n个傅里叶分量的第k个值，用上面的公式，我们得出:

$$h_{0,k} = (2\ 048/128) = 16 \quad h_{1,k} = 0$$
$$h_{2,k} = (830.69/64)\cos(2 \times 2\pi k/128)$$
$$h_{3,k} = h_{4,k} = h_{5,k} = 0$$
$$h_{6,k} = (92.89/64)\cos(6 \times 2\pi k/128)$$
$$h_{7,k} = h_{8,k} = h_{9,k} = 0$$
$$h_{10,k} = (33.88/64)\cos(10 \times 2\pi k/128)$$

常数加第一次谐波（见图5-40）是逼近三角波的上升余弦，它们的差（见图5-41）有12个零点交叉。这说明第二次谐波是零，因此也可以预计出第三次谐波它们都有12个零点交叉。

常数加第一次谐波和第三次谐波（见图5-42）更加接近三角波，它们的差有20个零点交叉。这说明第四次谐波是零，并预计第五次谐波也有20个零点交叉。

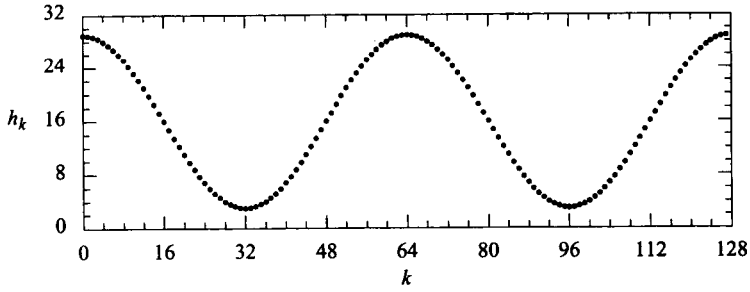


图5-40 常数项加第一次谐波的和($h_{0,k} + h_{2,k}$)

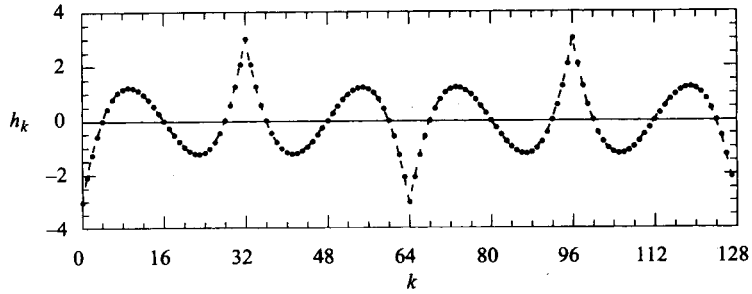


图5-41 三角波f_k与常数项加第一次谐波($f_k - h_{0,k} - h_{2,k}$)的差

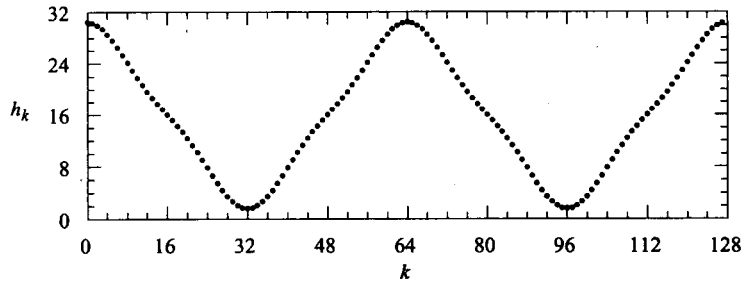


图5-42 常数项加第一次谐波和第三次谐波的和($h_{0,k}+h_{2,k}+h_{6,k}$)

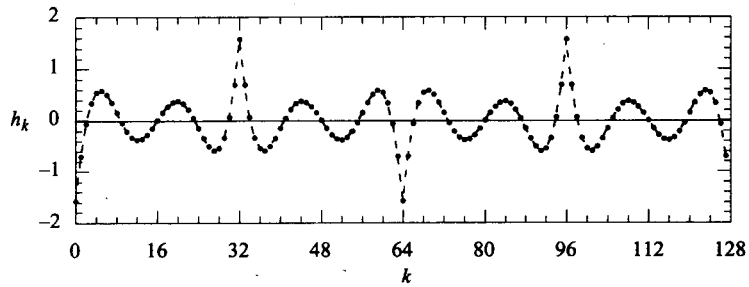


图5-43 常数项加第一次谐波和第三次谐波与三角波f_k的差($f_k - h_{0,k} - h_{2,k} - h_{6,k}$)

5.8.8 快速傅里叶变换函数和开窗术的应用

快速傅里叶变换函数及其应用列于附录D。它应用于实验练习21，22和24中。

图5-44表示函数$h_k = 1 + \cos(5 \times 2\pi k/128)$，它在$k = 0$到$k = 127$的区间内有5个完整的周期。图5-45表示这个函数的128点快速傅里叶变换。由于常数项是1，H_0的傅里叶的幅值是128(128项的和)。因为在每个完整的采样间隔里有5个周期，$n = 5$和$n = M - 5 = 123$，傅里叶幅值为非零。其他所有傅里叶幅值为零。$n = 64$的系数对应于奈奎斯特频率极限。

对于一个普通输入波形，我们不能保证在截断间隔S里它有整数个谐波分量被采样。图5-46表示函数$h_k = 1 + \cos(5.5 \times 2\pi k/M)$，它在$k = 0$到$k = M - 1 = 127$之间有5.5个周期。

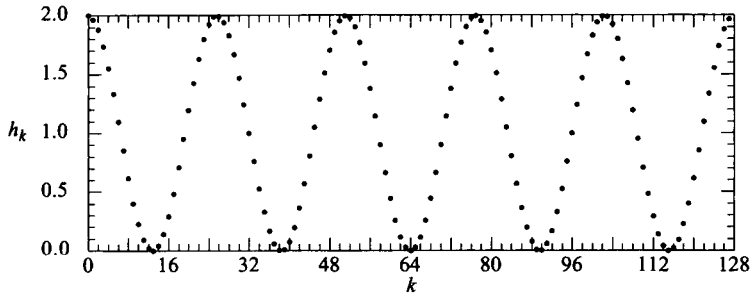


图5-44 在128个时间点采样的五个周期正弦波。$h_k = 1 + \cos(5 \times 2\pi k/M)$。见图5-45傅里叶变换

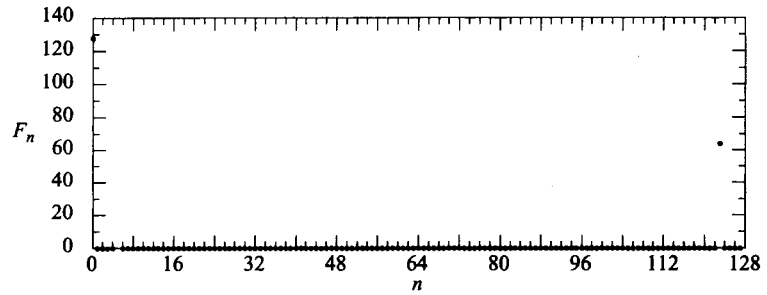


图5-45 $f_k = 1 + \sin(5 \times 2\pi k/16)$的傅里叶系数的幅值。$M_0 = 128$, $M_5 = M_{59} = 64$

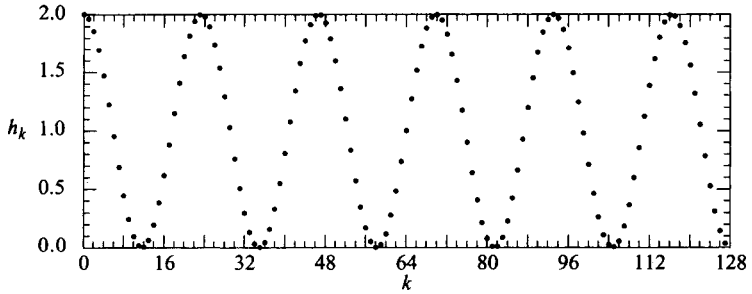


图5-46 在64个时间点采样的余弦波5.5个周期。$h_k = 1 + \cos(5.5 \times 2\pi k/M)$。见图5-47的傅里叶变换

在这种情况下，要求傅里叶系数（见图5-47）描述出现在截断区间边缘的间断性。当h_{127}接近零时，下一个值$h_{128} = h_0 = 2$。因为这种间断性不会发生在非截断的波形中，所以，我们应该预期非零的傅里叶系数只会出现在H_0, H_5, H_{123}, H_6, H_{122}。所有其他系数的非零值代表一个

不期望的“频谱泄漏”。

解决这个问题的其中一种方法是用一个特殊的“窗口”，或者一个乘以采样数据的截断函数，在截断区间的边缘处使结果逐渐归零。人们已经提出很多这样的函数，但是，我们将使用汉宁的或者上升的余弦窗口（见图5-48），因为它们同时具有简单性和有效性。

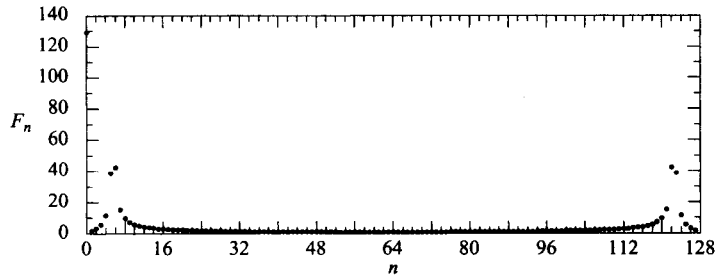


图5-47 5.5个周期正弦波的快速傅里叶变换系数的幅值。峰值的中心在$n = 5.5$和122.5之间。注意，频谱泄漏到其他系数中

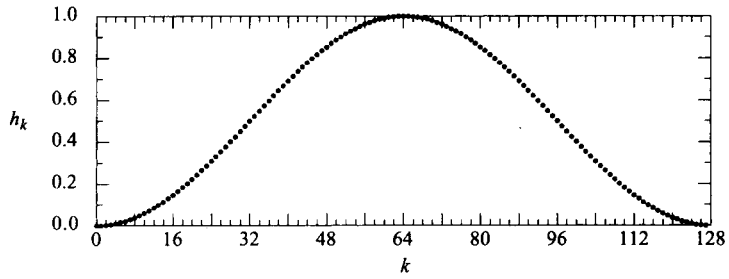


图5-48 汉宁窗口$h_k = 0.5[1 - \cos(2\pi k/M)]$

正如图5-36所示，除了H_0，H_1，H_{127}之外，汉宁窗口的傅里叶系数都相对地小。根据傅里叶卷积定理，用汉宁的函数乘以波形的时间采样的积，等效于这个波形的傅里叶系数与汉宁函数的傅里叶系数的卷积。所以，普遍的频谱泄漏（见图5-47）应该减少为穿过单个频率系数的泄漏。

图5-49表示5.5个余弦周期（见图5-46）乘以汉宁窗口（见图5-48）的积。

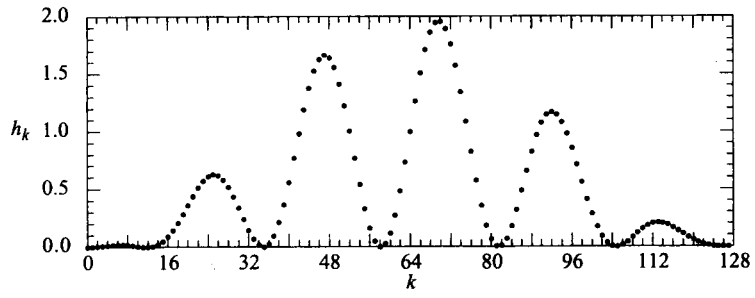


图5-49 5.5个周期的余弦波乘以汉宁窗口。$h_k = 0.5[1 - \cos(2\pi k/M)][1 + \cos(5.5 \times 2\pi k/M)]$

通过比较窗口函数（见图5-50）的傅里叶变换和非窗口函数（见图5-47）的傅里叶变换，我们可以看到汉宁窗口大大地减少了频谱泄漏。频谱泄漏的减少，与图5-46中转换为高频振幅时的急剧间断性的消除是一致的。汉宁窗口的其他作用，包括H_0系数按因子2减少，以及泄漏为H_1。

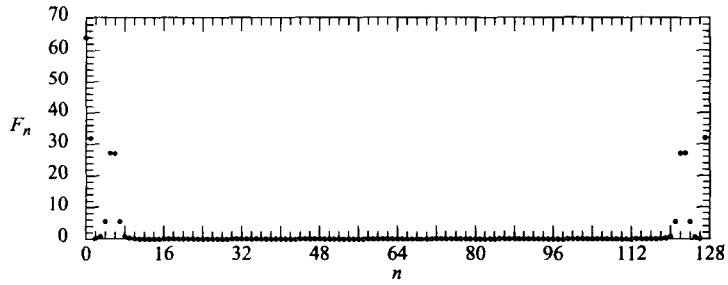


图5-50 $h_k = 0.5[1 - \cos(2\pi k/M)][1 + \cos(5.5 \times 2\pi k/M)]$的快速傅里叶变换
(用汉宁函数窗口化的5.5个周期的余弦波)

图5-51表示在间隔$k = 0$到127之间，5个完整的方波周期。图5-52表示这个函数的离散傅里叶变换。由于平均数是0.5，所以，F_0傅里叶的振幅是64。因为在每个完整的采样间隔里有5个周期，所有n不是5的倍数的F_n的值都等于零。由于方波是对称的，所以，所有偶次谐波n = 10,20,30,40,50,60也都为零。因为函数为实数，所以$H_n = (H_{128-n})$和$F_n = F_{128-n}$。

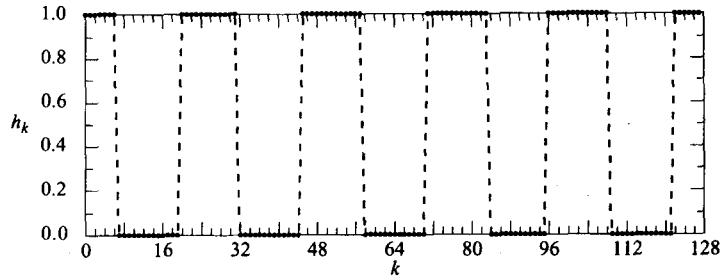


图5-51 在128个时间点采样的五个周期方波。虚线用来提供视觉导向

在图5-52中，我们在图像的每半面，看到方波的第1次、第3次、第5次、第7次、第9次和第11次谐波。然而，第13次谐波在傅里叶指数$13 \times 5 = 65$和$128 - 13 \times 5 = 63$处出现，并且，由于这些“交叉”到指数上会使得它们加入到更低频率。第15次，第17次谐波等许多谐波被看成进一步伸展到与甚至更低频率相应的指数中。这是一个说明混叠在离散傅里叶变换是怎样产生的很好的例子。

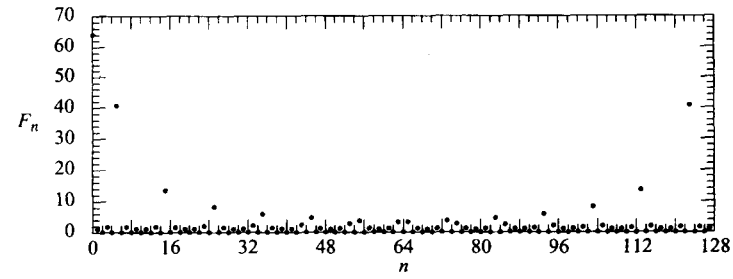


图5-52 五个周期方波的快速傅里叶变换系数的幅值。第1次、第3次、第5次、第7次和第9次谐波分别是n = 5,15,25,35和45

图5-53表示，经过一个四极点低通滤波器滤波后的五周期方波。图5-54中的傅里叶变换显示混叠的显著减少。

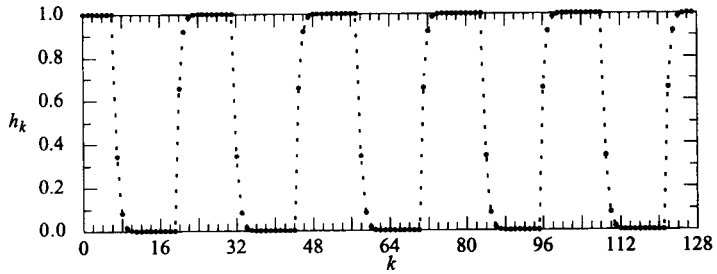


图5-53 在128个时间点采样的和用一个四极点低通滤波器滤波后的五周期方波。虚线用来提供视觉导向

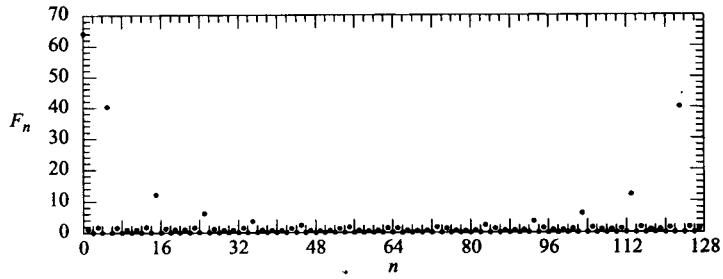


图5-54 经过一个四极点低通滤波器滤波后的五周期方波的快速傅里叶变换系数的幅值。第1次、第3次、第5次、第7次和第9次谐波分别是n = 5,15,25,35和45。注意减少混叠假像

图5-55表示经过四极点低通滤波器过滤后的5.5个周期方波。图5-56中的傅里叶变换显示在第1次、第3次、第5次、第7次、等谐波中的大量频谱泄漏。通过低通滤波器明显减少了更高次的谐波，而且混叠效应减少到最低限度。

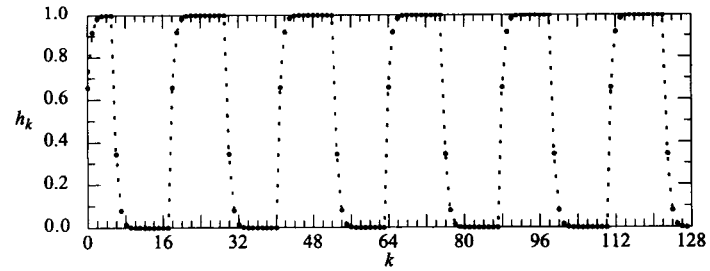


图5-55 在128个时间点采样的5.5个周期方波。虚线用作提供视觉导向

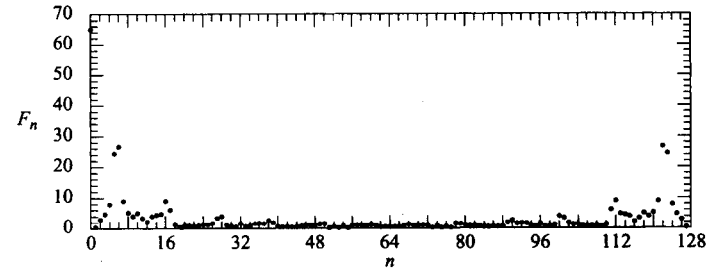


图5-56 经过四极点低通滤波后的5.5个周期方波的快速傅里叶变换系数的幅值。第1次、第3次、第5次、第7次谐波分别是n = 5.5,16.5, 27.5, 38.5。注意进入其他傅里叶变换系数的频谱泄漏

图5-57表示，在乘以汉宁窗口（见图5-48）后经过四极点低通滤波的5.5个周期方波。傅里叶变换（见图5-58）表示在指数5和6有一个清晰的第1次谐波，在指数16和17有一个第3次谐波，在指数27和28有一个第5次谐波，在指数38和39有一个第7次谐波，在指数49和50有一个第9次谐波，在指数60和61有一个第11次谐波。只有既采用低通滤波器（减少混叠）又采用汉宁窗口（减少频谱泄漏），才可以观测到期望中的频率分量。汉宁窗口的主要缺点是呈现旁瓣。这些旁瓣可以看成是第1次谐波在指数4和7的非零数值。

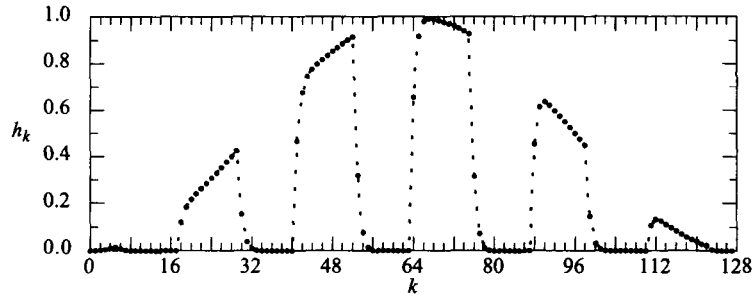


图5-57 经过四极点低通滤波和乘以汉宁窗口后的5.5个周期方波。虚线用作提供视觉导向

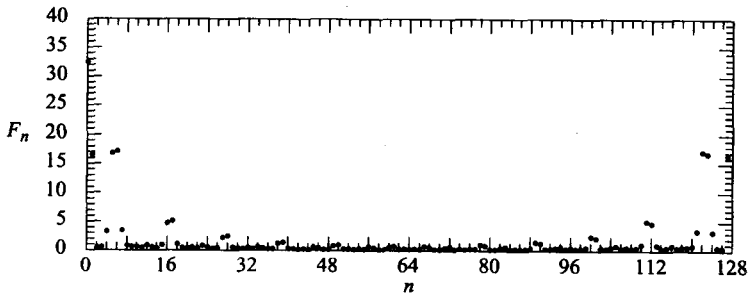


图5-58 经过四极点低通滤波和乘以汉宁窗口后的5.5个周期方波的快速傅里叶变换系数的幅值。第1次、第3次、第5次、第7次的谐波的中心分别在n = 5.5,16.5, 27.5, 38.5, 49.5。注意频谱泄漏的减少

5.8.9 采样系统设计因数的总结

当设计一个采样系统时，下面给出主要考虑因素的小结。正如上面所说的，我们假设样本是在周期T的均匀时间间隔抽取，采样频率为$f_s = 1/T$，抽取M个样本，跨过的时间间隔为$S = MT$。

最大信号频率

能够进行可靠采样的最大频率是$f_s/2$。在采样之前要进行低通模拟滤波（一种抗混叠滤波器）滤除较高的频率，否则它们将出现在$0 - f_s$频带。

抗混叠滤波器

实际上，低通滤波器不可能达到理想的锐角切除。正如第2章所讨论的那样，具有f_c的转角频率的八极点低通巴特沃思滤波器（增益 = 0.707），在$2f_c$时其增益为$2^{-8} = 0.4\%$。如果我们把$f < f_c$作为通带和$f > 2f_c$作为阻带，滤波后的信号将包含从0到f_c的准确的振幅信息，但是，在f_c与$2f_c$之间，也有不可忽略的分量。最高频率的两次采样等同于两次$2f_c$的采样。为防止大于$2f_c$的频率与低于f_c的频率混叠，我们必须在$f_s > 3f_c$处采样。

离散的傅里叶变换

离散的傅里叶变换确定波形的频率分量。第一个傅里叶系数是H_0，它描述平均分量或0 Hz分量。第n个傅里叶系数是H_n，它描述频率$f_n = nf_s / M = n / (MT) = n/s$的分量，那里每$S$或每$M$个样本有$n$个周期。对于真实的波形，最高频率的傅里叶系数是$H_{M/2}$，它的频率是$f_{M/2} = f_s / 2$。

频率的分辨率

在相邻的傅里叶系数间的频率差是$\Delta f = 1/S = 1/(MT)$。这就是频率分辨率，在检测中，比Δf更真实的频率分量无法单独分辨。对于给定的采样周期T，要得到更细的频率分辨率需要增加采样的数量M和相应地增加采样的时间S。然而，对于频率内的波形随时间变化是不可预测的，大数值的S限制了测量变化的速度。

周期波形

如果波形是理想周期性，在采样时间$S = MT$内恰好有m个周期，那么只有那些等于M的整数倍的傅里叶系数不为零。最低的频率系数（除了直流分量H_0）将是：在频率$f_m = m/S$的第1次谐波为H_m，而在频率$f_{km} = km/S$的第k谐波是H_{km}。

非周期波形

如果波形不是周期的，或者如果周期波的采样周期不是整数的，那么最后采样就不会与第一批样本平滑地连接。这种不连续性将会产生错误的高次频率分量（称为频谱泄漏），因为离散傅里叶变换假设波形的周期为s而且将提供傅里叶系数，这些系数逆变换为在边界不连续的周期波形。用平滑连接到零值的窗口乘以采样的数值（例如上升的余弦），将消除不连续性和几乎消除频谱泄漏。用这样的窗口乘以采样数据的一个特征，是和样本的傅里叶变换与窗口的傅里叶变换的卷积等价的。因此重要的是窗口具有高频分量的最小值。最好的情况是，频率的分辨率加宽，使得单纯正弦波的傅里叶变换跨过若干傅里叶系数。这种频率分辨率的损失可以通过增加$S = MT$得到补偿。

5.9 数字滤波器

实时线性数字滤波器的一般形式如下：

$$y_i = A_1x_{i-1} + A_2x_{i-2} + \cdots + A_Mx_{i-M} + B_1y_{i-1} + \cdots + B_Ny_{i-N} \tag{5-9}$$

这种滤波器描述一种变换，在这种滤波器中每一个新的输出值y_i都是先前的输入值x_{i-j}和先前的输出值y_{i-j}的线性组合。当所有的Bs取值为0时，该滤波器将产生有限冲激响应（finite impulse response，FIR）。当部分或全部Bs值为非零或者为充分小时，该滤波器将产生振幅随时间增加而减小的无限冲激响应（infinite impulse response，IIR）。如果某些Bs值不是充分小，滤波器可能是不稳定的。

数字滤波器的主要优点是容易改变（是软件而不是电路元件），而且也允许使用某些难以用模拟元件实现的滤波器。

注意 在其他滤波器处理中，通常假定在获得x_i后，就可以立即算出y_i，而主要的延迟发生在输出y_i和下一个输入x_{i+1}之间。所以，式5-9通常写成如下形式：

$$y_i = A_1x_i + A_2x_{i-1} + \cdots + A_Mx_{i-M+1} + B_1y_{i-1} + \cdots + B_Ny_{i-N}$$

但是，该假设不适合于实时数字滤波，因为实时数字滤波的速度是通过输出值y_i和锁存新的输入值x_i优化的。系统中不可避免地产生延迟是由于使用前一个x值和y值来计算新的y_i值。

5.9.1 有限冲激响应滤波器

有限冲激响应 (FIR) 滤波器的一般公式如下:

$$y_i = A_1 x_{i-1} + A_2 x_{i-2} + \cdots + A_M x_{i-m}$$

对一个输入脉冲

$$x_{i<0} = 0 \qquad x_0 = 1 \qquad x_{i>0} = 0$$

相应的响应为

$$y_{i<1} = 0 \qquad y_1 = A_1 \qquad y_2 = A_2 \cdots y_M = A_M \qquad y_{i>M} = 0$$

例 I

$y_i = x_{i-1}$ 恒等滤波器。滤波器的输出等于输入，并在时间上偏移1个滤波周期。

例 II

$y_i = x_{i-1} - x_{i-2}$ 线性近似一阶导数滤波器。滤波器的输出等于输入的微分，并在时间上偏移1.5个滤波周期。

例III

$y_i = x_{i-1} - 2x_{i-2} + x_{i-3}$ 二次近似二阶导数滤波器。滤波的输出等于输入的二阶微分，并在时间上偏移2个滤波周期。

例 IV

$y_i = 0.25x_{i-1} + 0.50x_{i-2} + 0.25x_{i-3}$ 平滑滤波器。输出是经过平滑的，并且偏移2个滤波周期。

例 V

$y_i = (x_{i-1} + x_{i-2} + \cdots + x_{i-n+1} + x_{i-n})/n$ 平均滤波器。输出等于n个样本输入的平均值，并偏移1 + n/2个滤波周期。

5.9.2 无限冲激响应滤波器

无限冲激响应 (IIR) 滤波器由公式5-8给出，其中任何B_i不为零。输出y_i由已经接收到的所有输入值确定。随着系数B_i的不同，冲激响应可能按指数衰减、振荡或按指数增加。

低通单极点数字滤波器

低通单极点数字滤波器的一般公式为:

$$y_i = (1-\alpha)\, x_{i-1} + \alpha y_{i-1}$$

它对冲激的响应

$$x_{i<0} = 0 \qquad x_0 = 1 \qquad x_{i>0} = 0$$

的响应由指数衰减曲线

$$y_{i<1} = 0 \qquad y_1 = (1-\alpha) \qquad y_2 = (1-\alpha)\alpha \qquad y_i = (1-\alpha)\alpha^{i-1}$$

给出。该冲激响应具有单位面积:

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i = (1-\alpha)(1+\alpha+\alpha^2+\cdots) = 1$$

它对

$$x_{i<0} = 0 \qquad x_{i>0} = 1$$

的响应如下：

$$y_{i\leqslant 0}=0 \quad y_1=(1-\alpha) \quad y_2=(1-\alpha)+\alpha(1-\alpha)=(1-\alpha)(1+\alpha)$$
$$y_3=(1-\alpha)+\alpha(1-\alpha)(1+\alpha)=(1-\alpha)(1+\alpha+\alpha^2)$$
$$y_i=(1-\alpha)\sum_{k=1}^{i-1}\alpha^k \qquad y_\infty=(1-\alpha)/(1-\alpha)=1$$

5.9.3 用FIR和IIR滤波器进行离散傅里叶变换

傅里叶变换系数H_n可以看成N个样本和每N个样本n个周期频率的谐波的内积。确定所有频率的系数的最有效方法是快速傅里叶变换。然而，如果只有很少的系数需要确定，可以用有限冲激响应数字滤波器连续地计算H_n的值，计算式如下：

$$\mathrm{Re}(H_n)=\sum_{k=0}^{N-1}h_k\cos(2\pi nk/N)$$
$$\mathrm{Im}(H_n)=-\sum_{k=0}^{N-1}h_k\sin(2\pi nk/N)$$
$$F_n=\sqrt{[\mathrm{Re}(H_n)]^2+[\mathrm{Im}(H_n)]^2}$$

这些步骤是：

1) 取N个样本h_k，$k=0$到$N-1$。

2) 用滤波器计算所需的n个频率的系数H_n和F_n。

3) 得到新样本值h_N。

4) 删除h_0，将所有的h_k变为h_{k-1}。

5) 返回到步骤2。

对于每一个要计算的H_n，以上算法需要$2N$次加法和乘法。可以通过使用无限冲激响应滤波器降低计算花费，计算式如下：

$$H_n(t)=\sum_{k=0}^{N-1}h_k e^{-j2\pi nk/N}$$
$$H_n(t+\Delta t)=\sum_{k=1}^{N}h_k e^{-j2\pi n(k-1)/N}$$
$$=e^{j2\pi n/N}\sum_{k=1}^{N}h_k e^{-j2\pi nk/N}=e^{j2\pi n/N}[H_n(t)-h_0+h_N]$$

对于每个H_n，这个算法在第一次计算时，需要$2N$次加法和乘法，但其后的计算只需要两次加法和一次复数乘法。

步骤如下：

1) 取N个样本h_k，$k=0$ 到$N-1$。

2) 用快速傅里叶变换计算所需的n个频率的H_n和F_n。

3) 得到新样本值h_N。

4) 用复数滤波器去计算H_n的新值。

5) 删除h_0，把所有的h_k变为h_{k-1}（计算瓶颈）。

6) 回到步骤3)。

上面第五步的计算瓶颈可以用一个周期指针

$$H_n(t+\Delta t) = e^{j2\pi n/N}[H_n(t) - h_i + g]$$

消除。步骤如下：

1) 取N个样本h_k，$k=0$到$N-1$。

2) 用快速傅里叶变换计算所需的n个频率的H_n和F_n。

3) 设指针$i=0$。

4) 得到新的样本值g。

5) 用复数滤波器计算H_n的新值。

6) 设$h_i=g$，$i=i+1$。

7) 如果$i=N$，设$i=0$。

8) 回到步骤4)。

5.10 控制技术

5.10.1 傅里叶控制

对于具有明确定义和可测输入输出传递函数的系统来说，傅里叶方法通常用来预测输入的波形，这种输入波形将产生期望的输出波形。例如，用于磁盘驱动器磁头的机械激活器具有减少高频响应振幅的惯性。磁头的实际运动$a(t)$等于驱动电压波形$b(t)$与电机系统的激励响应$c(t)$的卷积：

$$a(t) = b(t) \cdot c(t)$$

现在要问，如何连续地处理一个任意波形$a(t)$，以产生一种新的波形，当这个新波形与$c(t)$卷积后，就产生一个与$a(t)$非常近似的波形？

$$\tilde{a}(t) = [d(t) \cdot a(t)] \cdot c(t)$$

函数$d(t)$与$a(t)$的卷积，可以看作是对与$c(t)$的卷积进行补偿的预处理操作。通过使用傅里叶的卷积定理，上述卷积等价于$a(t)$，$d(t)$，$c(t)$的傅里叶变换的简单相乘：

$$\mathcal{F}(\tilde{a}) = \mathcal{F}(d) \times \mathcal{F}(a) \times \mathcal{F}(c)$$

为了找到预处理$a(t)$的补偿函数$d(t)$，求解

$$d(t) \approx \mathcal{F}^{-1}[1/\mathcal{F}(c)] = \mathcal{F}^{-1}[1/(C_r + jC_i)] = \mathcal{F}^{-1}[(C_r - jC_i)/(C_r^2 + C_i^2)]$$

检验函数$d(t)$的正确性可以通过核实$d(t).c(t)$产生的δ函数。

当$c(t)$是方波，而且$c(t)$是一个低通滤波时，实验练习24进行了这种计算。它的应用包括具有明确定义的惯性的机械系统（如硬盘读/写磁头）的最优控制和音频系统频率响应中的极限补偿。

考查$a(t)$是方波而$c(t)$是高通滤波器的例子。高通滤波器的冲激响应如图5-59所示，而输入函数$d(t).\ a(t)$如图5-60所示。

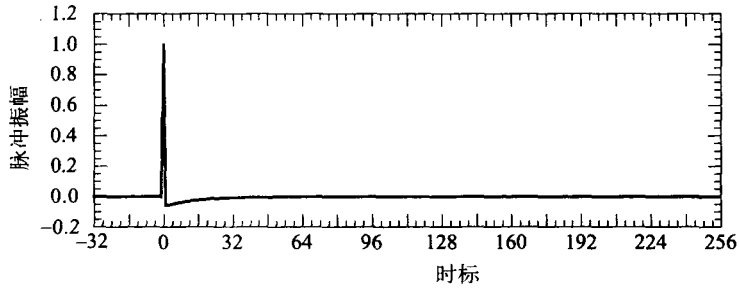


图5-59 RC时间常数＝16时间单位的单极点高通滤波器的冲激响应

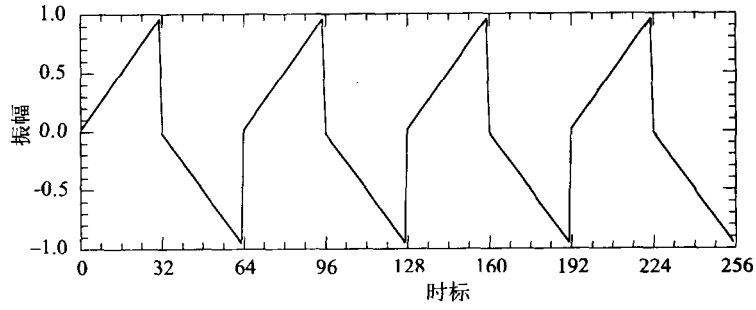


图5-60 产生一个4周期的方波输入函数，是与图5-59中所示的高通滤波器响应卷积时的结果

5.10.2 模拟控制

图5-61表示一个模拟控制系统，它使用一个差分放大器产生误差信号，误差信号是传感器读数值与期望的设定值之间的差。这个误差信号由一个控制器来处理，被放大后用来驱动执行器，在系统中执行器按要求实施改变。典型的模拟控制器是将误差电压及其微分和积分结合起来。模拟控制系统可以用于飞机的自动驾驶仪和汽车的“动态减震器”。

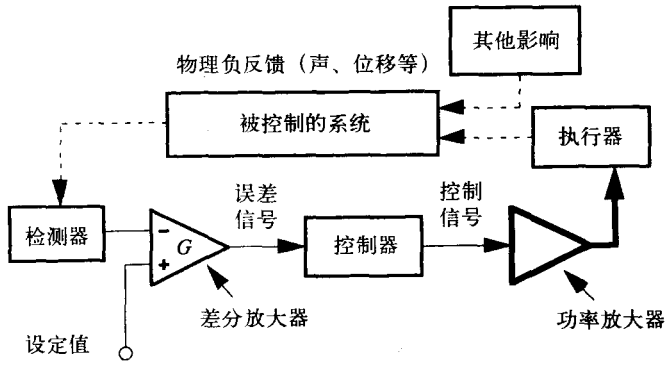


图5-61 一个简单的模拟控制系统，系统用从误差信号中导出的控制信号驱动一个执行器件，误差信号是设定值与检测器读出数值之差

5.10.3 基于计算机的数字控制

微机的重要潜能之一是，它不仅用于检测现实世界中的各类物理量、进行数据分析与显示

数据，而且获取和控制那些物理量。在这一节，我们将讨论一些用于执行控制的数字控制算法。

基于计算机的控制系统（见图5-62）比模拟控制系统更复杂和更好地执行控制任务。计算机能输入设定值（set point）、采样检测信号，并产生控制信号，这种控制信号依赖当前设定值和前一个设定值、检测信号以及在模拟控制器中难以执行的控制信号。模拟控制系统和基于计算机控制系统都需要一个功率放大器来驱动执行器件。

在实验练习25中，一个温度控制系统使用一个热敏电阻器检测温度，使用一个圆柱形电阻当作热源、用一个差分放大器和一个功率放大器执行控制功能。该系统用于研究下面几小节将介绍的开环响应和闭环响应。在实验练习26中，温度的控制是通过使用微机采样检测变量、计算控制变量和输出控制电压来执行的。

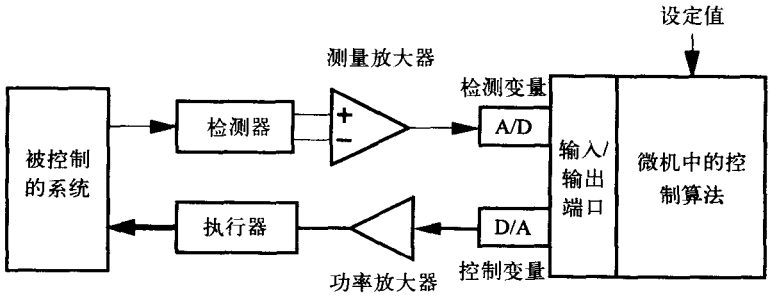


图5-62 典型的微机控制系统。控制算法周期性读取检测变量，产生一个作用于系统上的控制值，使得读出变量尽可能地接近预先输入的设定值

5.10.4 开环系统响应

在试图控制系统变量之前，重要的是理解检测变量在开环模式下如何对控制变量的改变作出响应。在控制变量发生突变之后，检测变量的测量行为称为开环阶跃响应。从这点上看，系统的滞后时间和响应时间是可以测量的，在任何控制系统的运行状态和设计中，这两个时间是扮演重要角色的时间常数。响应时间是指控制值突变后，检测值达到最终平衡值的63%($1-e^{-1}$)所需要的时间。在一个等于5倍响应时间的周期之后，检测变量应当达到其渐近极限值的0.7%以内。

控制变量的每一个值都会使得检测变量产生不同的渐近平衡值（开环响应表）。从这一点看，系统响应的非线性是可以了解的。图5-63表示在控制变量从零到三个不同数值的突变之后，检测变量的典型开环阶跃响应。注意在一段滞后时间之后的系统作出响应，并且注意渐近平衡检测变量不是控制变量的线性函数。

5.10.5 控制算法的性能标准

控制算法 (control algorithm)将采样的检测数据与称为*设定值*（set point）的期望的检测数值进行比较，而且周期性地导出一个*控制变量*的值，这个控制变量被送到一个执行器去控制系统并影响检测数据。在机械运动的控制中，检测器可以是数字式位置编码器（digital position encoder），执行器可以是一个电机。在温度控制中，检测器可以是热敏电阻或热电偶，执行器可以是一个电阻器或者热泵。

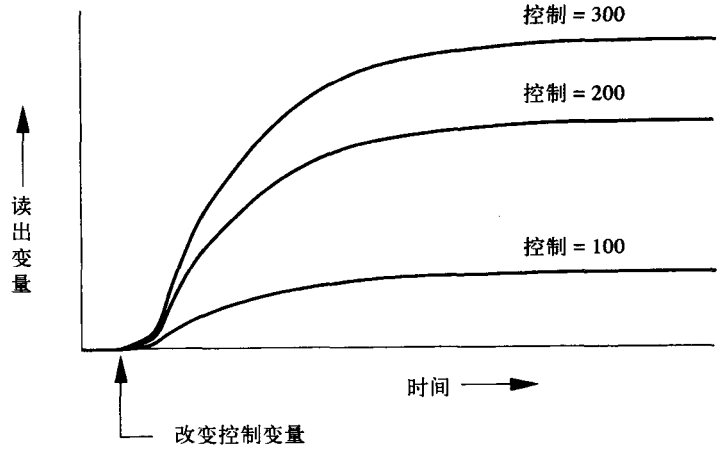


图5-63 开环阶跃响应图，在控制变量从零突变到三个不同的数值后，检测变量的曲线图

图5-64表示，在设定值突变之后，一个控制系统典型的工作状况。*滞后时间*是指：从设定值的改变到检测变量首次达到距初始值10%的时间。*上升时间*是指检测变量从10%处变化到90%所需要的时间。通常情况下，检测变量从另一侧趋近设定值之前，就已经达到并超过设定值。

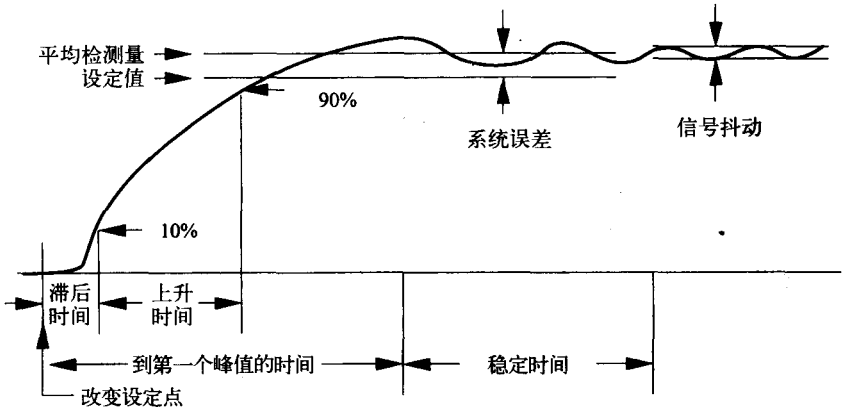


图5-64 一个典型控制系统的工作情况，在设定值突变之后，检测变量表示为时间的函数。在一段滞后时间后，变量迅速地接近新的设定值，也可能越过设定值，并且在稳定到检测点的值之前可能会振荡。在某些情况下，由于控制算法不适当，这种振荡会无限地持续下去，或者在检测变量与不随时间减少的设定值之间有一个系统误差

*到第一次峰值时间*是指从设定值的改变到第一次超过的峰值之间的时间间隔。检测变量可能会在平均平衡值的上下振荡，这些振荡将在*稳定时间*内衰减，稳定时间是指振荡的振幅以e=2.718 28的系数衰减所需要的时间。振荡也可能不衰减，而且会无限制地持续下去。

即使在系统响应设定值后变化很久，系统仍旧可能显示抖动及系统错误。*抖动*是指检测变量均值的均方根差。导致抖动的原因有控制系统的噪声、振荡或者控制算法出现的“偏差”。控制系统的*误差*是指检测变量与设定值之间的差异。*平均误差*或者精确度是指设定值与检测变量时间平均值之间的差异。

5.10.6 温度控制

最常见的控制量之一是温度，可以用于控制加热或制冷或者控制化学或生物过程的反应速率。燃料燃烧或者电阻发热时，控制工程师必须通过冷却使热损失掉来控制加热。另一方面，热泵或者珀耳帖热电设备既能发热又能有效的制冷。图5-65表示一个基于微机的温度控制系统的示意图，这是实验练习26的系统。使用热敏电阻检测温度，使用圆柱型陶瓷电阻加热。注意，在这个控制系统中的几乎每一个元件都有非线性响应：

1) 热敏电阻，它的电阻对$1/T$呈指数关系。

2) 桥式电路，当电路不平衡时，桥式电路的响应是非线性的。

3) 陶瓷电阻，它的功率输出由$P = RV^2$给出。

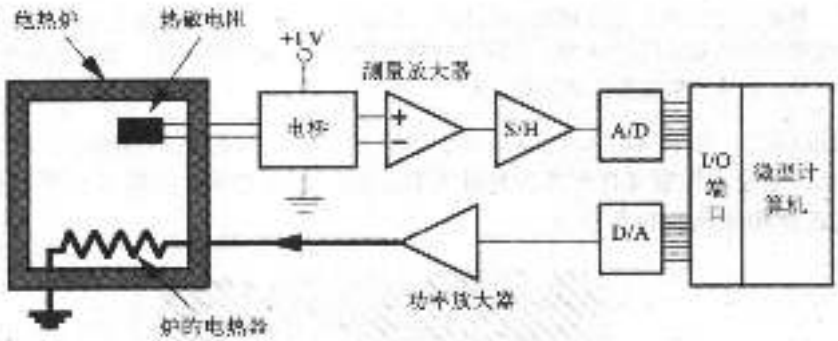


图5-65 一个典型的基于微机的温度控制系统示意图。热敏电阻和电桥提供一个用模拟/数字转换器进行转换的电压，并且通过计算机程序读出。控制程序对数字/模拟转换器写入一个数，其输出经放大后驱动炉内的电热器的电阻

5.10.7 开关控制

开关（ON-OFF）温控系统经常用于楼房的供热系统和加热炉的温度控制。当检测变量值小于设定变量值时加热器打开，当检测变量值大于设定变量值时，加热器关闭。占空系数是加热器打开的时间分数。加热器打开时，温度会迅速上升直到达到设定值，此时加热器将关闭，但是温度还会继续上升一点到加热元件与系统其他部分达到热平衡时为止。当加热器关闭时，热量通过热绝缘体散失到环境中，完成冷却。

用S表示周期性测量出的检测变量，设定值表示为S'，控制变量表示为C。开关控制可以描述为如下算法的重复应用：

开关控制

if $S < S'$, then C = 最大值

if $S \geqslant S'$, then C = 最小值

对于一定温度范围内的有效控制，所选择的加热器即使在最高温情况下，也有足够的能力克服冷却的损失。结果，当加热器打开时，温度的上升速率通常比加热器关闭时温度的下降速率快得多。在加热器的开关切换和温度的改变之间有一段迟滞时间，其长短取决于加热器和系统的其余部分的耦合程度。正如图5-66所示，这会导致系统误差，温度在设定值以上的时间要比在设定值以下的时间长，而且温度的平均值高出设定值较多。减少这种系统误差

的方法可以通过减少开启状态时的加热功率以增加占空比来实现，但是这样一来也降低了系统达到最大温度的能力。

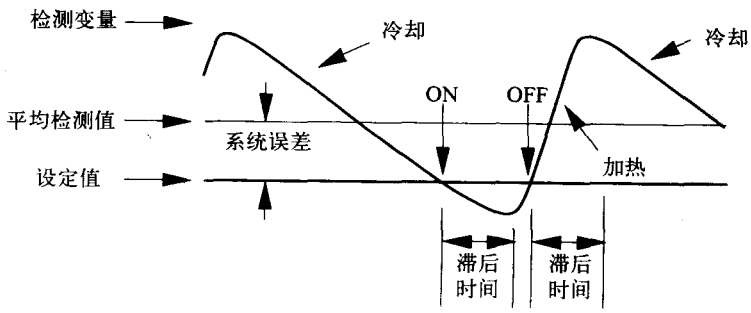


图5-66 检测变量作为开关控制的时间函数。当系统温度被动降低到设定值时，加热器打开。经过一段滞后时间后，温度上升。当温度超过设定值时，加热器关闭。加热速率通常比冷却速率高得多，而且平均温度在设定值之上

在开关控制中，迟滞（hysteresis）用于导出一个死区以及减少加热器开和关的频率（见图5-67）。死区是没有控制操作发生的检测变量区域。死区的存在虽然减小控制的精确度，却延长了开关硬件和加热器的寿命。

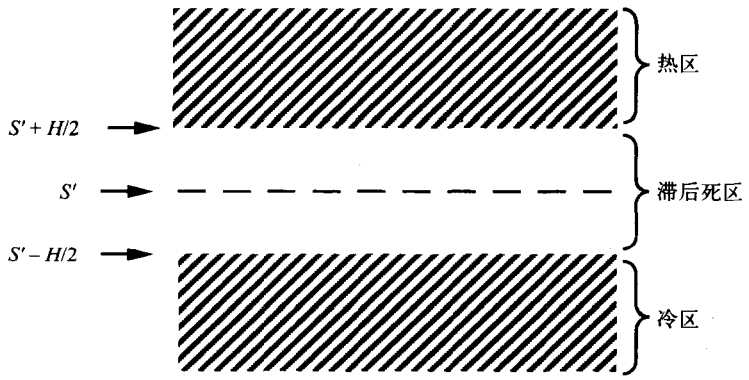


图5-67 带有滞后死区的开关控制温度区

将周期性的采样检测变量表示为S，设定值表示为S'，迟滞死区宽度表示为H，控制变量表示为C，带迟滞死区的开关控制能描述为下述算法：

带滞后死区的开关控制

if $S \leqslant S'-H/2$，then $C = Z =$ 最大值

if $S \geqslant S' + H/2$，then $C = Z =$ 最小值

if $S'-H/2 < S < S' + H/2$，then C不变

5.10.8 比例控制

在比例控制中，以完全连续的方式控制加热器输出，其方法是要么通过调节电压来控制，要么通过调节脉冲输入的宽度来控制。以时间间隔T采样检测变量，开环系统的响应时间是T_r，当检测值和设定值的不同时，算法计算出一个误差值作为检测值和设定值的差。当控制值乘

上一个值：误差×增益×采样间隔÷开环系统响应时间（error × gain × T/T_r）后，控制值改变，然后检查该值是否超过加热器输入的最大值。通过将控制变量变成一个浮点数，来保持对控制变量有一个微小改变以便跟踪。当写入数/模转换器时，控制变量将被换算成整数。较大的增益值将导致阻尼振荡或者振荡，检测值围绕着设定值做缓慢衰减，类似于欠阻尼振荡器。较大的增益值也会引起控制变量在最大值和最小值之间跳变，因而其变化情况类似开关控制。

把检测变量表示为S（以时间间隔T做周期性测量），把设定值表示为S'，把热响应时间表示为T_r，把增益表示为G，控制变量的变化为ΔC，比例控制可以描述成下列算法：

比例控制

$C = C + \Delta C$

$\Delta C = (S' - S)\, GT/T_r$

if $C >$ 最大值，then $C =$ 最大值

if $C <$ 最小值，then $C =$ 最小值

5.10.9 比例积分微分控制

通过添加描述误差项的积分以及误差项的微分，比例控制算法的性能得到重大改进。注意，与比例项和积分项不同，连续误差项之间的差并不依赖于设定值，也不能单独地使用于控制中。

周期性测量的检测变量表示为S，设定值表示为S'，S的最新变化表示为ΔS，表示S的积分为ΣS，比例、积分和微分控制系数分别为D_p，D_i，和D_d，控制变量中的变化表示为ΔC，比例积分微分控制能够描述为以下算法：

比例积分微分控制

$C = C + \Delta C$

$\Delta C = D_p (S - S') + D_i \Sigma (S - S') + D_d \Delta S$

if $C >$ 最大值，then $C =$ 最大值

if $C <$ 最小值，then $C =$ 最小值

5.11 习题

5.1 一种用于治疗高血压的新药已经研制出来。挑选一组18名高血压患者。从这组患者中随机选择半数的患者作为“控制”组（安慰组），并给予他们一种中性物质（安慰剂）。对另一半患者使用实际的新药进行治疗。所有的患者均不知道自己属于哪一个组。下表列出患者在治疗前和治疗后所测得的收缩压。

	治疗前	治疗后
治疗组		
患者1	160	140
患者2	196	180
患者3	158	152
患者4	160	135
患者5	194	165
患者6	159	123
患者7	181	159

（续）

	治疗前	治疗后
患者8	192	185
患者9	216	185
安慰组		
患者10	169	163
患者11	190	174
患者12	201	179
患者13	194	176
患者14	203	204
患者15	163	151
患者16	171	167
患者17	157	137
患者18	196	204

a) 分别计算这两组患者在治疗前和治疗后的血压平均值、标准偏差和平均数的标准误差（总共12个数）。

b) 对每一组的血压变化，计算不配对的“学生”t（两个数）。这里仅仅比较两组的平均值，并且不考虑对同一个患者进行治疗前和治疗后测量的事实。

c) 对于不成对的“学生”t，估算各组中患者的血压可能偶然升高的概率（两个数）。使用的自由度（n_f）为多少？

d) 分别计算这两组的血压变化的配对的“学生”t（两个数）。这里利用患者自我意识来消除患者之间的差异，并且对这种药物的效用进行更加敏感的测试。

e) 对于配对的“学生”t，估算各组中患者的血压可能偶然升高的概率（两个数）。

f) 这种新药有效吗？还是安慰剂有效？

5.2 将一万颗谷粒随意地散播于一个由100块瓷砖组成的地板上。

a) 平均每一块瓷砖上有多少颗谷粒？

b) 有多少块瓷砖上的谷粒数少于80颗？

c) 有多少块瓷砖上的谷粒多于150颗？

5.3 计算下列数据的χ^2

x_i	模型	数据值	标准差
	$f(x_i)$	f_i	
0	80.0	90.0	5.0
10	50.0	55.0	2.5
20	30.0	18.5	1.5
30	20.0	18.5	1.5

a) 估算偶然得到更高的χ^2的概率。

b) 使用的自由度为多少？

c) 上述模型和数据的匹配情况如何？

5.4 假设m和n是正整数，并且有：

$$\int_{-\pi}^{\pi}\sin(mx)\sin(nx)\mathrm{d}x=\int_{-\pi}^{\pi}\cos(mx)\cos(nx)\mathrm{d}x\begin{cases}=0 \text{当 } n\neq m\\ =\pi \text{当 } n=m\end{cases}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi}\sin(mx)\cos(nx)\mathrm{d}x = 0 \text{ 对所有 } n,m$$

提示：

$$\sin A\sin B = \frac{1}{2}\left[\cos(A-B)+\cos(A+B)\right]$$

$$\cos A\cos B = \frac{1}{2}\left[\cos(A-B)+\cos(A+B)\right]$$

$$\sin A\cos B = \frac{1}{2}\left[\sin(A-B)+\sin(A+B)\right]$$

5.5 现有一个数据采样系统。该系统能对模拟波形进行采样和数字化，并能每10μs将转换的数字值传送到计算机存储器中。

注意 *该系统在数字化之前不进行任何模拟滤波。*

a) 采样频率为多少？

b) 对一个频率f = 25 kHz的正弦波进行采样，观察转换结果，并且观察每个正弦波有四个样本的情况。在输入频率分别为10 kHz、50 kHz、75 kHz和100 kHz的情况下，希望观察到每个可见正弦波各有多少个样本？

c) 对一个频率为9 766 Hz，振幅在0到2 V之间的正弦波采样1 024个样本，并且进行快速傅里叶变换。列出所有非零的傅里叶振幅（Fourier amplitude）的位置（频率指数）。

5.6 用上题所描述的系统，在输入频率低于20 kHz情况下运行一些时间，运行情况良好。但是，在隔壁房间某位同事开启一个1 MHz（±1 Hz）的纯正弦波振荡器后，一些干扰信号混入了运行系统的模拟输入端。

a) 该1 MHz信号对数字化数据产生哪些影响？

b) 如果取若干个1 024点的数据组，其起始时间是随机的（如通过按下电钮），那么1 MHz信号对每个数据组产生的影响是否相同？回答并说明原因。

c) 如何能够最简单地消除该1 MHz信号对数字化数据产生的影响？

5.7 以100 kHz为采样频率对一个1 024 Hz的方波准确地进行10个周期的采样，并进行快速傅里叶变换。

a) 采样覆盖了哪些时间段？

b) 取多少个样本？

c) 傅里叶系数H_1对应的频率为多少？

提示 *H_0表示频率为零或者直流系数。*

d) 基准频率在哪个傅里叶系数下产生？

e) 下一个非零谐波在哪个傅里叶系数下产生？

f) 在快速傅里叶变换中，最高频率的谐波将在哪个傅里叶系数下出现？

5.8 研制一个用于检测大型容器中液体深度的微型计算机系统。其方法是通过测量该液体表面上空气的共振频率从而测得其深度（如图5-68所示）。容器高10m，测量液体深度的精确度要求达到0.1m。

- 一个扬声器和一个麦克风安装在容器的内侧的顶部。
- 在容器内，空气中声音的传播速度为v_s = 300m/s。

- 接近于风琴管的基准共振频率（第1次谐波）为$0.25v_s/L$，其中L为管长。当容器为空容器时，$L=10$m，共振频率为7.5 Hz。当液体表面与扬声器和麦克风的距离小于0.1m时，容器被视为满的。
- 可以忽略更高频的谐波。
- 扬声器由一个白噪声发生器驱动，能够均等地激发所有频率的声音。假设扬声器和麦克风对1 Hz到10 kHz很敏感。（不使用声纳或一个由计算机控制频率的正弦波发生器。）

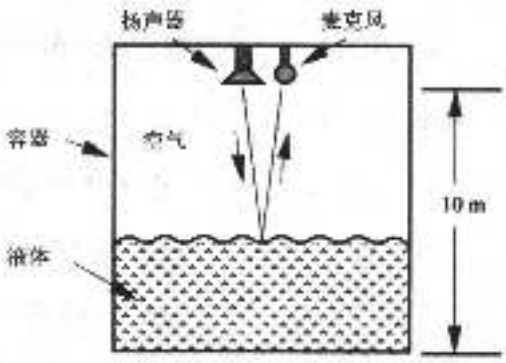


图5-68 利用声波反射测量容器中液体的高度

- 对麦克风的输出进行采样并进行快速傅里叶变换，同时通过检验傅里叶振幅来确定基准共振频率（类似于实验练习22中人声的快速傅里叶变换中的第一共振峰，但是这里的口很大）。

a) 对于采样间隔$S=M\Delta t$（其中Δt是两个相邻样本的时间间隔，M是样本数），第一傅里叶幅值F_1的频率是多少（单位：Hz）？

b) 傅里叶幅值F_1对应的频率为多少？

c) 当液体表面与容器顶部的距离为0.1m时，共振频率为多少？

d) 为了保证在容器接近满或者是空的情况下精确度都能达到0.1m，M和Δt应取何值？

5.9 在有噪声存在的情况下，设计一个模拟数据采样的系统，采样频率为20 kHz。信号－噪声功率比R的最大值是一个重要的考虑因数，其定义如下：

$$R=\frac{\int_0^{\infty}S^2\mathrm{d}f}{\int_0^{\infty}N^2\mathrm{d}f}$$

其中，S为信号幅值，N为噪声幅值。从0 Hz到10 kHz，信号S的幅值为A，当频率超过10 kHz时，其幅值为0。从0 Hz到100 kHz噪声$N=0.1A$，若频率超过100 kHz，则N为0。

a) 在采样或滤波前R为多少？

b) 如采样前，用一个以频率$f_c=10$ kHz的削波理想低通滤波器滤波，则R为多少？（这里隔除了大多数的噪声。）

c) 如未经b) 所指的滤波器滤波之前直接进行采样，则R为多少？（记住在采样的数据中，高频数据如何像低频数据那样出现。）

d) 经b) 所指的滤波器滤波并进行采样，则R为多少？

5.10 由于现实中并不存在理想的低通滤波器，为问题5.9所述的系统选用角频率$f_c=10$ kHz的巴特沃思四极低通滤波器。

滤波器的振幅响应$G(f)$如下：

$$G(f)=\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^8}}$$

a) 在采样前使用四极滤波器滤波时R为多少？

提示 使用下列表中的数据查找滤波器响应积分F。

$$F=\int_0^{f_{\max}}[G(f)^2]\,\mathrm{d}f$$

$f_{\max}=0$	$0.500f_c$	$1.000f_c$	$1.500f_c$	$2.000f_c$	$5.000f_c$	∞
$F=0$	$0.500f_c$	$0.924f_c$	$1.017f_c$	$1.024f_c$	$1.025f_c$	$1.025f_c$

b) 由于a) 所述的滤波器在f_c = 10 kHz情况下的振幅只有0.707。对于8位A/D转换器f_c该取什么值才能使得滤波器在10 kHz时，其振幅精确度能达到1/2LSB?

提示　对于足够小的ε，下式成立。

$$\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon}}\approx\frac{1}{1+\varepsilon/2}\approx1-\frac{\varepsilon}{2}$$

c) 在采样前使用这个精确度更高的滤波器滤波时，信噪功率比R为多少?

d) 在采样后使用这个精确度更高的滤波器滤波时，信噪功率比R为多少?

e) 在采样频率提高一倍的情况下，在采样后使用这个精确度更高的滤波器滤波时，信噪功率比R为多少?

5.11 对于数字滤波器$y_i=x_{i-1}-x_{i-2}$:

a) 冲激响应为多少?

提示　冲激响应$x_0=1$并且当$i\neq0$时，$x_i=0$。

b) 当脉冲$x_0=x_1=x_2=1$时的响应为多少?

c) 数字滤波器与以下哪些情况最接近? i) 低通滤波器；ii) 一阶导数；iii) 二阶导数。

5.12 对于数字滤波器$y_i=x_{i-1}-2x_{i-2}+x_{i-3}$:

a) 冲激响应为多少?

b) 当脉冲$x_0=x_1=x_2=x_3=x_4=x_5=1$（其余$x_i=0$）时的响应为多少?

c) 数字滤波器与以下哪些情况最接近? i) 低通滤波器；ii) 一阶导数；iii) 二阶导数。

5.13 设计一个用于孵化鸡蛋的带温度控制的电加热系统。提供下列元件：一个热敏电阻、一个A/D转换器、一部带并行接口的微型计算机、一个功率继电器（用小电流控制一个大电流的接通或断开装置）和其他所需的电子元件。

a) 绘制开关控制部分的结构框图并标注所有元件。

b) 描述与开关控制部分有关的步骤（或绘制流程图）。

c) 要实现带迟滞的开关控制应该对b) 作出哪些修改?

d) 方案b) 或c) 是否能使控制系统稳定在设定值（理论上）?

e) 如何将该硬件进行改装以实现比例控制?

5.14 使用一个热电热泵、一个热敏电阻和一部带有 − 10V到 + 10V的A/D和D/A转换器的微型计算机，设计一个PID温度控制系统。热泵和热敏电阻置于一个用玻璃纤维绝热的铁箱内。

a) 简明地绘出系统的传感器部分的结构框图，从热敏电阻到A/D转换器。

- 画出并标注所有基本元件。
- 在所有重要位置上标出典型的电压值。

b) 简明地绘出执行器部分的结构框图，从D/A转换器到热电热泵。

- 画出并标注所有基本元件。
- 在所有重要位置上标出典型的电压值和电流值。

c) 列出传感和PID控制所需的程序步骤。

d) 描述系统中各个主要部分的功能。

e) 该控制系统所能达到的最低和最高温度分别是多少？并说明这个限制范围的理由。

5.15 假设f_k的明确定义如下：

$$h_k = \sum_{j=0}^{M-1} a_j \cos(2\pi jk / M) + b_j \sin(2\pi jk / M)$$

此时，傅里叶变换系数H_{M-n}如下：

$$H_{M-n} = (M/2)(a_n + ib_n)$$

5.16 需要测试一个系统，该系统对模拟信号采样并进行快速傅里叶变换。

假设：

- 采样频率为32 768 Hz。
- 采用一个角频率为12 kHz的八极巴特沃思低通抗混叠滤波器。
- 使用汉宁窗口防止频谱泄漏。
- 使用频率为1.024 kHz的对称方波作为测试信号并且采样8 192个样本。

a) 第一和第二傅里叶幅值（F_0和F_1）对应的频率分别是多少（单位：Hz）？

b) 希望该方波的第1次谐波在哪个傅里叶指数（index）下产生？

c) 希望下一个非零谐波在哪个傅里叶指数（index）下产生？

d) 希望该方波的第n次谐波在哪个傅里叶指数（index）下产生？

e) 当巴特沃思滤波器工作在16 kHz频率时，其增益是多少？

f) 最高次频率谐波为多少？在哪个傅里叶指数下产生？其傅里叶幅值与第一次谐波之间的关联怎样？

5.17 为了测量一个高保真音频放大器的谐波失真，我们使用一个精确的频率为100 Hz的纯正弦波作为输入，同时对放大器的输出端准确采样2秒（采样频率为32 768 Hz）。之后对所得的数字化数据进行快速傅里叶变换。

a) 第一和第二傅里叶幅值（F_0和F_1）对应的频率分别是多少（单位：Hz）？

b) 可靠采样的最高频率所对应的傅里叶幅值为多少？该频率为多少？

c) 假设该放大器能完美无失真的放大100 Hz的音频，哪些傅里叶系数是非零的？

d) 假设该放大器输入失真（distortion），导致输出为一个失真的正弦波，这个失真的正弦波既含偶次谐波又含奇次谐波。哪些傅里叶幅值是非零的？

注意 仅对于诸如方波或三角波这样的对称波形，偶次谐波才为零。

e) 下列情况时傅里叶变换的特性是什么（描述其大、小、和零分量）？1) 音频声音频率改成100.25 Hz。2) 不用窗口函数乘以数据。3) 放大器没有失真。

5.18 设计一个使用快速傅里叶变换分析乐器的谐波成分的系统。所有的声调都有基频和在此频率上的更高频的谐波。

设计要求如下：

- 感兴趣的最高频率达20 kHz（也许会产生更高的频率）。
- 频率分辨率为0.1 Hz（在快速傅里叶变换中能清晰地分辨的最接近频率）。
- 波形电压的分辨率达全域的±0.015%。
- 频谱泄漏的范围尽可能小。

下列设备供设计时使用：

- 一个麦克风和一个测量放大器，测量放大器能够将音乐转换成幅值为±5 V的模拟波形。
- 一台带有计数/计时器、数字输入端和快速傅里叶变换程序代码的微型计算机。
- 数字输入端有“数据有效”状态位（输入）。数字输入端要求每1μs读取一个字节的数据或状态位。假设对计算机进行其他操作的时间可以忽略不计。
- 一块拥有“开始转换”输入端和“转换结束”输出端的外部逐次逼进A/D转换芯片。在整个转换过程中输入信号必须保持稳定。
- 一个可由计算机控制并能够产生任何宽度和任何时间间隔的外部脉冲计数/计时器。
- 一个12极点巴特沃思低通滤波器，在20 kHz和50 kHz时其增益分别为0.99和0.000 02。

请回答以下问题：

a) 样本之间所允许的最长时间周期为多少？

b) 要求A/D的位数最少为多少？

c) 所允许的A/D的最长转换时间为多少？

d) 需要多长时间对波形进行采样？

e) 要求最少样本数量为多少？

f) 绘制出设计简图，并标注所有必要的元件和信号线。

g) 列出与波形采样和进行快速傅里叶变换有关的步骤（硬件和程序）。

h) 对于基频为100 Hz的乐器，其基频产生于哪个傅里叶系数H_n下？（给出傅里叶频率指数n。）

i) 第m次谐波在哪个傅里叶系数H_n下产生？

5.19 在实验练习21和22中，取512个样本并储存于存储器中，调用快速傅里叶变换函数产生512个复合傅里叶系数，并且计算512个幅值。设计一个系统，该系统用数字滤波器连续不断地做相同的工作，而不是以“间歇”模式工作。假设有大量的廉价处理器适用于数字滤波。

a) 给出数字滤波公式。它是FIR还是IIR？

b) 绘出重要部分的结构框图，并标明所有元件和互联线路。

c) 总共需要多少个处理器？

5.20 设计一个基于微型计算机的系统，用于监测110 V、60 Hz的电线并确定以下特性：

- 频率精确度达0.01 Hz。
- 因60 Hz的正弦波的失真而产生的其他任何频率的振幅。这种现象可能是由于附近的电源、焊接设备和调光器等设备中常用的硅控整流器所引起开关状态的瞬变现象产生的。图5-69表示电压相对于时间的典型曲线图。

作出下列假设：

- 可以使用一个采样频率精确为10 kHz的模拟数据采集电路。该电路拥有一个内置的数字时钟、一个采样和保持放大器、一个12位A/D转换器、和一个通过C语言程序读取数字样本的接口电路。

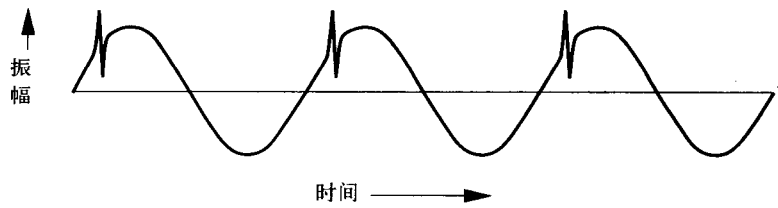


图5-69 开关的瞬变过程所引起的具有典型谐波失真的正弦波

- 在10kHz，你将采集许多样本，然后执行快速傅里叶变换（FFT）。接着，程序将检查傅里叶系数，看是否存在异常而且整个过程重复执行。
- 基频一直保持在59.9 Hz和60.1 Hz之间。
- 使用汉宁窗口（与曾经在实验练习21和22中使用过的类似）以减少频谱泄漏。
- 你并不知道可能出现在信号中的一些最高频率。

a) 绘画出系统的结构框图，并标注每一个基本元件和信号线。（可以独立的方框，分别绘出微型计算机、每一个外围电路或元件。）

b) 需要采样的样本数量最少为多少？

c) 第一个快速傅里叶变换系数（H_0）对应的频率为多少？

d) 哪个傅里叶系数对应的频率为60 Hz？

e) 如果频率精确地为60 Hz，并且波形失真如图5-69所示，请问有哪些非零的离散傅里叶系数？

f) 为了计算离散傅里叶系数，列出系统所需执行的步骤（硬件和程序）？

5.21 用下面的方法求解习题5.20，连续不断地采样和连续使用数字滤波器，只计算所需的离散傅里叶系数。（在习题5.20中，要求大批量地取得许多样本，然后执行快速傅里叶变换，并且对所有离散傅里叶系数进行计算。）

a) 至少需要多少个数字滤波器？（假设每一个数字滤波器，计算一个离散傅里叶系数的实部或虚部。）

b) 写出一个数字滤波器，该数字滤波器用于计算与频率f对应的离散傅里叶系数的实部。（可以使用IIR滤波器，或者FIR滤波器。）

c) 列出系统（硬件和程序）处理每个新的数据样本所需执行的步骤。

5.22 作为Super Prosthetics 公司的一名工程师，你的首项任务是设计一个电池供电 EMG型控制系统，系统是用来控制电机操作的假肢。该系统实现下列功能：

- 通过3个电极（+、−、接地）检测来自某些活肌肉的EMG信号。
- 处理这些原始的EMG信号，并产生一个频谱在0 Hz到2 Hz之间、电压在0 V到10 V之间的控制信号。
- 把经过处理的信号，传送到一个A/D转换器，该转换器与内嵌于假肢的单片微型计算机相接。在微型计算机内编有相应的程序。
- 将微型计算机的D/A转换器连接到假肢的电机。

所设计的系统必须保证在电极和放大器有漂移、以及有大量的60 Hz频率干扰的环境下照常工作。

注意 能与其他电源明确地隔离的低压电池供电的生物仪器，不需要用隔离放大器。

a) 绘制系统的结构框图，并标注所有必要的元件和信号。

b) 描述或绘出原始的EMG信号，包括时间和电压幅度。

c) 描述系统中每个主要元件的功能，并且描述或绘出它们所产生的波形。

5.23 为了产生一个符合要求的模拟滤波器的输出波形$y(t)$（见图5-70），计算出对应的输入波形$u(t)$。请给出计算步骤。

5.24 画出一个基于微型计算机系统的结构框图，该系统能够采样、数据存储、重新播放音乐。指出必要的元件和信号连接。

5.25 给出一个角频率为$f_c = 1/(2\pi RC)$的单极低通模拟滤波器，设计一个数字滤波器，最大限度地匹配模拟滤波器的特性。描述它们之间的差异。

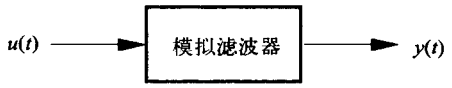


图5-70 具有输入和输出波形的模拟滤波器

5.26 对周期波进行非整数周期采样后，在快速傅里叶变换中如何运用窗口函数减少频谱泄漏？画出一个典型的窗口的图，并且简要描述它是如何减少泄漏的。

5.27 用下面的元件设计一个简单模拟温控系统：

- 热敏电阻。
- 热电热泵和散热设备。（依照输入电压的极性，一个表面加热或者冷却；另一表面通过散热设备保持室温）
- 运算放大器。（单输入单输出，±10 V供电）
- 一个±10 V电源。
- 用玻璃纤维绝热的铁盒子。
- 曾经用于实验练习中的任何元件或者电路。

注意 不能使用计算机或者模拟滤波器。

系统应当做以下操作：

- 盒子内温度保持在所选定的温度。
- 允许所选的温度改变的。

a) 对于该系统描绘以下的框图：

- 画出和标注所有重要元件，包括所有的互相联接的线路。
- 标出关键点的电压值和电流值。

b) 用大功率高温电阻器替换热电热泵，重做一次a)。

c) 比较上述两个系统相应的优点和缺点。

5.28 在音乐大厅和室外舞台，观众所听到的声音并不一定就是表演者发出的声音。原因就是扩音器的有限响应，被周围物体表面吸收，在建筑物内发生共鸣，以及反馈效应等因素，这些因素能够极大地改变频谱特性（见图5-71）。一种显著的反馈效应导致发出难听的呜呜声，当环行增益大于1时，就发出这种有特殊频率的呜呜声（从录音麦克风到放大器再到扬声器，又从空气中回到录音麦克风）。高音量时，需要削弱此谐振频率的信号。

在一个声音系统中，设计一个频率滤波装置，使到达接收麦克风（在观众席中）的声音和舞台上录音麦克风的原始声音具有同样频谱。不要担心相位，声道（是单声道立

体声道，或者四声道），也无需纠正听众席上的某一地方的声音。

假定：

- 录音麦克风和驱动喇叭的功率放大器在20 Hz到25 kHz的范围内响应平宽。
- 放置在听众席上的采样麦克风，均等地记录从20 Hz到25 kHz所有频率。
- 在角频率为f_c = 20kHz的采样麦克风电路中，计划使用一个8极点巴特沃思滤波器。n极点巴特沃思滤波器的频率响应由下式给出：

$$G(f)=\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^{2n}}}$$

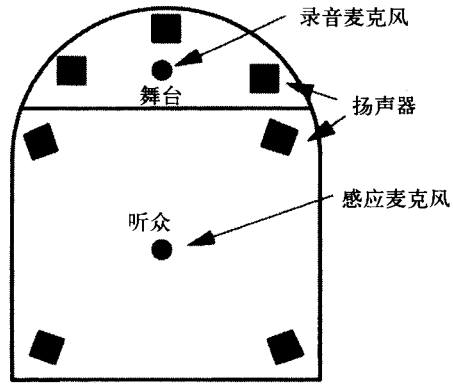


图5-71 一所剧院的共鸣系统图

第一部分，确定大厅的听觉响应

- 为了检测大厅的声学响应，向功率放大器发送一系列的尖脉冲，其重复周期为20 Hz，并且用接收麦克风记录下响应。
- 由于发送的脉冲很窄，从20 Hz到30 kHz，频谱中的非零值相等。
- 可以通过采样记录麦克风的输出（在观众席中）来避免窗口作用。其采样频率为65 536 kHz，脉冲重复周期为20 Hz，准确采样10重复周期。
- 然后，采用快速傅里叶变换，以确定大厅中的频率响应。

a) 应该取多少样本？

b) 傅里叶系数H_1对应哪个频率？

c) 哪个傅里叶系数与20 Hz相对应？

d) 哪个傅里叶系数为非零？

e) 在$20/\sqrt{2}=14.14$ kHz，巴特沃思滤波器的增益是多少？

提示：对于小的ε，$1+\sqrt{1+\varepsilon}\approx 1-\varepsilon/2$。

f) 在$30/\sqrt{2}=21.21$ kHz，巴特沃思滤波器的增益是多少？

g) 在$40/\sqrt{2}=28.28$ kHz，巴特沃思滤波器的增益是多少？

第二部分，校正随机波形

假设在舞台上的感应麦克风与功率放大器之间，有一个滤波器系统（叫做图形均衡器），该系统有31个可调节增益g_m，通过计算机控制（见图5-72）可以设置这个增益。每个增益影响以f_m为中心的狭频带：

$f_m = 20\ \text{Hz}(2)^{(m-1)/3}$，$m$ = 1到31

$f_1 = 20$ Hz，$f_{31} = 20$ kHz

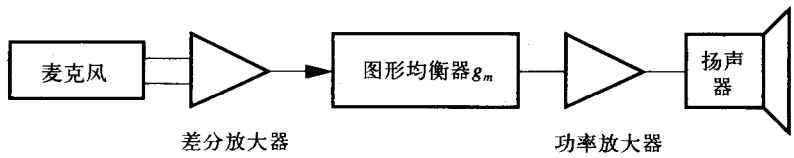


图5-72 音频记录、滤波器、放大器、扬声器系统

h) 解释如何利用上述第一部分测试的响应关系，去设置图形均衡器的增益m，以纠正一个舞台上的麦克风检测到的任意波形。包括增益g_m的方程式，即g_m作为傅里叶系数H_n的函数，而傅里叶系数H_n是由第一部分确定的。

5.29 设计一个系统，用以将压缩数字磁盘（在44 kHz采样）数字声频数据转换成数字录音磁带（能以48 kHz播放）。不能够简单地从压缩盘中读出16位数字，再将这些数据写入数字磁带，因为在录音重放时，所有频率会上升约10%。

注意：

- 在数字录音磁带播放器中，由D/A转换器产生的波形，必须是原始采样波形的准确复制（指相位和频率），这个原始波形是用来生产数字磁盘的。
- 转换过程既能以批处理模式运行，也能以连续模式运行。

完成下面任务：

a) 绘制系统示意图。显示和标记所有必要的元件和信号线。

b) 描述系统如何工作。

5.30 给出非反相放大器（图2-3）的增益公式：

$$G_{\pm} = \frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

假定电阻的阻值为$R_1 = 1\,\text{k}\Omega, R_2 = 4\,\text{k}\Omega$，其标准差为10%

a) 增益$G_{\pm}$是多大?

b) $G_{\pm}$的标准差是多少?

提示 利用误差传播（error propagation）公式。

5.31 用负反馈电路，为飞机设计一个飞行高度模拟控制系统（analog altitude control system）。假定，不管是遇到上升气流、下降气流，还是飞机引擎速度的改变，该系统都能使飞机保持在近乎恒定的飞行高度（相对于海面以上的高度）。

用连接到一物体上的压电式换能器(piezoelectric transducer)，可以测出垂直加速度。当飞机做加速度飞行时，力导致负荷分离。灵敏系数为10 pC/g(g = 10 m/s^2，重力加速度)，电容容量是1 nF。

对信号积分（如图5-73所示）可得出垂直速率。再一次积分就得出飞机飞行高度。

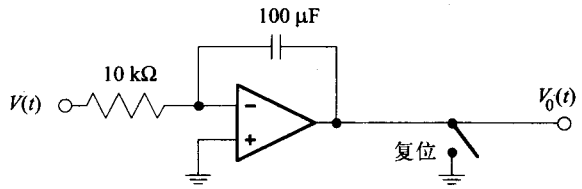


图5-73 $V(t)$的第一次积分电路。一个1 V的输入电压将产生一个V_0的输出电压，该输出电压以每秒1 V的速度增加。在任何时刻开关t_0都能置V_0为0

调整整个电路的增益，所以如果复位该系统，并且以0.1 g加速度运行1秒，则第二次积分输出为50 mV。

用步进电机改变飞机的飞行高度，步进电机可调整飞机水平尾翼后缘的角度（飞机的升降舵）。如果飞机升降舵向下倾斜，那么迫使飞机的尾部上扬，同时飞机下降。如

果飞机升降舵向上倾斜，那么迫使飞机尾部下降，飞机攀升。

a) 绘制系统设计图。包括传感器、执行器和其他一些必要的电子仪器(尽量简化)。标注所有必须的元件和互联线路。

b) 假设1步进电机被断开(开环情况)，在t = 0 s积分电路复位；2从t = 0 s到t = 1 s时，系统以0.1 g向下加速度；3t = 1 s以后，飞机加速度减为0。标绘t = 0到t = 2 s之间电压对时间的曲线图，包括i) 加速仪输出，ii) 第一次积分的输出，iii) 第二次积分输出。

c) 现假设步进电机被重新连接（闭环情况）。当飞机遭遇下降气流时，系统中各部件的功能如何?

5.32 给定一个具有输入电压V_{in}和输出电压V_{out}的"黑盒子(装配在飞机上的电子自动记录仪器)"电子电路来测量$|V_{out}/V_{in}|$的值。其中$|V_{out}/V_{in}|$为频率的函数，频率范围从100到100 000 Hz，步长为100 Hz的（总共有1 000个频率值如下：100，200，…，99 900，100 000 Hz)。所使用的方法不是直接设置正弦波发生器产生1000个不同频率并且测定$|V_{out}/V_{in}|$值，而是采用：输入一系列1μs宽的周期脉冲、采样输出量、对采样值进行快速傅里叶变换，再计算出每一个傅里叶系数H_n的幅值F_n。我们知道，重复频率为f_r，脉冲宽为1μs的周期系列与所有傅里叶幅值几乎相等。重复频率f_r是基频f_1加f_1的谐波倍数。(注意：在443 kHz频率处，振幅下降到0.707)。该系统设计目标之一是最小化样本的数目，以便最小化：i) 所需的存储器的数量；ii) 要计算的快速傅里叶变换的大小。

a) 绘制所有元件和基本互联线路的框图，并标注所有元件、控制线和数据线。

b) 脉冲的重复速率是多少?

c) 采样的频率是多少?

d) 开启采样窗口的时间是多长?

e) 要取多少样本?

f) 与傅里叶系数H_n相应的频率是多少?

g) 对于任意线性的、时间恒定的黑盒子（装配在飞机上的电子自动记录仪器)，哪一个傅里叶幅值F_n肯定等于0(或是很小)。

h) 如果黑盒子包含一转角频率为1 kHz的单级低通滤波器，描述所期望的比值F_n/F_1为多少。

5.33 想像很多年以前，一艘宇宙飞船被发射到太空，用以测试太阳及距离太阳最近的恒星之间的大空间里的磁场。每隔100 s，数字化测量值，之后对相位和振幅进行编码（好比用56 K波特的调制解调器使计算机与互联网相连接）以产生一个频率为1到3 000 Hz的时间长度为一秒的类模拟信号。由于宇宙飞船远离地球，并且只有有限蓄电池能量，导致接收到的数字信号比宇宙中其他的背景噪音（background noise）更微弱（见图5-74)。

为了能够检测到微弱的数字信号，可利用三种技术：

i) 在信号发射之前，信号被带通滤波。

ii) 宇宙飞船准确地每隔1秒发送1秒长的相同信号，共100次。

iii) 利用周期信号的快速傅里叶变换算法从数字信号中分离出背景噪音信号。

具体来说，对于在地球上接收到的信号可以执行以下步骤进行：

1) 低通滤波器信号（微弱的数字信号加上背景噪声)；

2) 准确地采样滤波后的10 486 Hz信号100秒（共2^{20} = 1 048 576样本)，(假设所有信号到达地球所花的时间是知道的，因此采样总是开始于第一个1秒长信号的始端)；

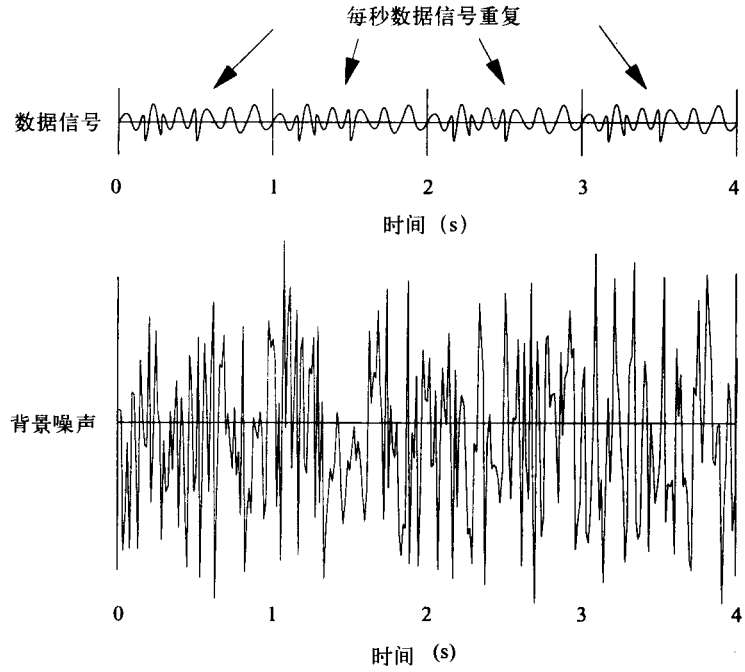


图5-74 周期的数字信号和背景白噪声

3) 对采样值进行快速傅里叶变换；
4) 尽可能多的削减背景噪声；
5) 恢复一个周期的数据信号。
6) 解调（demodulate）将1秒长已调制的模拟信号，还原成原始的数字信号(假设有一个实现该功能的调制解调器)。

注意 如果$a(t) = b(t) + c(t)$，那么FFT(a) = FFT(b) + FFT(c)。

执行如下步骤：

a) 根据步骤3) 中的快速傅里叶变换，把傅里叶幅值F_n描述成频率指数n的函数（或者作图表示）。
b) 哪个频率与傅里叶幅值F_n相对应？
c) 设计一个巴特沃思低通抗混叠滤波器，当频率低于3 000 Hz时，该滤波器的增益大于0.99；对于低于3 000 Hz以下、而且能混淆的所有频率，该滤波器的增益值小于0.001。
d) 解释汉纳窗口能否改善已恢复过的波形？
e) 详细的描述计算机程序如何实现从第二步到第六步的步骤。
(注意：有超过7个程序步骤。)

5.34 如果函数$h(t)$有下列特性：
1) 周期为P的周期性变化：$h(t) = h(t + P)$，和
2) 每个周期的前半周期有相同波形，但后半周期波形符号相反：$h(t) = -h(t + P/2)$，则傅里叶变换公式为：

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)\mathrm{e}^{-j2\pi ft}\mathrm{d}t$$

表明所有偶次谐波相等且都为0，例如：

$H(n/P)=0$，n = 偶数

5.35 设计一个采用比例积分微分控制 (PID) 的模拟控制系统，对一栋大楼内的电梯进行控制(见图5-75)。

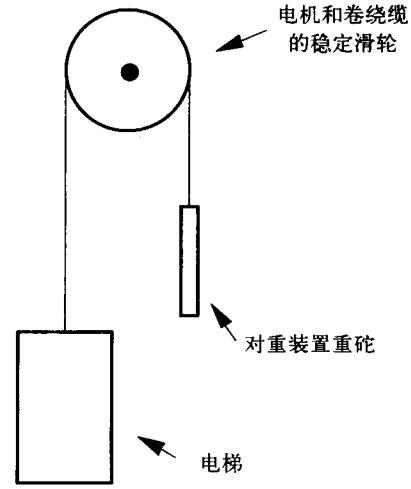


图5-75 用电机驱动滑轮和对重装置重砣的电梯

- 1) 电梯通过一根缆悬挂在电梯轴上。2) 电梯在一垂直轨道上做上下移动。运动区间是从地下室到五楼。3) 电梯每次最多能够承载10位乘客。
- 缆被绕在以R为半径的一个巨大的稳定滑轮上，一个大电机为转动滑轮提供动力。楼层之间的高度为$D=4\pi R=4$ m (精确到1 mm)。
- 从稳定滑轮下来缆绳的另一末端连接着对重装置重砣 (counterweight)，对重装置重砣也能在轨道上上下移动。这个对重装置重砣的质量W与电梯的质量M加上五位乘客的质量之和相等。(假设每个乘客都是相同的质量P。)
- 对应于六个楼层，在电梯里面有一组按钮，每一层楼都有对应的按钮：0(底层)，1,2,3,4和5。
- 有一个楼层选择电路，该电路产生一个与最近按下的楼层按钮相应的输出：0层（地下层）输出量−10V，1层输出量−6V，以此类推，最高层即第五层的输出量为：+10V。如果选择了一个新楼层，则电梯门关闭，电梯移动到所希望到达的楼层，接着电梯门打开。
- 电梯的电机有一个电源转换器电路，可以将−10V到+10V输入信号V_{in}（输入阻抗值是10 kΩ)，转换成为−600V到+600V的高压V_m，产生高强电流，供给电机。($V_m=60V_{in}$)
- 电机提供所需的动力，用来抵消电梯的重量加上n个乘客的总质量（$M+nP$）与砝码质量($W=M+5p$)之间的重量不平衡，使电梯到达所选择的一个楼层。
- 不同载客情况下，电梯的运行：当电梯为空时，电压$V_m=-300$V；当电梯里有5位乘客时，电压$V_m=0$V；当电梯里有10位乘客时，电压$V_m=+300$V。
- 当电梯从一层到另一层时，电机必须提供一个使电梯（加对重砣）加速的力。
- 一个10kΩ螺旋电阻器（10圈)。
- 现有一差分放大器，它的+和−两个输入端的输入阻抗均为1 MΩ，输出阻抗为100 Ω，增益可以自由设置。

a) 画出电路设计草图。包括楼层选择电路、电机电源转换器、电梯的电机、差分放大器、比例积分微分控制器电路和任何其他必要的元件。

b) 对于G = 100和1000，假定电梯上有5位乘客、已经选择了第二层楼，之后电梯提升到达第二层楼停下来，将这种情况下电路的关键点的电压值制成表。

c) 对于G = 100和1000，假定超过5位乘客在电梯里(总数=10)、而楼层选择器电路依旧选择第二层楼，将这种情况下电路中的关键点的电压值制成表。并说明与上面b) 相比，电梯会如何运动。

d) 对于G = 100和1 000，而楼层选择器电路依旧选择第二层楼，所有乘客都离开了电梯，把这个电路中的关键点的电压值制成表。并说明与上面c) 相比，电梯会如何运动。

e) 对于$G = 1\,000$，从$t = 0$到100 s，当下列事件发生时，标绘电路中关键点的电压的数值：

$t = 0$ s 电梯和五位乘客都停在二楼。

$t = 10$ s 超过五位乘客瞬时间内进入电梯。

$t = 20$ s 电梯选择第四层。

$t = 30$ s 电梯到达第四层停下来。

$t = 40$ s 瞬间所有乘客都从电梯中走出去。

$t = 50$ s 电梯选择地下层。

$t = 70$ s 电梯到达地下层停下来。

假设电梯在1s内从静止加速达到它的极限运行速度，然后用1s时间减速回到静止状态。

5.36 设计一个控制街灯的电路。街灯将会在晚上开启，在白天关闭。用到的元件有：

- 针形光电二极管（pin photodiode）；
- 街灯 (200V，10A)；
- 电动机械继电器（relay）开关（一个10V、1A的输入，用来关闭开关，而一个200V、10A的输出，用来开启街灯）；
- 其他必须元件，要注意保持电路简单。

a) 绘制设计图，标注所有必须的元件和互联线路；

b) 列出在夜晚的电路中，关键点的电压值；

c) 列出在白天的电路中，关键点的电压值；

d) 为了安装针形光电二极管，列举三个需要着重考虑的因素。

5.37 两个函数$c(t)$和$b(t)$的卷积$a(t)$，被定义为：

$$a(t) = b(t) \cdot c(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(t)c(t - t')\mathrm{d}t'$$

另定义一个单位矩形方波$r(t)$:

对于$\pm 0.5 < t < +0.5$, $r(t) = 1$；否则，$r(t) = 0$。

a) 简单描绘$b(t) = r(t)$与$c(t) = \delta(t - 1)$的卷积$a(t)$。

b) 简单描绘$b(t) = r(t)$与$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - 2k)$的卷积$a(t)$。

c) 计算$b(t) = r(t)$与$c(t) = r(t)$的卷积$a(t)$。其结果应该是在教程中熟悉的函数并且在实验室练习21中遇到过的。

d) 用$r(t)$的傅里叶变换（例5.13）和傅里叶卷积定理，计算$a(t) = r(t) \cdot r(t)$的傅里叶变换。

5.38 为检测高速公路上正在靠近的车辆的速度，要设计一个多普勒超声波系统。该系统朝着一个明确的方向，发送连续的100 kHz声波，同时，有一个并排放置的接收器，接收返回的多普勒频移回声。我们的任务是设计采样和信号处理的硬件和软件，从回声接收器开始设计。

- 由$f' = f\left(\dfrac{(1 + v/v_S)}{(1 - v/v_S)}\right)$，给出多普勒频移，其中$v$是车辆接近的速度，$v_S$为声波在空气中的速度（假设为300 m/s）。

- 为了简化和提高计算速度，用近似值$f' \approx f(1 + 2v/v_S)$。
- 假设回声接收器接收到的信号是：0.1V p-p回声和不可避免地泄漏进回声接收器的初始频率为100 kHz 的10 V p-p声音的总和。
- 由于回声电路中有带白噪声的宽带放大装置，因此，需要使用一个低通八极点巴特沃思抗混叠滤波器。该滤波器能够有效的接收频率低于f_1的信号，同时拒绝频率高于$2f_1$的信号，其中f_1是你选择的任一频率。
- 系统以频率f_s采样，取M个样本（M是2的指数幂），执行快速傅里叶变换。该系统必须能够确定一辆以3 m/s到60 m/s的速度接近的车辆的准确速度，精确度为±0.3 m/s。

回答下面问题：

a) 当车辆以3种速度行驶时：30（时速为67mph）、30.3和60 m/s（时速为134 mph），回声频率各为多少？

b) 开启采样窗口多长时间才可以将速度为30.3 m/s和速度为30 m/s的车辆清晰区分开来？

c) 如何减少10V p-p 初始频率为100 kHz的声音频谱泄漏到0.1Vp-p回声频率中？

d) 考虑到最大的信号频率（对应于60 m/s）和回声接收器电路中的白噪声，低通滤波器需要的f_1值为多少？

e) f_1值取上面d) 的值，滤波器拒绝频率高于2 f_1的信号，要阻止位于f_1和$2f_1$之间的白噪声的混叠进入低于f_1的频率中，需要的最小采样频率是多少？

f) 对于每个车辆速度的测量，要取多少个样本？

g) 对于速度为30 m/s的车辆，绘制所有快速傅里叶变换幅量值相对频率指数的函数关系。纵轴单位为10的幂，横轴单位为赫兹。假设白噪声是回声信号的傅里叶幅值的10%。

5.39 精确采样五个周期的15 Hz方波（在抗混叠滤波之后），并且进行快速傅里叶变换。所得出的快速傅里叶变换系数的幅值被绘制在图5-76中。解释为什么在n = 5, 15, 20, 25, 35, 45, 55, 73, 83, 93, 103, 108, 113和123时，幅值是非零值？（只要解释为什么它们是非零值，不需要解释它们的幅值大小。）

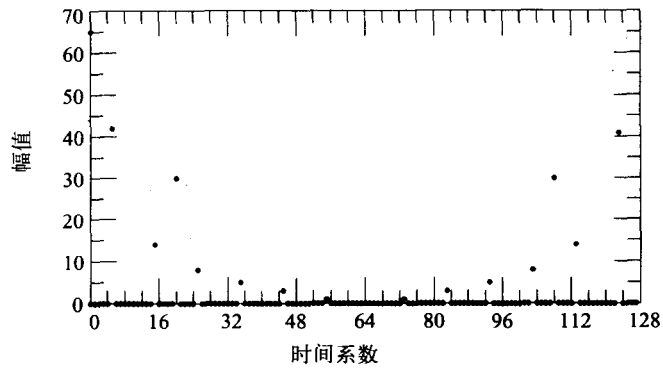


图5-76 取自实验室数据的快速傅里叶变换

5.40 给出一个线性的、时间不变的系统，这个系统充当单级低通滤波器加阻尼振荡器的作用，因此在输入端的每一跃迁变化，都会导致随时间按指数规律衰减的输出振荡。系统脉冲的响应曲线$c(t)$是衰减的指数和衰减的谐波的叠加(见图5-77)：

$c(t) = e^{-t/\tau} + 2e^{-t/\tau}\cos(2\pi f_0 t)$这里$f_0$ = 100 Hz和τ = 1 s

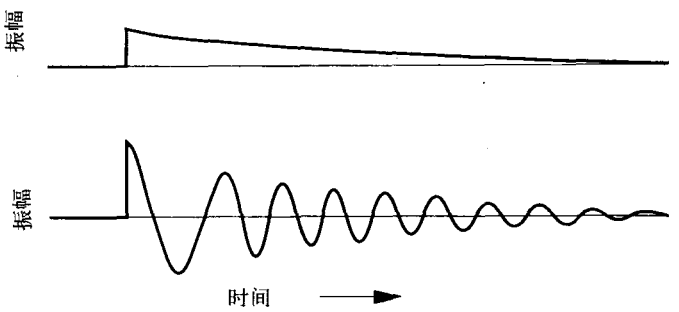


图5-77 冲激响应曲线$c(t)$ = 衰减指数和衰减余弦波的叠加

a) 导出冲激响应的傅里叶变换的方程式（说明理由）。

b) 绘制冲激响应的傅里叶变换的草图（仅标出傅里叶数幅值大小）。

c) 如何计算输入，使得输出端产生方波？

注意 衰减指数的傅里叶变换：

$$\text{对}t<0\ h(t)=0;\qquad \text{对}t\geqslant 0\ h(t)=Ae^{-t/\tau}$$

$$H(f)=\frac{A}{\sqrt{1+4\pi^2 f^2\tau^2}}$$

5.12 参考阅读资料

Michael Andrews, *Programming Microprocessor Interfaces for Control and Instrumentation*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1982.

Karl J. Åström and Björn Wittenmark, *Computer Controlled Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.

E. Oran Brigham, *The Fast Fourier Transform and its Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

Robert W. Hornbeck, *Numerical Methods*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1975.

Benjamin C. Kuo, *Digital Control Systems*, Holt, Rinehart, and Winston, New York, 1980.

Benjamin C. Kuo, *Automatic Control Systems*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.

Lyman Ott and William Mendenhall, *Understanding Statistics*, Duxbury Press, Boston, MA, 1985.

Charles L. Phillips and Royce D. Harbor, *Feedback Control Systems*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

Charles L. Phillips and H. Troy Nagle, Jr., *Digital Control System and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.

William H. Press, Brian P. Flannery, Saul A. Teukolsky, and William T. Vetterling, *Numerical Recipes in C*, Cambridge University Press, New York, NY, 1988.

C. B. Rorabaugh, *Digital Filter Designers Handbook*, McGraw-Hill, New York, NY, 1993.

George W. Snedecor, *Statistical Methods*, Iowa State University Press, Ames, IA, 1965.

Samuel D. Stearns and Ruth A. David, *Signal Processing Algorithms*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

实验练习20

模/数转换器和最小平方拟合

实验目的

用模/数（A/D）转换器转换一组模拟电压，使用数/模（D/A）转换器再还原为模拟电压，使用最小平方判定过程的准确性和线性。

实验设备

- IBM奔腾微处理器兼容机，用Windows NT 操作系统和微软Visual C++ 编译器
- 打印机(可与其他实验室共享)
- 数据转换DT3010 接口板
- ±12 V 电源
- 两个10 μF，25 V电解电容器（接在电路板的电源接线柱和地接线柱之间）
- 一个10 Ω调谐电位器
- 数字万用表
- 万用电路板

实验背景

1. A/D转换器的特性

A/D转换器的作用是将模拟电压转换成二进制数。对于理想的线性A/D，与模拟电压V相对应的数字量n由下式表示：

$$n = \left[\frac{V - V_{\min}}{\Delta V} + \frac{1}{2}\right]_{\text{INTEGER}}$$

$V_{\min} + \Delta V/2$ 是被测量的转换电压$V_{0,1}$，n的值在0和1之间的变化。ΔV是相邻转换电压的平均差：

$$\Delta V = \frac{V_{2^N-2,2^N-1} - V_{0,1}}{2^N - 2}$$

对于一个N字节的A/D，最大转换电压是$V_{2^N-2,\,2^N-1}$。

2. D/A转换器的特性

D/A 转换器的作用是将二进制数转换成模拟输出电压，对于一个理想的线性D/A，与数字输入量n相对应的输出电压V_n由下式给出:

$V_n = V_{\min} + n\Delta V$，其中$\Delta V = \dfrac{V_{\max} - V_{\min}}{2^N - 1}$

这里$V_{min} = V_0$是最低测量输出电压值，而$V_{max} = V_{2^N-1}$则是最高测量输出电压值。这个结论可以通过在$n = 0$和$n = 2^N-1$时求方程中电压V_n的值来验证。

3. A/D转换器和D/A转换器之间的关系

对于A/D转换器和D/A转换器，如果V_{min}的值和ΔV的值相同，而且它们有线性响应特征，那么这两个转换过程都不会引入任何系统误差。在跃迁电压范围内的输入电压是产生A/D输出n的惟一途径：

$$V_{n-1,n} = V_{min} + (n - 0.5)\,\Delta V \qquad V_{n,n+1} = V_{min} + (n + 0.5)\,\Delta V$$

在这个范围内，平均输入电压值是$V_{min} + n\Delta V$，这个值与由D/A转换器电压方程式计算值V_n相同。结果，当任意输入电压值由A/D转换器数字化，并且该数字值又被D/A还原时，模拟信号值可能相差$\Delta V/2$，但是这个差值的平均值是零。

4. 双参数的最小平方拟合

模型的方程式是$y = a + bx_i$，这里x_i是被测量的值，i = 1到m，a和b是未知量。如第5章所描述的那样，最小平方的最佳拟合系数由下式计算:

$$a = \frac{st - rq}{ms - r^2} \qquad b = \frac{mq - rt}{ms - r^2}$$

这里

$$r = \Sigma x_i,\quad s = \Sigma x_i^2,\quad q = \Sigma x_i y_i,\quad t = \Sigma y_i$$

余数为$R_i = a + bx_i - y_i$，y_i的值是测量的模拟输出值，该值对应于模拟输入x_i。数据与最佳拟合直线（线性的量度）之间的均方根差由下方程式给出:

$$\text{rms} = \sqrt{\frac{1}{m}\Sigma R_i^2}$$

参考阅读资料

3.2节、3.3节、5.4节、附录E。

实验过程

1. 电路

把一只20圈10kΩ的调谐电位器（trimpot）连接在电压−11 V与+11 V之间，组成一个分压器。将滑动片连接到数字万用表和数据采集电路板（通道0^+）的正输入端。将数据采集电路板负极输入（通道0^-）端，以及数据采集电路板的全部的数字地和模拟接地与外部电源组的地相连。

2. 过程

编程实现如下流程：

1) 提示用户：i) 将万用表连接到调谐电位器，ii) 给调谐电位器设置模拟输入电压，iii) 将万用表的数值敲入键盘，iv)按回车键。

2) 使用A/D转换器数字化输入电压。

3) 存储数字值，同时发送到D/A转换器 。

4) 提示用户：i) 连接万用表到模拟输出，ii) 将万用表的数值敲入键盘，iii) 按回车键。

5) 对每一步，记录存储三个数字：模拟输入，转换后的数字量，以及模拟输出。

3. 数据

对于范围从−10V 到+10V的大约40个模拟电压，运行上述程序 。不需要使用相同的电压间距；最好是随机选择输入电压值。

实验报告

1. 实验方案

为实验描绘一张简单的结构图。

2. 数据摘要和分析

1) 使用数字模型$y = a + bx$拟合实验数据，用双参数最小乘方拟合模型中的参数a和b，其中x是A/D转换器的模拟输入，y是D/A转换器的模拟输出。以下面表格的标题格式打印结果。

序号	输入值	测试输出值	最佳的线性拟合	残差$R_i = a + bx_i - y_i$	$100R_i / x_i$
i	x_i	y_i	$a + bx_i$	(mV)	(%)

2) 对A/D转换器使用模式：$n = a + bV_i$进行双参数最小平方拟合。

3) 对D/A转换器使用模式：$V = a + bn_i$进行双参数最小平方拟合。

3. 讨论和结论

1) 讨论在本实验练习中所运用的原理与使用在压缩数字光盘和数字音频磁带的录音和回放中的原理有什么联系。

2) 讨论如何使用一个12 位D/A转换器去测试8位A/D 转换器，要求用编程控制。

3) 根据你的分析，确定是A/D 转换器还是D/A转换器对整个系统的线性偏差影响更大？能否消除它们中的一些非线性？

4. 问题

1) 如何比较A/D 和D/A转换器中V_{min}值？

2) 如何将整个系统的最小平方参数a与A/D 和D/A转换器的V_{min}值相关联？

3) a和b的最小平方拟合值与你所希望的值吻合程度有多大？

4) 在测试A/D 转换器时，为什么最好是随机选择电压值？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序原代码、数据和输出值的列表。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习21

样本数据的快速傅里叶变换

实验目的

采样正弦波、方波和三角形波，并计算和显示它们的快速傅里叶变换（FFT）。观察频谱泄漏和窗体影响。观察混叠现象和低通抗混叠滤波器的效果。将方波和三角形波的谐波幅值的观察值与期望值进行比较。

实验设备

- IBM奔腾微处理兼容机，Windows NT操作系统和微软VC++ 编译器
- 打印机（与其他实验室共享）
- 数据转换DT3010接口板
- 波形发生器
- 示波器
- ±12 V 电源
- 万用电路板
- 2 个 10 μF，25 V电解电容器（接在电路板的电源接线柱和地接线柱之间）
- 4 个 0.1μF，CK-05旁路电容器（接在集成电路板电源和地线之间）
- 为抗混叠的滤波器提供两个LF356运算放大器
- 4个6.8 kΩ电阻器
- 2个20 kΩ调谐电位器
- 一个560 pF电容
- 一个1 000 pF电容
- 两个1 200 pF电容
- 一个1 800 pF电容
- 一个4 700 pF电容
- 一个5 600 pF电容
- 一个15 000 pF电容

实验背景

使用fft.c函数

在工程上程序应该调用fft.c 函数。代码应该包括下列声明：

```
void fft(double [], double[], int, int);
double xr[1024], xi[1024];
int nu, ie;
...
```

fft(xr, xi, nu, ie);

...

If ie = −1, fft.c performs the forward Fourier transform $f_k \rightarrow F_n$.

If ie = +1, fft.c performs the reverse Fourier transform $F_n \rightarrow f_k$.

如果ie = −1，fft.c执行傅里叶变换，将$f_k \rightarrow F_n$。

如果ie = +1，fft.c执行逆傅里叶变换，将$F_n \rightarrow f_k$。

指针N被赋为$N = 2^{nu}$，其中$N = 1024$，nu = 10

执行实时序列的离散傅里叶变换时，使xr [k] = f_k、xi [k] = 0. 函数fft.c 将以相同的阵列xr和xi表示的傅里叶幅值返回。注意，xr频率幅值相应于类余弦项，而xi 频率幅度相应于类正弦项。

傅里叶系数的实部和虚部的比值，取决于开始采样的波形的点(相位)。因为波形信号发生器和计算机程序不是同步的，所以，在一次运行过程到另一次运行过程中，相位角ϕ将发生随机变化，但是这点并不重要。傅里叶系数H_n的幅值F_n的大小并不取决于ϕ:

$$\tan\phi = \mathrm{Im}(H_n)/\mathrm{Re}(H_n) \qquad F_n = \sqrt{\mathrm{Re}(H_n)^2 + \mathrm{Im}(H_n)^2}$$

参考阅读资料

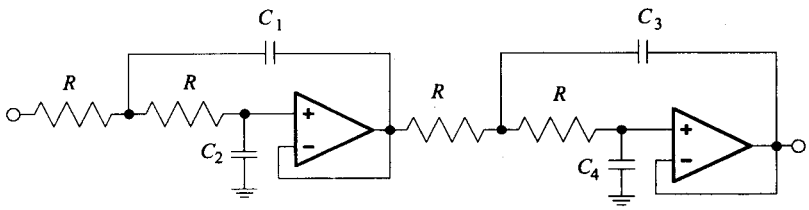
5.8节。

E. Orhan Brigham, *The Fast Fourier Transform and its Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

实验过程

1. 抗混叠的滤波器

构建一个如实验图21-1所示的巴特沃思四极低通滤波器，其转角频率为5 kHz和3dB（分贝)。这个滤波器将用来阻塞大于二分之一采样频率的频率。运算放大器引脚分配和外部连接见实验图4-1和实验图4-2。参阅第2.6节和表2-3，了解如何导出滤波器分量值。



实验图21-1 巴特沃思四极低通滤波器用于阻塞超过半采样频率的频率

使用正弦波形信号发生器测试滤波器。滤波器应该削减大于或者等于10 kHz的频率(数据采集电路的奈奎斯特限制)、在7 kHz(滤波器的转角频率)时把幅度降低到0.707，并且在频率低于7 kHz处保存幅度(增益 = 1)。

对于f_C = 7 kHz和R = 6.8 kΩ，我们需要：

C_1 = 6 750 pF(5 600 pF和≈1 200 pF并联)

C_2 = 5 750 pF(4 700 pF和≈1 000 pF并联)

C_3 = 16 300 pF(15 000 pF和≈1 200 pF并联)

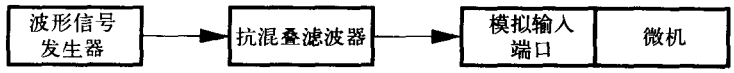
C_4 = 2 390 pF(1 800 pF和≈560 pF并联)

然而，普通电容器的精确度很少超过20%，5%的精确度将需要用一台电容计测量多种电容器并联组合情况。不过，这种抗混叠的滤波器并不需要更高的精确度。关于标准电容器数字码请参阅附录H。

保留这个滤波器电路，以供实验练习22（人声的快速傅里叶变换）和实验练习24（应用傅里叶去卷积进行数字化控制）使用。

2. 使用模拟输入端口进行计算机采样

将滤波器的输入端连接到波形信号发生器，滤波器的输出端连接到数据采集卡（实验图21-2）的正极输入端(0^+ 通道，DT3010 脚 1)。将数据采集卡的负极输入端(第0^-通道，DT3010 脚2)和所有数字、模拟接地点 (DT 3010 脚 50，57，81，82，83，106) 连接到外部电源接地点。



实验图21-2 设备安装

3. 实验程序

C语言编程实现下列步骤：

1) 抽样1 024个约20 kHz的幅值，并且将这些幅值储存在一个整形数组内。

2) 从每个值中减去2 048，以产生数据组f_k(k = 0到1 023)。(这是必要的，因为模拟输入电路将−10V到+10V的输入电压转换成为从 0到4 095的数字。)

3) 为了制图方便，把1 024个数值f_K写到一个磁盘文件。

4) 根据用户的选项，用汉宁窗口乘以数据（或上升的余弦波）：

$$h_k = 0.5[1-\cos(2\pi k/1\ 024)]$$

而且为了制图，把这1 024个新值写到一个磁盘文件。

5) 执行快速傅里叶变换算法，计算1 024个傅里叶系数H_n。计算数幅值数组：

$$F_n = \sqrt{\mathrm{Re}(H_n)^2 + \mathrm{Im}(H_n)^2}$$

以及幅值的平方。

6) 为了制图，把幅值写到一个磁盘文件。

数据采集回路，应该像在实验练习10使用过的方法那样，演示抗混叠。

4. 周期波形的快速傅里叶变换（FFT）

4.1 波形信号发生器与数据采集的设置

波形信号发生器设置为大约2 kHz，调整幅值，和按钮的偏移量，以产生一个大约在−5V和+5V之间振荡的正弦波。以最大速率（大约20 kHz）取1024个样本值。在屏幕上显示图形文件。注意到周期的数量并且调整波形信号发生器的频率，以便进行大约6.5个周期的采样。

如果不是为了达到本实验的目的，其他的周期诸如5.5个周期或7.5个周期都是合适的，但是不要采集整数周期。

4.2 非整数正弦波的快速傅里叶变换

取出1 024个样本，从每个样中本再减去2 048，但是不要用汉宁窗口乘以数据。使用快速傅里叶变换函数，得到频率幅值的1 024个实数和虚数的分量数值。使用作图程序，在屏幕上显示幅值，并在打印机上把图打印出来。打印出实部、虚部和幅值。

注意 如果较低的F_n幅值不等于它们的上对应部F_{1024-n}，程序就是错误的。

4.3 非整数汉宁窗口正弦波的快速傅里叶变换

取出1 024个样本，从每个样本中再减去2 048，并且要用汉宁窗口乘以数据。进行快速傅里叶变换，打印出幅值的图形，并且打印出实部、虚部、幅值和幅值的平方值。

4.4 非整数汉宁窗口方波的快速傅里叶变换

不改变频率或者振幅，将波形信号发生器的波形从正弦波切换到方波模式。如同上述4.3那样，取出1 024个样本，从每个样本中再减去2 048，并且用汉宁窗口乘以数据。进行快速傅里叶变换，打印出幅值的图形，打印出实部、虚部和幅值。

4.5 非整数汉宁窗口三角形波的快速傅里叶变换

不改变频率和振幅，将波形信号发生器的波形从方波切换到三角形波模式。如同上述4.3那样，取出1 024个样本，再从每个样本中减去2 048，并用汉宁窗口乘以数据。进行快速傅里叶变换，打印出幅值的图形，打印出实部、虚部和幅值。

4.6 不使用抗混叠滤波器的汉宁窗口的非整数方波的快速傅里叶变换

旁路抗混叠滤波器，并重复上述步骤4.4。进行快速傅里叶变换，打印出幅值的图形，打印出实部、虚部和幅值。

实验报告

1. 实验方案

为实验绘制一张简单的结构图。

2. 数据摘要和分析

对非窗口正弦波，注意在基准频率附近的幅值的分布情况。为了确定基准频率的幅值结合值，将相邻幅值的平方值相加，并且对它们的和取平方根。对窗口正弦波做同样的处理，注意两者在幅值分布范围上的差别。

对于方波和三角形波，注意幅值平方值的峰值，并且确定相应的谐波数。第n次谐波的频率是谐波次数n乘以方波或三角波的基波频率。由于窗口化的影响，每个谐波将跨越若干个相邻的傅里叶系数。

对每个达到第9次的谐波，将下列数据制表：1) 频率。2) 谐波数目。3) 被组合的幅值。4) 第一次谐波的组合幅值与每个更高次谐波的组合幅值的比。5) 第一次谐波和每个更高次谐波的比的期望值。对每次谐波，为确定组合幅值，把相邻幅的平方值相加，再取和的平方根。(注意，方波的幅值将会随着频率的增加而减少（为f^{-1}）；而三角波的幅值反比于频率的平方

(即$\infty 1/f^2$))。

3. 讨论和结论

- 讨论实验过程第1节（构建与测试抗混叠滤波器）。
- 讨论实验过程第4.1节（调整波形信号发生器为半个周期波）。
- 讨论实验过程第4.2节（非整数正弦波的快速傅里叶变换）。
- 讨论实验过程第4.3节（非整数汉宁窗口正弦波的快速傅里叶变换），与实验过程第4.2节比较，不使用汉宁窗口。
- 讨论实验过程第4.4节（非整数汉宁窗口方波的快速傅里叶变换）。
- 讨论实验过程第4.5节（非整数汉宁窗口三角波的快速傅里叶变换）。
- 讨论实验过程第4.6节（非整数汉宁窗口方波的快速傅里叶变换，但是无抗混叠滤波器）。与4.4节中使用抗混叠滤波器时的变换相比较。
- 解释为什么要在相应的傅里叶频率指数处测量傅里叶幅值。
- 讨论用于这个实验练习的频谱分析技术有哪些限制和不足。

4. 问题

1) 如何将幅值的最后64个数值（也就是$F_{513} \rightarrow F_{1023}$）与dc项后的头64个数量（也就是$F_1 \rightarrow F_{512}$）进行比较？

2) 对于正弦波的快速傅里叶变换，在基准频率的整数倍的频率处，你观察到任何非零幅值了吗？什么能引起这种非零傅里叶系数？

3) 由于数据采集回路与波形信号发生器的输出不同步，如果重复练习，你认为傅里叶幅值的实部分量和虚部分量总是相同的吗？

4) 对采样和傅里叶变换一个非整数周期波，用汉宁窗口有何益处？

5) 采样和傅里叶变换一个方波，用抗混叠滤波器的有何益处？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序源代码和实验过程4.2到4.6节的输出（幅值的图表和频率指数的数字值、傅里叶系数的实部和虚部、幅值）。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习22

语音的快速傅里叶变换

实验目的

定期采样由人类发出的各种语音元音所产生的音频波形样本，以执行快速傅里叶变换。探讨在快速傅里叶变换中哪些特性是依赖于发声者，哪些特性是依赖被发出的语音元音。

实验设备

- IBM奔腾微处理器兼容机，带Windows NT 操作系统和微软Visual C++编译器。
- 打印机（与其他实验室共享）
- 数据转换 DT3010 接口板
- 示波器
- +5 V和±12 V电源
- 万用电路板
- 3个l0 μF, 25 V的电解电容器（接在电路板的电源接线柱和地接线柱之间）
- 6个0.1 μF, CK-05 旁路电容器（接在集成电路板的电源和地线之间）
- 4个LF356运算放大器（一个作为麦克风放大器，两个作为抗混凝滤波器，一个作为功率放大器）
- 在散热器上的LM 12 80-W运算放大电路
- 小扩音器
- 麦克风
- 1个1 kΩ电阻（麦克风放大器）
- 4个6.8 kΩ电阻（巴特沃思滤波器）
- 1个10 kΩ电阻（麦克风放大器）
- 2个100 kΩ电阻（麦克风电路）
- 3个20 kΩ调谐电位器（运算放大调偏）
- 1个560 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 1个1 000 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 2个1 200 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 1个1 800 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 1个4 700 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 1个5 600 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 1个15 000 pF电容（巴特沃思滤波器）
- 2个1 μF电解电容器(麦克风电路)
- 用AD625 或 LH0036麦克风测量放大器
- AD625测量放大器芯片要用以下电阻：
  1个25 kΩ调谐电位器（调偏）

2个20 kΩ电阻（R_F）
1个3.9 kΩ电阻（增益为10的R_F）

- LH0036测量放大器芯片要用以下电阻：

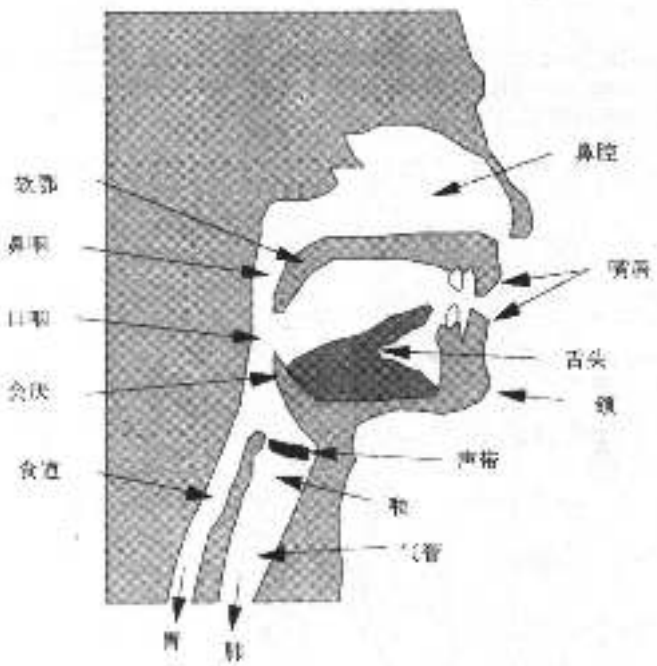
1个100 kΩ调谐电位器（调偏）
1个5.1 kΩ电阻（增益为10的R_G）
1个3.3 kΩ电阻（调偏）
1个33 kΩ电阻（调偏）

实验背景

空气通过声门（声门位于声带的前端）时，由于声带张力的调节使得声带振动，产生准周期性的空气脉冲，从而刺激了声道，产生语音。当屏住呼吸的时候，膈肌会将声门完全关闭。声道由鼻咽（鼻腔和口腔后部之间的连接部分）、口咽（口腔后部和食道之间的连接部分）、口组成。颚、嘴唇、舌头的运动可以改变声道发音的特性。另外，上颚下移可以使得鼻腔发出鼻音。实验图22-1是这些结构的图示说明。

元音是由一个固定的声道发出来的，英语里的元音例子如：father里面的a, see里面的e, go里面的o，up里面的u的发音。

双元音是一个元音后面紧接着另一个元音的滑音。英语里的例子如："buy(对……吠叫)"，"boy（男孩)"，"you（你）"。



实验图22-1 所示为与语音有关的头颈内部结构。肺呼出的空气通过声带压缩产生一定准周期性的空气脉冲，声道（咽喉和口）作为共振腔，颚，嘴唇，舌头的运动可以改变我们所发出的声音。会厌的降低可用来吞咽食物。屏息的时候，声门（发音腔中间的一个空隙）完全关闭

鼻音是由声道完全收缩同时上颚下移让空气通过鼻腔，声音从鼻孔里发射而产生的。英语里的例子是m（声道在嘴唇部分收缩），n(声道在牙齿后面收缩)。鼻音集中低频能量

和中等频率范围无优势峰值。

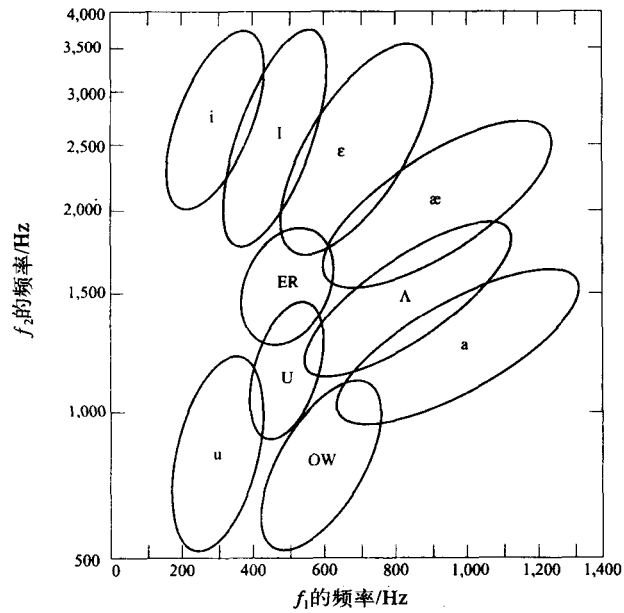
清辅音是由于在声道收缩区域内，平稳滚动的气流产生湍动刺激声道而产生的，但是声带并不振动。例如：f（在嘴唇附近收缩），s（在声道中部收缩）以及sh（在声道后部收缩），在这些例子里，波形是非周期并且类似于白噪声。还有许多别的可辨认语音组成部分，如半元音（如w、l和r），浊辅音（如v和z），有声爆破声（如b、d和g），无声爆破音（如p、t和k）以及摩擦音（如j和h）。

在这个实验练习中，我们将着重研究元音，因为它们有典型的频率谱图。与每个元音都相关的共振频率称作“共振峰”。例如，中等男性音调，发出hot中的元音“o”时，第一个共振峰是在频率730 Hz处，第二个共振峰是在频率1 090 Hz处，而第三个共振峰是在频率2 440 Hz处。另外的例子参见实验表22-1和实验图22-2。

实验表22-1 元音的平均共振峰频率范围

元音符号	典型单词	f_1(Hz)	f_2 (Hz)	f_3 (Hz)	f_2/f_1	f_3/f_1
i	beet（生火）	270	2 290	3 010	8.5	11.1
I	bit（少量）	390	1 990	2 550	5.1	6.5
ε	bet（打赌）	530	1 840	2 480	3.8	4.7
æ	bat（蝙蝠）	660	1 720	2 410	2.6	3.7
Λ	but（不过）	640	1 190	2 390	2.3	4.6
a	hot（热的）	730	1 090	2 440	1.5	3.3
OW	bought（买来的）	570	840	2 410	1.5	4.2
U	foot（足）	440	1 020	2 240	2.3	5.1
u	boot（靴子）	300	870	2 240	2.9	7.5
ER	bird（鸟）	490	1 350	1 690	2.8	3.4

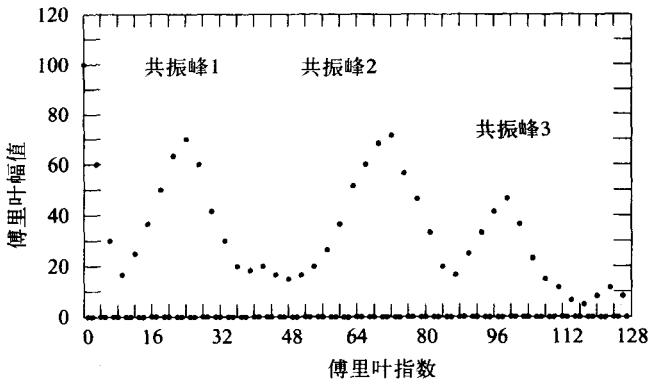
信息来源：Gordon E. Peterson 和 Harold L. Barney“元音研究中使用的控制方法”，*J. Accoust. Soc. Am.*, Vol. 24 (1952): 175-184.经AT&T公司许可。



实验图22-2 第一个和第二个共振峰频率之间的二维关系

信息来源：Gordon E. Peterson和Harold L. Barney“元音研究中使用的控制方法”，*J. Accoust. Soc. Am.*, Vol.24(1952): 175-184经AT&T公司许可。

人类元音发声的简化模型是一个脉冲发生器（声带）之后跟着一个时变滤波器（口和舌头）。规则脉冲由发音者决定，在一个大的频率范围内，这种脉冲的快速傅里叶变换的傅里叶幅值为非零值。嘴和舌头以一定的强度发送谐波到外界，其强度的模式就是所被发出的元音的特性。通过对稳定元音发声进行快速傅里叶变换，可以鉴定元音中二到三个主要的共振成分（称为共振峰）。要注意的是，实际的共振峰频率是由讲话者音调决定。各共振峰频率的比值才是元音声音主要的特性，参见实验图22-3。



实验图22-3 典型元音的快速傅里叶变换。在这个例子中，采样3个周期，结果是每次只有第三个傅里叶幅值是非零的。共振峰是由声道共振所产生并且它能够确定元音的音质。不同的元音是由声道的不同形态产生的

参考阅读资料

R. W. Broderson, P. J. Hurst, and D. J. Allstot, "Switched-capacitor applications in speech processing," *IEEE Symp. Circ. Sys.*, Vol. 3 (1980): 732–737.

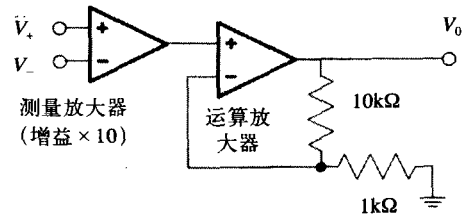
Gordon E. Peterson and Harold L. Barney, "Control methods used in a study of the vowels," *J. Accoust. Soc. Am.*, Vol. 24 (1952): 175–184.

L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1978.

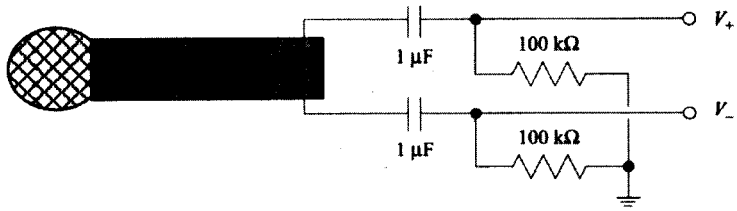
实验过程

1. 麦克风的初级放大器

根据实验练习5构建一个测量放大器。对于AD625测量放大器，要获得约为10的增益，要求R_F = 20 kΩ，R_G = 3.9 kΩ。而对LH0036测量放大器，为使其增益约为10，要求R_G = 5.1 kΩ。在测量放大器后紧连一个增益约为10的同相放大器（实验图22-4）。建立如实验图22-5所示一个麦克风电路，并且将麦克风电路与测量放大器的输入端连接。在抗混叠滤波器中，麦克风放大器输出端电压应该在−5V到+5V范围之内，放大器的增益为1。



实验图22-4 麦克风放大器电路

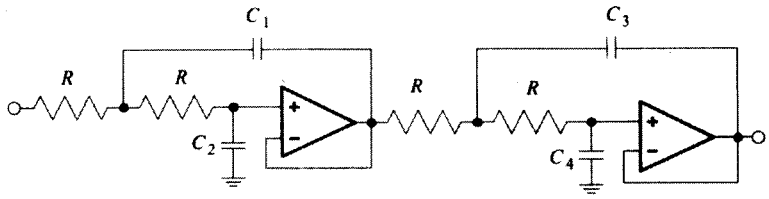


实验图22-5 连接到测量放大器的动态麦克风和电路

2. 抗混叠滤波器

按照实验图22-6所示，构建转角频率为7 kHz（3dB）带宽的巴特沃思四极点滤波器。运算放大器引脚分配和外部连接见实验图4-1和实验图4-2。在第4脚（－12 V）与地之间、第7脚（＋12 V）与地之间各连接一个0.1 μF电容。滤波器分量数值见2.6节和表2-3。

用正弦波发生器来测试滤波器。滤波器将削弱大于或等于10 kHz的频率，（数据采集电路的奈奎斯特限制），并且在7kHz（滤波器的转角频率）处减小振幅至0.707，在频率低于5 kHz时保持振幅（增益＝1）。



实验图22-6 巴特沃思四极点抗混叠滤波器

要使f_c = 7 kHz 和 R = 6.8 kΩ，需要：

C_1 = 6 750 pF (5 600 pF 和 ≈ 1 200 pF并联)

C_2 = 5 750 pF (4 700 pF 和 ≈ 1 000 pF并联)

C_3 = 16 300 pF (15 000 pF和 ≈ 1 200 pF并联)

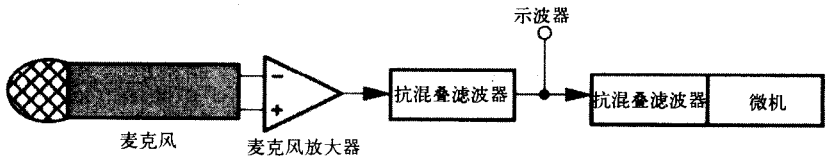
C_4 = 2 390 pF (1 800 pF和 ≈ 560 pF并联)

普通的电容，精确度很少高于20%，在测试电容器的各种并联组合值时，电容（测量）计的精度应为5%。但是，抗混叠滤波器不需要更高精度的电容。标准电容器数字代码，见附录H。

将滤波器电路输入端连接到测量放大器的输出端，并检测，在麦克风端以中等音量说话时，滤波器输出不超过－5V～＋5V的范围。

3. 数据采集和回放电路

将巴特沃思低通滤波器的输出端连接到数据采集卡。将数据采集卡的负输入（0⁻通道）端和数据采集卡的所有数字、模拟接地点连接到外部电源接地点（见实验图22-7）。连接模拟输出端到电流放大器和回放装置的扬声器。



实验图22-7 建立元音声采样装置

4. 程序

对每个元音声，使用“标准模拟I/O回路”来采样和存储4 096样本值。按照实验练习21（取样数据的快速傅里叶变换）那样为数据开个窗口。用100 Hz的正弦波去测量采样频率f_s（应大于10 kHz）。用快速傅里叶变换算法把4 096个值变换成4 096个频率系数的实部和虚部。计算幅值数组：

$$F_n = \sqrt{\mathrm{Re}(H_n)^2 + \mathrm{Im}(H_n)^2}$$

将它们写到文件中以备打印、绘图。

5. 采样频率的确定

把波形信号发生器调校到1 kHz的正弦波，使用实验练习10的标准I/O回路来采集4 096样本值。在程序循环结束时，将样本写到一个文件。观测文件并确定多少个样本跨过10个周期。这个数字的十分之一即采样频率（以千赫兹为单位）。如果该数字明显小于20 kHz，需要检查I/O回路中是否有多余的步骤。

6. 元音声的快速傅里叶变换

当两个实验伙伴互相讲话时（四个数据集），用麦克风、抗混叠滤波器和计算机，对于不同的元音声采样4096个值，这些元音声是从实验表22-1中选择出来的。在示波器上观察滤波器的输出，元音声将显示为周期性的信号，写这些数值到一个文件里，并打印出图。

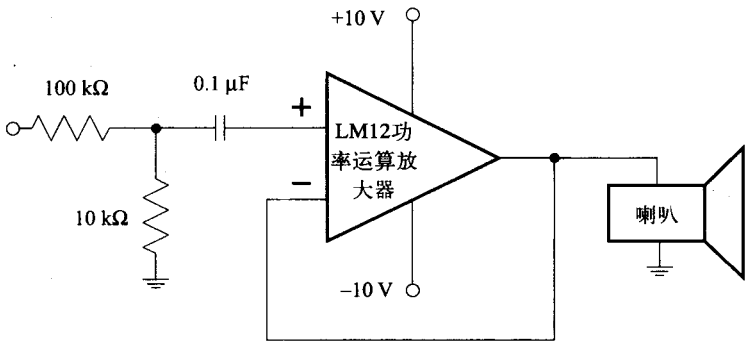
对于每个元音声，都执行快速傅里叶变换，计算傅里叶幅值的数组，把它作为一个文件写到磁盘中，并且把该文件图打印出来。由于不同的人说话有差异，如果数据与实验表22-1有轻微的差异，也不必担心。

对于两个说话者，把最能显示个体声带颤动的谐波图扩大，并打印这个图。

7. 人类语音的采样和重放

7.1 功率放大器。将模拟输出接到LM12运算放大器电路。再将LM12的输出接到小扬声器（见实验图22-8）。设计该电路是为了通过阻塞直流和限制交流电压在±1 V范围内以保护扬声器。为了避免反馈，保证LM12输出和扬声器的线尽可能远离LM12输入线。

7.2 程序。修改程序，以便能在两种模式下运行：



实验图22-8 语音重放的功率运算放大电路

模式1：用标准模拟I/O回路，采样大约10 s的声音。用“calloc”和指针算法（见附录C），可以获得并存储大约200k左右所需的数据。

模式2：用标准模拟I/O回路，在扬声器上输出10 s的声音。

7.3 **采样和重放。**用系统采样和重放一些你喜欢的短语，真实和清楚地记录观测结果。

实验报告

1. 实验方案

画出简单的实验结构的方框图。

2. 数据摘要和分析

1) 绘出4组数据（实验过程中的第6节）的时间样本图，以比较由同一个人发出的不同元音的时间波形，以及由不同的人发出的同一元音的时间波形。

2) 绘出4组傅里叶幅值图（实验过程中的第6节），比较由同一个人发出的不同元音的发音频谱，和由不同的人发出相同元音的发音频谱。包括一个最初的100个傅里叶幅值图。这样我们就可以看到和测量到声腱的基准谐波。

3) 声腱产生一个周期振荡，该周期振荡将以低频尖峰（基准）信号加上所有的更高次的谐波，出现在傅里叶幅值中。除了奇数次谐波和偶数次谐波都出现的情况以外，这类似于在实验练习21里观测到的方波。根据采样频率f_S、样本的数目M、和最低谐波的指数n_1，估计出两个说话者的声腱的基准频率（第1次谐波）为$(f_s n_1/M)$。

4) 对于4个傅里叶幅值图（两个说话者的两个元音声）中的每一个，标注出第一次谐波、第二次谐波、第三次谐波。第k次谐波将发生在或者接近傅里叶指数$n_k = kn_1$上。由于窗口的影响，每次谐波都会跨越若干个相邻的傅里叶系数。

5) 我们应当看到谐波的幅值随着频率的改变而改变。虽然声腱的所有谐波是存在的，由于一些频带在口、舌头不同的位置，从而被加强形成共鸣腔。最低的频带是第一次共振峰，并且出现在频率f_1处。在每个图中，确认3个最显著的共振峰，并把它们的频率分别标记为f_1、f_2和f_3。将这些频率、频率比值f_2/f_1、f_3/f_1与实验表22-1中的那些进行比较。

3. 讨论和结论

1) 论述采样频率的（实验过程中的第5节）测量方法和测量精确度。

2) 检验4个傅里叶系数数据组（实验过程中的第6节）。讨论傅里叶幅值图的哪个特征是元音声的特性，哪个特征是说话者的语音特性。

3) 讨论实验过程中的第7节。根据声音的频率讨论其逼真度和讨论振幅的精确度、以及由D/A产生的更高次的谐波。考虑一小时高保真立体声音的数字存储。

4. 问题

1) 傅里叶系数$H_{M/2}$和什么频率（以赫兹作为单位，Hz）是相对应的？

2) 实验测得的共振峰频率比值f_2/f_1和f_3/f_1与实验表22-1比较，有多好？

3) 对这两个讲话者来说，在相邻声腱谐波之间的频率差为多少（以Hz作为单位，Hz）？

4) 如何设计一个计算机程序去测定哪个元音的发音是独立于说话者的？以步骤列表的方式给出你的答案，并评论主要存在问题。

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序源代码和快速傅里叶变换幅值的输出。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习23

数字滤波

实验目的

用模拟滤波器和数字低通滤波器滤除正弦波，并且比较它们作为频率函数的特性。

实验设备

- IBM奔腾微处理兼容机，使用Windows NT操作系统和微软Visual C++编译器
- 打印机（和其他实验室共享）
- 数据转换器DT3010接口板
- 示波器
- ±12 V电源
- 2个10 μF 25 V电解电容器（接在电路板的电源接线柱和地接线柱之间）
- 2个0.1 μF CK-05电容器（接在集成电路芯片的电源和地线之间）
- 万用电路板
- 1个LF356运算放大器集成电路
- 正弦波发生器
- 1个51 kΩ电阻（低通滤波器）
- 1个0.1 μF CK-50电容器（低通滤波器）
- 1个20 kΩ的调谐电位器（运算放大器调偏）

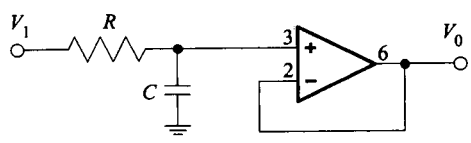
实验背景

1. 模拟低通单极点滤波器

如实验图23-1所示的模拟低通单极点滤波器，有一个闭环增益G和相位移ϕ，表示如下。

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_c)^2}}, \qquad \tan(\phi) = -f/f_c \tag{23-1}$$

这里f是频率，$f_c = (2\pi RC)^{-1}$是转角频率，对于低频，$|G| = 1$。当$f = f_C$时，$|G| = 1/\sqrt{2}$。在非常高频率下，$|G| = f_c/f$。当$f << f_c$时，相移为0°。当$f = f_c$时，输出被相移45°。当$f >> f_c$时，输出被相移90°。



实验图23-1　单极低通模拟滤波器。外部元件见实验图4-3

这个模拟滤波器有一个冲激响应$e^{-t/RC}$，如实验图23-2所示。脉冲主要是对电容器C的输出端充电，它随时间常数RC衰减。

2. 数字低通单极点滤波器

数字低通单极点滤波器有以下的形式：

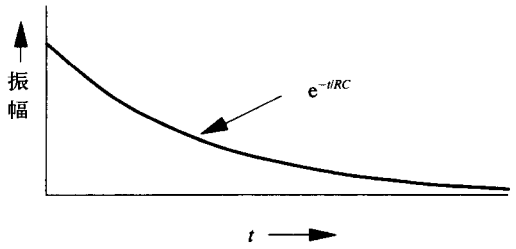
$$y_i = (1 - \alpha)\, x_{i-1} + \alpha y_{i-1}$$

它对脉冲的响应为：

$$x_{i<0} = 0,\ x_0 = 1,\ x_{i>0} = 0$$

指数衰减如下：

$$y_{i<1} = 0,\ y_1 = (1 - \alpha),\ y_2 = (1 - \alpha)\,\alpha,\ y_i = (1 - \alpha)\,\alpha^{i-1}$$



实验图23-2 一个低通单极点模拟滤波器的冲激响应

该冲激响应的面积为1：

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} y_i = (1-\alpha)(1+\alpha+\alpha^2+\text{L}) = 1$$

由于读入模拟输入端口的操作、执行滤波的操作、以及把结果写入到模拟输出端口的操作需要占用时间Δt，因此相对于模拟滤波器而言，数字滤波器有一个附加的延迟时间。当$\Delta t \to 0$时，数字滤波器趋向于模拟滤波器。

参考阅读资料

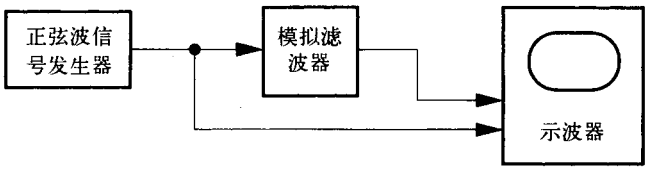
Samuel D. Stearns and Ruth A. David, *Signal Processing Algorithms*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

5.9节。

实验过程

1. 模拟滤波

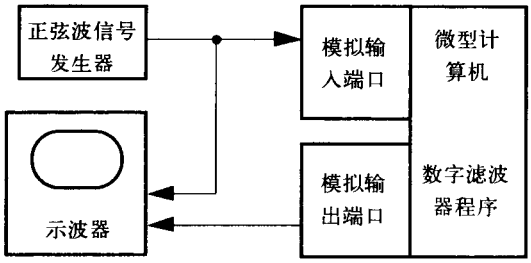
如实验图23-1所示，使用$R = 51$ kΩ的电阻和$C = 0.1$ μF的电容，构成一个低通单极点模拟滤波器。转角频率为$f_c = (2\pi RC)^{-1} = 31$ Hz。运算放大器的外部连接，见实验图4-2。使用实验图23-3所示的实验装置，测量模拟滤波器在10、30、100、300、1 000、和3 000 Hz时的响应。记录V_{out}/V_{in}的变化和相位移的变化。



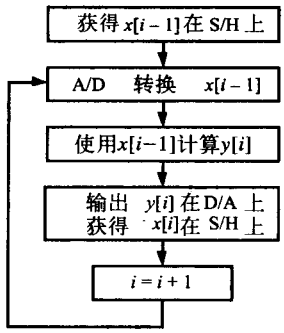
实验图23-3 正弦波的模拟滤波装置

2. 数字滤波

使用如实验图23-4所示的实验装置，在上面所列出的频率处，用IBM的数据采集电路，对



实验图23-4 正弦波的数字滤波装置



实验图23-5 数字滤波程序的流程图

正弦波发生器采样。由于转角频率为31 Hz，低于一半的采样频率，故不需要像实验练习22那样使用抗混叠滤波器。调节正弦波的峰到峰的振幅大约为10 V和调节平均幅值为零。如果时间允许，像实验练习10那样，对输出波进行滤波。

写一个程序，以采样一个正弦波、执行数字滤波：

$$y_i = (1 - \alpha)\, x_{i-1} + \alpha y_{i-1} \tag{23-2}$$

尽可能快速地把结果写到D/A转换器。可查看实验图23-5的流程图。在方程式(23-2)中，x_{i-1}是被A/D转换器读入的最新数据，y_{i-1}是前一个输出数值，α是滤波器设计参数且$0 < \alpha < 1$。使用10 Hz输入正弦波，观察输出波形的步长，估计滤波器处理的时间Δt。

低通单极点数字滤波器的冲激响应是由$y_i = (1 - \alpha)\alpha^{i-1}$给出，我们希望它等于模拟滤波器的冲激响应：

$$y_i = (1 - \alpha)\alpha^{i-1} = (1 - \alpha)\mathrm{e}^{-t/RC}$$
$$t = (i - 1)\Delta t,\ \alpha = \mathrm{e}^{-\Delta t/RC}$$

在公式（23-2）中使用的是浮点数乘法。用浮点处理器的微机执行整数运算困难更大并且速度更慢。

开始进行滤波时，y_{i-1}的值将是不准确的，特别是如果选择$y_0 = 0$时。当时间常数为RC的滤波器执行很多次后，连续值y_i会“忘记”了用于求y_0的最初的错误值。因而，有必要删除前五个$RC/\Delta t = -5/\ln\alpha$的样本。

像实验过程的第一节一样，使用这些数据，将滤波器的增益和相位移相记录为频率的函数。

实验报告

1. 实验方案

为所用到的实验设备画出一个简单的框图。

2. 数据摘要和分析

- 把两种滤波器下观察到的V_{out}/V_{in}的值和理想值（公式(23-1)），作为频率的函数，制作成表和绘制成图。
- 把两种滤波器下观察到相位值和理想值（公式(23-1)），作为频率的函数，制作成表和绘

制成图。

- 把两个滤波器的相移的差值$\Delta\phi$和时移 $\Delta t = \Delta\phi/(2\pi f)$，分别作为频率的函数，制作成表和绘制成图。

3. 讨论和结论

1) 讨论模拟滤波器和数字滤波器两者间的差异。考虑他们的实施、准确性以及增益和相位移对频率的关系。

2) 讨论在什么场合下使用模拟滤波器会比较好，在什么场合下使用数字滤波器会比较好。

3) 讨论滤波器的处理时间Δt如何影响数字滤波器的相位移。

4) 讨论数字滤波器在频率$f > 1(2\Delta t)$时如何运行。

4. 问题

1) 在使用低通数字滤波器时，α取何值？

2) 如果所使用的采样频率为100 Hz，试验中α的数值应为多少？

3) 对下列滤波器，计算冲激响应：

$$y_i = x_{i-1} + 0.5y_{i-1} + 2y_{i-2}$$
$$y_i = x_{i-1} + 0.9y_{i-4}$$
$$y_i = x_{i-1} - y_{i-1}$$

提示：$x_0 = 1$，$x_{i \neq 0} = 0$

4) 什么样的频率时，数字滤波器的相位移为90°？在该频率时，模拟滤波器的相位移为多少？

5) 两种滤波器之间的时移Δt差值是频率无关吗？你希望的结果是什么？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序源代码和输出结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习24

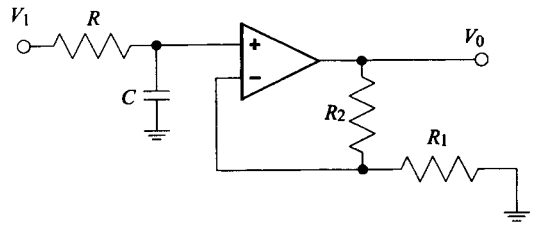
用傅里叶反卷积和数字滤波处理补偿问题

实验目的

对模拟电路（一个单极点低通滤波器）的冲激响应$c(t)$进行取样，并使用快速傅里叶变换来计算相应的数字反卷积滤波器b。如果一个波形$a(t)$首先由滤波器b进行数字滤波，然后通过模拟电路发送，那输出的结果与原$a(t)$相当接近。当对（1/快速傅里叶变换（$c(t)$））进行逆快速傅里叶变换运算时，可以计算出数字滤波器b。

实验设备

- IBM PC机，带有数据转换3 010板
- 打印机（和其他实验室共享）
- 万用电路板
- ±12 V电源
- 2个10 μF 25 V电解电容器（接在电路板电源接线柱和地接线柱之间）
- 一个LF356运算放大器
- 2个0.1 μF CK-05的电容器（其中一个接在LF356的第4脚和地之间，另一个接在第7脚和地之间）
- 1个20 kΩ的调谐电位器（有必要的时候可以用来调整运算放大器的输出偏压）
- 1个0.1 μF CK-50电容器（低通滤波器）
- 1个1 kΩ电阻（低通滤波器）
- 1个100 kΩ电阻（低通滤波器）
- 1个51 kΩ电阻（低通滤波器）



实验图24-1　单极低通模拟滤波器。对于外部电路元件看实验图4-2。把0.1μF的电容器连接在第4脚（−12 V）和地之间，以及第7脚（+12 V）和地之间

实验背景

1. 模拟单极低通滤波器

像在第2章的描述和实验室练习23的那样，如实验图24-1所示，模拟单极低通滤波器具有一个闭环增益G：

$$|G| = \frac{(R_1 + R_2)/R_1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}$$

这里f是频率，$f_c = (2\pi RC)^{-1}$是转角频率。当频率低时，$|G| = (R_1 + R_2) / R_1$。当$f = f_c$时，$|G| = (R_1 + R_2) / (\sqrt{2}\, R_1)$。当频率很高时，$|G| = (f_c / f)(R_1 + R_2) / R_1$。

当V_1突然发生改变后，电容器C上的电压值会随着指数时间常数RC而改变，并渐近地与

V_1的新值相等。

在V_1处，电压脉冲为ΔV、持续时间为ΔT（假定此值比RC的时间短很多），这个脉冲将数值为$\Delta V\Delta T/R$的量施加在电容器C的输出端，该值随着时间常数RC衰减。因而，在运算放大器输入端，电压的瞬变过程如下公式所示：

$$V(t) = \frac{\Delta V \Delta T}{RC} e^{-t/RC}$$

它的平面图如实验图24-2所示。

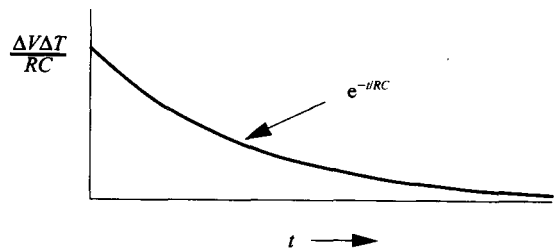
2. 应用于数字控制的傅里叶卷积定理

我们在这里讨论的控制问题是要确定用数字滤波器$b(t)$，这种对信号的预处理过程是必要的。因此信号只有经过了数字滤波器的预处理，其通过低通滤波器后的输出值才会与初始值$a(t)$很相似。换句话说，我们就是要弄清楚$b(t)$是如何补偿低通滤波器对信号进行处理。

$$\tilde{a}(t) = [a(t) \cdot b(t)] \cdot c(t)$$

这里 · 代表卷积运算符。

傅里叶卷积定理的表达式如下：



实验图24-2 一个低通单极点模拟滤波器，对于电压脉冲ΔV、持续时间$\Delta T << RC$的脉冲响应

$$\mathcal{F}(a) = \mathcal{F}(a) \times \mathcal{F}(b) \times \mathcal{F}(c)$$

×是一个简单的乘法符号，$\mathcal{F}(a)$、$\mathcal{F}(b)$、$\mathcal{F}(c)$分别代表$a(t)$、$b(t)$、$c(t)$的傅里叶转换。使用简单的除法，则有：

$$\mathcal{F}(b) = 1/\mathcal{F}(c)$$

这意味着$b(t)$可以由以下关系式确定：

$$b(t) = \mathcal{F}^{-1}[1/\mathcal{F}(c)]$$

因此计算的步骤如下：

1) 测量冲激响应$c(t)$。

2) 对$c(t) = C_r + jC_i$作傅里叶变换。

3) 计算$c(t)$的傅里叶的变换的倒数：

$$1/\mathcal{F}(c) = \frac{1}{C_r + jC_i} = \frac{C_r - jC_i}{C_r^2 + C_i^2}$$

4) 反转傅里叶变换式，得出有限冲激响应滤波

$$b(t) = \mathcal{F}^{-1}[1/\mathcal{F}(c)] = \mathcal{F}^{-1}\left[\frac{C_r - jC_i}{C_r^2 + C_i^2}\right]$$

滤波器的系数由下式给出：

$$b_k = \mathcal{F}^{-1}\left[\frac{C_{rk} - jC_{ik}}{C_{rk}^2 + C_{ik}^2}\right]$$

滤波器的方程式为：

$$y_{n+1} = \frac{1}{B}\sum_{k=0}^{N} x_{n-k}b_k, B = \sum_{k=0}^{N} bk$$

现在可以连续地取样$a(t)$，连续地用数字滤波器$b(t)$滤波，并把输出发送到模拟电路。电路的输出应是一个$a(t)$的延迟版本。

在这个实验练习当中，$c(t)$是模拟滤波器的输出，这个输出是经模拟输出端口产生的短脉冲驱动下产生的输出。

注意 在一般的情况下，如果$\mathcal{F}(c)$的数量级太小的话，$1/\mathcal{F}(c)$可能会造成数值上的误差，并且数字滤波器$b(t)$可能会产生不可靠的结果。换一句话说，如果系统对频率分量的发射能力很差，那么在系统的输出中就很难产生这种频率分量。

参考阅读资料

E. Oran Brigham, *The Fast Fourier Transform and its Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

实验过程

1. 单极低通模拟滤波器

如实验图24-1所示，用$R = 51\ \text{k}\Omega$、$C = 0.1\ \mu\text{F}$组成一个单极低通模拟滤波器电路。

对于直流增益为1，设置$R_1 = \infty\ \Omega$，$R_2 = 0\ \Omega$；对于直流增益为100，设置$R_1 = 1\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 100\ \text{k}\Omega$。$RC$指数衰减时间大约是5.1 ms，而转角频率$f_c = (2\pi RC)^{-1} \approx 31\ \text{Hz}$。

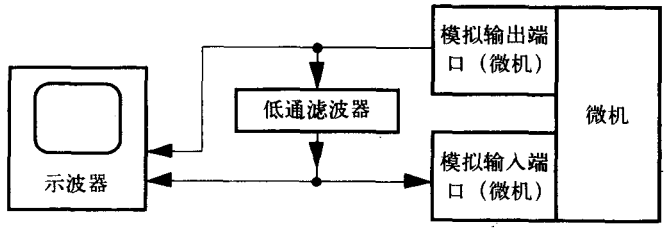
2. 低通滤波器冲激响应的测量

如实验图24-3所示，将模拟输出端口连接到低通滤波器的输入，并且将模拟输出端口接到示波器中的一个通道上（直流偶合）。连接低通滤波器的输出到模拟输入端口以及示波器的另一个通道上（直流偶合）。使用第一个通道去触发示波器。

选用$R_1 = 1\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 20\ \text{k}\Omega$，使低通滤波器的增益为20。

编写一段程序，并运行它。以完成下列步骤：

1）将值2048赋值给nb数组的前1 022个元素（即从nb[0]到nb[1021]），将值4 095赋值给nb[1022]，将值2 048赋值给nb[1023]。在死循环（tight loop）中，将数组送到模拟输出端口。滤波器在大约100 ms内均输出0V，大约在100 μs内输出10 V脉冲，之后将输出回复到0 V。



实验图24-3 通过低通滤波器发送微机产生的脉冲并记录输出波形

滤波器电路输出为：

$$V(t) = \frac{\Delta V \Delta T G}{RC} e^{-t/RC} = \frac{(10\text{V})(100\mu\text{s})(20)}{5.1\text{ms}} e^{-t/5.1\text{ms}}$$
$$= (3.9\text{V}) e^{-t/5.1\text{ms}}$$

2) 立即启动模拟输入循环 (loop)，并将1024个模拟输入端口值存储到数组nc。在这个循环中包括一个虚拟的数字滤波器循环和一个模拟输出步骤。在本步骤中，不需要使用数字滤波器循环和模拟输出步骤，但是它们能确保以相同的速率进行冲激响应的采样，这些采样在实验过程第4节中将被用作滤波输入。数组nc中的值是滤波器的冲激响应，它以时间常数5.1ms，指数衰减到0。

3) 使用下式，将数组nc的A/D值转换成电压值数组cr：

cr = (nc - 2048) / 204.8

设置ci数组的所有元素都为0.0。为了方便以后作图，将数组cr写入文件。

4) 用fft.c函数执行$\mathcal{F}(c)$。数组cr和数组ci将分别放置傅里叶系数C_r和C_i。计算数量数组cm = SQRT(cr^2 + ci^2)，并且为了以后作图，将其写入文件。

5) 利用fft.c函数计算$b = \mathcal{F}^{-1}[1/\mathcal{F}(c)]$。确保相对于br而言bi是小的（理想情况下，b是个实数，数组bi的所有元素都是0）。为了以后作图，将数组br写入文件。

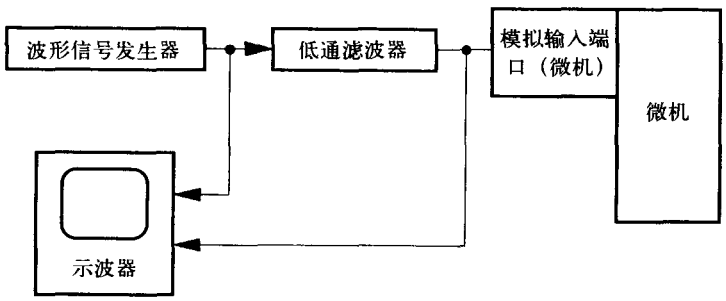
6) 在数组br的元素间循环，确定fabs（br[i]）的最大值brlim。使用如下公式，将br由电压值转换成D/A标量输出值：

nb[i] = 2047.5 (br[i]/brlim + 1)

这种转换将保证数组nb仅仅含有从0到4095的值。保存这个数组以用于实验步骤的第4节。

3. 低通滤波器对方波输入的响应

如实验图24-4所示，制作一个约50 Hz的方波波形发生器，并通过低通滤波器输送波形，记录它的输出。

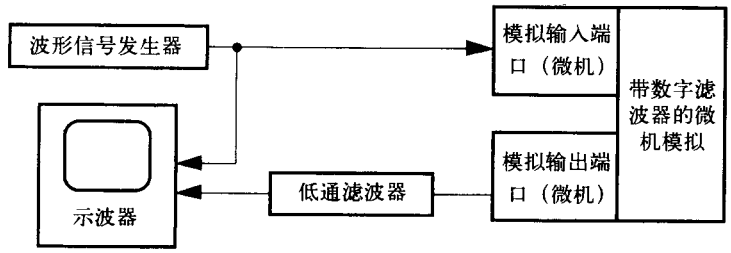


实验图24-4 通过低通滤波器输送波形并且记录输出波形

4. 数字去卷积滤波器和低通模拟滤波器对方波输入的响应

使用和上述第3节相同的波形发生器，按实验图24-5所示将低通模拟滤波器连接到模拟输出端。

选用$R_1 = \infty\ \Omega$，$R_2 = 0\ \Omega$，使低通模拟滤波器的增益为1。



实验图24-5 通过数字去卷积滤波器，之后再通过低通滤波器输送波形并记录的输出波形

编写一段程序去执行以下步骤：

1) 从模拟输入端口中读入输入值x_i。

2) 使用以下数字滤波器计算下一个输出值y_{n+1}：

$$y_{n+1} = \sum_{k=0}^{N} x_{n-k} b_k$$

这里b_k表示br[]数组的第k个元素的值，N的选择要合适，不但要满足滤波的精确度而且不能使执行过程太慢。

3) 通过模拟输出端口输出值y_{i+1}。

4) 在死循环中，回到步骤1。

绘出波发生器、D/A转换器、低通滤波器的输出图。

实验报告

1. 实验方案

绘制试验设置的简单方框流程图。

2. 数据摘要和分析

- 由实验过程第3节的实验结果的图，确定方波的周期和滤波器的时间常数RC。
- 根据被送到低通滤波器的脉冲和期望的滤波器响应（参考实验背景第1节），计算低通滤波器冲激响应的振幅和形状。
- 利用实验过程第4节的实验结果图，比较波形信号发生器和低通滤波器的输出。

3. 讨论和结论

1) 将在实验过程第3节中观察到的低通滤波器输出与预期的RC滤波器响应进行比较，讨论两者之间的相同之处和造成差异的原因。

2) 将在实验过程第3节中观察到的低通滤波器冲激响应与预期的RC滤波器响应进行比较，讨论两者之间的相同之处和造成差异的原因。

3) 将输入的方波和在实验过程第4节中观察到的响应进行比较。数字去卷积滤波器在多大程度上能够补偿低通滤波器的误差？讨论两者的相同之处和造成差异的原因。

4) 讨论如何改善在本实验练习中使用的控制模式，包括改善它的局限性和一般适用性。

4. 问题

1) 根据滤波器的频率响应特性、方波的频谱，你希望实验过程第2节（50 Hz方波输入的滤波器输出）观察到的近似波形会是怎么样？从实验练习21（采样数据的快速傅里叶变换）中你学到了什么？（提示：要利用傅里叶卷积定理。）

2) 当记录冲激响应时，为什么滤波器增益设置在一个较高的值（20而不是1）？

3) 假如巴特沃思型低通滤波器有16个极，在本实验练习中将会发生什么问题？

4) 为什么这种方法被限制于线性、时间不变的系统？

5. 程序和实验数据记录

- 打印出实验相关程序的源程序代码和输出结果。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习25

使用电阻加热器的模拟温度控制

实验目的

用一个热敏电阻电桥电路和测量放大器组成的系统检测小型加热炉的温度。当检测信号与设定值有差别时会产生误差信号（error signal）。放大这个误差信号并使用一个电阻元件实现模拟开关和比例温度控制功能。

实验设备

- 万用电路板
- +5 V 电源（用于热敏电阻电桥）
- ±12 V 电源（用于测量放大器）
- 2 A，+12 V 电源（大电流用以驱动热炉电阻）
- 4个10 μF、25 V电解电容（接在电路板的电源和地接线柱之间）
- 1个表盘式温度计（温度范围为−10°C到+110°C，4 mm直径的金属杆，长13 cm）
- 3个5 Ω，12 W的陶瓷电阻（串联在一起）
- 1个高精度的热敏电阻（Omega型YSI 44004[1207] 在25°C下，阻值为2 252 Ω）
- LM12功率运算放大器电路（在散热片上）
- 2个2.4 kΩ电阻（热敏电阻电桥部件）
- 1个20 kΩ调谐电位器（热敏电阻电桥部件）
- 1个100 Ω电阻（用于功率放大器）
- 2个AD625或LH0036测量放大器
- 对于AD625测量放大器，则需要下列电阻：
  2个20 kΩ调谐电位器（调偏）
  4个20 kΩ电阻（用作R_F）
  1个390 Ω电阻（作为增益为100的R_G）
  2个3.9 kΩ电阻（作为增益为10的R_G）
- 对于LH0036测量放大器，则需要下列电阻：
  2个100 kΩ调谐电位器（调偏）
  2个3.3 kΩ电阻（调偏）
  2个33 kΩ电阻（调偏）
  1个510 Ω电阻（作为增益为100的R_G）
  2个5.1 kΩ电阻（作为增益为10的R_G）

实验背景

1. 控制模式

将3个12W，5 Ω陶瓷电阻按串联方式连接，构成一个圆筒型的电热炉。电热炉的内部温度用表盘式温度计和热敏电阻检测。热敏电阻是带一个可变电阻的桥电路的一个元件。调节该可变电阻，使桥式电路在室温时输出一个小的正向电压，在40°C时，输出电压为50 mV。测量放大器将这个电压信号放大10倍以提供范围为0到0.5 V的测量信号 (sense signal)。另一个增益为10的测量放大器用来比较测量信号（sense signal）和设定值并产生出一个范围为0到5 V的误差信号（error signal)。这个误差信号将通过LM12功率运算放大器放大去驱动电热炉的电阻。

开环阶跃响应

突然施加误差信号时，测定温度响应。当测量开环阶跃响应以及误差信号与测量信号之间关系时，使用这种模式。

模式1（开/关模式）

差分放大器的增益设置得很大。假如误差信号是负值（即太热)，那么关闭加热电阻。假如误差信号是小的正值（即太冷)，那么加热电阻将工作在最大功率。

模式2（比例模式）

差分放大器的增益设置为一个中等的值。如前一样，假如误差信号是负值（即太热)，那么关闭加热电阻。然而，加热电阻两端的电压与误差电压成比例变化，而且，即使周围环境温度有改变，系统的温度也将达到平衡温度，这个平衡温度的变化是非常小的。

2. 执行标准

在这个实验练习中，我们将首先使加热炉在热平衡温度T_0下工作，然后突然改变给定值S，并观察温度T随时间t的变化。这个加热炉的温度开始向给定的温度变化，然后可能会超过设定值，或者在设定值附近发生振荡。有若干个标准，用于评价控制算法的执行情况，这些已经在第5章中详细解释了。这些标准包括：滞后时间、上升时间、达到第一个峰值的时间，稳定时间、抖动以及精确度。

参考阅读资料

5.10节控制技术。

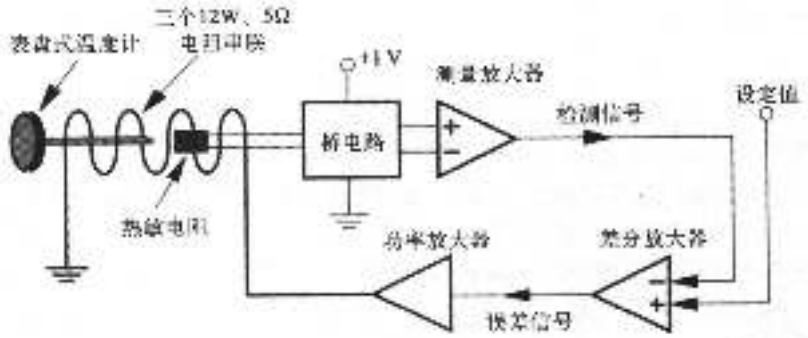
实验过程

1. 电路

模拟控制系统的整体示意图如实验图25-1所示。按图4-22所示设置热敏电阻电桥，其中，V_b=1 V，R_T = 2.5 kΩ（室温)，$R_3 = R_4$ = 2.4 kΩ，R_1 = 20 kΩ（可变)。

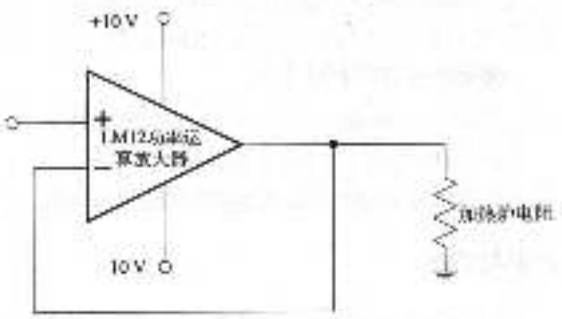
使用如实验练习5所示的外部连接，用第一个测量放大器放大差动电桥（differential bridge）的输出。用第二个测量放大器（作差分放大器用)，放大检测信号与设定值之间的差。如果选择AD625，要获得增益为10，用R_F = 20 kΩ、R_G = 3.9 kΩ。若选择LH0036，要获得增

益为10，则R_G = 5.1 kΩ。



实验图25-1 温度控制系统的方框图，热敏电阻桥电路请参考实验图12-1，测量放大器电路请参考实验图5-2

用低电流（low current）的±12V 电源给两个测量放大器电路供电。将误差信号连接到LM12功率运算放大器电路的输入端（实验图25-2）。这个LM12功率运算放大器电路安置在散热片上。三个12W陶瓷电阻以串联的方式连接，组成加热炉。必须使用+12 V、2 A电源给LM12电路供电。



实验图25-2 LM12功率运算放大器电路

2. 开环响应

1）调节误差信号使得LM12的输出初始值为2 V。记录加热炉的温度（通过表盘式温度计）值、检测值、在开始时间、30 s、60 s时电阻两端的电压值。之后每1分钟记录一次，直到温度接近平衡状态（大约需要15分钟）。加热开始时的温度与最终温度之间有一个温度差，记录下温度从这个温度差的10%加热温度到这个温度差的90%所需要的时间。

2）当LM12的输出的初值分别为4 V和6 V时，重复以上过程。这样，实验结果可以使得平衡时表盘式温度计的温度和检测温度与电阻电压关联起来。

3）设置LM12的输出端为2 V，记录温度从温度差的90%冷却（cool down）到温度差的10%所需要的时间。

3. 开关型闭环响应

设置差分放大器的增益为100，设置设定值在检测信号值的中间值附近。这个检测信号值是在实验过程第2节中记录的数据。在这个增益下，一个小的误差信号将产生一个放大的功率放大器的输出。如实验图25-1所示，连接检测信号值、设定值、误差电压。每隔一分钟记录一次这些值和LM12的输出值，记录10分钟。

4. 比例型闭环阶跃响应

设置差分放大器的增益为10左右，设置设定值在检测信号值的中间值附近，这个检测信

号值是在实验过程第2节中记录的数据。如实验图25-1所示，连接检测信号值、设定值、误差电压。每隔一分钟记录一次这些值和LM12的输出值，记录10分钟。

实验报告

1. 实验方案

绘制简单的实验设备方框图。

2. 数据摘要和分析

1) 绘制：开环输出值、表盘式温度计记录的温度值与平衡时LM12的输出电压的关系图（数据来源于实验过程的第2节）。

2) 对开环阶跃响应的滞后时间、10%～90%的上升时间和抖动时间（数据来源于实验过程的第2节）进行计算，并作图表示。

3) 对2个控制算法的闭环阶跃响应（实验过程的第3节、第4节），制表表示滞后时间、上升时间，到达第1个峰值的时间，稳定时间，抖动和系统误差。

3. 讨论和结论

1) 讨论实验过程的第2、3和4节。

2) 对于一个有长响应时间和较大的惯性（inertia）的电路，使用什么控制策略；对于一个有短响应时间和较小的惯性的电路，又使用什么控制策略？两者有何不同。

4. 问题

1) 你使用的两种控制算法中，哪一个有最小的抖动？最小的系统误差？与这些相对应的用摄氏度表示时的温度误差是哪些？

2) 在设定值发生突变后，哪一种控制算法（开关或比例）会首先达到峰值的90%（滞后时间和上升时间之和）？

5. 实验数据记录

手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习26

使用计算机和电阻加热器的温度控制

实验目的

用热敏电阻电桥 (thermistor bridge) 电路和测量放大器组成的系统去测量一个小加热器的温度。数字化模拟信号，编写一个C语言程序去执行并比较几种数字化温度控制的算法。

实验设备

- IBM奔腾微处理兼容机。Windows NT操作系统和微软的Visual C++编译器
- 打印机（与其他实验室共享）
- DT3010数据转换接口板
- 并行端口带状电缆（ribbon cable）
- 万用电路板
- ±12 V的电源
- 2 A，+12 V 的电源
- +5 V电源（为热敏电阻桥供电）
- 三个10 μF，25 V 的电解电容（electrolytic capacitor）（接在电路板的电源与地接线柱之间）
- 一个表盘式温度计（dial thermometer）（温度范围在−10 °C到+110 °C之间，4 mm直径的金属管，13cm长）
- 三个5 Ω，12 W的陶瓷电阻（以串联的方式连接）
- 一个高精度的热敏电阻（Omega型 YSI 44004[1 207] 在25°C温度下，电阻为2 252Ω）
- 在散热片上的LM12功率运算放大器电路
- 一个20 kΩ的调谐电位器（热敏电阻电桥）
- 一个100 Ω电阻（功率放大器电路）
- 两个2.4 kΩ的电阻（热敏电阻电桥）
- AD625 或 LH0036测量放大器
- 若用AD625测量放大器，用下面的电阻：
  1) 一个20 kΩ调谐电位器(调偏)
  2) 两个20 kΩ的电阻（R_F）
  3) 一个3.9 kΩ的电阻（R_G增益为10）
- 对于LH0036测量放大器，用下面的电阻：
  1) 一个100 kΩ调谐电位器（调偏）
  2) 一个3.3 kΩ电阻（调偏）
  3) 一个33 kΩ电阻（调偏）

4) 一个5.1 kΩ电阻（R_G 增益为10）

实验背景

1. 控制模式

三个12W，5 Ω陶瓷电阻串联在一起，充当一个小圆柱形加热器。用一个热敏电阻和一个表盘温度计，来检测小加热器内部的温度。热敏电阻将一个带有可变电阻的桥电路的一个元件。调整该可变电阻使桥式电路在室温下输出小的正电压，在40°C下输出电压大约为50 mV。用一个测量放大器将这个输出的电压信号放大约100倍，为模拟输入端口提供0～5 V电压。编写一个程序数字化这个检测信号(sense signal)，然后把这个信号与之前输入的设定值 (set point) 进行比较，产生一个差值作为误差信号(error signal)。对若干控制算法中的一个进行编程以产生一个可以通过数－模转换器发送的数。所得到的模拟信号由LM12功率放大器放大后用以驱动陶瓷电阻。需要注意的是，这个控制系统中几乎每一个元件都存在非线性响应：i) 热敏电阻，它的阻抗随$1/T$成指数变化；ii) 桥电路；iii) 陶瓷电阻，它们的输出功率由$P = RV^2$确定。

编写一个程序，包括一种手动和两种自动的控制模式。程序首先要求能以时间间隔$\Delta t(s)$采样，然后在每一个时间间隔后，读出并显示：i) A/D值；ii) 误差信号；iii) D/A 控制信号。

模式0（手动模式）

程序要求产生一个控制信号(2 048～4 095)，并将该控制信号的值送到D/A。在每加一倍数采样时间Δt，都可以看到该控制信号对A/D检测信号的影响。在测量开环阶跃响应 (open-loop step response) 以及控制信号与检测信号之间的关系时，就要用到这种模式。

模式1（开-关模式）

程序要求设一个给定值 (set point) (2 048～4 095)。在每个时间间隔Δt内，检测信号被采样，误差信号由检测信号值减去给定值得出。于是，控制变量确定如下：

- 如果误差信号小于0，控制D/A被设定为4 095 (+10 V)。
- 如果误差信号大于0，控制D/A被设定为2 048 (0 V)。

模式2（比例模式）

程序要求设一个给定值（2 048～4 095）和一个增益值。在每个时间间隔Δt内，检测信号被采样，计算误差信号，而且控制D/A被改变一个数量（－增益×误差）。一个典型的增益值是$\eta\ (\Delta t / T_r)$，这里η是指控制信号的改变量与检测信号的改变量之间的比值，T_r是指温度的响应时间。大数值的增益相当于是开－关控制，并且会导致振荡。小数值的增益会导致响应很慢。这种情况非常类似于低衰减谐波振荡器和过阻尼谐波振荡器（harmonic oscillator），例外的情况是热系统通常有很大的相位滞后（phase lags）。使用“浮点”（float）变量编程序计算“控制＝（－增益×误差），并且将其转化为整型变量再输出到D/A。

模式3（成比例的-导数模式）

如上述一样，但是不同的是控制变量的变化正比例检测变量的变化。

2. 执行标准

在这个实验练习中，在热力平衡温度（equilibrium temperature）T_0时启动加热器，突然

改变设定值S，并且观察温度T随时间t的改变，加热器的温度开始向给定的温度改变，然后可能会超过给定值，也可能会在给定值附近振荡。这里有几个标准可用来评估控制算法的执行情况，在第5章已经描述过。它们是：滞后时间（lag time），上升时间（risetime），到达第一峰值的时间，稳定时间（settling time），抖动（jitter）和精度。

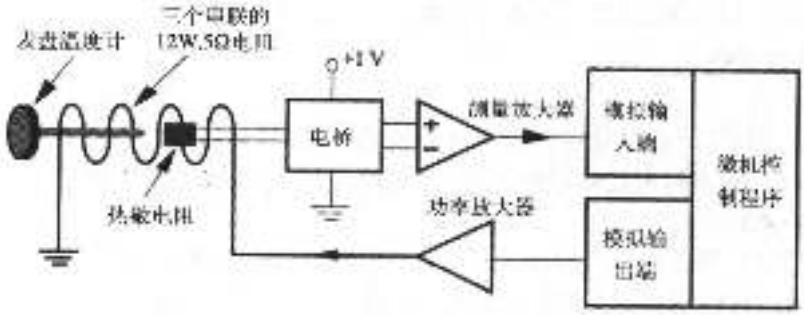
参考阅读资料

第5.10节，第5.10.6节。

实验过程

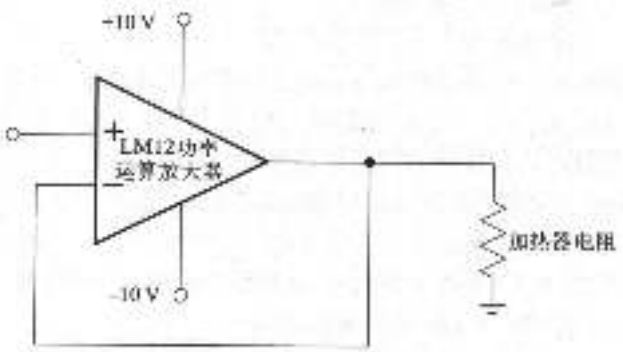
1. 电路

在实验图26-1中表示了整个控制系统的框架图。如图4-14所示，用V_b = 1V，R_T = 2.5 kΩ（室温），$R_1 = R_4$ = 2.4 kΩ，R_1 = 20 kΩ（可变），设置热敏电阻电桥。如实验练习5所示，用测量放大电路放大V_0。调整增益值以便为A/D转换器提供适当的电压摆动。将测量放大器输出连接到数据采集电路（data-acquisition circuit）。若是增益为10的AD625测量放大器，使用R_f = 20 kΩ和R_G = 3.9 kΩ。若是增益为10的LH0036测量放大器，使用R_G = 5.1 kΩ。



实验图26-1 温度控制系统方框示意图。对于热敏电阻电桥电路参照实验图12-1，对于测量放大器电路参照实验图5-2

给所有测量放大电路提供低电流的±12 V电源，将D/A的输出连接到运算放大器的输入，将运算放大器的输出连接到LM12功率运算放大器（见实验图26-2）。三个12 W陶瓷电阻串联在一起充当一个加热器，必须为LM12电路提供+12 V，2 A的电源供应。



实验图26-2 LM12功率运算放大器电路

2. 过程

编写一个程序来实现模式0（手动），模式1（开－关），还有模式2（成比例的）或模式3（成比例的－导数）。在程序开头，要求用户设置一个采样时间间隔Δt值。每个Δt内读取一次定时器并且采样A/D转换器的值。模式0要求输入一个D/A控制值，模式1到模式3都要求

输入一个初始值（设定值），模式3要求输入比例增益值。

3. 开环响应表

1) 在手动模式0下，设置控制变量以产生一个2 V的D/A输出。等待温度稳定，用表盘温度计，测量并记录电加热器内的温度。同时也要记录A/D 输入电压、A/D 输出量、电阻电压、并计算出电阻的功率。

2) 使D/A分别输出3 V，4 V，5 V，6 V重复以上实验。结果列成一张表，把D/A的输入（和电阻的功率）与表盘温度计的温度和A/D的输出联系起来。理想情况下，应当注意选择热敏电阻电桥放大器的增益，使得（在平衡温度下）低值的D/A输入对应低值的A/D输出，并且当D/A输入约在3 500时，对应A/D输出大约也在3 500。为避免饱和，输入值的选取不要太接近2 048 或 4 095。

3) 在模式0下，设置D/A输出为2 V，记录温度从温度差的90%冷却到温度差的10%所需的时间。(这与温度上升时所测量到的温度变化是相同的)

4. 开环阶跃响应

在手动模式0下，将D/A的输出突然从2 V改变为5 V，并记录开环阶跃响应。编写程序将时间和每个5s时间间隔末端的A/D转换器的输入值写到一个文件内，以便以后打印。

5. 开-关闭环响应

在模式0下，D/A输出电压值对应的A/D值大约为2 500。等待温度趋于稳定。之后，进入模式1，并且突然改变A/D设定值为3 000与4 000之间的某些值。记录闭环阶跃响应。为了做这些，编写程序，在每个5 s的末端，该程序将时间、A/D输入量、误差值和D/A输出量写到一个文件中，以便以后打印。

6. 比例闭环阶跃响应

在模式0下，D/A输出电压值对应于一个约为2 500的A/D值。等待温度稳定。之后，进入模式2，并且突然改变A/D设定值为3 000与4 000之间的某些值。一个典型的增益值是$\eta\,(\Delta t/T_r)$，这里，η是控制信号的变化量与检测信号的变化量的比值（取决于实验过程中的步骤3），Δt是采样时间间隔，T_r是开环响应时间。编写程序，在每个5s的末时，该程序将时间、A/D输入量、误差值和D/A输出量写到一个文件中，以便以后打印。

7. 比例－导数闭环阶跃响应

像模式2，只增加了一个导数系数。

实验报告

1. 实验方案

绘制实验设备的简单框图。

2. 数据摘要和分析

1) 开环响应列表（列出平衡温度和表盘温度计上的温度与D/A控制值的相应变化关系），这是实验过程第3节中的数据。

2) 绘图表示开环响应数据（A/D 输入与时间关系），实验数据由实验过程第4节给出。将滞后时间、上升时间以及抖动值制表列出。

3) 对于所使用的两个控制算法的闭环阶跃响应（实验过程中第5、6、7节），将滞后时间、上升时间、达到第一峰值的时间、稳定时间、抖动值和系统误差制表列出。

3. 讨论和结论

1) 讨论实验过程中第3、4、5、6、7节。

2) 描述一下，对于一个有长时间响应和大惯性的系统，你会选用何种控制策略，而对一个有短时间响应和小惯性的系统，又选用何种控制策略，两者有何不同。

4. 问题

1) 使用哪种控制策略，有最小的抖动值？ 最少的系统误差？它们对应于哪个温度误差（以摄氏温标表示）？

2) 在突然改变设定值后，哪种控制算法最先达到90%（滞后时间与上升时间之和）？

5. 程序与实验数据记录

- 打印程序源代码和输出。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

实验练习27

使用计算机和热电热泵的温度控制

实验目的

用热敏电阻电桥电路和测量放大器检测一个小水容器里的水的温度。编写一个C程序去读取模拟温度信号，并计算被送到功率放大器和热电热泵的控制信号。对于温度的数字化控制，执行和比较若干种算法。

实验设备

- IBM奔腾微处理兼容机。Wingdows NT操作系统和微软Visual C++ 编译器
- 打印机（与其他实验室共享）
- 数据转换DT3010接口板
- 并行接口带状电缆
- 万用电路板
- ±12V电源（为测量放大器供电的小电流电源）
- +5V电源（用于热敏电阻电桥）
- ±12V电源（>5A用于功率放大器）
- 三个10μF，25V电解电容（接在电路板电源与地接线柱之间）
- 一个表盘式温度计（温度范围－10°C到＋110°C，直径4mm、13cm长的金属杆）
- 一个精确的热敏电阻（电阻类型YSI44004[1207]在25°C时，电阻为2 252Ω）
- Cambion NO.801-3959-01电热设备（电压为5V时最大电流为10A）
- 厚铝板（散热片）
- 小烧杯，容量大概10ml
- 吸热设备混合物：硅有机树脂胶中的氧化锌
- 小片（五密耳）聚脂薄膜
- LF356运算放大器（用于功率放大电路）
- 固定在散热片上的LM12功率运算放大器电路
- 一个20kΩ的调谐电位器（热敏电阻电桥）
- 两个2.4kΩ电阻器（热敏电阻电桥）
- AD625或者LH0036测量放大器
- 对于AD625测量放大器，应使用的电阻器如下：
  - 一个20kΩ调谐电位器（调偏）
  - 两个20kΩ电阻器（R_f）
  - 一个3.9kΩ电阻器（增益为10的R_G）
- 对于LH0036测量放大器，应使用的电阻器如下：
  - 一个100kΩ调谐电位器（调偏）

- 一个3.3kΩ电阻器（调偏）
- 一个33kΩ电阻器（调偏）
- 一个5.1kΩ电阻器（增益为10的R_G）

实验背景

1. 控制模式

将热电热泵固定于散热器上用于控制一个小烧杯里的水的温度。用热敏电阻和表盘式温度计测量小烧杯里的水的温度。热敏电阻是带可变电阻器的桥电路的一个元件。调节这个可变电阻使桥电路，在室温下能产生一个很小的正输出电压，而在40℃时输出电压为50mV。用一个测量放大器将这个输出电压信号放大约100倍，从而给模拟输入端提供0～5V电压。写一个程序将检测信号数字化，并且将检测值和先前输入的设定值进行比较，产生一个作为误差信号的差值。编程实现若干控制算法中的一个以产生一个可以通过数模转换器输出的数字。所产生的模拟量信号由LM12功率运算放大器放大并用来驱动珀尔帖（Peltier）热泵。注意：在这个控制系统里面几乎每一个元件都有非线性响应：i) 热敏电阻，其阻抗随$1/T$作指数变化；ii) 桥电路；iii) LM12放大器有一个偏移量；iv) 陶瓷电阻器的功率输出是由$P = RV^2$确定。

编写一个可以提供一个手动和两个自动控制模式的程序。这个程序首先要求输入一个采样时间间隔$\Delta t(s)$，然后在每个时间间隔结束时，读取数据并显示：i) A/D值，ii) 误差信号，iii) 数/模控制信号。

模式0（手动模式）

程序请求一个控制信号（0～4 095）并且将这个信号值送到数/模转换器。在每加一倍数采样时间Δt，可以看到该控制信号对模/数转换器检测信号的影响。当要测量开环阶跃响应以及测量控制信号和检测信号之间的关系时使用这种模式。

模式1（开关模式）

程序请求一个设定值（0～4 095）。在每一时间间隔Δt时，检测信号被采样，并且由检测信号减去设定值得到误差信号。于是控制变量确定如下：

- 如果误差信号小于0，控制D/A被设定为4 095（最大加热，+10V）
- 如果误差信号大于0，控制D/A被设定为0（最大冷却，−10V）

模式2（比例模式）

程序请求一个设定值（0～4 095）和一个增益。在每一个时间间隔Δt时，采样检测信号、计算出误差信号、控制D/A改变一个量值（−增益×误差）。典型的增益为$\eta(\Delta t/T_r)$，η是控制信号的变化与检测信号的变化的比值，T_r是温度响应时间。大的增益值等价于开关控制、而且导致振荡。小的增益值导致响应减慢。这种情况与低衰减阻尼谐波振荡器以及过阻尼谐波振荡器（overdamped）十分相似，除了热系统有较大的相位滞后之外。程序中要用“浮点”变量计算“控制＝（−增益×误差）”，并且将其转变成整数值后再输出到数/模转换器。

模式3（比例－导数模式）

如上所述。只是，在控制变量的变化中包涵了另外一项，这项是正比于检测变量的变化的。

2. 执行标准

在该实验练习中，在热平衡温度为T_0的状态下，启动加热器，突然改变其设定值S，观察温度T随时间t的变化。加热器温度将首先朝所设定的温度改变，之后温度可能会超过设置值、也可能在设置值的上下振荡。正如第5章中所述，有若干个标准用来评估控制算法的性能。它们是：滞后时间、上升时间、达到第一个峰值的时间、稳定时间、抖动和精度。

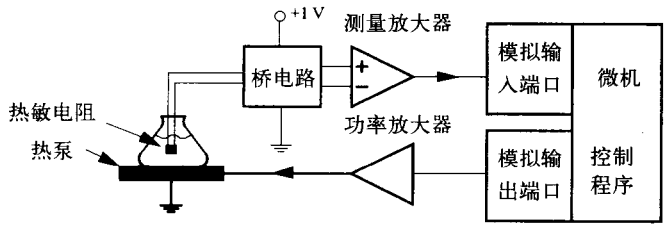
参考阅读资料

5.10节、5.10.6节。

实验过程

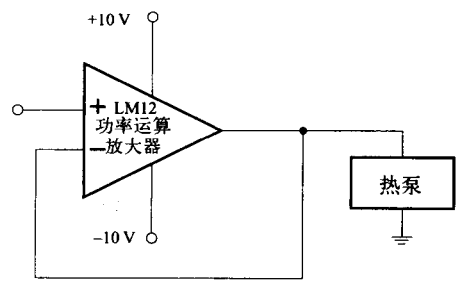
1. 电路

整个控制系统的结构图，如实验图27-1所示。如图4-14所示，用V_b = 1V，R_T = 2.5kΩ（室温）$R_3 = R_4$ = 2.4kΩ（变阻）和R_1 = 20kΩ，来构成一个热敏电阻电桥，如实验练习5所示，用测量放大器电路，放大V_0。调节增益，以便为A/D转换器提供适当的电压漂移。将测量放大器的输出端连接到数据采集电路。对于增益为10的AD625，用R_F = 20kΩ和R_G = 3.9kΩ。对于增益为10的LH0036，用R_G = 5.1kΩ。



实验图27-1 温度控制系统的方框图。热敏电桥电路见实验图12-1，测量放大器电路见实验练习5

用低的电流±12V电源，为测量放大电路供电。将D/A转换器输出端连接到运算放大电路输入端、将运算放大电路输出端连接到LM12功率放大器（见实验图27-2）。将三个12W的陶瓷负载电阻，串连在一起，充当一个加热器。必须用±12V，5A的电源为LM12电路供电。



实验图27-2 用来驱动热电热泵的LM12功率运算放大器电路

2. 程序

编写程序执行模式0（手动）、模式1（开关）、模式2（比例）、或者模式3（比例－导数）。在程序开始时，要求用户输入一个采样时间间隔Δt。读取定时器（像实验练习2和3那样），并且，每隔Δt秒，采样A/D转换器。模式0要求输入一个D/A转换器控制值，模式1～3要求输入一个设定值，模式3还要求输入一个比例增益值。

3. 开环响应表

1) 在手动模式0中，设置控制变量以产生一个2V的数/模转换器输出。等待温度稳定，用表盘式温度计测量并记录加热器里面的温度。同时记录模/数转换器输入电压，模/数转换器输出的数字、电阻电压，并计算电阻功率。

2) 分别设定数/模转换器的输出为－4，－2，＋2，＋4 V，重复上述实验。结果列成一张表，把D/A转换器的输入（和电阻功率）与表盘温度计的温度、A/D转换器的输出联系起来。在理想情况下，应当注意选择热敏电桥放大电路的增益，以便得到低值的D/A转换器输入，对应低值的A/D转换器输出（在温度平衡时）；并且大约3 500的D/A输入，对应大约3 500的A/D输出。输入值不要太接近0或4 095，以避免饱和。

3) 在模式0中，设置D/A转换器输出为2V，并且记录温度从温差的90%冷却到温差的10%所需要的时间。(这与温度上升时所测量到的温度变化是相同的。)

4. 开环阶跃响应

在手动模式0下，将D/A转换器输出突然从2V改变到5V，并且记录开环阶跃响应。为此，程序需要在每个5s的末端将时间、A/D转换器输入写到一个文件中，以便以后打印。

5. 开关闭环响应

在手动模式0下，设置一个D/A转换器输出电压值，与一个大约1 000的A/D转换器值相应。等待温度达到稳定。然后，进入模式1，突然将A/D转换器的设定值改变为3 000左右。记录闭环阶跃响应。为此，程序需要在每个5s的末时将时间、A/D输入数、误差数值和D/A输出的数写在一个文件中，以便以后打印。

6. 比例闭环阶跃响应

在手动模式0下，设置一个D/A转换器输出值，与一个大约1 000的A/D转换器值相对应，等待温度达到稳定。然后，进入模式2，并且突然将模/数转换器的设定值改变为3 000左右。增益的典型值是$\eta(\Delta t/T_r)$，这里η是控制信号的变化与检测信号变化的比值（由实验过程的步骤3确定），Δt是采样时间间隔，T_r是开环响应时间。程序在每个5s的末端将时间、模/数输入数、误差数值和数/模输出的数写在一个文件中，以便以后打印。

7. 比例－导数闭环阶跃响应

与模式2相同，增加一个导数系数。

实验报告

1. 实验方案

画出实验设备的简单方框图。

2. 数据摘要和分析

1) 把开环响应制成表（平衡检测温度和表盘式温度计温度与控制D/A转换器的值之间的

关系，这是实验过程第3节中的数据）。

2) 绘制开环响应数据图（D/A转换器输入与时间之间的关系，这是实验过程第4节中的数据）。把滞后时间、上升时间和抖动制成表。

3) 对于两个控制算法的闭环阶跃响应（实验过程第5、6、7节），把滞后时间、上升时间、到达第一个峰值的时间、稳定时间、抖动和系统误差进行制表。

3. 讨论和总结

1) 讨论实验过程的第3、4、5、6、7节。

2) 描述一下，对于一个有长时间响应和大惯性的系统，你会选用何种控制策略，而对一个有短时间响应和小惯性的系统，又选用何种控制策略，两者有何不同。

4. 问题

1) 使用哪种控制策略，有最小的抖动值？最少的系统误差？它们对应于哪个温度误差（温度以摄氏温标表示）？

2) 在突然改变设定值后，哪种控制算法最先达到90%（滞后时间与上升时间之和）？

5. 程序和实验数据记录

- 打印程序源代码和输出。
- 手写记录的数据表单（或者复印件），应包括实验过程、特殊的实验条件和手工记录的测量数据。

附录A
接地与屏蔽

A.1 概述

电子电路中的噪声有三种基本类型：

1) 噪声伴随着原始信号产生，并且不能和原始信号分别开来。

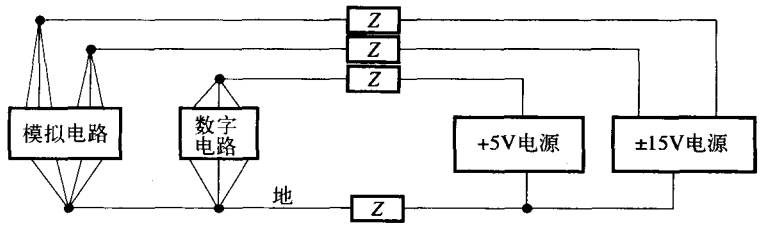
2) 电路中固有的噪声（如Johnson，shot)。

3) 由电路内部元件或者外部环境产生的干扰噪声。

本附录仅考虑最后一种情况，这是唯一的一种受线路选择和屏蔽影响的噪声。接下来的章节将讨论由于公共阻抗和电容耦合所产生的干扰噪声，并列出所遵循的一般规律。

A.2 由于公共阻抗产生的干扰噪声

只要两个电路元件共用一个公用的电流回路，该回路中的阻抗就会耦合它们之间的信号。这种情况最常出现在几个电路通过同一根导线把电流返回到电源的时候。如图A-1所示，模拟电路和数字电路通过公共阻抗Z，连接到它们的电源。+5V和±15V的电流源电线没有共用公共阻抗，它们和干扰噪声是无关的。另一方面，电流返回通路（通常称为“接地”）对于所有的电路和电源都有一个公共阻抗Z。数字电路中的瞬时电流会短暂地改变模拟电路中“接地”参考点。由于影响是瞬时的，这个问题用电压表来测量一般不太明显。要了解这一问题，可将连接在模拟电路附近的接地线的示波器的垂直增益调节到极大值，然后用靠近数字电路的瞬态脉冲源+5V触发示波器。



图A-1 用一根导线连接所有电路到电源的返回通路。该导线上的公共阻抗耦合了从数字电路到模拟电路接地参考点的干扰噪声

通过把电路中数字电路和模拟电路的接地点分离并在电源处连接，上述问题得到了解决(见图A-2)。这时，电流回路的导线中没有公共阻抗。

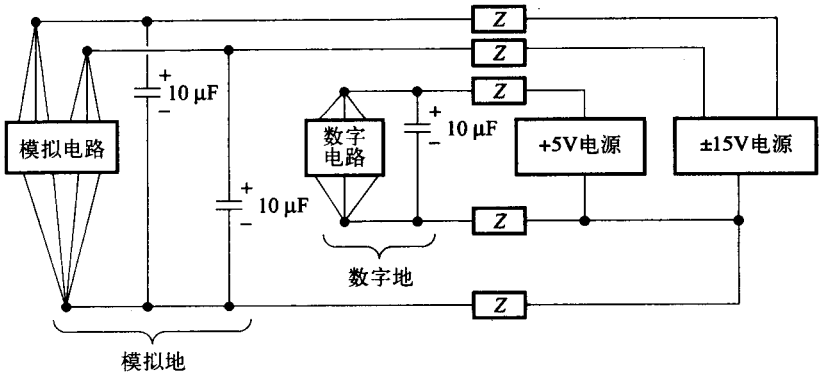
A.3 由于电容耦合产生的干扰噪声

任意两个导体之间的空间只要被绝缘体（例如环氧树脂、塑料膜、空气、真空）填充，这个两个导体之间就存在电容。如图A-3所示，两个拥有独立电源的电路，用它们信号线上的杂散电容连接起来。在这种情况下，当接收电路的输入阻抗在很大程度上被电阻R抵消掉的时

候，相互耦合的噪声信号V_1和噪声信号V_n的关系可以用下面的公式来表示：

$$V_1 = \frac{V_n R}{R + 1/(2j\omega C_S)} = \frac{-2V_n \omega RC_S}{j - 2\omega RC_S}$$

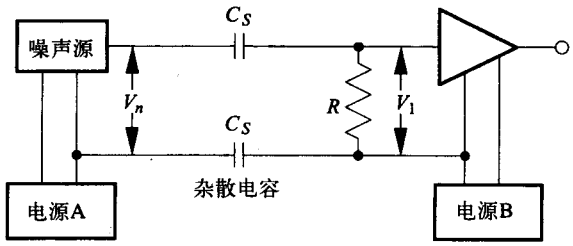
$$\frac{|V_1|}{|V_n|} = \frac{2\omega RC_S}{\sqrt{1+(2\omega RC_S)^2}} = \frac{f/f_0}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}}$$



图A-2 该示意图中，数字电路和模拟电路的接地返回路线分开，在短暂的峰值负荷期间，用电容器提供电流。由于导线没有共用一个公共阻抗，在数字地回路中受模拟地干扰的脉冲远远少于图A-1

其中$f_0 = 1/(\pi RC_s)$，为RC角频率，$f = 2\pi\omega$为源噪声的频率。

举一个典型的例子：$R = 1k\Omega$，$C_s = 1pF$，$f = 1MHz$，$|V_1|/|V_n| = 0.012$。这个问题在更高的频率上很糟。例如，TTL逻辑的10ns上升时间和5V波动电压可以通过低至0.001pF的杂散电容耦合100MHz多个毫伏的瞬变。



图A-3 用一根导线连接所有电路到电源的电流回路。公共阻抗耦合了从数字电路到模拟电路接地参考点的干扰噪声

电容耦合在无线通信上是必须的，它允许无线电和电视信号在发射塔和接收器间传播。但是，电子电路会传播不必要的信号给通信接收器，因而，需要严格限制从高频率数字电路（比如计算机）发射无线电信号。

最有效的防止电容干扰的方法之一是：在每个电路的周围放置一个导电的屏蔽罩（“法拉第笼”原理）。由于从屏蔽罩到每个内部导体之间都有一个杂散电容，如果用杂散电容传送电流返回到电源，就可以减弱杂散电容的影响。

A.4 要遵循的一般规律

- 要考虑电流的流向：由某一电源提供的进入电路的所有电流，都必须以某种方式返回到提供电流的同一个电源。由于所有的导体都有一定的直流电阻和交流阻抗，就可以称传送那些电流的导体为“接地”，然而，可能存在直流漂移和电压尖峰脉冲。
- 保持数字接地和模拟接地分别返回：当数字电路改变了逻辑状态时，用作“数字地”的

导线可以加载很高的电压峰值，但是这些地线用作模拟电路接地时却很差。要记住，模拟电路并没有“噪声免疫力”。

- 印制电路板和设计良好的电路试验板，都有一个能够很好地电磁屏蔽外部电干扰的“地平面”。千万不能把这个平面用作返回电流至电源的导线。
- 电源和地回路的导线都应该用足够粗的导线，这样才能将直流电压和交流电压降低到可接受的程度。
- 在电源导体及其地回路导体之间、与电路板连接的点上接电解电容（1～100μF）。这些电解电容可以稳定受外部电干扰的供应电压（60Hz～1MHz）。供应电压的瞬时下降（微秒到毫秒数量级之间）是由外部电路和内部电路的元件对瞬时电流的需求所引起。对于避免由数字电路中的转换所导致的1到10ns的电压峰值，这些电容器是不起作用的。
- 将聚酯薄膜电容（电容值在0.1μF范围内）跨接在所有数字集成电路芯片的电源电压上，因为数字集成电路芯片需要瞬间的电流电涌；而将0.1μF的聚酯薄膜电容跨接在所有模拟芯片上，则可以保护模拟芯片，使它们免受这些电涌的危害。
- 任何时候都不要盲目地相信电源和接地的接头，当电路工作的时候要用示波器对它们进行观测。
- 运算放大器通常仅用三个信号端，即两个差动输入和一个参考地的输出。尽管如此，事实上，电源终端的一端或两端充当了第四个输出导体，我们都期望它在放大器带宽范围的所有频率下，都为低阻抗。一些放大器（例如741）有极好的低频电源抑制特性，但是，这些放大器（例如741）的性能，仅限于补偿负电源供电时的变化，这种变化比闭合回路带宽快。因此，一些其他的从负电源吸纳电流脉冲的高速开关电路，会引起运算放大器输出的波动。

附录B

实验中的不定度

B.1 万用表的精确度

下面列举了典型的学生用数字万用表的精确度，这些信息可以在仪表背面看到。简化符号（$A+B$）表示读值的允许偏差范围为：小于±（读值的$A\%+B$的最小有效数）：

最大值2 000（例如2.000V、200.0mV、2 000Ω）

< 200V 直流(0.1 + 1) 45Hz到10kHz (0.5 + 2)

< 200mA 直流(0.3 + 1) 45Hz到10kHz (1.0 + 2)

<200kΩ (0.2 + 1)

>2MΩ (0.5 + 1)

例如，一直流电压值读数为1.453V，则其偏差小于±（$1.453\times0.1\%+0.001$）V＝±0.0025V。一交流电压值读数为1.453V的，则其偏差少于±（$1.453\times0.5\%+0.002$）V＝±0.009V。

需要注意的是在后一个例子中，精确度(accuracy)（按照公认的标准）是±0.009V，但是精度(precision)（检测微小变化的能力）是一个最小有效数，即±0.001V。

一个全宽为±W的三角分布，其标准差$\sigma=0.408W$。所以，按照经验的方法，万用表的偏差可以近似认为是2.5标准差。

B.2 随机误差的传播

给出一个函数$f(a_1, a_2, \cdots, a_n)$，其中变量$a_1, a_2, \cdots, a_n$是独立的随机数，标准差为σ_{ai}，标准差可以用下面的公式来表示:

$$\sigma_f^2=\left(\frac{\partial f}{\partial a_1}\right)^2\sigma_{a1}^2+\left(\frac{\partial f}{\partial a_2}\right)^2\sigma_{a2}^2+\cdots+\left(\frac{\partial f}{\partial a_n}\right)^2\sigma_{an}^2$$

例B.1 两个随机数相加

$$f=R_1+R_2 \qquad \partial f/\partial R_1=\partial f/\partial R_2=1 \qquad \sigma_f^2=\sigma_{R_1}^2+\sigma_{R_2}^2$$

一般规律

当加（或减）随机数时，结果值的（σ^2）的变化值是变量变化的总和。

例B.2 两个随机数相乘

$$f=R_1R_2 \qquad \partial f/\partial R_1=R_2 \qquad \partial f/\partial R_2=R_1$$

$$\sigma_f^2=R_2^2\sigma_{R_1}^2+R_1^2\sigma_{R_2}^2$$

$$\frac{\sigma_f^{\ 2}}{f^2}=\frac{R_2^2\sigma_{R_1}^{\ 2}+R_1^2\sigma_{R_2}^{\ 2}}{R_1^2R_2^2}=\frac{\sigma_{R_1}^{\ 2}}{R_1^2}+\frac{\sigma_{R_2}^{\ 2}}{R_2^2}$$

一般规律

当乘（或除）随机数时，结果值的部分变化是它们部分变化的总和。

附录C
C语言编程技巧

C.1 声明所有变量

C.1.1 声明一个数组

要声明一个包含10个元素的整型数组，在程序的最上方写以下声明语句：

```
int a[10];
```

在C中，数组下标是从0开始的，所以有效的数组元素是a[0]，a[1]，…，a[9]。向a[10]中写数据可能会对其他数据造成严重的破坏！

注意方括号和每个语句后面的分号。

C.1.2 溢出警告

当b×b超过16位时，下面的程序段将会产生溢出：

```
long a;
int b;
a=b*b;
```

解决方案是把a和b都转换成long型。

C.1.3 C程序中使用的变量

本书第1章中表1.2列出了C程序中使用的变量。

C.2 运算语句

```
a=b+c;      /* 加法*/
a=b-c;      /* 减法*/
a=b*c;      /* 乘法 */
a=b/c;      /* 除法 */
a=b%c;      /* b模c(b和c 都是整型) */
```

注意：这里没有求幂操作例如a**b或者a^b。

```
a=1459;         /* a = 十进制 1459 */
b=0127;         /* b = 八进制 127 ( 注意最前面的0 ) */
c=0xA3FC;       /* c = 十六进制 A3FC ( 注意最前面的0ex ) */
```

C.3 条件测试

```
if (expression)
```

```
  statement 1
else
  statement 2
```

- expression为条件表达式，例如a < b或a! = b或a == b或a < = b（见C.4节）。
- statement可以是一个单独的以“；”结束的语句，或者是多个分别以“；”结束的语句行序列，这些语句用“{”和“}”括起来。

C.4 条件运算符

这些运算符用在条件测试中，见C.3节。

```
= = 等于
! = 不等于
<  小于
< = 小于等于
>  大于
> = 大于等于
& & 逻辑与
‖  逻辑或
```

C.5 加下标循环

```
for (expression 1; expression 2; expression 3)
  statement;
```

等价于下面的程序：

```
expression 1;
while(expression 2) {
  statement;
  expression 3;
  }
```

通常，expression1和3是赋值表达式，expression2是关系表达式，例如：

```
for (i=0; i<100 ; ++i)
  expression;
```

i的值将会依次为0，1，2，3，…，99，循环执行100次。

C.6 位逻辑运算符

```
&  与
|  或
^  异或
<< 左移位
>> 右移位
~  取反
```

这些操作符的共同作用是选择性地把字的一部分位清零（置位）以及把两个字连接起来而不必进行求补。

例如，把32位数a的高16位清0而低16位保持不变，用以下语句：

```
a = a & 0x00FF;
```

把两个16位的数a和b组合成32位的数c，a作高16位，b作低16位，用以下语句：

```
c = a << 16 | b;
```

C.7 增量和减量运算符

++i 使i加1并用增量后的值作为表达式的值
i++ 用i作为表达式的值然后使i加1
--i 使i减1并用减量后的值作为表达式的值
i-- 用i作为表达式的值然后使i减1

C.8 printf 语句

参数的第一部分在引号（“”）里，它包括要打印的文本以及特殊的格式命令，格式命令通常以%或者/开头。参数的第二部分是要打印的数（数字或者文本）的列表，其格式由对应的%命令定义（见表C-1）。

printf 用法的一个例子：printf("index=%d data=%10.3f", a,b);

“\”命令概要（参考Brian W. Kernighhan and Dennis M.Ritchie *The C Programming Language*[⊖]，Prentice Hall，Englewood Cliffs，NJ，1998，p.193）：

\a 响铃
\n 新行（回车和换行）
\r 回车（不换行）
\b 退格（产生ϕ，θ等）
\t 横向跳格（注意C.10节的用法）
\nnn 编码为nnn（八进制）的ASCII字符

表C-1 格式命令举例

格 式	变量类型	输出结果
%5d	“int”	十进制数，输出宽度=5
%10ld	“long”	十进制数，输出宽度=10
%10.3f	“float”	十进制数，总长度10，小数位数3
%15.8lf	“double”	十进制数，总长度15，小数位数8
%4x	“int”	十六进制（4位，从0～F），位数为4
%10lx	“long”	十六进制，位数为10
%c	“char”	单个ASCII字符

C.9 定义自己的函数

```
main()
{
double fun(double, double);    /*声明函数原型*/
```

⊖ 该书中译本《C程序设计语言（第2版·新版）》已由机械工业出版社出版。

```
double x, y, z;                    /*定义变量*/
...                                /*主程序从这里开始*/
z = fun(x, y);                     /*函数调用*/
...                                /*程序的其他部分*/
}                                  /*主程序结束*/
double fun(double x, double y)     /*注意：括号后面没有分号*/
{
double u, v;                       /*声明本地变量*/
...                                /*函数fun(x,y)主体*/
return(u);                         /*返回本地变量的值*/
}
```

注意1 函数名fun可以是你选择的任意名字。

注意2 如果函数fun(x,y)的定义出现在main()的前面，则函数类型声明可以不需要。

C.10 函数库

建立一个能够被不同程序调用的函数“库”是一种常用的方法。在这种情况下，每个函数仅仅需要维持一份拷贝。函数的代码单独放在一个文件中，然后把这个文件包含在主程序里，它们就像都在一个文件中一样被编译。例如，文件fun.c可写为如下：

```
double fun(double x, double y)     /*注意：括号后面没有分号*/
{
double u, v;                       /*声明本地变量*/
...                                /*函数fun(x,y)主体*/
return(u);                         /*返回本地变量的值*/
}
```

主程序为：

```
#include "fun.c"
main()
{
double fun(x, y);                  /*声明函数类型*/
double x, y, z;                    /*定义变量*/
...                                /*main函数主体*/
z = fun(x, y);                     /*调用自定义函数*/
...                                /*main函数结束*/
}
```

注意 include语句中的包含文件放在它的第一次调用前，则在主程序中无需再进行独立的类型声明。

C.11 打开和写任意名字的文件

这个很重要的特性用在很多台微机间共享一个打印机时系统中有大量数据记录的情况。它可以在磁盘上保存你的数据，然后等打印机空闲时再打印。

在你的程序最上方，写入下面的语句：

```
char    out_file_name[16];
FILE    *out_file;
```

接下来在程序中，请用户给出一个文件名，然后读并且打开文件：

```
printf("Output file name:\t")
scanf("%s", out_file_name);
out_file = fopen(out_file_name, "w");
```

往新建的文件写入内容：

```
fprintf(out_file, "This file is %s", out_file_name);
```

还可以写其他任何你想写的。

C.12 使用库函数

使用标准的I/O库时，在main()之前写上“#include<stdio.h>”。这对于所有使用printf、scanf、fprintf、fscanf等的程序都是必需的。

使用数学函数库时，在main()之前写上“#include<math.h>”。下面列出的所有数学函数都有double类型的参数并且返回double类型的值。

cos(x)	x的余弦，x用弧度表示
sin(x)	x的正弦，x用弧度表示
tan(x)	x的正切，x用弧度表示
atan(x)	x的余切，x用弧度表示
atan2(y,x)	y/x的余切（横向跨度2π）
exp(x)	以e为底的指数
log(x)	以e为底的自然对数
log10(x)	以10为底的对数
pow(x,y)	幂函数x^y
sqrt(x)	平方根
fabs(x)	绝对值（整型值用abs(i)）

C.13 为大数组分配存储空间

很多微机的C编译器不允许声明超过32KB的数组。如果用ANSI C库函数calloc，则这个限制可以被忽略，它可以在程序执行的时候分配存储空间。在下面例子中分配了一个大小为100 000的double型数组（800 000字节）：

在程序的最上方，定义一个数组的指针：

```
double *a;
```

用下面的代码实施存储分配：

```
a = (double *) calloc(100000, sizeof(double));
```

此时，表达式*(a+i)代表数组的第i个值，其中i是0到99 999的数。

注意1 calloc的返回值是32位的指针，参数类型是size-t，和指针的大小相同。

用ANSI C函数free来释放分配的存储空间。

注意2 一些C编译器（例如，面向IBM PC机的 Borland Turbo C++）要求用非ANSI函数（farcalloc）和指针声明（huge）来分配大的数组。

C.14 C程序的一般格式规则

- 每一个独立的语句行必须以“；”结束。
- 多行的语句必须用“{”和“}”括起来。
- 每个变量必须声明（char、int、long、float、double）。
- 注释行必须用“/*”和“*/”括起来。

附录D

数值方法与C函数

D.1 概述

这个附录将描述一些有用的基于微机数据分析的数值方法。快速傅里叶变换函数可周期性完成抽样波形的离散傅里叶变换。PARFIT函数允许通过改变参数，把非线性的结构最小化到适合的量（例如χ^2）。VARFIT函数修改参数的值，使之接近最优值，以确定它们的不定度。ADSINT函数使用自适应的求积分方法实现数值积分，并通过动态划分积分区间至更小步长，实现用所要求的精度以及被积函数最小值估算积分。给出一个例子，计算“学生”t分布的值超出一个特定值的概率。很多种函数逆运算的方法都应用了牛顿方法和二次逼近。ADSINT函数和牛顿方法用于计算χ^2和第5章里“学生”t的概率表。RAMDOME函数提供一个分布在0到1之间的2^{31}个不同值的随机浮点数，一个2^{61}的数字区间和一个较低的关系。

D.2 快速傅里叶变换

快速傅里叶变换（FFT）已经在5.8节中讨论过了。这个算法是快速计算离散傅里叶变换的基本方法。

作者经Prentice-Hall，Englewood Cliffs，N.J.的同意，把1974年版的E.Orhan Brigham的《The Fast Fourier Transform》第164页的FORTRAN代码改编成C代码的列表（在D.2.1节）。C函数与fft (xr、xi、nv、ie) 语句一起用，其中，xr和xi分别为2^{nu}维的实系数和虚系数数组。当ie<0时，作正向变换（时间样本转换成频率系数），当ie≥0时，作反向变换（频率系数转换成时间样本）。函数返回变换后的值并存储在数组xr和xi中。注意：2的整数幂和位取反经常用移位实现而不用乘以或除以2。代码根据需要分配本地存储器，以便要转换的数组大小只受可用内存的限制。

C 程序代码

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
int ibitr(int, int);
void fft(double [ ], double [ ], int, int);
void fft(double xr[ ], double xi[ ], int nu, int ie)
{
static int n, n1, n2, nu1, p, k1n2, i, k, l;
static double arg, c, s, tr, ti;
double *stab, *ctab;
#define TWOPI 6.2831853 /* 2 PI */
#define PITWO 1.5707963 /* PI/2 */
/* allocate storage for sine and cosine tables */
n=1<<nu;
```

```
stab = (double *) calloc(n, sizeof(double));
ctab = (double *) calloc(n, sizeof(double));
if ( (stab == NULL) || (ctab == NULL) )
    {
    printf("Can't allocate fft.c data storage - exit\n");
    exit(1);
    }
n2=n/2;
nu1=nu-1;
for (i=0; i<n; ++i)
    {
    arg=TWOPI*i/n;
    stab[i]=sin(arg);
    ctab[i]=sin(arg+PITWO);
    }
k=0;
for (l=0; l<nu; ++l)
    {
    while (k<n)
    {
    for(i=0; i<n2; ++i)
        {
        n1=1<<nu1;
        p=ibitr(k/n1, nu);
        s=stab[p];
        c=ctab[p];
        if(ie>0) s=-s;
        k1n2=k+n2;
        tr = xr[k1n2]*c + xi[k1n2]*s;
        ti = xi[k1n2]*c - xr[k1n2]*s;
        xr[k1n2] = xr[k] - tr;
        xi[k1n2] = xi[k] - ti;
        xr[k] = xr[k] + tr;
        xi[k] = xi[k] + ti;
        k=k+1;
        }   /*end i loop */
    k=k+n2;
    }       /*end while */
    k=0;
    nu1=nu1-1;
    n2=n2/2;
    }       /*end l loop */
 for (k=0; k<n; ++k)
    {
    i=ibitr(k, nu);
    if(i>k)
        {
        tr=xr[k];
```

```
            ti=xi[k];
            xr[k]=xr[i];
            xi[k]=xi[i];
            xr[i]=tr;
            xi[i]=ti;
            }
        }
    if (ie>0)
        {
        for(i=0; i<n; ++i)
            {
            xr[i]=xr[i]/n;
            xi[i]=xi[i]/n;
            }
        }
    free(stab);
    free(ctab);
    return;
    }
    int ibitr(int j, int nu)
    {
    int rm, lm, i, bitr;
    rm=1;
    lm=1<<(nu-1);
    bitr=0;
    for (i=0; i<nu; ++i)
        {
        if ((j&rm)!=0) bitr=bitr|lm;
        rm=rm<<1;
        lm=lm>>1;
        }
    return (bitr);
    }
```

D.3 最小化函数PARFIT

PARFIT函数是基于鲍威尔的共轭梯度方法，经作者修改加以改进。一个用户定义的函数fun(m,n,x)，对于参数x的任何设置，计算一个合适的值。PARFIT重复调用fun函数并且从起点开始寻找第一个最小的下降值。它主要的优点是健壮、简短和处理不稳定关系的能力（例如，它能在追踪最小化中转型）。

函数调用使用以下的声明：

```
parfit(m,n,x,e,conv,maxit,nprint);
```

这个函数的初始参数在一个n维的数组x中。初始步长在数组e中。如果哪个e[i] < 0那么它相应的参数x[i]就没被改变。参数maxit是迭代的最大次数，参数nprint控制打印输出至标准设备。如果nprint > 0，则每次迭代时，打印输出的次数是nprint的整数倍。如果nprint≤0，则不

输出，但是会弹出消息MINMUM NOT FOUND。当x向量的变化量小于e*conv或者循环计数器超过最大值时，函数就返回了。

D.3.1 流程图

1) 初始化长度为n的查询向量集u_i。i从1到n，单元向量指向i方向的步长为i参数初始化步长的若干倍。在这个极小化过程中，查询向量集长度会发生变化，但是方向不会改变。

2) 初始化长度为n的查询向量集u_{i+n}。i从1到n，单元向量指向i方向的步长为i参数初始化步长的若干倍。在这个极小化过程中，查询向量集长度和方向都会发生变化。

3) 使用二次极小化方法，沿着查询向量u_1移动参数a_i（$i = 1$到n）来降低Q值。根据移动向量的长度重新调整查询向量的长度。如果Q的最小值达到移动的边界，将u_1的长度加倍，否则，将长度减半。

4) 对其他查询向量$u_i(i = 2, \cdots, 2n)$重复步骤3)。

5) 沿着步骤3)和4)中的进度方向，使用二次极小化方法，改变参数a_i（$i = 1$到n）来降低Q的大小。

6) 使$u_i = u_{i+1}$, $i = n + 1$ 到$2n - 1$。

7) 把u_{2n}的方向设成步骤3)和4)的进度方向。

8) 重复步骤3)到7)直到参数值的变化量小于一个很小的定值。

步骤3)、4)和5)需要在一条直线上进行二次极小化，这个是由函数qfit.c来执行的。在附录D.3.2中列出了qfit.c，并被parfit.c调用。

鲍威尔阐述了如下理论：如果对U_{n+1}到U_{2n}的查询向量执行该过程n遍，它们变成共扼关系。因此，只有n^2的线性极小化能极小化n参数的二次形式。但是，查询向量会分解成子空间，导致过程不稳定，无法查询最小值。改变每个参数值以实现（第一次n直线极小化）周期性的查询能防止这种分解，使整个过程更健壮。

D.3.2 C程序代码

```
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
extern FILE *outfile;
extern void fun(int, int, double[]);
extern void parfit(int, int, double [], double [], double, int, int);
extern void varfit(int, int, double [], double [], double [], double [],
double, int, int);
extern double ncalls;
void qfit(int, int, double *, double *, double *, double, int);
double *x2, *c, *xi, *y;
void parfit(int m, int n, double x[], double e[], double conv, int maxit,
int nprint)
{
static int ipow, npow, ipar, ifconv, iit, ifprint, nfc;
double *base, *c, *abse, *d, *xp, *advance;
double fp;
```

```
/*  parfit - function to find a minimum of a multi-parameter function
        using Powell's quadratic minimization
    x[i] is the argument array
    n is the array size
    e[i] the initial step size array
        (if any e[i] is zero then x[i] is never varied)
    c[i] is the change in x[i]
    d[i] is the dynamic step size
    maxit is the maximum number of interations allowed by the user
    parfit exits when the change in all x[i] is less than | e[i]|*conv
    If nprint is negative or zero- no output
    If nprint is positive, stream outputs result for every
        iteration that is an integral multiple of nprint
    The message "minimum not found" cannot be supressed
*/
fun(m, n, x);
if (maxit == 0) return;
base = (double *) calloc(12*(n + 1), sizeof(double));
xi = (double *) calloc( (2*n*n + n), sizeof(double));
if (( base == NULL) || (xi == NULL) )
    {
    fprintf(outfile, "Can't allocate storage for parfit- exit\n");
    printf("Can't allocate storage for parfit - exit\n");
    exit(1);
    }
/* set pointers for parfit function arrays */
xp = base;
abse = base + (n + 1);
d = base + 2 * (n + 1);
advance = base + 3 * (n + 1); /* double length vector */
/* set pointers for qfit function arrays */
x2 = base + 5 * (n + 1);
c = base + 6 * (n + 1);
y = base + 7 * (n + 1);
ncalls=1.;
for (ipar = 0; ipar < n; ipar++) abse[ipar] = fabs(e[ipar]);
for (ipar = 0; ipar <= 2 * n; ipar++) advance[ipar] = 0.;
/* set up xi array- first half varies each parameter
     separately, second half contains Powell's
     vectors of motion history */
npow = 0;
for (ipow = 0; ipow < n; ipow++)
    {
    if ( e[ipow] == 0.) continue;
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        {
        if (ipar == ipow) xi[ipar + n* npow] = abse[ipar];
        else xi[ipar + n * npow] = 0.;
```

```
        }
    npow++;
    }
for (ipow = 0; ipow < n; ipow++)
    {
    if ( e[ipow] == 0.) continue;
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        {
        if (ipar == ipow) xi[ipar + n* npow] = abse[ipar];
        else xi[ipar + n * npow] = 0.;
        }
    npow++;
    }
npow /= 2.;
iit=0;
ifconv=0;
while ( (ifconv == 0) && (iit < maxit)) /* main iteration loop */
    {
    ifprint=0;
    if ( (nprint!=0) && (iit%nprint==0) ) ifprint=1;
    if ( (nprint!=0) && (iit ==1) ) ifprint =1;
    if (ifprint!=0)
        {
        printf(" Iteration %5d   %7.0f function calls
        fun =%20.9e\n", iit,ncalls,x[n]);
    fprintf(outfile,
        "Iteration %5d   %7.0f function calls
           fun =%20.9e\n", iit,ncalls,x[n]);
    for(ipar=0; ipar<n; ipar++)
        {
        printf("%14.6f", x[ipar]);
        fprintf(outfile, "%14.6f", x[ipar]);
        if(ipar%5 == 4)   fprintf(outfile,"\n");
        }
    printf("\n");
    fprintf(outfile, "\n");
    }
for (ipar = 0; ipar < n; ipar++) xp[ipar] = x[ipar];
/* loop over parameter vectors plus Powell's vectors */
for (ipow = 0; ipow < 2*npow; ipow++)
    {
    fp = x[n];
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        {
        d[ipar] = xi[ipar + n * ipow];
        if (xi[ipar + n * ipow] == 0.) continue;
        } /* end ipar loop */
    /* line minimization call */
```

```
        qfit(m, n, x, abse, d, conv, 5);
        for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
            {
            xi[ipar + n * ipow] = d[ipar];
            if (xi[ipar + n * ipow] == 0.) continue;
            }
            advance[ipow] += fp - x[n];
        } /* end ipow loop */
    fp = x[n];
    /* minimize along advance vector for this iteration */
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        d[ipar] = 0.5 * (x[ipar] - xp[ipar]);
    qfit(m, n, x, abse, d, conv, 5);
    advance[2 * npow] += fp - x[n];
    /* move down Powell's advance history vectors */
    for (ipow = npow; ipow < (2 * npow - 1); ipow++)
        {
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        xi[ipar + n * ipow] = xi[ipar + n * (ipow + 1)];
    }
    /* put this iteration's advance into last history vector
        and test for convergence
        quit when dynamic step size is less than e[i]*conv*/
    ifconv=1;
    for (ipar = 0; ipar < n; ipar++)
        {
        xi[ipar + n * (2*npow - 1)] = d[ipar];
        if ( (abse[ipar] > 0) &&
            ( fabs(xp[ipar] - x[ipar]) > abse[ipar] *conv ) )
            ifconv=0;
        }
    iit++;
    ifprint=0;
    /* print results if we have converged */
    if ( (nprint!=0) && (ifconv!=0) ) ifprint=1.;
    /* print results if we have run out of iterations */
    if ( (nprint!=0) && (iit==maxit) ) ifprint=1;
    if ( ifprint!=0 )
        {
        printf("Iteration %5d   %7.0f function calls
            fun =%20.9e\n", iit,ncalls,x[n]);
        fprintf(outfile,
            "Iteration %5d   %7.0f function calls   fun =%20.9e\n",
            iit,ncalls,x[n]);
        for(ipar=0; ipar<n; ipar++)
            {
            printf("%14.6f", x[ipar]);
            fprintf(outfile, "%14.6f", x[ipar]);
```

```
        if(ipar%5 == 4) fprintf(outfile,"\n");
        }
    printf("\n");
    fprintf(outfile, "\n");
    fprintf(outfile, "advance Δ fun amounts\n");
    for (ipow = 0; ipow <= 2 * npow; ipow++)
        fprintf(outfile, "ipow = %d   advance %f\n",
            ipow, advance[ipow]);
    } /* end ifprint case */
} /*  end iteration loop */

if (ifconv == 0)
    fprintf(outfile,"\nminimum not found   \n");
if ( (nprint!=0) && (ifconv!=0) )
    fprintf(outfile, "minimum found\n");
free(xi);
free(base);
return;
} /* end of parfit function */
/*  function qfit- performs a one parameter recursive subspace
minimization */
void qfit(int m, int n, double x[], double xstep[], double d[], double
conv, int itmax)
{
int i, iter, ifconv;
double s1, s2, s3, s4, f1, f2, f3, f4;
/*
    d[] defines search direction
    s1, s2, s3 positions (maintained in sequence)
    f1, f2, f3   fun values (maintained so that f1 and f3 bracket f2)
    on entrance x[i] and x[n] are assumed valid
    on exit x[i] and x[n] are valid
    phase 1 brackets the minimum f1>f2<f3
    (s1, s2, s3 kept in sequence)
    phase 2 does a quadratic estimate of the minimum position
    xstep[] * conv is the convergence array. qfit quits when one
        iteration moves x[] along a vector that would fit in the
        xstep[]*conv box
*/
/* save x, f at entry */
for (i = 0; i < n; i++) x2[i] = x[i];
s2 = 0.;
f2 = x[n];
/* take first step and compute x1[] */
s1 = -1.;
for (i = 0; i < n; i++) x[i] = x2[i] + s1 * d[i];
fun(m, n, x);
f1 = x[n];
/* if f1 is lower, swap f1 and f2, s1 and s2 */
```

```
if (f1 < f2)
    {
    s1 = 0.;   s2 = -1.;
    f3 = f1;   f1 = f2;   f2 = f3;
    }
/* compute s3 */
s3 = 2. * s2 - s1;
for (i=0; i<n; i++) x[i] = x2[i] + s3 * d[i];
fun(m, n, x);
f3 = x[n];
iter=0;
while (1)
    {/* enter with s1, s2, s3- compute s4- new s1, s2, s3
        at end of loop - s1, s2, s3 kept in sequence
        but min value can be f1, or f2, or f3*/
    for (i = 0; i < n; i++)
        y[i] = x[i];   /* y[] stores the values of x[] at the start
                          of the while loop */
    if ( (s2 - s1)/(s3 - s2) <0)
        {
        printf("s1, s2, s3 = %f %f %f not in sequence\n",
            s1, s2, s3);
        fprintf(outfile, "s1, s2, s3 = %f %f %f not in sequence\n",
            s1, s2, s3);
        }
    if ( (f1 < f2) && (f1 < f3) ) /* f1 is lowest value */
        s4 = 2. * s1 - s3;
    else if ( (f3 <= f1) && (f3 <= f2) ) /* f3 is lowest value */
        s4 = 2. * s3 - s1;
    else /* f2 is lowest value – only use quadratic interpolation
        formula if f2 is lowest, and s1-s2 and s2-s3 intervals
        differ by <10x */
        {
        if (fabs(s1-s2) > 10.*fabs(s2-s3)) s4 = 2. * s2 - s3;
        else if (fabs(s2-s3) > 10.*fabs(s1-s2)) s4 = 2. * s2 - s1;
        else
            {
        s4 = s2 - 0.5 *
            ( (s2-s1)*(s2-s1)*(f2-f3) - (s2-s3)*(s2-s3)*(f2-f1) ) /
            ( (s2-s1)*(f2-f3) - (s2-s3)*(f2-f1) );
        /* If s4 has become exactly equal to s2, jiggle it a bit
           in the direction of s3 */
        if (s2 == s4)
          s4 += 0.01 * (s3-s1);
        }
    }
for (i=0; i<n; i++) x[i] = x2[i] + s4 * d[i];
ifconv = 1;
```

```
for (i = 0; i < n; i++)
    {
    if (xstep[i] == 0) continue;
    if ( fabs(x[i] - y[i]) > conv * xstep[i]) ifconv = 0;
    }
if (iter >= itmax) break;
if (ifconv == 1) break;
fun(m, n, x);
f4 = x[n];
/* keep f4 and reestablish s1, s2, s3 sequence */
if ( (s4 - s1)/(s1 -s2) > 0 )
    { /* s4, s1, s2 are in sequence- eliminate f3 */
    if ( (f3<f1) && (f3<f2) && (f3<f4) )
        {
        printf("error- eliminating lowest value\n");
        fprintf(outfile, "error- eliminating lowest value\n");
        }
    s3 = s2; s2 = s1; s1 = s4;
    f3 = f2; f2 = f1; f1 = f4;
    }
else if ( (s1 - s4)/(s4 -s2) > 0 )
    { /* s1, s4, s2 are in sequence- eliminate f3 */
    if ( (f3<f1) && (f3<f2) && (f3<f4) )
        {
        printf("error- eliminating lowest value\n");
        fprintf(outfile, "error- eliminating lowest value\n");
        }
    s3 = s2; s2 = s4;
    f3 = f2; f2 = f4;
    }
else if ( (s2 - s4)/(s4 -s3) > 0 )
    { /* s2, s4, s3 are in sequence- eliminate f1 */
    if ( (f1<f2) && (f1<f3) && (f1<f4) )
        {
        printf("error- eliminating lowest value\n");
        fprintf(outfile, "error- eliminating lowest value\n");
        }
    s1 = s2; s2 = s4;
    f1 = f2; f2 = f4;
    }
else if ( (s2 - s3)/(s3 -s4) > 0 )
    { /* s2, s3, s4 are in sequence- eliminate f1 */
    if ( (f1<f2) && (f1<f3) && (f1<f4) )
        {
        printf("error- eliminating lowest value\n");
        fprintf(outfile, "error- eliminating lowest value\n");
        }
    s1 = s2; s2 = s3; s3 = s4;
```

```
        f1 = f2; f2 = f3; f3 = f4;
        }
    else
        { /* s1, s4, s2 sequence error */
        printf("error- sequencing failure after f4\n");
        fprintf(outfile, "error- sequencing failure after f4\n");
        }
    iter++;
    } /* end of interation loop */
/* set x equal to best fit of s1, s2, s3 */
if ( (f1 < f2) && (f1 < f3) ) {s2 = s1; f2 = f1; }
if ( (f3 < f2) && (f3 < f1) ) {s2 = s3; f2 = f3; }
    for (i=0; i < n; i++) x[i] = x2[i] + s2 * d[i];
x[n] = f2;
s4 = fabs(s2);
if (s4 < 2.)
    {
    if (s4 < 0.01) s4 = 0.01;
    for (i=0; i < n; i++) d[i] *= s4;
    }
return;
} /* end qfit function */
```

D.4 不定度估计函数VARFIT

作者开发了VARFIT函数，用于在小型电脑上确定参数的不定度。PARFIT用于找出每个参数的最大值和最小值，使得存在最优的χ^2满足$\chi^2 = \chi_{min}^2 + 1$。在应用中，重复调用PARFIT来实现必要的多参数最小化。

D.4.1 流程图

1) 通过改变所有的参数来找出$\chi_{min}^2 + 1$。
2) 置参数a_1为它的最优值$+s_1$，其中s_1是步长。
3) 保持a_1为常量，将其他所有参数最小化为χ^2。
4) 确保抛物线经过a_1的新值，同时经过a_1零倾斜的最优值。
5) 确定抛物线函数值= $\chi_{min}^2 + 1$时，a_1的值。
6) 用a_1的新值重复步骤3)。
7) 确定抛物线经过最靠近$\chi_{min}^2 + 1$的三个点。
8) 重复步骤5)，6)，7)直到a_1的值被一个足够小的数改变。这个值有一个σ的置信界限。
9) 置参数a_1为它的最优值$-s_1$。
10) 重复步骤3)到8)找出其他的σ的置信界限。
11) 为其他的每个参数重复步骤2)到10)。

D.4.2 C程序代码

```
#include <stdio.h>
```

```
#include <math.h>
#include <time.h>
#include <stdlib.h>
#define MAXIT 20
extern FILE *outfile;
extern void fun(int, int, double[]);
extern void parfit(int, int, double[], double[], double, int, int);
extern void varfit(int, int, double[], double[], double[], double[],
double, int, int);
extern double chisq;
extern char comments[];
void varfit(int m, int npar, double par[],
    double step[], double em[], double ep[],
    double conv, int maxit, int nprint)
{
static double f0, f1, f2, f3, f4, f5, fx, dir, dx;
static double xx2, xx3, xx4, ff2, ff3, ff4;
static double g1, g2, g3, g4, g5, g6[2];
static double fp[6], fpmin, ax, temp, sqrtf32;
static int i, ipar, jpar, istep, iistep, iprint;
static int idir, nout, iout, saved[8];
static int imin, nsave, iflo, ifhi, ig6, ifnew;
char s[80];
char apm[5];
double *base;
double *x1;
double *x2;
double *x3;
double *x4;
double *x5;
double *x;
double *e;
double *plus1m;
double *plus1p;
apm[0] = '-';
apm[1] = '+';
if (maxit == 0)
    return;
base = (double *) calloc(9*(npar + 1), sizeof(double));
if (base == NULL)
    {
    fprintf(outfile, "Can't allocate storage for varfit- exit\n");
    printf("Can't allocate storage for varfit - exit\n");
    exit(1);
    }
x1 = base;
x2 = base + (npar + 1);
x3 = base + 2 * (npar + 1);
```

```
x4 = base + 3 * (npar + 1);
x5 = base + 4 * (npar + 1);
x = base + 5 * (npar + 1);
e = base + 6 * (npar + 1);
plus1m = base + 7 * (npar + 1);
plus1p = base + 8 * (npar + 1);
/* Make local copies of the parameter and step arrays */
for (ipar=0; ipar<npar; ipar++)
    {
    x[ipar] = par[ipar];
    e[ipar] = step[ipar];
    }
x[npar] = 0.;
/* call parfit to verify minimum- save fun value and parameters */
parfit(m, npar, x, e, conv, maxit, nprint);
f1 = x[npar];      /* f1 is the minimum varying all parameters */
chisq = x[npar];
for(ipar=0; ipar<npar; ipar++) x1[ipar] = x[ipar];
/* Loop over parameters to find errors - skip if step <= 0
    (big loop to very near end of file) */
for(ipar=0; ipar<npar; ipar++)
    {
    if (step[ipar] == 0)
     continue;      /* Ignore this parameter if step size is zero */
    if (em[ipar] == 0 && ep[ipar] == 0)
        continue;       /* No uncertainties requested
                           for this parameter */
    /* step this parameter first backward and then forward */
    for(idir=0; idir<2; idir++)
        /* Loop over directions */
        {
        if ( idir == 0 && em[ipar] == 0 )
            continue;   /* In negative direction, with no
                           negative uncertainty */
        if ( idir == 1 && ep[ipar] == 0 )
            continue;       /* In positive direction, with no
                               positive uncertainty */
        e[ipar] = 0;       /* Makes parfit() hold x[ipar] constant */
        printf("\n\n**** PARAMETER %d%c ****%s\n",
            ipar, apm[idir], comments);
        fprintf(outfile, "\n**** PARAMETER %d%c ****%s\n",
            ipar, apm[idir], comments);
        for (i=0; i<npar; i++)   /* set all xs to best fit values */
            {
            x[i] = x1[i];
            x2[i] = x1[i];
            }
        f2=f1;
```

```
fp[2] = f2 - (f1+1.);
printf("x2 %12.6f   f2 %12.6f   fp2 %f\n",
    x2[ipar], f2, fp[2]);
fprintf(outfile,"x2 %12.6f   f2 %12.6f   fp2 %f\n",
    x2[ipar], f2, fp[2]);
if(idir==0) /* step in negative direction */
    x[ipar] = x1[ipar] + em[ipar];
if(idir==1) /* step in positive direction */
    x[ipar] = x1[ipar] + ep[ipar];
/* vary all other xs */
parfit(m, npar, x, e, conv, maxit, nprint);
f3 = x[npar];
chisq = x[npar];
/* Now, f1 (=f2) is the minimum varying all parameters;
    f3      is the minimum at x[ipar] varying all parameters
*/
if (f1-f3 > 1.E-4)
    {
    fprintf(outfile,"*** lower minimum found by
        varfit (#1)***\n");
    printf("*** lower minimum found by varfit (#1)***\n");
    fprintf(outfile, "chisq= %f\n", chisq);
    printf("chisq= %f\n", chisq);
    for(jpar=0; jpar<npar; jpar++)
        {
        printf ("%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        fprintf (outfile, "%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        par[jpar] = x[jpar];     /* Update input
                                    array of parameters */
        }
    par[npar] = x[npar];
    m = 1;
    fun(m, npar, x);
    return;
    }
for (i=0; i<npar; i++) x3[i] = x[i];
fp[3] = f3 - (f1+1.);   /* The goal is to make this
    quantity zero */
printf("x3 %12.6f   f3 %12.6f   fp3 %f\n",
    x3[ipar], f3, fp[3]);
fprintf(outfile,"x3 %12.6f   f3 %12.6f   fp3 %f\n",
    x3[ipar], f3, fp[3]);
if (fp[3] > 0) ax = 0.0; else ax = 0.1;
/* use quadratic interpolation to get a third point,
    assuming that the slope is zero at best fit point x1, f1 */
sqrtf32 = sqrt(fabs(f3 - f2));
if (sqrtf32 < 0.5) sqrtf32 = 0.5;
for (i=0; i<npar; i++)
    {
```

```
    if ( (idir==0) & (em[i]==0) & (step[i]==0) ) continue;
    if ( (idir==1) & (ep[i]==0) & (step[i]==0) ) continue;
    x[i] = x2[i] + (x3[i] - x2[i] )/ sqrtf32;
    /* if f3 is not above f2+1, overstep a bit */
    if (ax > 0) x[i] += ax * ( x[i] - x3[i] );
    }
/* vary all other xs */
parfit(m, npar, x, e, conv, maxit, nprint);
f4 = x[npar];
/* f4 is the value after the initial quadratic interpolation
or extrapolation */
chisq = x[npar];
if (f1-f4 > 1.E-4)
    {
    fprintf(outfile,"*** lower minimum found by
        varfit (#2)***\n");
    printf("*** lower minimum found by varfit (#2)***\n");
    fprintf(outfile, "chisq= %f\n", chisq);
    printf("chisq= %f\n", chisq);
    for(jpar=0; jpar<npar; jpar++)
        {
        printf ("%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        fprintf (outfile, "%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        par[jpar] = x[jpar];      /* Update input array
                                  of parameters */
        }
    par[npar] = x[npar];
    m = 1;
    fun(m, npar, x);
    return;
    }
for (i=0; i<npar; i++) x4[i] = x[i];
fp[4] = f4 -(f1+1.);
printf("x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n",
    x4[ipar], f4, fp[4]);
fprintf(outfile,"x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n",
    x4[ipar], f4, fp[4]);
/* At this point x2 is the best fit, x3 is one step, and x4 is
a new estimate obtained by quadratic interpolation */
ifnew = 0;
for (istep=1; istep<MAXIT; istep++)
/* Loop to bracket f1+1 */
{
if (fp[3] > 0.) break;
fp[4] = f4 - (f1+1.);
if (fp[4] > 0.) break; /*skip if f1+1 is bracketed */
for (i=0; i<npar; i++)
    /*step in same direction to bracket f1+1 */
```

```
    {
    if(step[i]<=0) continue;
    /* first step an amount equal to the last step,
    then progressively larger multiples,
    but always limited by step[i] */
    dx = istep * ( x4[i] - x3[i] ) + 0.001 * ( x4[i] - x2[i] );
    if (fabs(dx) > step[i] )
        dx *= step[i]/fabs(dx);
    x[i] = x4[i] + dx;
    }
ifnew = 1;
/* vary all other xs */
parfit(m, npar, x, e, conv, maxit, nprint);
fx = x[npar];
chisq = x[npar];
if (f1 - fx > 1.E-4)
    {
    fprintf(outfile,
        "*** lower minimum found by varfit (#3)***\n");
    printf("*** lower minimum found by varfit (#3)***\n");
    fprintf(outfile, "chisq= %f\n", chisq);
    printf("chisq= %f\n", chisq);
    for(jpar=0; jpar<npar; jpar++)
        {
        printf ("%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        fprintf (outfile, "%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
        par[jpar] = x[jpar];
        /* Update input array of parameters */
        }
    par[npar] = x[npar];
    m = 1;
    fun(m, npar, x);
    return;
    }
for (i=0; i<npar; i++)
    {
    x2[i] = x3[i];
    x3[i] = x4[i];
    x4[i] = x[i];
    }
f2 = f3;
f3 = f4;
f4 = fx;
fp[4] = f4 - (f1+1.);
printf("x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n",
    x4[ipar], f4, fp[4]);
 fprintf(outfile,"x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n",
    x4[ipar], f4, fp[4]);
```

```
            x4[ipar], f4, fp[4]);
        } /* end loop to bracket f1+1 */
    for (istep=1; istep<MAXIT; istep++)
        { /* iterate to find a better solution to f(x) = f1+1.
            by quadratic interpolation */
        printf("\nparameter %d%c begin varfit iteration %d\n",
            ipar, apm[idir], istep);
        fprintf(outfile,
            "\nparameter %d%c begin varfit iteration %d\n",
            ipar, apm[idir], istep);
        if ( fabs(fp[4]) < 5E-7)
            { /* if previous estimates are good enough- skip */
            f5 = f4;
            for (i = 0; i<npar; i++) x5[i] = x4[i];
            break;
            }
        fp[2] = f2 -(f1+1.);
        fp[3] = f3 -(f1+1.);
        fp[4] = f4 - (f1+1.);
        if ( (ifnew==1) || (istep>1) )
        {
        printf("x2 %12.6f   f2 %12.6f   fp2 %f\n", x2[ipar], f2, fp[2]);
        fprintf(outfile,"x2 %12.6f   f2 %12.6f   fp2 %f\n", x2[ipar], f2, fp[2]);
        printf("x3 %12.6f   f3 %12.6f   fp3 %f\n", x3[ipar], f3, fp[3]);
        fprintf(outfile,"x3 %12.6f   f3 %12.6f   fp3 %f\n", x3[ipar], f3, fp[3]);
        printf("x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n", (x4[ipar]), f4, fp[4]);
        fprintf(outfile,"x4 %12.6f   f4 %12.6f   fp4 %f\n", x4[ipar], f4, fp[4]);
        }
        /* set x[ipar] to the closed form solution of
            f(x) = f1+1, where f(x) is a polynomial passing through
            the three known points f2(x2), f3(x3), f4(x4)
            asume that solution is bracketed by known points */
        ff2 = f2 -f4;
        ff3 = f3 - f4;
        xx2 = x2[ipar] - x4[ipar];
        xx3 = x3[ipar] - x4[ipar];
        g1 = ff3 * xx2 * xx2 - ff2 * xx3 * xx3;
        g2 = ff2 * xx3 - ff3 * xx2;
        g3 = xx2 * xx3 * (xx2 - xx3);
        g4 = f1+1. - f4;
        g5 = g1 * g1 + 4. * g2 * g3 * g4;
        if (g5 < 0)
            {
            printf("g5 < 0 error: i %d   istep %d\n", i, istep);
            printf("x2[ipar] %f   f2 %f \n",x2[ipar], f2);
            printf("x3[ipar] %f   f3 %f \n",x3[ipar], f3);
            printf("x4[ipar] %f   f4 %f \n",x4[ipar], f4);
            fprintf(outfile, "g5 < 0 error: i %d   istep %d\n",
```

```
            i, istep);
        fprintf(outfile, "x2[ipar] %f   f2 %f \n",
            x2[ipar], f2);
        fprintf(outfile, "x3[ipar] %f   f3 %f \n",
            x3[ipar], f3);
        fprintf(outfile, "x4[ipar] %f   f4 %f \n",
            x4[ipar], f4);
        g5 = 0.;
        } /* end if g5<0 */
    g5 = sqrt(g5);
    /* compute both roots */
    g6[0] = (-g1 - g5) / (2 * g2);
    g6[1] = (-g1 + g5) / (2 * g2);
    for (ig6 = 0; ig6<2; ig6++)
        {
        x[ipar] = x4[ipar] + g6[ig6];
        iflo = 0;   ifhi = 0;
        if ( x[ipar] < x2[ipar] ) iflo = 1; else ifhi = 1;
        if ( x[ipar] < x3[ipar] ) iflo = 1; else ifhi = 1;
        if ( x[ipar] < x4[ipar] ) iflo = 1; else ifhi = 1;
        if ( (iflo==1) && (ifhi==1) ) break;
        if (ig6==1)
        {
        printf("non bracket error: ipar %d   istep %d\n",
            ipar, istep);
        fprintf(outfile,
            "non bracket error: ipar %d   istep %d\n",
            par, istep);
        printf("x2[ipar] %f f2   %f \n",x2[ipar], f2);
        printf("x3[ipar] %f f3   %f \n",x3[ipar], f3);
        printf("x4[ipar] %f f4   %f \n",x4[ipar], f4);
        fprintf(outfile, "x2[ipar] %f f2   %f \n", x2[ipar], f2);
        fprintf(outfile, "x3[ipar] %f f3   %f \n", x3[ipar], f3);
        fprintf(outfile, "x4[ipar] %f f4   %f \n", x4[ipar], f4);
        } /* end if (ig6==1) */
        } /* end loop ig6 = 0, 1 */
    temp = ( x[ipar] - x4[ipar] ) / ( x2[ipar] - x4[ipar] );
    for (i=0; i<npar; i++)
        {
        if(step[i]<=0) continue;
        if (i != ipar) x[i] = x4[i] + ( x2[i] - x4[i] ) * temp;
        }
    /* use parfit to find f(x) for the new point */
    /* vary all other xs */
    parfit(m, npar, x, e, conv, maxit, nprint);
    f5 = x[npar];
    chisq = x[npar];
    if (f1-f5 > 1.E-4)
```

```
        {
        fprintf(outfile,
            "*** lower minimum found by varfit (#4)***\n");
        printf("*** lower minimum found by varfit (#4)***\n");
        fprintf(outfile, "chisq= %f\n", chisq);
        printf("chisq= %f\n", chisq);
        for(jpar=0; jpar<npar; jpar++)
            {
            printf ("%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
            fprintf (outfile, "%5d   %20.13f\n", jpar, x[jpar]);
            par[jpar] = x[jpar];
          /* Update input array of parameters */
            }
      par[npar] = x[npar];
      m = 1;
      fun(m, npar, x);
      return;
      }
  for (i=0; i<npar; i++) x5[i] = x[i];
  fp[5] = f5 - (f1+1.);
  printf("x5 %12.6f   f5 %12.6f   fp5 %f\n",
      x5[ipar], f5, fp[5]);
  fprintf(outfile,
      "\nx5 %12.6f   f5 %12.6f   fp5 %f\n",
      x5[ipar], f5, fp[5]);
  if (fabs(fp[5]) < 5E-7) break;
  /* eliminate outlying point, but save last estimate and
  any solo points on one side of (f1+1) */
  fp[5] = f5 - (f1+1.);
  /* start with fp2, fp3, fp4, fp5 not saved */
  for (i=2; i<6; i++) saved[i] = 0;
   nsave = 0;
  fpmin = 1E20;
  imin = 0;
  for (i=2; i<6; i++)
      { /* save closest fp above f1+1 */
      if ( (fp[i] > 0.) && (fp[i] < fpmin) )
          {fpmin = fp[i]; imin = i; }
      }
  if (imin >0)
      {
      saved[imin] = 1;
      nsave++;
      }
  fprintf(outfile,
      "\nsave closest above f1+1: imin   %d
          fpmin %f \n", imin, fp[imin]);
  printf("\nsave closest above f1+1: imin   %d
          fpmin %f \n", imin, fp[imin]);
```

```
    fpmin = -1E20;
    imin = 0;
for (i=2; i<6; i++)
    { /* save closest fp below f1+1 */
    if ( (fp[i] < 0.) && (fp[i] > fpmin) )
        {fpmin = fp[i]; imin = i; }
    }
if (imin >0)
    {
    saved[imin] = 1;
    nsave++;
    }
fprintf(outfile,
    "save closest below f1+1: imin  %d fpmin %f \n",
    imin, fp[imin]);
printf("save closest below f1+1: imin  %d
    fpmin %f \n", imin, fp[imin]);
 /* save fp5 if not already saved */
if (saved[5] == 0)
    {
    saved[5] = 1;
    nsave++;
    }
while (nsave < 3)
    /* if only 1 or 2 saved, save closest to f1+1 */
    {
    fpmin = 1E20;
    imin =0;
    for (i = 2; i <5; i++)
        {
        if ( (saved[i] == 0) && (fabs(fp[i]) < fpmin) )
            {fpmin = fabs(fp[i]); imin = i; }
        }
    if (imin == 0) break;
    if (imin > 0)
        {
        saved[imin] = 1;
        nsave++;
        }
    fprintf(outfile,
        "save closest to f1+1: imin   %d   fpmin %f \n",
        imin, fp[imin]);
    printf("save closest to f1+1: imin   %d   fpmin %f \n",
        imin, fp[imin]);
    }
iout = 0;
for (i=2; i<5; i++) if(saved[i] == 0) iout = i;
if (iout == 0)
```

```
    {
    printf ("error- can't find point to be eliminated\n");
    fprintf (outfile,
        "error- can't find point to be eliminated\n");
    }
if (iout==2)
    {
    f2 = f5;
    for (i=0; i<npar; i++) x2[i] = x5[i];
    }
if (iout==3)
    {
    f3 = f5;
    for (i=0; i<npar; i++) x3[i] = x5[i];
    }
if (iout==4)
    {
    f4 = f5;
    for (i=0; i<npar; i++) x4[i] = x5[i];
    }
    }/* end loop over interpolation steps */
if(idir==0)
    {
    plus1m[ipar] = f5 - f1;
    em[ipar] = x5[ipar] - x1[ipar];
    if (fabs( plus1m[ipar] - 1.) > 1E-6)
        {
        fprintf(outfile,"*** par %d%c   dx %f at
            chisq + %f\n", ipar, apm[idir], em[ipar],
            plus1m[ipar] );
        em[ipar] = 9999.;
        }
    }
if(idir==1)
            {
            plus1p[ipar] = f5 - f1;
            ep[ipar] = x5[ipar] - x1[ipar];
            if (fabs( plus1p[ipar] - 1.) > 1E-6)
                {
                fprintf(outfile,"*** par %d%c   dx %f at
                    chisq + %f\n", ipar, apm[idir], ep[ipar],
                    plus1p[ipar] );
                ep[ipar] = 9999.;
                }
            }
        printf("par %d %f uncertainty   %f at chisq + %f\n",
            ipar, x1[ipar], x5[ipar] - x1[ipar], f5-f1);
        fprintf(outfile,"par %d %f   uncertainty %f at chisq + %f\n",
```

```
            ipar, x1[ipar], x5[ipar] - x1[ipar], f5-f1);
        iprint = 0;
        for (i = 26; i < npar; i++) if (x5[i] != 0)
            {
            printf("%2d %11.6f", i , x5[i] );
            fprintf(outfile, "%2d %11.6f", i , x5[i] );
            iprint++;
            if ( (iprint%3) == 2) {printf("\n"); fprintf(outfile, "\n"); }
            }
        } /* end loop over directions */
    e[ipar] = step[ipar];
    x[ipar] = x1[ipar];
    } /* end loop over parameters */
free(base);
return;
} /* end varfit function */
```

D.5 由积分定义的函数的数值计算

现在存在多种估算积分数值的方法，其中包括梯形法则和辛普森法则，用于积分空间分布均匀的函数。另外还有更精确的方法，如高斯积分，采用精心选择的间隔（根据特定多项式的零点）和特定加权。

辛普森（Simpson）法则的缺点在于，需要大量的函数调用以确保整个积分区间的精度，即使最主要的影响来自于一小部分的区间。这是一个积分中的特殊问题，如果该积分有一个极大的积分极限并且不允许改变变量，以避免积分和被积分函数出现极大值。高斯积分法的缺点在于用于函数估算的点必须在积分（及其精确度）计算之前选择好。

下面介绍的这种方法使用了自适应性积分，此时函数制表的小数点和精确度由该方法的处理过程决定。如果没有预定义的函数小数点组，该方法便会产生细间距，此间的二次逼近会导致严重的错误；方法同时还会产生一个粗糙的间距，同样会导致错误的发生。这种方法可以用于无穷积分函数，而无须寻求变量的相应转变。

D.5.1 流程图

运用自适应性积分估算函数$F(x)$的积分时，其精确度为e，积分变量a和b的界限定义如下：

1) 对第一程序段进行初始化：把区间a到b的平均分成4等份，在第5边界小数点处，对被积函数进行估算。计算该程序段的误差并将其声明为拥有最大的误差的段。

2) 将所有数据移出四个位置最大误差段，以建立一个新段。

3) 用最大误差值，把该段分成为两个等价的程序段，使用旧的被积函数值并且估算需要的新变量值。

4) 在两个新程序段中计算并存储误差。

5) 把所有程序段的误差相加以形成最大误差程序段。如果这个总误差值大于期望的误差值并且程序段的数量少于限制数，则返回到步骤2)。

6) 否则，退出函数，返回积分的值、误差的估算上限和创建的程序段的数目。

D.5.2 C程序代码

```
/* adaptive quadrature integration function */
double adsint(double a,double b,int m,double errmax,double
*errptr,int *nsegptr)
/*
*  nmax is the maximum number of segments calculated
*  integral taken over a,b interval
*  if positive, errmax is maximum error of the integral
*  if negative, - errmax is the maximum fractional error of the integral
*  user must define a function igrand(x,n) that evaluates the
*    integrand of type n
*/
{
int n,i,iseg,nseg,isegm;
#define NMAX 201     /* absolute maximum number of segments*/
#define NMAX4 801
#define NSEGMAX 199
double x[NMAX4], f[NMAX4], s[NMAX], e[NMAX];
double h,dx,xtemp,emax,s1,s2,sum,err;
if(a==b)
     {
     *errptr=0;
     *nsegptr=0;
     return(0);
     }
/* initialize first segment */
nseg=1;
iseg=0;
h=b-a;
dx=h/4.;
for(i=0;i<5;++i)
   {
   x[i]=a+i*dx;
   xtemp=x[i];
   f[i]=igrand(xtemp,m);
   }
s1=(f[0]+4.*f[2]+f[4])*h/6.;
s2=(f[0]+4.*f[1]+2.*f[2]+4.*f[3]+f[4])*h/12.;
err=fabs(s1-s2)/15.;
e[iseg]=err;
s[iseg]=s2;
isegm=0;
/* loop until error summed over all segments is less than errmax
   or until maximum number of segments is reached */
while(1)
   {
   /* move down all segments above isegm */
```

```
    n=nseg*4+4;
    x[n]=x[n-4];
    f[n]=f[n-4];
for (iseg=nseg;iseg>(isegm+1);--iseg)
    {
    s[iseg]=s[iseg-1];
    e[iseg]=e[iseg-1];
    for (i=0;i<4;++i)
        {
        n=iseg*4+i;
        x[n]=x[n-4];
        f[n]=f[n-4];
        }
    }
nseg=nseg+1;
/* expand segment isegm */
n=isegm*4;
x[n+6]=x[n+3];
x[n+4]=x[n+2];
x[n+2]=x[n+1];
f[n+6]=f[n+3];
f[n+4]=f[n+2];
f[n+2]=f[n+1];
x[n+1]=(x[n]+x[n+2])/2.;
x[n+3]=(x[n+2]+x[n+4])/2.;
x[n+5]=(x[n+4]+x[n+6])/2.;
x[n+7]=(x[n+6]+x[n+8])/2.;
xtemp=x[n+1];
f[n+1]=igrand(xtemp,m);
xtemp=x[n+3];
f[n+3]=igrand(xtemp,m);
xtemp=x[n+5];
f[n+5]=igrand(xtemp,m);
xtemp=x[n+7];
f[n+7]=igrand(xtemp,m);
/* determine integrals and errors for the two new segments */
for(iseg=isegm;iseg<isegm+2;++iseg)
    {
    n=iseg*4;
    h=x[n+4]-x[n];
    s1=(f[n]+4.*f[n+2]+f[n+4])*h/6.;
    s2=(f[n]+4.*f[n+1]+2.*f[n+2]+4.*f[n+3]+f[n+4])*h/12.;
    e[iseg]=fabs(s1-s2)/15.;
    s[iseg]=s2;
        }
    /* loop to find total error and the index isegm corresponding
    to maximum error*/
    emax=-999.;
```

```
    err=0.;
    sum=0.;
    for(iseg=0;iseg<nseg;++iseg)
        {
        err=err+e[iseg];
        sum=sum+s[iseg];
        n=iseg*4;
        if(e[iseg]>emax)
            {
            emax=e[iseg];
            isegm=iseg;
            }
        }
        if(nseg>=NSEGMAX) break;
        if(errmax>=0 && err<errmax) break;
        if(errmax<0 && (err/sum)<-errmax) break;
    }   /* end main while loop */
/* final statistics */
sum=0;
err=0;
for(iseg=0;iseg<nseg;++iseg)
    {
    sum=sum+s[iseg];
    err=err+e[iseg];
    }
*errptr=err;
*nsegptr=nseg;
return(sum);
}
```

D.5.3 计算超过“学生”t分布的一个特定值的概率的一个程序例子

```
#include<stdio.h>
#include<math.h>
double gamman2(int);
double adsint(double,double,int,double,double *,int *);
double igrand(double,int);
double igrand(double x,int m)
{
double a;
if (m==0)
    {
    a=exp(-x*x/2);
    }
else
    {
    a=1.+x*x/m;
    a=exp(-log(a)*(m+1.)/2.);
```

```
    }
return(a);
}
main()   /* program for computing P(>| Student's t|)*/
{
double a,b,an,q,gamma1,gamma2,err,errmax,ng,st,ans;
int nseg,ndeg,np,n,n1,i;
double q1,q2,q3;
while(1)
{
printf(" Prob of exceeding | t |\ n");
printf(" enter Student's t (<0 quits):");
scanf(" %lf",&st);
if (st<0) break;
printf("enter ndeg (0 means inf., <0 quits):");
scanf("%d",&ndeg);
if (ndeg<0) break;
if(st<2.)
    {
    a=0;
    b=st;
    }
    else
    {
    a=st;
    b=1.e15;
    }
printf("a = %12.4lf b = %15.6le ndeg= %5d\n",a,b,ndeg);
/* maximum ndeg is between 3500 and 4000*/
if(ndeg==0) q = sqrt(2./PI);
if(ndeg>0 && ndeg<3000)
    {
    gamma1=gamman2(ndeg);
    gamma2=gamman2(ndeg+1);
    q=2.*gamma2/(gamma1*sqrt(PI*ndeg));
    }
if(ndeg>=3000)
    {
    q1=ndeg;
    q2=(q1+1.)/q1;
    q3=pow(q2,q1/2.);
    q=2.*q3/sqrt(2.*E*PI);
    }
printf("ndeg =%5d   q=%15.9lf\n",ndeg,q);
errmax=-1.e-8;   /* specify fractional error */
ans=q*adsint(a,b,ndeg,errmax,&err,&nseg);
if (st<2.) ans=1.-ans;
printf("probability of exceeding = %20.10le\n",ans);
```

```
printf("error=%20.10le   %d segments\n\n",q*err,nseg);
}
}
```

D.5.4 计算积分的γ函数或者半积分自变量的函数

```
double gamman2(int n)
{
double ng,n1,n2,gamma;
int np;
ng=n/2;
np=n%2;
if (np==1)
    {
    gamma = sqrt(PI);
    n1=0.5;
    }
    else
    {
    gamma=1;
    n1=1;
    }
for (n2=n1;n2<ng;++n2) gamma=gamma*n2;
return(gamma);
}
```

D.6 使用牛顿方法的函数反转

通常，我们需要把一个比较复杂的，可以微分的函数$F(x)$转化成简单的、易于分析的形式。这时，我们就要设法得到一个近似的x_n的值，通过迭代，使得函数值$F(x_n)$接近给定的值F_n。这种方法就是牛顿方法。该方法特别适用于那些积分定义的函数（例如，高斯误差函数，“学生”t分布或χ^2分布，γ函数），因为$F'(x)$只是简单的被积函数。相关内容可以参考上一节的自适应求积法。

流程图

给定函数$F(x)$、其导数$F'(x)$，最大误差e以及F_n。初始化x_0

用下面的方法求得x_n，使$|F(x_n) - F_n| < e$。

重复1)－5)步：

1) 令$F_0 = F(x_0)$。

2) 如果$|F_0 - F_n| < e$则停止循环。

3) 令$F_1 = F'(x_0)$

4) 使用线性推导，找到一个更佳的x_0。

$$x_0 = x_0 + \frac{F_n - F_0}{F_1}$$

5) 如果x_0越界，把x_0设成边界值。

D.7 使用二次逼进的函数反转

一个比较复杂的函数$F(x)$经常需要转化成易于分析的形式。然而，其一阶导数可能很难求出甚至不可能求出，此时牛顿方法不再适用。在这种情况下，使用二次逼进法更加方便。该方法先选择一些合适点估算出函数$F(x)$，然后设法得到$x = x_n$，使得$F(x_n)$的值约等于给定的F_n。即：用初次猜测和步长来推导出函数值，再通过二次逼进迭代重复来寻找更佳的x_n，直到$F(x_n)$的值足够接近F_n。

流程图

已知函数$F(x)$、F_n，最大误差值e，初始化x_0、步长Δx

求x_n的值，使得$|F(x_n) - F_n| < e$

重复步骤1)－6)。

1) 令$F_0 = F(x_0)$。

2) 如果$|F_0 - F_n| < e$停止循环。

3) 令$x_- = x_0 - \Delta x, x_+ = x_0 + \Delta x$，如果$x_-$和$x_+$中有一个越界，则把它们值设为边界值。

4) 令$F_- = F(x_-), F_+ = F(x_+)$

5) 计算点$x=c$，其中二次曲线由$x_-, x_0, x_+, F_-, F_0, F_+$定义，并且通过点$F_n$

$$a = x_0 + (x_- - x_0)\,(F_0 - F_n)/(F_0 - F_-)$$
$$b = x_0 + (x_+ - x_0)\,(F_0 - F_n)/(F_0 - F_+)$$
$$c = a + (b - a)\,(F_- - F_n)/(F_- - F_+)$$

6) 计算x_0和新估点c之间的距离，作为下一步的步长

如果$x_- \geqslant c \geqslant x_+$，则$\Delta x = c - x_0, x_0 = c$

如果$c < x_-$，则$x_0 = x_-, \Delta x = 2\Delta x$

如果$c > x_+$，则$x_0 = x_+, \Delta x = 2\Delta x$

D.8 随机数发生器

在randome.c中列出了一系列得到0～1之间的随机数的函数。采用的是Pierre L'Ecuyer在“Efficient and Portable Combined Random Number Generators”中提到的办法。“1988年，Communications of ACM，31册，742页～749页，774页”

D.8.1 以前的方法

最普遍使用的方法是Lehmer线性同余发生器 (LCG)：$s(i + 1) = (A*s(i) + C)\text{MOD } M$，这就好比一个有$M$个连续数字的轮盘，得到一个总量$(A*s(i) + C)$。当$C = 0$时，就变成了乘法线性同余发生器 (MLCG)。如果M是质数并且A是模M的素元（例如$A^N \bmod M = 1$当且仅当$N = M-1$），MLCG就具有最大的可能周期$P = M - 1$。在1979年的ACM *Trans. Mathematical Software*，第5册，第二版，132页～138页中，Linus Schrage 描述了“一种更加便携的Fortran随机数发生器”。使用这种技术，当$M = 2^{31}-1, A = 1.4 \times 2^{15}$时，我们或许能使用31位算术来执行MLCG。但是，MLCG有一个为大家熟知的缺点：如果在多维空间中绘制连续的数点，

这些点会形成超平面平行集。这种相关性在蒙特卡洛计算中是不允许的，因为蒙特卡洛计算机中，每个事件定义都需要几个随机数。一种解决的办法（Donald Knuth在《The Art of Computer Programming》第3章中所描述的贝叶斯方法和达拉谟方法，）就是：使用一个可以随机访问的大的状态表（以97元素为代表），去搅乱和破坏这些联系。这种方法的一个优势就是可以使周期变得很大。这些技术在C.Williams、H.Press、Brian P.Flannery、Saul A.Teukolsky和William Vetterling的《Numerical Recipes》（1988年，剑桥大学出版社）中描述过，是许多普遍使用随机数发生器的基础。要特别注意的是，ANSI C中标准随机数发生器rand()只能产生32k的数字，周期为32k，这在William H.Press、Brian P.Flannery、Saul A.Teukolsky和William A.Vetterling写的《Numerical Recipes in C》（1988年剑桥大学出版）中有描述。

D.8.2 L'Ecuyer的方法

把两个31位的MLCG结合产生约2.1×10^9个互不相同的随机31位数字，周期是$2.305\ 84 \times 10^{18}$（$\approx 2^{61}$），并且没有明显的关联。

- 将两个不同M值和A值的MLCG发生器的输出相结合，周期增加到2^{61}，关联可以降到觉察不到的地步。
- 发生器的状态可用两个31位的种子数唯一描述，而不用一个种子数和一张大状态表来描述。

作者感谢LBNL的Orin Dahl带来了L'Ecuyer的方法。L'Ecuyer的方法也在CERN(欧洲粒子物理研究所)的高能物理蒙特卡洛计算中运用。

D.8.3 使用C 程序

用法

```
long s1, s2;
double ran;
randome (&s1, &s2, &ran);
```

函数使用s1和s2两个种子得到两个新种子，并把它们结合产生随机数ran。

种子数（输入和输出）

&s1和&s2是指向种子数的指针，它们唯一代表发生器的状态。

s1在1和2 147 483 562 ($2^{31} - 86$)之间。

s2在1和2 147 483 398 ($2^{31} - 250$)之间。

随机数（输出）

ran是一个伪随机数，ran等于n/2 147 483 563，其中n是一个1到2 147 483 562之间的数字

多次运行

- 多调试运行。其随机数的产生的顺序是相同的。种子数开始值可以相同（例如s1=1，s2=1）。
- 多过程运行。其随机数的产生顺序是独立的。建议在每次运行结束时，把两个种子写进磁盘文件，下次运行开始时再读出来接着运行。

注意 一旦发生器开始运行（例如初始化s1 = 1, s2 = 1），一个周期内可以产生$2.3 \times$

10^{18}个数字。发生器（例如初始化s1＝1，s2＝40 692）每循环一次，又有2.3×10^{18}个不同顺序的数字产生。理论周期2^{61}就是这样实现的。

D.8.4 C程序代码

```
randome(long *s1ptr, long *s2ptr, double *ranptr) {
if ( (*s1ptr = 40014*(*s1ptr%53668) - 12211*(*s1ptr/53668) ) < 0)
    *s1ptr += 2147483563;
if ( (*s2ptr = 40692*(*s2ptr%52774) - 3791*(*s2ptr/52774) ) < 0)
    *s2ptr += 2147483399;
if ( (*ranptr = *s1ptr - *s2ptr) < 1.) *ranptr += 2147483562.;
*ranptr = *ranptr/2147483563.;
return; }
```

附 录 E

数据转换插卡DT3010 PCI简介

E.1 概述

DT3010 PCI插卡有以下功能：

- 两个8位二进制端口可以作为输入或者输出端，不具有握手能力。
- 四个微分模拟输入通道，使用了一个四输入的多路转换复用器（MUX）和一个12位的A/D转换器，输入电压范围是在−10V到10V，或0V到10V之间。
- 两个独立的模拟输出通道，使用了两个12位的D/A转换器。输出电压是在−10V到10V之间，或0V到10V之间。

表E-1 描述了DT3010的管脚分配。

使用DT3010软件的程序需要像这样开始：

```
#include <windows.h>
#include <stdio.h>
#include "DAboard.h"
int main
{
    unsigned int val;
    InitAll();          /* 需要初始化 DT3010 数据板 */
    <你的程序，包括二进制数和模拟I/O>
}
```

“DAboard.c”和“InitAll.c”的代码文件必须在编译该工程文件时被包含进去。

表E-1 DT740螺旋终端板上的DT3010的管脚分配

管 脚	信号名称	管 脚	信号名称
1	模拟输入ch 0+	15	
2	模拟输入ch 0−	16	
3	模拟输入ch 1+	17	
4	模拟输入ch 1−	18	
5		19	
6		20	
7		21	
8		22	
9		23	
10		24	
11		25	
12		26	
13		27	
14		28	

（续）

管　脚	信号名称	管　脚	信号名称
29		71	
30		72	
31		73	
32		74	
33		75	
34		76	
35		77	外部A/D触发器（只用于TTL）
36		78	
37		79	
38		80	
39		81	数字地数字地
40		82	数字地ch0时钟输入
41	模拟输出ch 0+	83	数字地ch0时钟输出
42	模拟输出ch 0−	84	ch0外部门输入
43	模拟输出ch 1+	85	ch1时钟输入
44	模拟输出ch 1−	86	ch1时钟输出
45		87	ch1外部门输入
46		88	
47		89	二进制输入位0（LSB）
48		90	二进制输入位1
49	+5V参考电压（不允许使用）	91	二进制输入位2
50	模拟接地	92	二进制输入位3
51		93	二进制输入位4
52		94	二进制输入位5
53		95	二进制输入位6
54		96	（MSB）二进制输入位7（MSB）
55		97	二进制输出位0（LSB）
56		98	二进制输出位1
57		99	二进制输出位2
58		100	二进制输出位3
59		101	二进制输出位4
60		102	二进制输出位5
61		103	二进制输出位6
62		104	二进制输出位7
63		105	
64		106	模拟接地
65		107	模拟触发器
66		108	
67		109	
68		110	
69		111	
70		112	

E.2 并行输出

DT3010有一个二进制I/O装置，该装置有两个可以作为输入或输出端的8位并行端口。在本书中我们将使用引脚97到104作为输出。

二进制1产生一个TTL高电压（大约4V），二进制0产生一个TTL低电压（大约0.5V）。二进制输出的C语言函数为：

```
olDaPutSingleValue(hDout, val, 0, 1.0);
```

在大多数情况下，二进制输出不需要握手，上述函数可用来将二进制数字“val”送至外部的输出线路上，一个二进制1产生一个TTL 高电平（大约4V），一个二进制0产生一个TTL低电平（大约0.5V）。电压值可保持在输出线路上，直至程序写入一个新的二进制数字。

警告 当写入一个新的二进制数字，而且数据不止一位发生改变时，大约5ns后，将会发生数值错误。

如果这样的偶然性错误数值是可以容忍的并且外部电路只需要读一个二进制数字的当前值，信号交换是不需要的。

然而，如果：1) 偶然性错误的数值输出是不能容忍的，或者2) 为了响应一个外部电路的请求，计算机被要求产生一个二进制数字，或者3) 计算机必须如实传送一组数字至外部电路，则下列的握手步骤是不可少的：

1) 外部电路发信号显示“数据准备就绪。”

2) 计算机产生二进制数字，送至输出线路上，在电压被设置好之后，发信号显示“数据可用。”

3) 外部电路读输出线路且取消“数据准备就绪”信号。

4) 计算机取消“数据可用”信号。

将一个输入位设置为“数据准备就绪”并且将一个输出位设置为“输出数据可用”可以实现信号交换，每个新数据输出时要重复执行握手步骤1)～4)。

E.3 并行输入

DT3010的二进制I/O设备，含有两个可以配置成输入或者输出端口的8位并行端口。本书中，将使用线路89－96作为输入。一个TTL 高输入电平（3～5V）作为二进制1，一个低输入电平（0～0.5V）作为二进制0。二进制输入的C语言函数为：

```
olDaGetSingleValue(hDin, &val, 0, 1.0);
```

警告 在外部电路改变数据并且改变的数据位数大于1时，大约5ns后，会发生数值错误。

然而，如果：1) 偶然性错误的数值输出是不能容忍的，或者2) 为了响应一个程序的请求，外部电路被要求产生一个二进制数字，或者3) 外部电路必须如实的传送一组数字至计算机，则下列的握手步骤是不可少的：

1) 程序发信号显示“数据准备就绪。”

2) 外部电路产生二进制数字，送至输出线路上，在电压被设置好之后，发送“数据可用”信号。

3) 程序读输出线路，取消“数据准备就绪”信号。

4) 外部电路取消“数据可用”信号。

将一个输入位设置为“数据准备就绪”且将一个输出位设置为“输出数据可用”即可以实现信号交换，每个新数据输入时，均要重复执行握手步骤1)～4)。

E.4 模拟输出

模拟输出C语言函数为：

```
olDaPutSingleValue(hDa, val, channel, 1.0);
```

通常，模拟输出端口用来产生一个持续电压或电压波形。此时，不需要握手。

E.5 模拟输入

模拟输入的C语言函数为：

```
o1DaGetSingleValue(hAd, &val, channel, 1.0) ;
```

如果程序只需要记录一个模拟电压的当前值，不需要握手。

当程序需要的模拟数据来自具有不可预测的响应时间的外部电路时，要使用握手，握手允许程序控制外部电路，而且在读取数据之前等待有用数据。

E.6 使用带Microsoft Visual C++编辑器的DT3010板

查阅实验练习1。

附录F
用数字示波器记录波形

F.1 概述

下面将介绍：如何使用HP 54600数字示波器的HP VEE面板驱动器，去记录和打印波形。

F.2 捕获信号波形

- 从桌面快捷菜单中打开HP VEE。
- 从“I/O”下拉菜单中打开Instrument Manager（设备管理器）。
- 在“HP-IB7”下选择“Digital Scope（hP54600b@707）”（仅仅选择它，但不要去双击它）。
- 点击Panel Driver（面板驱动器）按钮。
- 出现面板驱动器界面，你可以使用面板驱动器控制示波器。
- 在示波器上选择时间基准和通道灵敏度，以获得一个好的波形。
- 按下示波器上的Stop（停止）按钮，来捕获示波器屏幕上的波形。
- 将数字化的信号波形，从示波器传送到面板驱动器存储器中，在面板驱动器窗体里的黑色窗口上点击一次。

F.3 输出信号波形

- 右键点击面板驱动器，选择Add Terminal: Data Output（加入终端：数据输出）。
- 如果用通道1来输出信号波形，就选择“WF_Ch1 (waveform)”，如果正在从通道1和2中取样，则也要选中“WF_Ch2 (waveform)”。
- 一个或两个输出标记（取决于所选择的通道数量），将会出现在面板驱动器右端上的蓝色部分。
- 从Display（显示）下拉菜单上选择Waveform (time)（信号波形（时间））。
- 在HP VEE窗口里显示。
- 默认设置允许对显示进行跟踪记录，为了加入另一条信号波形，右键单击显示窗口选择Add Terminal: Data Input（加入终端：数据输入）。
- 点击所选择通道的黑点，将面板驱动器的输出通道与所选择的显示输入通道连接起来。
- 一旦连接完备，点击按钮Run（运行）（看起来像一个箭头记号）来运行HP VEE程序，存储在面板驱动器里信号波形将在显示窗口里显示。
- 点击Auto Scale（自动调节）来调整显示比例。
- 右键点击显示窗口的黑色窗口并且选择Plot（绘图）来输出信号波形。

附录G
电的危险与安全

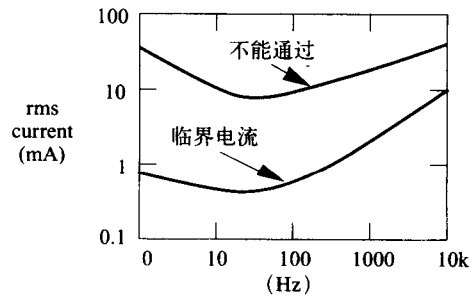
G.1 概述

每平方厘米（cm^2）大小的完整干燥的皮肤，其电阻大约为100kΩ，该电阻主要由皮肤最外面的角质层上皮组织提供。在普通环境下，即使电路电压高达120V，在与电路的短暂接触时，皮肤也能为人提供良好的保护作用。然而，假如皮肤是潮湿的或者正在出汗，电阻将会大大减小，以至可以导通电流。如果皮肤有伤口，或者如果使用带电解液的Ag（Agcl）电极，电阻将会减小到1kΩ以下，在这种情况下，即使是12V的低电压也会产生危险的高电流。查阅表G-1中的不同电压对人产生的影响。如果皮肤的电阻为100kΩ，要产生5mA的电流需要电压为500V，但是当皮肤电阻降到1kΩ时，仅仅需要5V的电压就能产生同样大小的电流。另一个极端的例子是，在科学博物馆，使用产生100kV的高电压发生器，使人们的头部被大量的头发包围，来演示静电作用在人身上的安全性。因而得出一个重要启示：电危险的主要因素是电流，而不是电压，电流能直接通过心脏。这是那些设计在心脏表面附近或者心脏表面上放置电极的仪器设计师们，应该特别关注的问题，这些仪器在冠状动脉或外科手术中得以使用。

在图G-1提供了，99.5%的人在电流从手臂到手臂时，感知和不自觉的肌肉收缩所需的临界电流值。

简单地说：

- 在60Hz、电流强度< 400μA 时，99.5%的人感觉不到电流通过手臂。
- 在60Hz、电流强度<10mA时，99.5%的人允许电流通过手臂。
- 60Hz时，临界电流值最小，在0Hz时其大小为60Hz时的2~3倍，在10kHz时则为5～10倍。



图G-1 99.5%的男性与女性的临界电流

表G-1 接触1秒时，60Hz电流对身体四肢的影响

电流大小	影响
500μA	能感知的临界电流
5 mA	不舒服，但是可以接受的安全电流
> 20 mA	疼痛，疲劳，可能损害身体，由于不自觉的肌肉收缩不能“允许通过”
> 75 mA	可能呼吸困难，失去正常的心脏肌肉收缩节拍（心室纤维颤动）甚至导致死亡
> 1A	心脏持续收缩（如果持续时间足够短可以回复到正常的心率）
> 10A	严重燃烧并且造成身体伤害

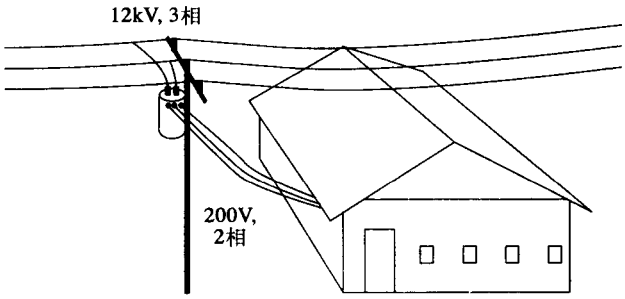
注：1. 如果电流可以通过胸部的话，则危险会极大的降低。

2. 如果电极直接放在心脏表面，即使在20μA的低电流下，心室纤维收缩也可能发生。

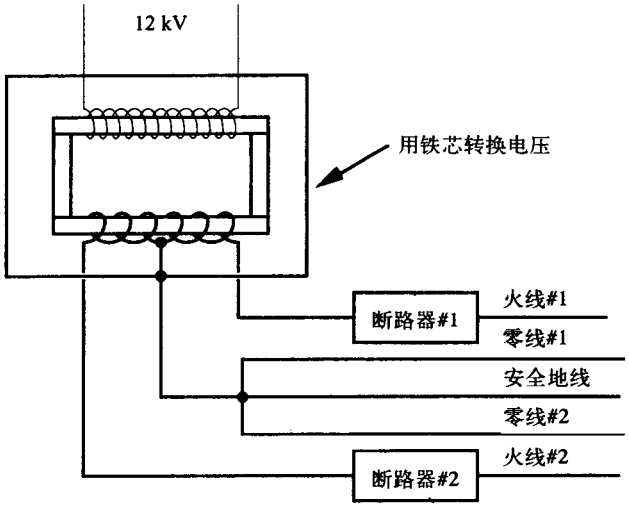
G.2 电源

要理解电的危险性，首先有必要了解提供电源的系统的特征。电力站一般提供4kV、

60Hz频率的200mW到2GW的电力。为了长距离的传送，传输电压升到110kV至超过500kV。当电力传输到各街道时，地方分站将电压降压到4～12kV，而安装在电线杆上的变压器则继续把电压降至220V，向各家各户供电（如图G-2所示）。同时，有第三条输出线路连接到输出变压器的中心触点（如图G-3所示）。



图G-2 电力是以“12kV”三相电的形式沿着街道分配的，任意两条线路都可以提供平均12kV的双相电压



图G-3 辅助变压器将12kV电压转换为220V双相电，并且有一个用于电流回流（零线）和提供安全地线的中心抽头导线

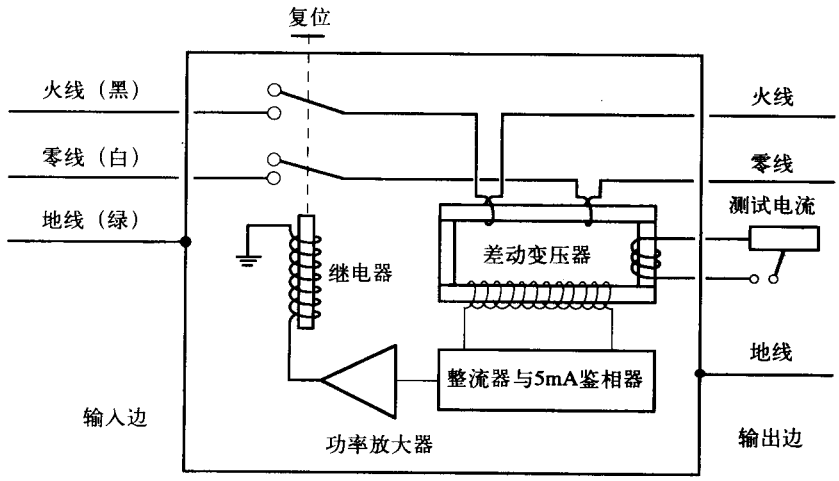
注意 每个“12kV”三相线路相对地的电压V_n= 10kVsin（$\omega t+\phi_n$），其中$\phi_n = n*2\pi/3$且n = 1，2，3。任意两条线路之间有17kVsin（$\omega t + \phi'$）电压差，即有12kV的有效电压。任一条220V双相线路的对地电压V_n= 156V sin（$\omega t + n\pi$）n = 1，2。

在大楼里，中心抽头被分开作为零线和地线。当设备需要110V电压时，使用一条火线和一条零线。当设备需要220V电压，两条火线都要被使用。在单个电路中，如果超过预设的安全范围，（一般为10～100A），就使用断路器来切断电流。在正常使用情况下，由火线提供的电流通过相应的零线返回。安全的地线与设备连接并且通常不会承载电流。

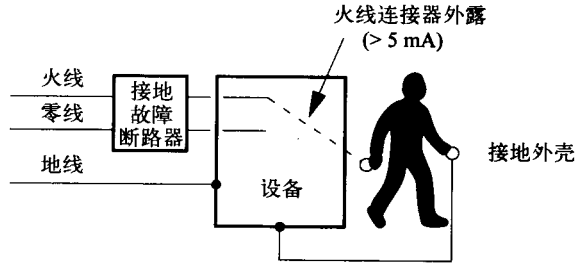
G.3 接地故障断路器电路

接地故障断路器电路使用一个微分变压器和放大器来监测120V“火”线（黑色）与“零”

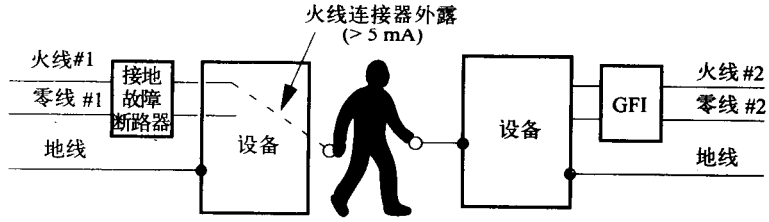
线（白色）之间的电流差（见图G-4）。如果电流差超过5mA，两条线路的电流就会被一对断路器切断（见图G-5）。火线与同一设备接地外壳或零线或不同设备接地外壳接触时，GFI电路起保护作用（见图G-6）。



图G-4 接地故障断路器（GFI）电路。包括差动变压器、整流器和鉴相器几个部分。其中鉴相器用于判定火线与零线之间的电流差是否超过安全上限5 mA，并且在超过时切断两条线路。电路维持开路状态，直到按下复位键。另外，还有一个测试按钮提供可以穿过变压器螺旋线圈的非平衡电流



图G-5 一条火线与同一设备的接地外壳的偶然接触的情况。如果电流超过5mA，电路将会被接地故障断路器电路断路



图G-6 No.1火线与接地外壳或另一设备的零线偶然接触的情况。如果超过5mA，电路将会被接地故障断路器电路No.1断路

G.4 隔离变压器

如果电器不是直接连接到电源线上，而是通过一个变压器，那么该设备是被隔离的。因为

变压器的输出线是不能承载任何电流到电源线的。只有当隔离变压器的两条输出线接触时才能产生电击。仅仅一条变压器输出线与其他单一线路（电源线、水管等等）接触不能产生电击。

G.5 典型触电事故

1) 由于绝缘层发生脱落，设备的金属外壳带了电。受害者用一只手触摸到设备绝缘层脱落处，另一只手触摸到一个正好接地的设备。

2) 受害者触摸了一个外壳已经被移去在修的设备中带电的线。注意：虽然这些线中的某一条可能是“接地”的电位，但是如果它可以将电流回流到源点，则应该将它看成“带电”的。

3) 虽然设备断电，但在外壳被打开来修理之后，受害者触摸了一个充满高压的电容器。

G.6 防范事故的方法

1) 将所有的金属外壳，接到一个公共的正常情况下不带电的接地点。这就是在电容器里为人们所熟悉的绿色“U接地点”或“室内接地点”。由于人们很可能触摸设备外壳的所有连接物和水管，所以让所有的这些处于同样的电位是很重要的。

2) 双重绝缘所有危险电压。这种方法用于供电工具，但是在有水的环境下不是很有效，并且由于盐解质溢出的危险性不能用在医疗器械上。

3) 当设计高电压（>1kV）系统，尤其是那些需要大容量的电容器的系统，需要两个并行的泄漏电阻，用于在设备断电后短时间内自动削弱危险电压。(这比只有一个泄漏电阻要可靠。因为一个泄漏电阻在使用若干年后，可能会因为没有注意而烧坏。）当维护这类系统时，要将所有危险的电位与地线紧紧相连。

4) 使用GFI电路（前面已经描述过），可以在火线与地线偶然接触的典型事件中切断电流。

5) 如前所述，使用一个隔离变压器。

6) 用一个低电容量变压器、光隔离器（opto-isolator）（发光二极管和光电二极管）、或者无线电遥测术，来隔离连接到病人的电气部分。

7) 在所有连接到病人的传导路径中，使用限流电路。

附录H

电阻与电容的标准值

H.1 标准电阻值和色标

碳电阻在印制电路中使用最广泛，但却有选择值的限制。表H-1到H-4列出了电阻制造商通常提供的电阻值。该书的实验练习中指定的电阻值均来自于该表。

碳电阻的公差为2%或者更大，用前三种颜色来确定电阻的值。前两种颜色（见表H-1）表示前两种数字，第三种颜色（见表H-2）表示一个乘数。第四种颜色（见表H-3）表示电阻的误差。普遍使用的2，5和10%的电阻值以及它们的前三种颜色的色码列在表H-4中。

表H-1 电阻色标的前两种颜色

颜色	黑	棕	红	橙	黄	绿	蓝	紫	灰	白
数字	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

表H-2 电阻色标的第三种颜色

颜色	金	黑	棕	红	橙	黄	绿	蓝	紫
乘数	0.1	1	10	100	1 000	10k	100k	1M	10M

表H-3 电阻色标的第四种颜色

颜色	无	银	金	红	棕	绿	蓝	紫	灰
误差 (%)	20	10	5	2	1	0.5	0.25	0.10	0.05

表H-4 标准的2，5，10%电阻值以及它们的色标

前两个数字		第三种颜色						
		金	黑	棕	红(r)	橙(r)	黄(r)	绿(m)
棕	黑	1.0	10	100	1.0	10	100	1.0
棕	棕		11	110	1.1	11	110	1.1
棕	红	1.2	12	120	1.2	12	120	1.2
棕	橙		13	130	1.3	13	130	1.3
棕	绿	1.5	15	150	1.5	15	150	1.5
棕	蓝		16	160	1.6	16	160	1.6
棕	灰	1.8	18	180	1.8	18	180	1.8
红	黑		20	200	2.0	20	200	2.0
红	红	2.2	22	220	2.2	22	220	2.2
红	黄		24	240	2.4	24	240	2.4
红	紫	2.7	27	270	2.7	27	270	2.7
橙	黑		30	300	3.0	30	300	3.0
橙	橙	3.3	33	330	3.3	33	330	3.3

（续）

前两个数字		第三种颜色						
		金	黑	棕	红(r)	橙(r)	黄(r)	绿(m)
橙	蓝	3.6	36	360	3.6	36	360	3.6
橙	白	3.9	39	390	3.9	39	390	3.9
黄	橙	4.3	43	430	4.3	43	430	4.3
黄	紫	4.7	47	470	4.7	47	470	4.7
绿	棕	5.1	51	510	5.1	51	510	5.1
绿	蓝	5.6	56	560	5.6	56	560	5.6
蓝	红	6.2	62	620	6.2	62	620	6.2
蓝	灰	6.8	68	680	6.8	68	680	6.8
紫	绿	7.5	75	750	7.5	75	750	7.5
灰	红	8.2	82	820	8.2	82	820	8.2
白	棕	9.1	91	910	9.1	91	910	9.1

对于金属薄膜电阻其误差为1%或更小，用前四种颜色来确定电阻值，前三种颜色表示前三个数字，第四个颜色表示一个乘数，第五个颜色表示电阻的公差。

银色用来表示乘数0.01。对于低于10Ω的电阻，与11，13，16，20，24和30对应的值是无效的。

在金属薄膜电阻中，1%或更小的公差都是有效的。

H.2 标准电容值和编码

生产的电容有许多种类型，并且电容值的选择范围是有限的。表H-5列出了电容制造商通常提供的电容值。本书实验练习中所有电路使用的电容均来自该表。

像用颜色来标注碳电阻一样，1μF以下的电容用数字来标注。前两个数字表示pF值，第三个数字表示乘数，其值为10的指数。例如，一个电容标注“104”，即表示100 000pF或0.1μF。

表H-5 标准陶瓷圆片电容器和塑料电容器/金属箔电容器电容值以及它们相应的三位数字的数值

前两个数字	第三个数值				
	0(pF)	1(pF)	2(pF)	3(μF)	4(μF)
10	10	100	1 000	0.01	0.1
12	12	120	1 200	0.012	0.12
15	15	150	1 500	0.015	0.15
18	18	180	1 800	0.018	0.18
22	22	220	2 200	0.022	0.22
27	27	270	2 700	0.027	0.27
33	33	330	3 300	0.033	0.33
39	39	390	3 900	0.039	0.39
47	47	470	4 700	0.047	0.47
56	56	560	5 600	0.056	0.56
68	68	680	6 800	0.068	0.68
82	82	820	8 200	0.082	0.82

陶瓷圆片电容器值的范围是从10到100 000pF（0.1μF）并且电压从25到500V。前两个数

字表示值（单位pF），第三个数字表示乘数，其值为十的指数值。查看表H-5标准值和相对应的三个数字。

塑料和金属箔电容器（聚酯薄膜、聚丙烯、聚脂），电容值范围是从1 000πF（0.001μF）到10uF，并且电压等级从50到500V。电容值低于1 000 000pF (1μF) 的电容，用前两个数字表示一个值（微微法拉（pF）），第三个数字表示乘数，其值为十的指数值。电容值为大于等于1μF的电容直接用微法拉（mF）标注。

钽电解电容器一般用在印制电路中。钽电解电容器的取值范围通常为1μF到330μF，其电压额定值范围通常为6V到50V。钽电解电容器的一端通常标注为+，必须正确使用极性，否则电容可能会爆炸。标准电容值是在表H-5中列出的值的子集（…，12，15，22，33，47，68，100μF，…）。

铝电解电容器用于需要大电容值的场合，例如在电源中。在印制电路中可以安装较小的电容，而较大的元件由需要单独的机械装置的铝电容组成。铝电解电容器的取值范围通常为1μF到100 000μF，其电压额定值范围通常为6V到50V。铝电解电容器的一端通常标注为+，并且必须用在正确的极性中，否则电容可能会爆炸。标准电容值是在表H-5中列出的值的子集（…，100，150，220，330，470，680，1 000μF，…）。

附录I

ASCII字符码

ASCII字符码集

表I-1列出了控制代码和计算机所使用的可印刷字符，以及它们相对应的十进制、八进制和十六进制数值。ASCII是“美国标准信息交换码”的缩写。表I-2列出了两个和三个的字符控制代码以及它们的意义。

以下是特别重要的：

NUL　打印时忽略，用C编程时表示字符串的结尾。

BEL　用来产生可以听见的“嘟嘟声”。

HT　水平制表符，用来使文档纵列对齐，HT（而不用US）也可以用来在扩展的页面上划分字段，以及数据库编程。

LF　换行，将光标向下移而不是向左移。

FF　换页，用来转到下页的开头。

CR　返回，专门用来转到当前行的开头（而不是下一行的开头）。所以，大多数系统将单个CR字符翻译成LF后加上CR。CR（而不是RS）也可以用来在扩展的页面上划分记录，以及数据库编程。

SP　“空格”字符。

在新式的键盘上，十六进制1C（文件分隔符）对应右箭头，十六进制1D（组分隔符）对应左箭头，十六进制1E（记录分隔符）对应上箭头，十六进制1F（元件分隔符）对应下箭头。

表I-1　ASCII字符码

十进制	八进制	十六进制	字符	十进制	八进制	十六进制	字符
0	000	00	NUL	15	017	0F	SI
1	001	01	SOH	16	020	10	DLE
2	002	02	STX	17	021	11	DCI
3	003	03	ETX	18	022	12	DC2
4	004	04	EOT	19	023	13	DC3
5	005	05	ENQ	20	024	14	DC4
6	006	06	ACK	21	025	15	NAK
7	007	07	BEL	22	026	16	SYN
8	010	08	BS	23	027	17	ETB
9	011	09	HT	24	030	18	CAN
10	012	0A	LF	25	031	19	EM
11	013	0B	VT	26	032	1A	SUB
12	014	0C	FF	27	033	1B	ESC
13	015	0D	CR	28	034	1C	FS→
14	016	0E	SO	29	035	1D	GS←

（续）

十进制	八进制	十六进制	字符	十进制	八进制	十六进制	字符
30	036	1E	RS↑	75	113	4B	K
31	037	1F	US↓	76	114	4C	L
32	040	20	SP	77	115	4D	M
33	041	21	!	78	116	4E	N
34	042	22	"	79	117	4F	O
35	043	23	#	80	120	50	P
36	044	24	$	81	121	51	Q
37	045	25	%	82	122	52	R
38	046	26	&	83	123	53	S
39	047	27	'	84	124	54	T
40	050	28	(	85	125	55	U
41	051	29	)	86	126	56	V
42	052	2A	*	87	127	57	W
43	053	2B	+	88	130	58	X
44	054	2C	,	89	131	59	Y
45	055	2D	_	90	132	5A	Z
46	056	2E	.	91	133	5B	[
47	057	2F	/	92	134	5C	
48	060	30	0	93	135	5D	]
49	061	31	1	94	136	5E	^
50	062	32	2	95	137	5F	
51	063	33	3	96	140	60	`
52	064	34	4	97	141	61	a
53	065	35	5	98	142	62	b
54	066	36	6	99	143	63	c
55	067	37	7	100	144	64	d
56	070	38	8	101	145	65	e
57	071	39	9	102	146	66	f
58	072	3A	:	103	147	67	g
59	073	3B	;	104	150	68	h
60	074	3C	<	105	151	69	i
61	075	3D	=	106	152	6A	j
62	076	3E	>	107	153	6B	k
63	077	3F	?	108	154	6C	l
64	100	40	@	109	155	6D	m
65	101	41	A	110	156	6E	n
66	102	42	B	111	157	6F	o
67	103	43	C	112	160	70	p
68	104	44	D	113	161	71	q
69	105	45	E	114	162	72	r
70	106	46	F	115	163	73	s
71	107	47	G	116	164	74	t
72	110	48	H	117	165	75	u
73	111	49	I	118	166	76	v
74	112	4A	J	119	167	77	w

（续）

十进制	八进制	十六进制	字符	十进制	八进制	十六进制	字符
120	170	78	x	124	174	7C	|
121	171	79	y	125	175	7D	}
122	172	7A	z	126	176	7E	~
123	173	7B	{	127	177	7F	DEL

表I-2 ASCII控制码

十六进制	编码	定　义	十六进制	编码	定　义
00	NUL	Null	11	DC1	Device control 1
01	SOH	Start of heading	12	DC2	Device control 2
02	STX	Start of text	13	DC3	Device control 3
03	ETX	End of text	14	DC4	Device control 4
04	EOT	End of tape	15	NAK	Negative acknowledge
05	ENQ	Enquiry	16	SYN	Synchronize
06	ACK	Acknowledge	17	ETB	End of transmitted block
07	BEL	Bell	18	CAN	Cancel
08	BS	Backspace	19	EM	End of medium
09	HT	Horizontal tab	20	SP	Space
0A	LF	Line feed	1A	SUB	Substitute
0B	VT	Vertical tab	1B	ESC	Escape
0C	FF	Form feed	1C	FS	File separator
0D	CR	Carriage return	1D	GS	Group separator
0E	SO	Shift out	1E	RS	Record separator
0F	SI	Shift in	1F	US	Unit separator
10	DLE	Data link escape	7F	DEL	Delete

术语表

A/D converter（**A/D转换器**）——A/D转换器电路，对其输入端的模拟输入量，会产生电压电平的数字表示。

absolute accuracy（**绝对精度**）——测量值和理想值之间的一致性（例如，D/A转换器的输出电压或者A/D转换器的转换电压）。

absolute accuracy, analog-to-digital converter（**绝对精度，模拟到数字的转换器**）——在调整零偏移和增益误差之前,转换电压与它们的理想值之间的一致性。

absolute accuracy, digital-to-analog converter（**绝对精度，数字到模拟的转换器**）——在调整零偏移和增益误差之前,实际的输出电压与它们的理想值之间的一致性。

absolute digital encoder（**绝对数字编码器**）——产生一个绝对数字输出的装置，该输出取决于一个物理量，例如位置或角度。

absolute zero（**绝对零度**）——可能的最低热量所对应的温度 (−273.16°C −459.69°F)。

accelerator（**加速器**）—— 微机的附加电路。该电路通过提供一个更高速的处理器，来提高微处理器的速度。

accuracy (absolute) of a sensor（**传感器的（绝对）精度**）—— 测量值与公认的标准值之间的一致性（参见precision）。

accuracy, control system（**精度，控制系统**）——设定值与在所有时间内的读出（感测）信号平均值之间的差。

accuracy, sensor（**精度，传感器**）——响应曲线(物理输入量与电子仪器输出量之间的关系)与理想曲线之间的一致性。

acquisition time, sample-and-hold（**采集时间，采样与保持**）——从保持-采样控制脉冲的边缘，到采样与保持放大器已经达到其终值时(在特定误差范围以内)的时间。

action potential（**动作电位**）——当神经纤维或肌肉纤维发热时，就会发生钠离子和钾离子的运动，由于钠离子和钾离子的运动而引起瞬时膜电位改变。这种瞬时膜电位改变，通常由一种神经传递素化学物质引发，在细胞的一端开始，使细胞膜暂时对钠离子具有可渗透性。钠离子冲入细胞内，使得细胞的内部电位从正常的−85mV增加到+20mV。电位的这种改变也使得相邻的膜暂时对钠离子具有可渗透性，从而引起钠离子一直扩散，直至扩散到整个细胞。膜电位由于钾离子的流出而复原，接着，离子浓度由称为钠-钾泵的过程复原。

actuator（**执行器**）——将电能转化为物理能的装置。

adaptive quadrature integration（**调适求积分方法积分**）——数字积分方法，就是通过识别和选择性地再细分提供最大误差的区间（参见附录D），来最小化所需函数值的数目，以达到给定的精度。

address bus（**地址总线**）——用于传送地址到许多接收器的一组公共的线,每个接收器都有唯一的地址。

address decoder（**地址译码器**）——当一个预定的地址出现时，地址译码器电路就产生一个选择信号。

Ag(AgCl) electrode（**银（氯化银）电极**）——由金属银和氯化银盐(它是导电物质)混合物组成的合成电极。通过将Cl^-阴离子与金属银结合，以产生氯化银盐，以及金属银中的电子，

电极能把溶液中的Cl^-离子转化为电线中的电子。电极也可以通过把氯化银分解成金属银和Cl^-离子，把电子转化成溶液中的Cl^-离子。

aliasing, frequency（**混叠，频率**）——对波形周期性采样时,高于采样频率一半的频率成分，呈现为错误的较低的频率成分。

Alpha particle（**α粒子**）——氦的重同位素自然衰变会放射出一些裸露氦原子核（两个电子加两个中子），亦能通过电离和催化氦气的方法人工制造氦原子核。

alumel（**镍铝合金**）——用于热电偶的镍铝合金。

amplifier（**放大器**）——把输入信号转化成为输出信号的电路,该输出信号是输入信号在电压或者电流、或者同时在电压与电流两者上的精确复制性放大。

amplifier, current（**放大器，电流**）——输出电压与输入电流成正比例的放大器电路。

amplifier, differential（**放大器，差分**）——这种放大电路的输出电压是两个输入端电压差的放大波形，并且其输出电压值与两个输入端的平均电压值无关。

amplifier, instrumentation（**放大器，测量仪表**）——有如下性质的放大电路：1) 输出电压与两个输入的电压差成正比；2) 高输入阻抗；3) 低输出阻抗；4) 可控性、在很大的频带宽度范围内其增益恒定。

amplifier, isolation（**放大器，隔离**）——差动放大器电路，能够经得起输入与输出之间从直流到60Hz的高压。

amplifier, power（**放大器，功率**）——放大器，能够提供一个大于1W的电力输出。这需要分立的功率晶体管。

amplifier, summing（**放大器，求和**）——放大器电路把两个或更多个输入电压之和放大并输出。

amplitude demodulation（**振幅解调**）——从一个有较低频率信号的波形中，删除其中较高频率的正弦波的过程。在AM（振幅调制）无线电接收中，用整流器和低通滤波器删除其中高频正弦波载体。

amplitude modulation（**振幅调制**）——两个波形的倍加。在AM(振幅调制)无线电发射中,一种波形是音频信号,另一种波形是用作载波的更高频率的正弦波。

analog（**模拟**）——表征一个信号或电路，该信号或电路在一个有限范围内，实际上取了必要的无限不同值。

analog delay, sample-and-hold（**模拟延时，采样－保持**）——在采样模式下,模拟输入与模拟输出之间的延时。

analog filter（**模拟滤波器**）——一种模拟电路，用于选择性抑止某些频率，同时保留其他频率。

analog interface(**模拟接口**)——能实现以下功能的电路：1) 将模拟输入电压转换成为数字数据；2) 将数字数据转换成模拟输出电压；3) 通过一个计算机程序寻址，来读与写数字数据；4) 通过一个计算机程序寻址，来设定外部控制线以及读取状态位。

analog multiplexer（**模拟多路复用转换器**）——有两个或多个模拟输入和一个模拟输出的电路,通过数字控制，该电路的模拟输出能连接到其中任何一个输入。

analog position sensor（**模拟位置传感器**）——将方位转换成为模拟电子信号的传感器。

analog-to-digital converter（**模拟－数字传感器**）——用一个唯一的关系式（例如：线形

关系，对数关系），将一个模拟电压值转换为二进制数形式的电路。

angle, conversion factors（**角度，单位换算**）——1 rad（弧度）= 180°/π = 57.2958°。

1 mrad=0.057 295 8° = 3.437 75 arc min（弧形分）= 206.265 arc sec（弧形秒）。

angle sensor（**角度传感器**）——产生取决于角度位置的信号的电子系统。

angle sensor, resistor（**角度传感器，电阻**）——角度传感器由弧形电阻和一个安装在轴上的滑动触头构成。如果电阻的两端分别接着不同的固定电压，滑动触头的电压值取决于轴的角度。

anti-aliasing filter（**抗混叠滤波器**）——模拟滤波器，用来消除超出于奈奎斯特采样限度（1/2采样频率）的高频,否则将在采样数据中出现错误的低频。

aperture delay, sample- and-hold amplifier（**孔径延时，采样－保持放大器**）——从采样-保持命令边缘起始到输入等于保持值时为止，这之间的时间间隔，称为孔径延时。孔径延时等于：控制延时加上二分之一的孔径时间，再减去模拟延时。

aperture jitter, sample-and-hold amplifier（**孔径颤动，采样－保持放大器**）—— 在控制信号与开关电路中，由噪声引起的孔径延时中的均方根变化。

aperture time, sample- and-hold amplifier（**孔径时间，采样－保持放大器**）——打开开关所需要的时间，与仅表征开关的响应时间，称为孔径时间。（从采样-保持命令的边缘起始，到开关开始打开的时为止之间的时间段，称为控制延时间。）输出端的保持值取决于孔径时间期间的平均输入值。

apex, of the heart（**心尖，心脏的**）——最靠近心脏底部的部分，称为心脏的心尖。

ASCII character code（**ASCII字符码**）——由计算机程序使用的内部的8位代码，用于描述整体字母数字的字符集合，包括非打印字符，例如：空格与水平制表符。

assert, data（**声明，数据**）——声明是指在信号线上产生模拟信号电压或者数字信号电压。但这并不保证有任何电路已经读取了信号（参见handshaking）。

asynchronous（**异步**）——表征一个过程，该过程在可确定的时刻不发生。

atria（**心房**）——心脏初始抽吸血的房室，右心房接受从静脉循环来的血，并将它抽到右心室。左心房接受从肺来的血,并将它抽到左心室。

atrial systole（**心房收缩**）——活动心房在P波与房室瓣闭合之间收缩的周期。

AV (atrioventricular) node（**AV（心房与心室的）结**）——AV（心房与心室的）结，主要来自从右心房的较低部分到心室隔膜的细胞群，该细胞群能产生很慢速度（70ms）的去极化波，使得在心室收缩开始之前，完成atrial心房收缩。

AV (atrioventricular) valves（**AV（心房与心室的）瓣**）——三尖瓣，位于右心房与右心室之间；而二尖瓣位于左心房与左心室之间。

average, sample mean（**平均，采样平均值**）——测量值的总和除以测量值的个数。

average error of a control system（**控制系统的平均误差**）——控制系统的平均误差，是设定值与读出检测数值的平均值之间的差值,它与被控制的物理量相对应。

average step size, of an A/D converter（**平均步长，模/数转换器**）——模/数转换器的平均步长，是指所有相邻转换电压之间的平均差。对于一个实现N位转换的模/数转换器，其平均步长，可以这样计算：最后一个步长的转换电压$V(2^N-2, 2^N-1)$减去第一个步长的转换电压$V(0, 1)$，再除以2^N-2。

average step size, D/A（**平均步长，数/模转换**）——数/模转换器的平均步长，为输出电

压之间的步长的平均值：$V_n - V_{n-1}$。

Avogadro's number（**阿伏加德罗常数**）——$6.022\ 8 \times 10^{26}$分子/摩尔。

band-pass filter（**带通滤波器**）——只允许两个界限(最低限度的频率与最高限度的频率)之间的频率通过的滤波器。

bandwidth（**带宽**）——对于电压增益$G(f)$是频率f的函数，而且通带增益为G_0的电路,则带宽为$\Delta f = \int G^2(f)\,df/G_0{}^2$。对于低通单极滤波器，指数时间常量$\tau = RC$，角频率为$f_c$，则带宽$\Delta f$由以下两式联：$f_c = 1/(2\pi\tau)$, $\Delta f = (\pi/2)f_c = 1.571 f_c$。

base，of the heart（**底部，心脏的**）——最靠近心脏头的部分，（心脏）瓣膜与大脉管所在处。

baseline restoration（**基线恢复**）——抑制变量中的缓慢变化的过程，该变量能引起变化漂移出范围。通常使用高通滤波器来实现基线恢复功能。

beer's law（**比尔定律**）——当光波通过有色溶液时，其传播速率反比于“溶液浓度×光学距离”的指数。

Bessel filter（**贝塞尔滤波器**）——贝塞尔滤波器是一个正比于频率的相移滤波器。贝塞尔滤波器对所有频率成分插入一个固定的延时，使得信号通过和传输脉冲时畸变最小。

Beta of a thermistor（**热敏电阻的β值**）——在温度T时的热敏电阻的电阻值R，由$R(T) = R(T_0)\exp(\beta(1/T - 1/T_0))$计算，式中$R(T_0)$是参考温度$T_0$时的电阻值。

Beta particle（**β粒子**）——移动的电子,通常由放射性衰变产生，在衰变中一个中子转化成一个质子、一个电子和一个反电子微中子。

bias（**偏压**）——1) 偏离特定方向上的期望值；2) 固定的应用电压。

bimetal switch（**双金属开关**）——双金属开关由双金属条（结合在一起的具有不同热力膨胀性的两种金属）和一个可移动的触点组成。在一个特定的温度下（可以通过移动触点来调节温度），不同的热力膨胀性使得双金属条去打开开关或者关闭开关。

binary numbers（**二进制数**）——一种表示法。在二进制数表示法中，最右边的位的数值为1,并且每一位的权都等于其右边一位的权的两倍。

binned data（**箱形数据**）——一种表示法，在箱形数据表示法中，数据被分组成为数值带，并且每个数值带中的数，都是相对于数值带的中心值分布的。

binomial distribution（**二项式分布**）——二项式分布是指，在给定次数的独立的试验中，成功次数的概率分布，其中每次成功的概率是一样的。

blood pressure（**血压**）——在动脉循环中的压力波。在临床上是指，用一个测血压用的压脉袖套裹在上臂，并且用声传感器（听诊器）在上臂动脉测得的最大（心脏收缩）与最小（心脏舒张）压力。

BNC connector（**同轴电缆接插件连接器**）——通常用于同轴电缆的末端的扭转锁连接器。

Bode plot（**伯德图**）——放大器或滤波器电路的振幅与频率之间的关系图。

Boltzmann's constant（**波尔兹曼常数**）——将温度与平均统计能量关联的常数。该常数值为：

$$k = 8.617\ 09 \times 10^{-5}\,\text{eV/K} = 1.380\ 6 \times 10^{-23}\,\text{J/K} = 1.380\ 6 \times 10^{-16}\,\text{erg/K}。$$

bridge circuit（**电桥电路**）——四个电阻组成的网络，仅当电阻平衡时，输出电压为零。

brush position encoder（**电刷式位置编码器**）——用导电刷和带导电图的圆盘来检测角度

位置。

buffer amplifier（**缓冲放大器**）——通常将缓冲放大器设置在信号源与负载之间，以保持电压的波形。缓冲放大器能够增加有效电流并且够驱动负载，否则负载会降低信号源的电压。

bundle branches（**束支**）——传导去极化波，这种去极化波是来自心室的内部（心室内膜）表面周围的希斯氏束。

bus（**总线**）——总线是多路发送器或多路接收器共同使用的一条或多条导线。电路必须确保一次只有一个发送器在总线上发送数据,并且只有指定的接收器从总线中接收数据。在微处理机中，总线用于选择地址（经由地址总线），以及选择要传送的数据（经由数据总线）。在使用最少数量的导线时，也可以将总线用于多个电路之间的相互通信。

butterworth filter（**巴特沃思滤波器**）——在滤波器的带通中最均匀的滤波器。

byteI/O（**字节I/O**）——以八位为单元的数据传送。

Calender-van Dusen equation （**Calender-van Dusen方程**）——该方程描述热敏阻的阻抗为温度T的二次多项式关系：$R(T) = R(0)\ (1 + AT + BT^2)$。

Calibration（**校准**）——1) 使用标准值调节仪器，使得以后的读数与真值相对应的过程；2) 测定一套标准值的偏差值，以使以后的读数能够转化为真值的过程。

Calorie（**卡路里**）——在15°C时，将1g水的温度提高1°C所需的热量（请勿与营养学中的公斤卡路里混淆）。

cardiac cycle（**心动周期**）——心脏的一次跳动。

CD-ROM（**高密度磁盘－只读存储器**）——光盘，存储制造时处理成凹纹形式存在的信息。能用为音频娱乐工业开发的高密度磁盘技术来读取光盘信息。

CD-R（**高密度磁盘－可以一次写入、多次读出的存储器**）——在使用时，可用激光写一次的光盘,其后，像CD-ROM一样，已写的部分可被读取。

CD-RW（**高密度磁盘－可以多次写入、多次读出的存储器**）——可用激光多次写入的光盘，可以像CD-ROM上的信息一样，读取写入CD-RW光盘上的信息。

Celsius temperature scale（**摄氏温标**）——摄氏温标是这样定义的，在标准大气压下，水的冰点温度为0°C，水的沸点温度为100°C。

charge of electron（**电子电荷**）——1电子电荷 $= 1.602\ 2 \times 10^{-19}$C。

charge transfer error, sample-and-hold（**电荷传送误差，采样－保持**）——采样－保持电路中的电荷传送误差，是指保持值中的输出偏移误差，是由开关电路中电荷转储到保持电容所引起。理想情况下，这应是固定的偏移量，与输入电压水平无关。

Chebyshev filter（**切比雪夫滤波器**）——切比雪夫滤波器是能够最大化频率衰减的锐度，但在通带中引入波纹的滤波器。该滤波器的参数由数值优化决定。

Chi-squared(χ^2)——数据值的平方与模型函数/数据值的标准差。通过改变模型参数使χ^2最小化，从而得到模型对数据的最佳拟合。

Chip, integrated circuit（**芯片，集成电路**）——经过搀杂与沉淀处理以形成完整的电子电路的硅晶体。一些芯片含有超过一百万个半导体管。

Chromel（**镍铬合金**）——用于热电偶的镍－铬合金。

Circulatory system（**循环系统**）——输送与循环血液到肺与各器官的系统。该系统包括心脏、动脉、小动脉、毛细管、微静脉与静脉。

Clock（**时钟**）——[名词]一种产生周期性脉冲的电路，常用于将过程同步化，或监测已经

消耗的时间。

clock（**时钟**）——[动词]在控制脉冲(称为时钟脉冲)有逻辑转变的瞬时，将数据存储到寄存器。(作为动词，与锁存器（latch）和选通脉冲（strobe）同义。)

closed-loop gain（**闭合回路增益**）——完成负反馈回路时的放大器电路的增益。

CMRR（**共模抑制比**）——差动增益对共模增益的比值。

colors颜色（**可见的**）——人眼可见的电磁光谱。

紫色	420nm
蓝色	450nm
绿色	550nm(眼睛的尖峰响应)
黄色	580nm
橙色	600nm
红色	700nm

注意，可见光的波长范围是400nm～800nm。

common-mode gain（**共模增益**）——信号同时出现在两个输入端时，差动放大器的增益。表示为，输出电压中的改变值除以公共输入电压中的改变值。

common-mode rejection (CMR，**共模抑制**）——$20\log_{10}(\mathrm{CMR}R)$, 这里CMRR是共模抑制比,或差动增益对共膜增益的比值。

common-mode rejection ratio (CMRR，**共模抑制比**）——差动增益对共模增益的比值。

comparator circuit（**比较电路**）——有两个模拟输入与一个数字输入的电路。输出状态由两个输入的相对值所决定。通常，由一个有很高增益与有限电压输出的微分放大器组成。

compiler（**编译器**）——是一种软件，它将高级语言，如C或FORTURAN，转换成为计算机处理器可执行的指令代码。

complex impedance（**复数阻抗**）——复数阻抗Z，描述了频率为$f = 2\pi\omega$的线性系统中，电压$V(t)$与电流$I(t)$之间的关系。如果激励电压为$V(t) = V_0\sin(\omega t)$，结果电流为 $I(t) = I_0\sin(\omega t + \phi)$, $Z = R + jX$，其中，$(V_0/I_0)^2 = R^2 + X^2$, $\tan(\phi) = X/R$。

constantan（**康铜**）——用于热电偶的铜－镍合金。

contact bounce（**触点跳动**）——引起多重脉冲触点的机械回跳。

control delay, sample-and-hold（**控制延时，采样－保持**）——采样－保持命令的边缘与开关开始打开之间的时间间隔。

control register（**控制寄存器**）——一种电路，它从程序的写语句中获取电路的输入量，并将输入量中的那些位（1或0）转换成为外部输出线上的逻辑电压电平（真或假）。

control system（**控制系统**）——该系统检测电流与要被控制的物理量的过去值、以及驱动执行器，使得测量值与预先决定的设定值相应（参见ON-OFF control、proportional control、PID control)。

conversion time, analog-to-digital converter（**转换时间，模/数转换器**）——将模拟输入转换成为数字输出，所需的时间。

convolution of two functions（**两个函数的卷积**）——两个函数乘积的积分，其中一个函数的自变量在符号与移位上已翻转。卷积是移位量的一个函数。

corner frequency, of a Butterworth filter（**转角频率，巴特沃思滤波器的**）——巴特沃思滤波器的转角频率是指振幅下降3dB时的频率（因子$0.707 = 2^{-1/2}$)。

counter/timer circuit（**计数器/定时器电路**）——当该电路用作计数器时,电路能累加在它的输入端的数字脉冲个数，然后，该数字能被程序语句读取。当该电路用作定时器时,它能累加内部或外部的时钟脉冲个数，然后，该数字能被程序语句读取。

cross-talk（**串音**）——不想要的信号从一个导体或电路偶合到另一个导体或电路。

current（**电流**）——1 安培(A)=1库/秒=6.241×10^{18}电荷/秒。

current amplifier（**电流放大器**）——输出电压与输入电流成正比的放大器电路。

curve fitting（**弧形滤波**）——确定函数的参数，使函数最好地描述一套数据的过程。

D-type flip-flop（**D型触发器**）——通过一个逻辑命令脉冲，设定输出等于输入的数字电路。任何其他时间,输出不依赖于输入。

D/A converter（**D/A 转换器**）——产生符合输入的数字的模拟电压电平的电路。

D/A glitch（**D/A低频瞬态干扰**）——两个或多个输入位，发生改变的时刻稍微不同时，引起D/A转换器输出端产生的短暂的错误的尖峰信号。

damped harmonic oscillator（**衰减的谐波振荡器**）——一种振荡器，它的位移量的第二个导数取决于位移量（谐波项）与位移量的第一个导数（衰减项）。

dark current, of a photodiode（**暗流，光电二极管的**）——在没有光的情况下，流过偏压二极管的电流。

Darlington amplifier（**达林顿放大器**）——是一个电流放大电路。它由两个晶体管以级联方式构成了一个射极跟随器。

data（**数据**）——任何要处理的信息。

data bus（**数据总线**）——一种硬件电路，该电路能够将若干并行输出选择性地连接到被称为总线的一组公共并行的信号线上。任何时间，在总线上只能有一个并行输出。

dead band, control system（**死区（输出不变区），控制系统**）——控制变量为零时检测值的范围，或者说，无控制作用的区域。意思是，在死区中，(参数值的）数量不可控制。

debouncing（**去抖动**）——除去次要脉冲的过程，次要脉冲是由电气开关的机械跳动引起的。

decade（**十个一组**）——十的当量换算因素，例如在频率与振幅中。

decimal（**十进制**）——最常用的以10为基数的二进制数的表示法。

decrement（**减量**）——减去一个数，通常是减去1。

deglitcher, for digital-to-analog converter（**限变器，用于数/模转换器**）——阻挡错误的D/A输出值的电路。当一个新的输入字出现，并且在稍微不同的时间内有两个或多个开关改变状态，这就导致错误的D/A输出值产生。

degrees of freedom（**自由度**）——将一组数据值拟合一个模型函数时,自由度数目就等于数据值的数目减去在拟合中改变的参数的数目。

Delta function（**德尔塔函数**）——仅在$t = t_0$时，$\delta(t_0)$是非零值,并且等于单位整数。

density of Hg （**汞的密度**）——$13.6 gcm^{-3}$。

depolarization sequence of heart（**心脏的去极化顺序**）——电化学事件的时间顺序，引起心脏的起搏肌肉以一个特定的顺序去极化。机械收缩则发生在去极化之后。

DFT (Discrete Fourier transform)（**离散傅里叶变换**）——时间数列h_k的离散傅里叶变换，由下式给出：

$$H_k = \sum_{k=0}^{m-1} h_k \exp(-j2\pi nk / M)$$

dial thermometer（**表盘式温度计**）——一个螺旋形的具有不同的热膨胀系数的两种金属，将他们的一端固定，另一端连接一个指针。温度的改变引起针旋转，因此可以通过印在刻度盘上的数字读取温度。刻度盘则安装在指针后面。

diamagnetic（**反磁性**）——由于电子轨道的改变，作用在反磁物质中的磁场会有轻微地减少。这种反磁性物质可以从较强的磁场移动到较弱的磁场。

diastole（**心脏舒张**）——当单独使用的时候，意味着心室的舒张，即在半月瓣的闭合与房室瓣的闭合之间的心室松弛周期。

diastolic pressure（**舒张压**）——当心脏刚刚结束休息状态，并且准备再次开始跳动时,在循环系统中所达到的最低压强（参见systolic pressure）。

dichrotic notch（**重搏凹痕**）——由于与半月瓣的闭合有关的回流，所引起的动脉压的短暂的下降。

differential amplifier（**差动放大器**）——一个放大器电路。其输出电压波形是两个输入之间电压差的放大波形，并且对两个输入的平均电压不敏感。

differential gain（**差分增益**）——差动放大器的增益，表示为，输出电压中的变化值除以输入电压中的差的变化值，所得到的商。

differential linearity error, of an A/D converter（**差动线性误差，A/D转换器的**）——相邻的转变电压之间的间距与平均间距的差。

differential linearity error, of a D/A converter（**差动线性误差，D/A转换器的**）——输出每一级增量与平均每一级增量的差。

differentiating filter（**差接滤波器**）——一个高通滤波器。它可以检测波形的时间变化率。

diffusion emf（**扩散电动势**）——驱动所有自由电荷载体扩散以至充满所有可用空间的电动势。

digital angle encoder（**数字角度编码器**）——一个含有数字编码模式的圆盘，它能够感应并产生一个角度的数字表示。

digital counters/timers（**数字计数器/定时器**）——计算时钟脉冲的个数，并允许外部电路读出累加值的电路。当用作计数器时，时钟脉冲由外电路生成；当用作定时器时，时钟脉冲由已知频率的内部振荡器生成。

digital encoder（**数字编码器**）——通过检测一个或多个数字条上的标记来测量角度或线性位置的传感器。

digital filter（**数字滤波器**）——一个滤波器，它的数字输出是先前的数字输入与输出值的线性结合。有限冲激响应（FIR）滤波器与先前的输出数值无关；无限冲激响应（IIR）与先前的输出数值有关。

digital interface（**数字接口**）——在外部线路与微计算机之间传递数字信息的电路。它由暂存数据的数据缓冲区以及用于信息交换的控制寄存器与状态寄存器所组成。

digital-to-analog converter（**数/模转换器**）——将数字式的数转换成为对应的模拟电压的电路。

diode（**二极管**）——电子式两接线端的元件，仅当外加电压超过某一数值时，才传导

电流。

diphthong（**双元音**）——在人类的言语中，由一个元音开始，由另一个元音结尾的流畅的声音。

discrete Fourier transform（**离散傅里叶变换**）——时间序列值h_k的离散傅里叶变换由下式给出：

$$H_n = \sum_{k=0}^{M-1} h_k \exp(-j2\pi nk / M)。$$

h_k决定了周期性采样波形的频率成分的振幅（参见fast Fourier transform）。

disk memory（**磁盘存储器**）——用于储存大量的数字信息到可旋转磁性表面。不像随机存取存储器，切断电源后它的存储信息也不会丢失。

dissipation constant（**损耗常数**）——内部功率损耗的变化值与温度的变化值的比值$W/°C$。

droop, sample-and-hold（**固定偏差，采样-保持**）——由来自保持电容的充电漏泄电流流过开关、放大器、或电容器本身，而产生的保持模式下的输出电压的漂移。

dual element sensor（**双元件传感器**）——不同感测应用的两个独立的感应元件的组合装置。

dual slope (or integrating) A/D converter（**双斜率（或双积分）A/D转换器**）——一个电路，它用一个取决于输入电压的电流、以一个固定的时间量，对电容器充电；然后以固定的电流对电容器放电。通过计数字时钟脉冲的个数，以确定转变的数目，来测量的放电所必需的时间。

duplex, full（**双工，全**）——传送与接收分别使用各自的导线的串行数字传输。

duplex, half（**双工，半**）——发送与接收传输发生在同一导线上的串行数字传输。

duty factor（**占空因数**）——系统正在运行即处于活动状态中的时间分数。

dynode（**倍增器电极**）——在光电倍增管表面涂上特别的半导体。当高能电子（50~200eV）打在倍增器电极的时候，更多电子被释放。一连串十个倍增器电极用来产生10^7的典型电子增益。

ECL——射极耦合逻辑。

editor（**编辑程序**）——允许打开、浏览、修改和保存电脑文件的软件。

Einthoven triangle（**Einthoven三角**）——人体上的三个点构成的，用于记录标准心电图：右手臂，左手臂与左腿。引线1是左手臂与右手臂之间的电位，引线2是左腿与右手臂之间的电位，引线3是在左腿与左手臂之间的电位。

electric charge, conversion factors（**电荷，单位换算**）：

1电子电荷 = $1.602\,2 \times 10^{-19}$C（库仑）

1 C = 6.241×10^{18}电子电荷

1 F（法拉第）= 1摩尔电子电荷 = 96 487C

electrocardiogram, ECG（**心电图**）——在皮肤表面检查到的由于心脏肌肉去极化作用所产生的信号。

electrode offset potential（**电极偏移电位**）——由电极中电化学的反应所产生的电压。

electromagnetic isolation amplifier（**电磁隔离放大器**）——使用高频耦合（典型地100 kHz到1 MHz）来隔离输入级与输出级的隔离放大器。

electromagnetic pickup（**电磁检波器**）——由于共用导线中的电压波动或电容耦合引起的从另外一个电路接收到的电信号。

electromyogram，EMG（**肌动电流图**）——由骨骼肌去极化所引起的，在皮肤表面检查到的电信号。

electron mobility（**电子迁移率**）——电子速度与电场强度的比率。

electronic ice point, for a thermocouple（**电子冰点，对电热偶**）——绝对温度传感器（通常为一个热阻体或固态温度传感器），用于测量电热偶的感应结点的温度。这个信息也用于纠正热电偶的输出值，对比如果参考结点温度为0°C时，热电偶应有的输出值。

electronic transducer（**电子的变换器**）——输入或输出在性质上与电有关（电压，电流或电阻）的变换器。

electrooculogram，EOG（**眼动电流图**）——由于视网膜中的电流，可以在前额中检查到电信号。微分放大器产生一个信号，该信号决定了眼睛的朝向。

end-point voltage, A/D converter（**端点电压，A/D转换器**）——在最低位与最高位时，最低电压转换与最高电压转换发生。超出这个范围，输出值不由输入电压决定。

end-point voltage, D/A converter（**端点电压，D/A转换器**）——由任何输入数值所产生的最低电压与最高电压。

energy, conversion factors（**能量**，单位换算）：

$1\ \text{eV} = 1.6021 \times 10^{-12}\ \text{erg} = 1.6021 \times 10^{-19}\ \text{J}$（焦）

$1\ \text{eV/molecule} = 1.6020 \times 10^{-12}\ \text{erg/molecule} = 23.060\ \text{kcal/mole}$

$1\ \text{erg} = 1\ \text{dyn.cm} = 1\ \text{gcm}^2/\text{s}^2 = 6.241 \times 10^{11}\ \text{eV}$

$1\ \text{J} = 1\ \text{N} \cdot \text{m} = 1\ \text{kgm}^2/\text{s}^2 = 1\ \text{VC}$

$1\ \text{J} = 10^7\text{erg} = 6.241 \times 10^{18}\ \text{eV}$

$1\ \text{kWh} = 3.600 \times 10^6\ \text{J} = 3\ 409.54\ \text{Btu} = 8.591\ 8 \times 10^5\text{cal}$

$1\ \text{calorie(g)(cal)} = 4.190\ 0\ \text{J} = 3.974 \times 10^3\text{Btu}$

$= 1.163\ 9 \times 10^{-6}\ \text{kWh}$

$= 6.946\ 8 \times 10^{-17}\ \text{erg} = 4.336\ 1 \times 10^{-5}\ \text{eV}$

$1\ \text{tonTNT} = 4.2 \times 10^{16}\text{erg}$

Euler's identity（**欧拉恒等式**）：$e^{j\phi}\cos(\phi) + j\sin(\phi)$，其中 $j = \sqrt{-1}$。

exclusive-OR（**异或**）——当输入 (0,0) 或(1,1) 时，逻辑过程产生一个0的输出；当输入(0,1) 或(1,0) 时，逻辑过程产生一个1的输出。

Fahrenheit temperature scale（**华氏温标**）——在标准的大气压下，用32°*F*定义水的冰点，以及用212°*F*定义水的沸点的温度标度。

fast Fourier transform ,FFT（**快速傅里叶变换**）——计算离散傅里叶变换的有效数值方法。

feedthrough, sample-and-hold（**馈通，采样－保持电路**）——在保持模式时，输入信号的一小部分，出现在输出中，主要由打开着开关时的电容所引起。

ferromagnetic（**铁磁**）——由于分子的磁定向群体的协同作用，外加磁场在材料中被增强。

file（**文件**）——在计算机系统上命名的信息单位，主要是数据块、报表、程序的源程序代码、或可执行程序。

filter, anti-aliasing（**滤波器，抗混叠**）——模拟滤波器，用于阻挡输入频率大于二分之一的采样频率的波形。

filter, differentiating（**滤波器，求差分**）——检测波形变化时间率的高通滤波器。

filter, integrating（**滤波器，积分**）——时间平均波形的低通滤波器。

flash A/D converter（**快速模/数转换器**）——A/D转换器由2^N-1个比较器与地址逻辑组成。每个比较器的一个输入端，连接到共同的要被数字化的模拟输入电压上；每个比较器的另一个输入端连接到参考电压升序系列的某个值上。对于输入几乎相等的比较器来说，其编址就是数字输出。

flip-flop, edge-triggered（**触发器，边缘触发**）——一个数字电路：用逻辑指令脉冲的边缘，设置输出等于它的输入。在其他所有时间，输出与输入无关。

force, unit conversion（**力**，单位换算）：

1 dyn = 1 g.cm/s^2

1 N = 1 kg.m/s^2 = 10^5dyn = 0.224 7 lb（在地球表面）

force transducer（**力转换器**）——变换电特性作为一种力的函数的装置。通常由绑在弹性元件的应变仪组成。

formants, of musical instruments（**共振峰，乐器**）——由形状与构造引起的谐振频率。

formants, of vowels（**共振峰，元音**）——人类发声频率范围内的谐振频率带。

Fourier convolution theorem（**傅里叶卷积定理**）——两个函数卷积的傅里叶变换，是两个函数的傅里叶变换的简单乘积。

Fourier frequency convolution theorem（**傅里叶频率卷积定理**）——两个函数的简单乘积的傅里叶变换，是两个函数的傅里叶变换的卷积。

Fourier series expansion,of a periodic function（**傅里叶级数展开，周期性函数**）——用谐波函数的加与，表示任意的实型周期波形的表示法。

$$h(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}H_k\times\exp(j2\pi kt/P)$$

展开系数H_k由下式给出：

$$H_k=(1/P)\int_0^P h(t)\exp(-j2\pi kt/P)\mathrm{d}t$$

frequency aliasing（**频率混叠**）——对波形定期地采样，大于1/2采样频率的频率成分，呈现为错误的较低频率成分。

frequency modulation, of a carrier（**调频，载波**）——改变正弦波载波的频率与另外一个波形的振幅成比例的过程。在FM（调频）无线电传输中，第二个波形是被传输的声频信号。

frequency response（**频率响应**）——输入与输出的关系是一个有关频率的函数。

frequency scaling（**频率缩放**）——所有的频率乘以一个共同因数的过程。如果$H(f)$的反傅里叶转换为$h(t)$，则$H(kf)$的反傅里叶转换为$(1/|k|)\ h(t/k)$。

frequency shift theorem（**频率移位定理**）——用一个常数频率移位所有频率的过程。如果$H(f)$的反傅里叶转换为$h(t)$，则$H(f-f_0)$的反傅里叶转换为$\exp(j2\pi tf_0)\ h(t)$。

full-duplex（**全双工**）——用各自的导线发送与接收的串行数字传输。

full-wave rectifier（**全波整流器**）——输出电压等于输入电压的绝对值的电路。

fundamental, first harmonic（**基频，基波**）——与信号有相同周期的一个周期信号的谐波（正弦的）成分。

gain-bandwidth product（**增益－带宽乘积**）——一个放大器的增益与带宽的乘积。因为

运算放大器的增益与频率成反比，所以增益与带宽的乘积是运算放大器的一个常数。

gain, common mode（**增益，共模**）——信号出现在两个输入端的差动放大器的增益。表示成输出电压除以平均输入电压。

gain, differential（**增益，差动**）——差动放大器的增益，表示成输出电压除以输入电压的差动。

gain error, A/D or D/A converters（**增益误差，A/D或D/A转换器**）——测量的输出值与理想的输出值之间的差和输入值之间的比率。

gamma ray（**伽马射线**）——高能（>100 keV）电磁射线,通常在放射性的同位素的衰变期间产生，并且出现在宇宙射线中。

gauge factor, strain gauge（**量规因数，应变计**）——电阻$\Delta R/R$中的分数变化与长度$\Delta L/L$的分数变化的比值G_S。$\Delta R/R = G_S(\Delta L/L)$。

Gaussian distribution of error（**误差的高斯分布**）——均值μ和标准差σ的随机分布$G(x)$，由下式得：

$$G(x) = \exp[-(x-\mu)^2/(2\sigma^2)]/\sqrt{2\pi\sigma^2}$$

glitch,of a D/A converter（**低频瞬态干扰，D/A转换器的**）——在稍微不同时间内，当两个或多个输入位改变时,发生在数/模转换器的输出端的短暂错误的尖峰脉冲。

glottis（**声门**）——声韧带间的通道。

GPIB (IEEE 488) interface（**通用接口总线(IEEE488）接口**）——通用接口总线，1965年由Hewlett Packard 公司研制，电器与电子工程师协会制定相应的标准。通用接口总线线缆有24根导线：8根数据线、8根控制线、与8根地线。

gravitational force（**重力**）——$F = GM_1M_2/R^2 = 6.67 \times 10^{-11}\ \mathrm{N \cdot m^2/kg^2}$，其中$G = 6.67 \times 10^{-11}\mathrm{Nm^2/kg^2} = 6.67 \times 10^{-8}\mathrm{dyn\ cm^2/g^2}$。

Gray code（**格雷码**）——从一个二进制数到下一个二进制数，只改变其中一位。具有这种特性的二进制码。

ground（**接地**）——用于返回电流到电源的导线。

ground fault interrupter（**接地故障断路器**）——该电路用于检测火线与零线之间的电流不平衡，并且在不平衡超过5mA时，切断电路。接地故障断路器用于保护意外接触到火线与地的人。

half-duplex（**半双工**）——发送与接收传输用同一导线的串联数字传输。

half-flash A/D converter（**半快速模/数转换器**）——该电路使用快速转换器以确定最高有效位的半位，数/模转换器产生一个对应的电压，一个差动放大器和快速转换器确定最低有效位的半位。

half-wave rectifier（**半波整流器**）——该电路通过正输入电压，并且阻挡负输入电压。

handshaking（**握手**）——该通信过程用于确保在传输之前发送器与接收器都已经准备好，以及数据已经被成功地传输。典型的信号是“发送就绪”、“接收就绪”、“数据有效”和“已接收数据”。

Hann window（**汉宁窗口**）——该函数用于乘以截尾的时域序列，以消除在截尾间隔末端的振幅与斜率中的不连续。汉宁函数为：$h_k = 0.5[1 - \cos(2\pi k/M)]$，其中$M$是序列中的元素个数。

harmonic, of a periodic signal（**谐波，周期性的信号**）——为信号自身的基频率的准确的整数倍的信号成分。谐波成分的复振幅可由信号的傅里叶变换确定。

harmonic,signal（**谐波，信号**）——有一个纯频率f的正弦波。

$$V(t) = A\cos(2\pi ft + \theta) = B\cos(2\pi ft) + C\sin(2\pi ft)$$

$$B = A\cos(\theta) \qquad C = -A\sin(\theta)$$

$$A = \sqrt{B^2 + C^2} \qquad \tan(\theta) = -C/B$$

harmonic distortion（**谐波失真**）——在形状上偏离理想谐波形式的变化，称为谐波失真。在频率大于基频两倍时，用非零傅里叶振幅，可以检测出谐波失真。

harmonic oscillator, damped（**谐波振荡器，衰减的**）——振荡器，它的位移量的二阶导数取决于位移量（谐波项）以及位移（衰减项）的一阶导数。

heart murmur（**心杂音**）——不正常的心脏声音。由血液流经变形的心瓣时，所产生的声音。

heart sounds（**心音**）——由心脏生产的声音，主要由于心瓣膜的关闭产生的。第一心音是由房室瓣闭合产生的，第二心音是由半月瓣闭合产生的。

heat sink（**散热器**）——通常为有翼片的金属结构,用于对流散热,为电路元件如功率晶体管或热电热泵散热。

hexadecimal（**十六进制**）——以16为基值（4位）的二进制数字的数字表示法。不同于十进制数的表示法的是10、11、12、13、14、15分别表示成A、B、C、D、E、F。

high-pass filter（**高通滤波器**）——阻挡低频通过的滤波器。

hysteresis（**磁滞现象**）——与先前输出有关。在磁性与机械系统中自然地发生（偏移）。

ice point（**冰点**）——参见electronic ice point。

IEEE-488 (GPIB) interface (IEEE-488 (GPIB) 总线）——通用接口总线，1965年由Hewlett Packard 公司发展,电器与电子工程师协会制定相应的标准。通用接口总线线缆有24根导线：8根数据线,8根控制线与8根地线。

impulse response（**冲激响应**）——在输入端输入一个德耳塔函数脉冲时,系统的输出响应。

incandescent（**白炽**）——通过电子的热骚动产生光。可见的白炽光是由温度高于800°C的物体产生的。

inclusive-OR（**或**）——逻辑过程，当输入是 (0,0) 时，产生0输出，否则输出为1。

increment（**增量**）——加一个数，通常为加1。

incremental encoder, angular or linear（**增量编码器，角度或线性**）——使用单行标记的一种传感器，该标记被读出与计数，以确定相对位置。

inductance（**电感**）——1享利(H) =1伏秒/安/转。

Infrared radiation（**红外辐射**）——在800nm（红光）与10^6nm之间的电磁辐射。用于非接触式温度测量的辐射形式。

inner product（**内积**）——二个向量a_i与b_i的内积P为：$P = \Sigma a_i b_i$。两个函数 $g(x)$ 与$h(x)$ 的内积为：$P = \int g(x)h(x)dx$。如果两个向量或函数的内积为零,则它们是正交的。

input impedance（**输入阻抗**）——输入电流与输入电压的比，可能是频率的复函数。

input offset voltage（**输入偏置电压**）——一个放大器的输入偏置电压是：当输入接地时，输出偏置电压除以放大器的增益。注意，在输入端，不能直接测量输入偏置电压。

instrumentation amplifier（**测量放大器**）——放大器电路具有以下几个特点：1) 输出电压与两个输入端的电压差成正比，2) 非常高的输入阻抗，3) 低输出阻抗，4) 在很大宽带上的常数增益。

integral Fourier transform（**积分傅里叶变换**）——函数$h(t)$的傅里叶变换$H(f)$被定义为：

$$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}h(t)\exp(-j2\pi ft)\mathrm{d}t$$

integrated circuit chip（**集成电路芯片**）——经过搀杂与沉淀处理以形成完整的电子电路的硅晶体。一些芯片含有超过一百万个晶体管。

integrating (or dual slope) analog-to-digital converter（**积分（或双斜率）模/数转换器**）——一个电路，它用取决于输入电压的电流、以一个固定的时间量，对电容器充电；然后以固定的电流对电容器放电。通过计数字时钟脉冲数，以确定转变的数目，来测量的放电所必需的时间。

integrating filter（**积分滤波器**）——按时间平均一个波形的低通滤波器。

interrupt（**中断**）——中断信号由微型计算机处理，产生结果为阻断当前执行顺序、存储当前内存单元与寄存器状态，并且转到特定的内存单元以便做中断处理。

interrupt vector（**中断向量**）——处理中断时，微处理器转向的那个存储单元的序列。

ionic potential（**离子电势**）——由溶液中的离子产生的电势。

isolation amplifier（**隔离放大器**）——能够经受输入与输出之间从直流到60赫兹交流的高电压的差动放大器电路。

jitter, control system（**抖动，控制系统**）——读出的变量值相对其均值的偏移（均方根值）。

Johnson noise（**约翰逊噪音**）——由电子内的热搅动，在电阻器内产生的随机电压。在室温下，在1MHz带宽内，跨过1MΩ电阻两端，所产生的129μV均方根值。

junction, thermocouple（**结点，热电偶**）——在热电偶里两个不同的金属结合点。

Kelvin temperature scale（**开尔文绝对温标**）——在绝对零度，温标用0 K定义（无任何热搅动），并且在水的三态点，温标用273.16 K定义。

Korotkoff sounds（**科罗特科夫氏音**）——当裹在上臂的测血压用的压脉袖套中的压强被改变时，所听见的上臂动脉内的声音。

lag time, control system（**滞后时间，控制系统**）——在读出变量达到其最终改变值的10%时的设定值中，一个阶跃变化后的时间。

Lambert－Beer law（**朗伯－比尔规律**）——当光通过有色溶液时，其传播速率反比于“溶液浓度×光学距离”的指数。

laser（**激光器**）——通过受激可以发射出相干的单色单向光的设备。

latch（**锁存**）——[名词]当“锁存”脉冲到来时，可把输入线上的数据传输进入内存储器的电路。（当“选择”电平有效时，也可能是通过三态输出缓冲器，从内存向输出线路传输出数据。）

latch（**锁存**）——[动词]通过使用数字控制“锁存”脉冲，把输入的数字数据传输到内存的行为。（作为动词时，与时钟与选通同义。）

least significant bit, LSB（**最低有效位**）——在二进制数中表示“1”的位（是所有位中

有最小值的那位)。

least-squares fitting（**最小平方拟合**）——决定函数参数的过程，使得在最小二乘检测中，该函数能够最佳地描述一组数据（即在函数与数据之间的差的平方的最小和)。

LED, light emitting diode（**发光二极管**）——一种由高能带隙半导体制成的二极管，使得在正向电压的作用下，受激电子能发射出可见光。

length, conversion factors（**长度**，单位换算)：

1 Å = 10^{-8}cm = 10^{-10}m = 0.1 nm

1 cm = 0.032 808 ft = 0.393 70 in = 0.109 36 yd

1 in = 2.54 cm（精确值）= 25 400 μm

1 ft = 30.48 cm（精确值）

1 km = 10^5cm = 0.621 4 mile = 3 280.8 ft

1 m = 1.094 yd = 39.37 in = 3.280 8 ft

1 mile = 1.609 34 km = 5 280 ft（精确值）= 1 760 yd = 8 furlongs（浪）

1光 ns = 29.979 cm = 0.983 6 ft

地球半径（赤道半径）= 6.378 2 × 10^8 cm

太阳半径 = 6.960 × 10^{10} cm

1 AU（天文单位）= 1.496 × 10^{13} cm = 9.296 × 10^7 mile

1 LY（光年）= 9.460 6 × 10^{17} cm = 0.306 6 pc（秒差距）= 63 280 AU

1 pc（秒差距）= 3.262 LY = 206 265 AU = 3.086 × 10^{18} cm

light（**光**）——1 Candella = 在频率为540 × 10^{12}Hz的条件下，每球面体1/638W (555.17nm)。

line driver circuit（**线路驱动器电路**）——具有差动低输出阻抗的电路，被设计用来驱动长线上的信号。

linearity error,A/D or D/A converter（**线性误差，模/数或数/模转换器**）——在测出的响应与两个端点间的直线（或最佳拟合线）之间的偏差。

linearity error,general（**线性误差,常规的**）——相应于输入响应而测出的输出（响应)，与理想线性行为之间的偏差。

liquid crystal thermometer（**液晶温度计**）——一种由分级液晶与温标组成的装置。在特定温度下，只有一段有限长度的液晶是黑的。

loudspeaker（**扩音器**）——将一个电子波形转换成声波（声音）的转换工具。

low-pass filter（**低通滤波**）——一个阻挡高频的滤波器。

luminescent（**冷光发射器**）——当电子从一个电子激发态降到一个更低的激发态时，将产生电磁辐射。其特征是相对低温和发射波长的范围狭小。

magnitude of a complex number（**复数的大小**）——实部与虚部的平方和的平方根。

maintainability（**可维护性**）——保持系统可使用与可修复的能力。

mass, conversion factors（**质量**，单位换算)：

1 g = 1 cm^3水 (4°C) = 0.352 74 oz（盎司，英国常衡制）

1 kg = 1公升水 (4°C) = 2.204 6 lb（磅）= 35.274 oz

1 lb = 453.592 g = 16 oz

1 lb = 373.42 g = 12 oz

在美国和英国，英国常衡制是使用得最普遍的重量测量系统。药衡制用于测量药物，金衡制用于测量珍贵的金属和宝石。

measuring junction（**测量结**）——热电偶结用于测量一个未知温度。另一个结（参考结点）用于保持在一个已知温度下。

membrane potential（**膜电势**）——细胞薄膜内侧相对于离子介质有一定距离的某点上的离子电势。

metal-foil strain gauge（**金属箔应变仪**）——沉积在聚脂薄膜感光底层上的微量金属。电阻的变化比$\Delta R/R$，等于应力的变化比$\Delta L/L$乘以测量因子G_S：$\Delta R/R = G_s(\Delta L/L)$。

microcomputer（**微型计算机**）——由微处理器、存储指令和数据的存储器组成的系统。实际上通常还需要考虑键盘，定点设备，视频显示器，打印机，磁盘与光盘，以及相关的接口电路。

microphone（**扩音器**）——将声波转换成电子波的传感器。

microprocessor（**微处理器**）——能够从内存中读取指令与数据，并且运行那些指令的集成电路。这些指令包括从存储器到寄存器的数据传输，算术运算以及条件转移等。

missed codes, A/D converter（**丢失码，A/D转换器**）——任何模拟输入电压都无法产生的输出编码。这种现象通常是由于内部电阻器的不精准所引起的。

modem,modulator-demodulator（**调制解调器**）——是这样的电路——为了在商用电话线上传输信号，将逻辑电平转换为两路音频（调制），并且将这些音频转换回逻辑电平（解调）的电路。

most significant bit, MSB（**最高有效位,MSB**）——在二进制数中，在所有位中表示最高值的那一位。对于一个N位数，它的最高有效位所表示的值是2^N-1。

motor unit, of a muscle（**肌肉的运动单位**）——运动神经和受其支配的肌细胞。

nasal sounds（**鼻音**）——在人类讲话中，通过提高软腭发出的声音。

negative feedback（**负反馈**）——将一部分输出返回，并且将它加入到输入端的过程。这有助于使输入对输出的响应稳定。

neuron（**神经元**）——一个神经细胞。

neutron（**中子**）——无电荷、不稳定的原子核，在原子核中中子（Neutron）与质子（proton）的质量大致相同。除氢以外，它存在于的所有原子的原子核中。当它被隔绝后，就会衰变并产生一个电子、一个质子和一个反微中子（anti-neutrino）。中子可以在核反应器中产生，并存在于宇宙射线中。

Newton's method（**牛顿方法**）——是一种解方程的数值解法，用于分析求解一阶导数。

nibble（**半字节**）——4位二进制数据，或者说是半字节。半个字节可以用一个16进制数表示。

noise（**噪声**）——噪声能够成为信号输出的任何组成部分，但是它与所要检测的量无任何依赖关系。这些噪声包括电阻器中的热噪声（thermal noise）、放大元件中的散射噪声(shot noise)、以及外部电子干扰。

noise factor, of an amplifier（**噪声因子，放大器的**）——将输入阻抗看作是约翰逊噪声(Johnson's noise）的来源与放大器的增益时，噪声因子就是实测的输出噪声与理想的输出噪声之比。

notch filter（**陷波滤波器**）——除了一段窄频带以外，能够通过其他一切频率的滤波器。

null hypothesis（**虚假设**）——正在被检验的因子对数据没有影响的假设。如果虚假设的计算得出的概率很低（譬如说低于0.1%），则该虚假设不成立。

null modem cable（**零调制解调器电缆**）——一条RS-232接口电缆可以将两个本地电路连接在一起，从而使得：1）不需要将调制解调器与电话连接；2）连接双方的握手信号线（handshaking line），以便每个电路都认为对方电路总是准备好了接收数据。

number of degree of freedom（**自由度**）——为一组数据值拟合一个函数模型，自由度数就等于数据值的数量减去在拟合中改变的参数的数量。

numerical integration（**数值积分**）——通过估算在特定点的积分函数值与组合值，来实现积分的方法。辛普森的（Simpson's）法但梯形法则（trapezoidal rule）使用了等间隔点和简单加权累加的方法。其他方法更加有效但更复杂。

Nyquist frequency（**奈奎斯特频率**）——一个采样系统可以采样与恢复的最大频率。其值等于二分之一的采样频率。

Nyquist theorem（**奈奎斯特定理**）——为从波形的采样值中恢复一个波形，其出现的最高频率必须大于等于二分之一的采样频率。

Octal（**八进制**）——以8（3位）为基数的二进制数的数值表示。

Octave（**倍频程**）——二的一个因子，例如在频率里。

Offset voltage（**偏移电压，输入与输出**）——输出偏移电压是当输入电压为零时的输出电压。输入偏移电压是输出偏移电压除以增益所得的值。

ON-OFF control（**开关控制**）——驱动执行器到其极限的控制算法，取决于误差信号的符号（设定值减去感应信号（sense signal）所得的值）。开关控制是带有无穷增益的比例控制的一个特例。

ON-OFF temperature control（**开关温度控制**）——当读出的温度是在设定值温度以下时，将加热器开到最大。当读出的温度高于设定值温度时，关闭加热器。

open-loop gain, op amp（**开环增益，运算放大器**）——运算放大器的增益可以看作是一个没有反馈或输出负载的频率的函数。

operational amplifier, ideal（**运算放大器，理想的**）——是具有差动输入V_-和V_+，和一个输出V_0的装置。输出可由$V_0 = A(V_+ - V_-)$得到，这里A在所有的频率中都是无限的。没有电流流入任何一个输入端（无限大的输入阻抗），并且输出阻抗为零。

operational amplifier, realistic（**运算放大器，现实的**）——不同于理想的运算放大器是因为：1）在高频，增益A是有限的和衰减的，2）输出阻抗非零，3）对于那两个输入端，输入阻抗是有限大和不同的，4）输入端和输出端的漏泄电流产生了一个输出偏移电压，该偏移电压取决于外部的电阻通路和温度。

optical encoder, angle or position（**光编码器，角度或位置**）——使用条形模式的位置传感器，该传感器能用光学方法检测该条形模式，以决定位置。

optical isolation amplifier（**光隔离放大器**）——使用一个随时间改变的光束来隔离输入级和输出级的隔离放大器。

OR, exclusive and inclusive（**或，异或和或**）——如果异或的两个输入相同，则其输出为零；如果两个输入不同，则其输出为一。或，仅当两个输入都为零时，其输出为零；否则，或的输出为一。

orthogonal functions（**正交函数**）——如果两个函数的内积为零（参见 inner product），则这两个函数为正交函数。

output impedance（**输出阻抗**）——一个电路输出的有效串联阻抗。

output offset voltage（**输出偏移电压**）——当输入电压为零时的输出电压。

P-wave （**P波**）——由于心脏的心房的去极化作用而产生的电信号。

parallel input port（**并行输入端**）——被外部电路锁存之后用来储存数字数据，并且在计算机的控制下将数据传送到存储器的电路。

parallel output port（**并行输出端**）——在计算机的控制下储存数字数据，并且允许外部电路读取这些数字数据的电路。

paramagnetic（**顺磁性**）——置于磁场中的物质，由于其电子轨道的改变，该物质被轻微地增强。这种物质能够从较弱的磁场移动到较强的磁场。

Parseval's relation（**帕斯维尔关系**）——函数的时间积分及其傅里叶变换的频率积分之间的关系。

passband, of a filter（**通带，一个滤波器的**）——无衰减通地过滤波器的频率范围。

Peltier effect（**珀尔帖效应**）——两个热电偶结点之间借助于对流运动的热能传递。

Peltier emf（**珀尔帖电动势**）——当具有不同电子迁移率的材料接触时，所产生的扩散电势。在这个电势的驱动作用下，电子从较高电子迁移率的材料运动到较低电子迁移率的材料中去。

Peltier thermoelectric heat pump（**珀尔帖热电热泵**）——使用电子泵送热量的装置。该装置通常是由许多半导体对构成，这些半导体对是以串联的方式，将具有较高与较低电子迁移率的材料交替地串连在一起的。

pharynx（**咽**）——口腔尾部从鼻子到食道的那段空气通道。

phase of Fourier coefficient（**傅里叶系数中的相位**）——对于一个复合傅里叶系数F，其相位ϕ，可由$\tan(\phi) = \mathrm{Im}(F)/\mathrm{Re}(F)$得到。

phase shift（**相移**）——输出电压与输入电压之间的相位移动。

phonocardiogram（**心音图**）——心脏产生的声音，这种声音可在胸部表面检测到。

photocathode（**光电阴极**）——是一种特殊的半导体材料。将这种材料放置在光电倍增管的入射窗中，利用光电效应可将真空中的光子转变成电子。

photoconductive current（**光敏电流**）——在具有偏压的半导体光电探测器中，由电子－空穴对产生的电流。

photoconductive mode, of a photodiode（**光敏模式，光敏二极管的**）——操作模式是这样的，对二极管加一个固定的反相偏压，则此时电流与接收到的光密度成正比。

photodiode（**光敏二极管**）——这种二极管的构造，使其允许入射光的进入，以便在结点处产生分离的电子-空穴对。由此产生的电流与入射光的密度成正比。

photomultiplier tube（**光电倍增管**）——这是一种真空管，该真空管包含一个将光转换为光电子的光电阴极、用来放大电子的一系列倍增器电极板和一个用来收集电子脉冲的阳极。光电倍增管具有约20%量子效率的检测单个光子的能力。

photon（**光子**）——电磁辐射的基本量子，具有零静态质量、一个单位的角动量、能量E和波长λ的光子的关系式为$E = (1\ 241\ \mathrm{eV/nm})\ \lambda$。

photon energy, conversion factor（**光子能量，单位换算**）——$E = hc/\lambda$，这里 hc = 1 240eVnm。

photovoltaic mode, of a photodiode（**光电模式，光电二极管**）——当光照射在光电二极管时，没有加外部偏压的二极管成了电流源、并且成了（或是成了）电压源。

photovoltaic potential（**光电势**）——在无偏压的半导体光电检测器里，由电子－空穴对产生的电压。

PID control（**比例积分微分控制**）——一个控制算法，该控制算法使用一个误差信号P（在设定值与读出信号之间的差值）、它的时间积分I、与它的时间导数D，这三者的线性组合，可以产生一个控制信号。

piezoelectric effect（**压电效应**）——当外加一个电场时，就会产生机械变形；当施加一个机械应变时，就会产生一个电场。具有上述特性的绝缘晶体的属性叫压电效应。

pin photodiode（**插针式引脚的光电二极管**）——一个具有p型和n型触点的固有的硅晶体。光线照射硅晶体的内部层，将会使得已经聚集在触点的电子－空穴对成为电流。

pink noise（**粉红噪声**）——与频率中每个倍频程（2的因数）噪声等强度的随机噪声（参见*white noise*）。

Planck's constant（**蒲朗克常量**）——$h = 6.625\ 4 \times 10^{-27}$erg · s

Platinum resistance thermometer（**铂电阻温度计**）——由一根细的铂线组成，或由将铂沉积在准确知道温度与电阻关系的绝缘基片上的沉积物组成。

Poisson statistics（**泊松统计学**）——已知平均概率x，事件n发生的概率$P(n|x)$：

$$x\text{: } P(n|x) = x^n e^{-n}/n!$$

Poisson's ratio（**泊松比**）——横向应变与纵向应变的比的负值。

polling（**轮询**）——计算机程序重复地进行检测，检测是否已经完成一个进程或一个设备需要数据，这样的过程叫做轮询。

position sensor（**位置传感器**）——一个输出取决于位置的传感器。

positive feedback, in comparators（**正反馈，在比较器中**）——用于使一个比较器稳定在当前的输出状态，并且减少输入噪声将输出状态反转的几率。

positron（**正电子**）——在加速器中，通过β衰变产生的带有正电荷的反电子，这里，一个质子被转变成为一个中子加上一个正电子再加上电子微中子。

potentiometer（**分压器**）——电阻值取决于轴间角或者位置的电阻器。

power, unit conversion factors（**功率**，单位换算）：

1W = 1伏安 = 0.238cal/s（卡/秒）= 107erg/s（尔格/秒）

1 hp（马力）= 746W = 178.298 cal/s

= 2 547.2 Btu/h（英国热量单位/小时）= 550.22ft · lb/s (英尺磅/秒)

power amplifier（**功率放大器**）——一种放大器，该放大器能够驱动一个执行器，例如：扬声器、马达、或电阻加热器。这通常都需要分立功率晶体管。

power-supply sensitivity（**电源灵敏度**）——输出电压中变化的百分比，对电源电压变化的百分比的比率。

precision（**精（确）度**）——一个设备可靠地检测出所测量的值的微小变化的能力。意味在重复相同条件下，测量出相同数值的能力。

precision of a sensor（**传感器的精（确）度**）——检测出所测量的值中的细小变化的能力，和在重复相同条件下，测量出相同数值的能力（参见accuracy）。

pressure（**压强**）——每单位面积的压力。

1 atmosphere(atm) = 760mmHg = 29.921 3 in Hg

$= 1.013\ 25 \times 10^6$ dyn/cm^2 = 14.696 01b/in^2

1 bar = 106dyn/cm^2

1 dyncm^{-2} = $9.869\ 23 \times 10^{-7}$atm = $7.500\ 6 \times 10^{-4}$mmHg

$= 1.450\ 38 \times 10^{-5}$lb/in^2

proportional control（**比例控制**）——用放大误差信号（在设定值与读出值之间的差值），产生控制信号的控制算法。

Purkinje network（**Purkinje网络**）——通过心室壁，将去极化波从内（心内膜）传导到外（心外膜）表面。

QRS-complex（**QRS波群**）——由于心室的去极化与心房的复极化所产生的电信号。

quadratic equation（**二次方程**）——$ax^2 + bx + c = 0, x = (-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}) / 2a$。

quadrature addition（**正交加法**）——通过求其平方和的平方根来组合数字的方法。

quantizing error, A/D and D/A converters（**量化误差，模/数转换器和数/模转换器**）——由于数字信息的离散属性，无法去转换（模拟到数字）或产生（数字到模拟）任意电压。N-位转换器的量化误差是 $\pm (V_{max} - V_{min}) / 2^{N+1}$，这里$V_{min}$到$V_{max}$是转换器的模拟电压范围。

R-2R ladder, of a D/A converter（**R-2R梯形电阻网络，数/模转换器的**）——仅由电阻值为R和2R的电阻所组成的电阻网络。它允许N个开关去控制一个二进制序列的电流$I_i = I_0 2^i$。该梯形电阻网络用于积分电路的数/模转换器中，用以产生一个与二进制数成正比的电流。

Rakine temperature scale（**兰氏温标**）——（在没有任何热搅动的情况下）把绝对零度定义为0°R，并把水的三态点（沸点）定义为459.67°R的温标。

random-access memory, RAM（**随机存储器**）——能被计算机程序写与读的半导体存储器。一旦断电，保存在其中的信息将会丢失。

rectifier circuit, full wave（**整流器电路，全波**）——输出电压是输入电压的绝对值的电路。

rectifier circuit, half wave（**整流器电路，半波**）——通过正输入电压和阻塞负输入电压的电路。

reference junction, of a thermocouple（**参考结点，热电偶**）——热电偶的一个结点保持在一个已知温度中。另一个结点（测量结点或者传感结点）用于测量未知温度。

refractory metal thermocouple（**耐熔的金属热电偶**）——熔点超过3 600°C的热电偶，通常是用钨和钨铼合金做成的。在如此高温下，这种热电偶仅能用于惰性的环境或者是真空的环境中。

refractory period, of a nerve or muscle（**不（起反）应期，神经或肌肉的**）——当额外的刺激产生很小的响应或者没有响应时，一个动作电势或者机械收缩后的时间周期。

register（**寄存器**）——当给定一个控制脉冲时（例如一个时钟脉冲、锁存脉冲、或者是选通脉冲），用于采样和存储数字数据的电路。特例是边缘触发的触发器（flip flop）和透明锁存器。

relative accuracy error, A/D converter（**相对精（确）度误差，模/数转换器**）——根据测出的转化电压$V_{n,n+1}$，绘制出n的一个函数图，经过转换电压的第一点和最后一点画一条直线，相对精（确）度误差就是函数图与这条线之间的一致性。

relative accuracy error, D/A converter（**相对精（确）度误差，数/模转换器**）——在测得的输出电压V_n与一条经过最低输出电压和最高输出电压的直线之间的一致性。

relative digital position encoder（**相对数字位置编码器**）——使用一个单排标记的传感器，该标记可以被读出和计数，以确定相对位置。

reliability（**可靠性**）——一个系统可用的能力

repeatability（**可重复性**）——在重复的同样的条件下，一个仪器可测量出同样值的能力

residual（**残差**）——模型函数与被测数据之间的差值。

resistance ratio characteristic（**电阻比率特征**）——热敏电阻在25°C时的阻值与在125°C时的阻值的比值。

resistive strain element（**抗应变元件**）——电阻值取决于应变程度的元件。

resistor color codes（**电阻色码**）——见附录H。

resolution, A/D and D/A converters（**分辨率，模/数转换器与数/模转换器**）——由于数字信息的离散属性，无法进行转换（从模拟到数字）或产生（从数字到模拟）相应电压。N-位转换器的分辨率是$\pm (V_{max} - V_{min}) / 2^{N+1}$，这里$V_{min}$到$V_{max}$是转换器的模拟范围。

response curve of a sensor（**传感器的响应曲线**）——1)作为一个输入函数的输出响应；2)在输入发生一个阶跃变化后，输出随着时间改变而改变。

response time of a sensor, exponential time constant-τ（**传感器的响应时间，指数时间常数τ**)——在测定数值中，传感器记录$1 - e^{-1} = 63.2\%$阶跃变化过程所必需的时间。经过时间τ后，传感器的最终值在$e^{-t/\tau}$以内。在五倍时间常数后，传感器的值为最终值的0.67%以内。10 - 90%的数值上升时间为 (In (0.9) − In(0.1))，$\tau = 2.197\tau$

risetime（**上升时间**）——在阶跃信号输入后，电路的输出从最终值的10%变化到最终值的90%所需要的时间。对于低通单极滤波器，滤波器的指数时间常数$\tau = RC$，角频率f_c，带宽Δf，以及上升时间t_r的关系，用以下关联式表示：$f_c = 1/(2\pi\tau)$，$\Delta f = (\pi/2) f_c = 1.571 f_c$，$t_r = (\text{In}(0.9) - \text{In}(0.1))\tau = 2.197\tau$（参见slew rate）。

RMS noise（**噪声均方根**）——一个信号的理想值的均方根。

RS-232 interface（**RS-232接口**）——一种串行、异步的接口标准，它要求独立的接收和传输导线。这种接口可用于商用的电话系统。

RTD（**电阻式温度检测器**）——电阻温度检测器。利用电阻特性来测量温度的材料（通常为铂）。

SA (sinoatrial) node（**窦房结**）——在右心房后壁中的高传导性细胞束，这里产生心脏的去极化波。

saccadic eye motion（**扫视性眼运动**）——当目标移动比眼通常能控制的运动快时，发生的眼的迅速运动。

sample mean（**样本均值**）——测量值的总和除以测量的次数。

sample-and-hold acquisition time（**采样-保持的采集时间**）——从保持－采样边缘，到输出达到终值的特定误差范围内之间的时间。

sample-and-hold amplifier（**采样－保持放大器**）——由逻辑输入信号决定其是采样电路还是保持电路。在采样模式中，输出等于它的输入；在保持模式中，输出保持在固定值。保持值等于在保持到采样边缘时的输入值。

sample-and-hold droop rate（**采样－保持偏差率**）——由于来自保持电容的充电漏泄电流流过开关、放大器、或电容器本身，造成在保持模式中输出电压的漂移。

sample-to-hold charge transfer error（**采样到保持充电转移误差**）——保持值中的输出偏移误差，是由于从开关电路储存电荷到保持电容造成的。理想情况下，偏移量应该是固定的，与输入电压电平无关。

sample-to-hold offset（**采样到保持偏移量**）——出现电荷转移之后，在采样－保持转换过程中产生的输出电平的漂移。

sampling theorem, Nyquist（**采样定理，奈奎斯特法则**）——从波形的采样值中恢复一个波形，其最高频率必须低于或等于二分之一的采样频率。

Schmitt trigger（**施密特触发器**）——如果比较电路有大量滞后作用（由正反馈引起）那么，输出状态相对地不受输入噪声影响。

SCSI——通常用于磁性“硬盘”与光盘驱动的小型计算机的标准接口。

Seebeck effect（**塞贝克效应**）——当两种不同的金属连接起来时，将两个结点放置于不同温度处，则电路中就有电流流过。

Seebeck emf（**塞贝克电动势**）——将两种不同的金属的末端分别接起来，并且，结点处于不同温度时，所产生的两个汤普生电动势与两个珀尔帖电动势的总和。

select input（**选择输入**）——在电路能运行之前，必须确定的输入（用于许多集成电路中）。

self-heating of a thermistor（**热敏电阻器的自加热**）——当电桥的电流通过桥式电阻时，桥式电阻中的热敏电阻器会有被加热的趋势。

semilunar valves（**半月瓣**）——左心室与大动脉之间的主动脉瓣；右心室与肺动脉之间的肺动脉瓣。

sense signal（**读出信号**）——在一个控制系统中，表示受控物理量的信号（由一个传感器驱动的）。

sensing junction, of a thermocouple（**测量结点，热电偶的**）——测量结点是用来测量未知温度的热电偶的结点。另一个结点（参考结点）保持在一个已知的温度。

sensitivity（**灵敏度**）——仪器能检测的测量变量中的最小变化。即输出量变化对输入变化的比值。

sensitivity of a sensor（**传感器的灵敏度**）——被读出的物理量中每单位变化，所对应的输出的变化量。

sensor（**传感器**）——转换器的电性能取决于物理量，并且能够用于（直接地或用一个桥，等等）产生一个与该物理量相关的电信号。

septum, of the heart（**隔膜，心脏的**） —在左心室与右心室之间的肌肉壁，包含心室去极化的源头His束。

serial I/O port（**串行输入/输出端口**）——与键盘或视频显示器等外围设备异步交换数据的电路。

set point（**设定值**）——在一个控制系统中，读出（输出）信号应该维持的期望值。

settling time, amplifier or D/A converter or S/H（**建立（稳定）时间，放大器或D/A转换器或采样与保持电路**）——在输入阶跃变化之后，输出保持在其终值的一个特定误差带内，所需要的时间。

seven-segment decoder（**七段译码器**）——以发光段的形式将二进制字变换成可视的等价电路。数字8用所有七个段发光来表示，数字0仅用外部的6个段发光来表示。

shot noise（**散射噪声**）——是由电荷载体（电子）的离散性质引起的噪声。因为单位时间内载体的数目是随机的（参见Poisson statistics），因此所有电流都发出散射噪声。

Sigma-delta A/D converter（**西格马-德尔塔（Σ-Δ）A/D转换器**）——一种能快速地采样模拟电压，并在反馈中使用一个一位数/模转换器，以产生一串的1和0。通过数字滤波器处理1和0的模式，来确定以更精确地方式表示模拟电压的数字值的系统。

sign extension（**符号扩展**）——通过在左边扩展最高有效位，把一个2进制补码转换为一个位数更多的数的过程。

如果原始数字的最高有效位等于1，（例如一个负数），则新数的最左边部分用“1”填充。

sinter（**烧结**）——通过加热使粒子熔合在一起。

slew rate（**转换速度**）——电路能够改变其输出电压的速率。单位为每微秒伏特，该速率受最大输出电流与输出电容限制（参见risetime）。

small-signal rectifier（**小信号整流器**）——小信号整流器是能够取得无论大小的输入电压波形的绝对值的运算放大电路。

specific heat（**比热**）——引起单位温度变化所需的热能。以每摄氏度多少焦耳或者每摄氏度多少卡路里（calories）表示。

spectral leakage, as seen in the FFT of a periodic signal（**光谱泄漏，如周期的信号的快速傅里叶变换**）——在采样窗口中，当信号的频率成分没有一个整数周期时，窗口边缘会不连续性地产生了在原始信号里没有出现的频率成分。这看来是漏进邻接的傅里叶系数内，而且可以用矩形采样窗口的傅里叶变换与真实傅里叶变换的卷积来描述。

sphygmomanometer（**血压计**）——是一个带有压力计与可膨胀的臂套的设备，可用于测量上臂血压。

spontaneous emission（**自发发射**）——处于激发状态的电子自发地返回基态，并发射出一个光子的过程。

stability（**稳定性**）——尽管时间或使用率的影响，仍然维持相同响应与噪声水平的能力。

standard deviation（**标准差**）——m个测量值a_i的标准差，由下式给出：

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m} R_i^2} = \sqrt{\frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m}\left(a_i - \bar{a}\right)^2}$$

standard error of the mean（**均值标准误差**）——均值标准误差，由下式给出：

$$\sigma_{\bar{a}} = \sqrt{\frac{1}{m^2}\sum_{i=1}^{m}\sigma_{ai}{}^2} = \sqrt{\frac{\sigma_a^2}{m}}$$

status register, general（**状态寄存器，通用**）——将外部线路上的逻辑电压电平（真或假），变换成为能够被程序读取的位（1或0）。

status register, parallel input port（**状态寄存器，并行输入口**）——当新数据被选通到输入寄存器时，输入端口置位状态寄存器。微计算机程序读状态寄存器，以检测新数据的有效性。当程序读数据时复位。

step response（**阶跃响应**）——当输入从零突变到一个标准值时，系统的输出响应。

stethoscope（**听诊器**）——从胸部表面收集心脏跳动声音并直接传到耳朵的仪器。

stimulated emission（**受激发射**）——在激励状态下，一个光子的电磁场激发一个电子，来发射一个与第一个光子相干的光子的过程。激光形成的原理基于这个过程。

strain（**应变**）——在长度上极小的变化$\Delta L/L$。

strain gauge, resistive（**应变量规，电阻的**）——在电阻$\Delta R/R$中极小改变的元素是应变$\Delta L/L$的一个已知函数。

stress（**压力**）——单位面积上的承受力。

strobe（**选通脉冲［信号］**）——在控制脉冲（被称为选通脉冲）有一个逻辑转变的瞬时，将数据储存到一个寄存器中。（作为一个动词，与锁存与时钟是同义词）

student's *t* test（**"学生" t检验**）——比较两组测量值的平均值，检验差值偶然发生的概率，对以上两样的统计检验。

successive approximation A/D converter（**逐次逼近的A/D转换器**）——通过按下列各项方法使用数/模转换器，模/数转换器能依次确定每一个输出位。1）设置数/模转换器输入的最高有效未定位为一，并且将所有较低位设置为零。2）如果模拟输入小于数/模输出，则该位被确定为零，否则它仍为一。对于每一位，重复步骤1与2，直到所有的位都被确定。

summing amplifier（**加法放大器**）——放大器电路的输出是两个或多个输入电压的累加与放大。

switch, bimetallic（**开关，双金属的**）——参见bimetal switch。

switch debouncing（**开关去抖动**）——删除由于电子开关的机械抖动而产生的二次脉冲的过程。

synchronous communication（**同步通信**）——使用同一个公共时钟的两个电路之间的数据传输。

systole（**心脏收缩**）——单独使用时，是指心室收缩，即在房室瓣闭合与半月瓣闭合之间的活动心室收缩周期。（参见atrial systole）。

systolic pressure（**心脏收缩压力**）——当大动脉的瓣膜打开时，在心室收缩后立即发生的最大的压力（参见diastolic pressure）。

T-wave（**T形波**）——由心脏的左心室与右心室肌肉的复极化所产生的电子信号。

temperature coefficient（**温度系数**）——改变一个单位温度，物理量的改变值（例如电阻、延迟、暗电流、输出偏移电压）。

temperature sensor（**温度传感器**）——传感器的电子输出取决于温度。

terminal, video display（**终端，视频显示**）——由一个显示器（通常是一个阴极射线管）、一个串行接口电路、缓冲存储器、与一个键盘所组成。

thermal equilibrium（**热平衡**）——传入系统的每一个元件的热量，等于流失到其他元件的热量，或等于流失到周围的媒介的热量。结果，每个元件的温度不会随时间的改变而改变。注意，每个元件的温度可能都不相同。

thermistor（**热敏电阻**）——随着温度升高，电阻显示出较大下降的一种熔结的半导体材料。

thermistor bridge（**热敏电阻电桥**）——用于将热敏电阻的不同阻值转换成不同电压的电路。

thermocouple（**热电偶**）——由连接两种不同材料，所形成的电路。开路输出电压（塞贝克电动势）是两个结点温度差的函数。一个结点（参考结点）保持在一个已知温度，另一结点用来测量未知的温度。

thermoelectric heat pump（**热电热泵**）——通过提高热能，将电能转换成为温度差的设备。

thermometer（**温度计**）——能够把温度转换成一种更加容易观测的信号的变换器（不需要电子的）。

thermopile（**热电元件**）——将塞贝克电动势加到热电偶的设备中，以产生一个更大的开路电压的热电元件。

thompson emf（**汤姆逊电动势**）——当导体沿着它的长度方向有一个温度递减时，所产生的扩散电位。这个电动势的作用是驱动电子从热端运动到冷端。

time scaling（**时间标度**）——用一个普通因子乘以所有时间的过程。如果$h(t)$的傅里叶转换是$H(f)$，则$h(kt)$的傅里叶转换就是$(1/|k|)\,F\,(f/k)$。

time shift theorem（**时间移位定理**）——用一个常数频率，移位所有频率的过程。如果$h(t)$的傅里叶变换是$H(f)$，则$h(t-t_0)$的傅里叶变换是$\exp(-j2\pi ft_0)\,H(f)$。

toggle（**触发**）——从一个二进制逻辑状态转换成另一个二进制逻辑状态。

tracking A/D converter（**跟踪式A/D转换器**）——通过增加与减少数字数值来跟踪一个模拟输入的电路。用一个D/A转换器不断地变换这个数字，并且与A/D模拟输入比较。如果D/A输出小于模拟输入，这个数字就增加，如果D/A输出大于模拟输入，这个数字就减少。

transducer，electronic（**转换器，电子的**）——转换器的输入部分是电气的（例如一个执行器），输出部分是电气的（例如一个传感器），或两部分都是电气的。

transducer，general（**转换器，通用**）——将能量从一种形式的转变成另一个形式的设备。

transition voltages，of an A/D converter（**转换电压，A/D转换器的**）——当输出值在一个输出数值与下一个输出数值之间转换时，它的特殊的输入电压，称为数/模转换的转换电压。

transparent mode latch（**透明模式锁定器**）——是一种数字电路。当逻辑门输入端选择透明模式时，数字电路的输出（值）等于它的输入（值）；非透明模式时，输出保持在其最后的透明模式值而且与输入无关。

triple point（**三相点**）——对于某种特定的物质，在特点的温度和压力下，其气态、液态和固态同时存在的点，称为该物质的三相点。

tri-state buffer（**三态缓冲器**）——具有输入线、输出线、与一条选择线的数字电路。当选择线是逻辑状态1时，其对应的输出（值）等于输入（值）。否则，输出处于高阻状态，并且既不驱动、也不装载与它连接的任何电路。三态缓冲器用于允许连接几个输出到一个公共总线。

TTL——晶体管－晶体管逻辑（电路）。由一对串联在0 和5 V的电源导体之间的晶体管构成。每次仅一个晶体管导通，并且确定输出不是一个逻辑高电位就是逻辑低电位。在逻辑开关期间内，有高强度电流短暂地流动。

2's complement representation（**二进制补码表示**）——用二进制补码转换的方法，对数字做符号反转的系统。

2's complement transformation（**二进制补码转换**）——二进制补码转换的操作是：反转数字的每一位，然后加一。用“二进制补码运算”去变反一个数的符号位，因此，一个加法器能够执行减法的功能。

type I and II errors（**I型误差与II型误差**）——当一个I型误差为真时，如果零假设被排斥，则I型误差被提交。当一个II型误差为假时，如果零假设被接受，一个II型误差被提交。II型误差是更可接受的，并且是一个谨慎的研究人员的标志，谨慎的研究人员宁可等待去看一个更敏感的实验的结果，而不愿意冒险做一个错误的断言。

UART（**通用异步接收机/发送器**）——串行RS232接口电路常见于老式的计算机里。

unity-gain amplifier（**单位增益放大器**）——一个用于保存电压的缓冲放大器。缓冲放大器增加有效电流，并且能够驱动一个负载，否则，这个负载将降低信号源的电压。

unity-gain bandwidth（**单位增益带宽**）——设置单位增益时，一个放大器的带宽。

variance（**方差**）——标准差的平方。

velocity, conversion factors（**速度**，单位换算）：

1 mile/h = 1.609 3 km/h = 1.466 7 ft/s = 88 ft/min = 0.447 04 m/s

1 ft/s = 1.097 3 km/h = 0.304 8 m/s = 0.681 82 mile/h

1 m/s = 3.280 8 ft/s = 2.236 9 mile/h

velocity of light in vacuum（**真空状态的光速**）：$c = 2.997\ 924\ 58 \times 10^8 m/s$。

ventricles（**心室**）——心脏最终的汲取室。右心室接受从右心房循环来的血，并将它泵到肺，血液在肺部吸取氧。左心室接受从左心房循环来的血，并通过全身的动脉，将它泵到身体的其他部位。

video display terminal（**视频显示终端**）——由一台显示设备（通常为一个阴极射线管）、一个串行接口电路、缓冲存储器与一个键盘组成。

virtual ground（**虚地**）——由于负反馈与正输入端的接地，虚地存在于运算放大器的负输入端。

virtual short rule（**虚短法则**）——如果一个放大器在负反馈电路中，它的输出不饱和，而且，如果开环增益高，则负反馈起到保持放大器的正端与负端等电位的作用。

VME interface （**VME接口**）——允许多达21台处理器与许多的设备之间异步通信的公共标准。

vocal tract（**声带**）——由嘴与咽喉组成的发声器官。

voiced sounds（**话音音响**）——强迫空气通过声门（发音腱之间的通道），所产生的人类说话的声音。

voltage follower（**电压跟随器**）——输出电压等于输入电压的电路。

voltage gain（**电压增益**）——输出电压除以输入电压。

vowel（**元音**）——用固定的声带产生的发话声。

waveform recovery（**波形恢复**）——从数字采样中恢复的模拟波形。

waveform sampling（**波形采样**）——采样、数字化、与储存波形的过程。

wheatstone bridge（**惠斯顿电桥**）——由4 个电阻器与一个电压源连结的网络，如果所有