

高等医药院校选修教材
供基础、预防、临床、口腔医学类专业用

医用电子学

刘 骥 主编

人 民 卫 生 出 版 社



高等医药院校选修教材

医 用 电 子 学

(供基础、预防、临床、口腔医学类专业用)

刘 冀 主编

(以姓氏笔划为序)

编者：刘 冀 (哈尔滨医科大学)

陈秀文 (大连医学院)

姜远海 (首都医学院)

曾仁端 (同济医科大学)

魏崇卿 (北京医科大学)

人 民 卫 生 出 版 社

前 言

电子仪器和电子技术在医学中的应用日益广泛，医学生和医务工作者学习一些电子学基本知识的要求亦日益迫切。卫生部 1980 年修订的教学计划已把“医用电子学”列为选修课，很多医学院校已开出这门选修课多年，并且作为某些专业的必修课，同时也作为医学研究生的选修课或必修课。因此，编写一本适合医学各专业本科生和研究生使用的教材，已成为普遍要求。卫生部教材编委会在 1987 年把“医用电子学”正式列入教材编写计划，本书的编写工作是在编委会的指导和帮助下进行的。

本书是以人民卫生出版社 1983 年出版，刘骥、陈秀文主编的《医用电子学》为基础改写的，内容有了较大的提高和更新。新版删去了电子计算机及有关内容，因为电子计算机在医学院校中已作为独立课程开设。本书中少量数字逻辑电路的内容主要是说明逻辑控制、脉冲计数和数字显示的基本原理，而不是作为电子计算机的基础。

本书的主要目的是使医学生和医务工作者在医疗和科研中在应用电子仪器和开展新技术时，具有基本的电子学知识，同时也能使他们在与电子技术工程人员协作时有共同的语言。本书重点为模拟电路基础，编写方针是从使用者的立场出发，在阐明分立元件器件和电路原理的基础上，以分立元件电路的简单模型来说明集成电路的工作原理和外部性能，而不涉及其内部复杂结构。在介绍医学中的一些实际应用电路时，以集成电路为主，并且对于其性能指标和适用范围都作了说明。这样安排的目的是期望做到从易到难，循序渐进，适应医学电子学发展的趋势。本书还用了大约三分之一的篇幅来说明生物医学信号的获取、显示和记录，以及抑制干扰和防止微电击等问题。这些都是医务工作者应当具备的电子技术知识，这是本书的另一个重点。

本书每章后面建议了一些实验项目，教师可根据实验设备和学时情况选作。各校已经开设的实验项目还有很多未曾列出，所以教师不应受这些实验项目的限制。本书每章后面还配有习题，其中包括复习题、思考题和计算题，可供教学选用。

本书内容力求适合医学生和医务工作者的实际需要和数理水平，易学易懂，便于自学，并且尽可能包括较新的知识。本书适于作为医、药院校各专业五年制和七年制本科学生的“医用电子学”课程教材，也可作为医学研究生“医用电子学”课程教材。在课程时数较少时，教师可适当选择一部分内容讲授。本书也可作为医务工作者和维护民用电子仪器的技术人员自学参考书或讲习班教材。

本书第一章由魏崇卿编写，第二章和第四章由刘骥编写，第三章和第五章由曾仁端编写，第六章由姜远海编写，第七章和第八章由陈秀文编写，全书插图由曾仁端绘制。

本书在编写过程中得到哈尔滨医科大学、北京医科大学、同济医科大学、首都医学院和大连医学院的积极支持，编写组的编审会议得到哈尔滨医科大学和中国医学物理学会的大力支持，编写组秘书高翠霞（哈医大）为本书手稿的整理和会务作了大量工作，全国很多兄弟院校的教师都对本书的编写方针和内容提出了宝贵意见，在此一并致谢。

我们对医用电子学的教学还正在探索中，医学知识也不够丰富，书中错误和缺点在所难免，希望广大读者批评指正。

编 者

1988 年 5 月

目 录

第一章 基本放大电路	1
第一节 晶体二极管	1
一、半导体的导电特性	1
二、PN结的形成及其特性	3
三、晶体二极管的特性和主要参数	4
四、稳压管	6
第二节 晶体三极管	8
一、晶体三极管的结构和符号	8
二、晶体管的放大作用	9
三、晶体管的特性曲线	11
四、晶体管的主要参数	13
第三节 晶体管单级放大器的基本原理	16
一、共发射极放大器的基本电路	16
二、共发射极放大器静态工作点的图解分析法	17
三、用图解法分析共发射极放大器的动态	19
四、电压放大倍数	22
五、放大器工作点的选择	23
六、工作点的稳定	26
七、放大器的输入阻抗和输出阻抗	29
八、频率特性、通频带	32
第四节 阻容耦合多级放大器	33
第五节 放大器的主要性能指标	35
第六节 场效应管放大器	38
一、结型场效应管	38
二、绝缘栅场效应管	41
三、场效应管的主要参数	43
四、场效应管基本放大电路	44
习题	46
实验一 晶体管的测试	48
实验二 典型的单管放大电路	49
第二章 生物医学常用放大器	50
第一节 生物医学信号和放大器的一些特点	50
一、各种生物电信号及其放大器	50
二、其他生物医学信号	51
第二节 信号的频谱	51
一、周期性波形的频谱	51
二、脉冲波形的频谱	52

三、波形的频谱	64
第三节 滤波电路	54
一、高通滤波	55
二、低通滤波	55
三、带通滤波	56
四、带阻滤波	56
第四节 负反馈放大器	57
一、负反馈的基本概念	57
二、电流串联负反馈,恒流源	58
三、电压串联负反馈,跟随器	60
四、电压并联负反馈	61
五、负反馈对放大器性能的影响	61
第五节 直流放大器	63
一、直流放大器的级间耦合	63
二、差分放大器	64
第六节 运算放大器的基本知识	67
一、运算放大器的概念和性能指标	67
二、理想运放	69
三、反相放大电路	70
四、同相放大电路	71
五、差分放大电路	72
第七节 运算放大器的一些应用	74
一、加法和减法运算电路	74
二、对数和指数运算电路	75
三、比较电路	76
四、微分和积分电路	77
五、有源滤波器	79
六、负电容放大器	80
第八节 功率放大器	81
一、阻抗匹配和变换	82
二、单管功率放大器	83
三、推挽放大器	84
四、无变压器功率放大器	85
习题	86
实验一 频谱分析仪	87
实验二 射极跟随器的研究	87
实验三 差分放大器参数的测量	87
实验四 集成运算放大器的研究	87
实验五 微分电路的研究	87
第三章 振荡与调制	88
第一节 简谐振荡的基本条件	88

第二节 RC振荡器	89
一、RC串并联选频电路	89
二、文氏桥选频电路	91
三、文氏桥式RC振荡器	92
第三节 LC选频电路	93
一、LC串联谐振	93
二、LC并联谐振	96
第四节 LC振荡器	96
一、变压器反馈式振荡器	96
二、电感反馈式振荡器	97
三、电容反馈式振荡器	98
第五节 晶体振荡器	99
一、石英晶体的电特性及其等效电路	99
二、晶体振荡电路	101
第六节 调制与解调	102
一、调制与解调	102
二、调频和鉴频	104
第七节 调制放大器	109
一、信号源的调制	109
二、斩波器	110
三、二极管环形解调器	111
四、相敏放大器	112
习题	113
实验一 文氏电桥振荡器	114
实验二 LC振荡器	114
第四章 脉冲与数字逻辑电路	115
第一节 脉冲电路的基本知识	115
一、脉冲的主要参数	115
二、电容负载对脉冲波形的影响, RC 分压电路	116
三、脉冲的微分	117
四、计数率计电路——泵电路	118
五、削波、限幅和钳位	119
第二节 三极管反相器	120
一、三极管的开关特性	120
二、反相器	121
第三节 脉冲的整形和鉴别	123
一、二极管幅度鉴别电路	123
二、差分鉴幅器	124
三、施密特触发器	124
四、集成运放组成的施密特触发器	126
第四节 脉冲发生器	127

一、多谐振荡器	128
二、单稳态触发器	130
三、单结晶体管振荡器	131
四、石英振荡器	133
第五节 基本逻辑电路	135
一、逻辑运算和门电路	135
二、集成门电路简介	138
三、门电路的主要性能指标	140
第六节 双稳态触发器	140
一、RS 触发器	141
二、主从式触发器	143
三、几种常用触发器	143
第七节 脉冲的计数和显示	145
一、计数制	145
二、二进制计数器	146
三、十进制计数器	149
四、数字显示	151
第八节 模数和数模转换	152
一、数模转换	153
二、模数转换	153
习题	154
实验一 不同电路对脉冲传输的影响	155
实验二 施密特电路的研究	155
实验三 多谐振荡器的研究	155
实验四 单结管振荡器的研究	156
实验五 触发器的研究	156
实验六 可逆计数器	156
实验七 D/A 转换电路	156
第五章 整流电路与直流稳压电源	157
第一节 整流和滤波	157
一、半波整流	157
二、全波整流	158
三、桥式整流	159
四、倍压整流	160
五、滤波电路	160
第二节 串联式晶体管稳压电路	161
一、简单的串联式稳压电路	161
二、常用的串联式稳压电路	162
三、改进的串联式稳压电路	163
四、稳压电源的保护电路	163
五、稳压电源的主要性能指标	164

第三节 集成稳压电源	165
一、三端集成稳压器	166
二、SG11 集成稳压器	168
三、W728 稳压器	169
第四节 直流电压变换器	170
习题	172
实验一 直流稳压电源参数的测量	173
第六章 生物医学传感器	174
第一节 生物电测量用电极	175
一、电极电位	176
二、极化电压	178
三、极化电极和非极化电极	179
四、微电极	182
五、电极的阻抗与测试法	183
第二节 生物医学用换能器	185
一、医用换能器的特点	185
二、直接型换能器	187
三、间接电极	191
四、间接型换能器	194
第三节 检测生物体内离子与血液气体传感器	203
一、玻璃膜电极	203
二、离子敏感场效应管传感器	203
三、测量生物体血液气体电极	204
第四节 生物传感器	207
一、酶传感器	207
二、微生物传感器	208
三、免疫传感器	209
四、药物传感器	210
习题	210
实验一 医用电极的制造及其特性的测量	211
实验二 应变电阻器的制造及其应用	211
实验三 医用传感器在医学测量中的应用	212
第七章 医用仪器的显示和记录装置	213
第一节 屏幕式显示装置	213
一、示波管	214
二、示波器	215
第二节 数字式显示装置	216
一、荧光数码管	217
二、液晶显示器	218
三、半导体数码管	219
第三节 直接描记式装置	219

一、描笔偏转式记录器	220
二、自动平衡式记录器	222
第四节 磁带记录装置	224
一、磁带记录原理	225
二、模拟式磁带记录装置	226
三、数字式磁带记录装置	227
习题	227
实验一 描笔记录器实验	228
实验二 数码管实验	228
第八章 干扰的抑制和电击的防护	229
第一节 屏蔽	229
一、电场屏蔽	229
二、磁场屏蔽	231
三、高频电磁场的屏蔽	232
四、医用屏蔽室	233
第二节 干扰和抑制	233
一、交流电源引起的干扰和抑制	234
二、空河电磁波的干扰和抑制	235
三、地线引起的干扰及改进	235
四、连接绳引起的干扰和改进	237
五、人体生理活动引起的干扰	238
第三节 电击和防护	239
一、人体的导电	239
二、电击的类型	241
三、电击的因素	243
四、防止电击的措施	244
习题	247
实验一 静电干扰检测	248
实验二 电子仪器漏电流的检测	248
附录一 部分国产集成运算放大器参数表	249
附录二 部分运算放大器型号对照表	253
附录三 部分常用集成稳压源主要性能及国内外型号对照表	255
习题答案	257

第一章 基本放大电路

工程技术是现代医学的支柱之一。由于医学科学的需要，电子技术在医学领域中得到广泛的应用。从人体上得到的各种信号，往往十分微弱，必须通过不失真地放大以后，才能显示、记录并被测量，经分析研究和适当处理，为诊断、治疗、监护等提供必要的依据和手段。对微弱电信号的放大，是电子技术基本内容之一。本章重点讨论低频交流电压放大器的基本原理。

放大电路中，常用的器件有晶体二极管、场效应管、集成运算放大器等，均为半导体器件。构成半导体器件的共同基础是PN结。因而本章先介绍PN结和晶体二极管、稳压管，然后介绍晶体三极管和由它构成的基本放大电路，用图解法分析它的放大工作原理。最后介绍场效应管及其放大电路。

第一节 晶体二极管

一、半导体的导电特性

1. **本征半导体** 纯净的半导体 (semiconductor)称为本征半导体。经过提纯，单晶的硅、锗等半导体材料是纯净的半导体。它们每个原子的外层都有四个价电子，分别与相邻原子的价电子组成共价键，如图 1-1 所示。在绝对零度时，这些价电子都处于稳定状态，纯净的半导体中基本上没有自由电子，是一个绝缘体。在常温 (300K) 下，由于热运动，少数价电子挣脱共价键的束缚成为自由电子，在原处留下的空位称为空穴，形成电子-空穴对。自由电子和空穴都可以在半导体中自由移动。空穴的移动方式是这样的：有空穴的原子把相邻原子中的价电子吸引过来，填补这个空穴，同时在这个相邻原子中就出现一个新的空穴。有空穴的原子缺少一个价电子，带有正电荷，所以空穴的移动象一个正电荷在移动。在外电场的作用下，自由电子和空穴均能形成定向运动，构成电流。从这个意义上讲，空穴和自由电子都称为载流子 (carrier)。

2. **杂质半导体** 在本征半导体里，由于共价键的束缚，自由电子和空穴的数目很少，因而导电能力很差。要提高半导体的导电能力，必须在本征半导体中掺入其它少量合适的元素，这些元素对半导体基体而言，叫做杂质。掺有杂质的半导体叫做杂质半导

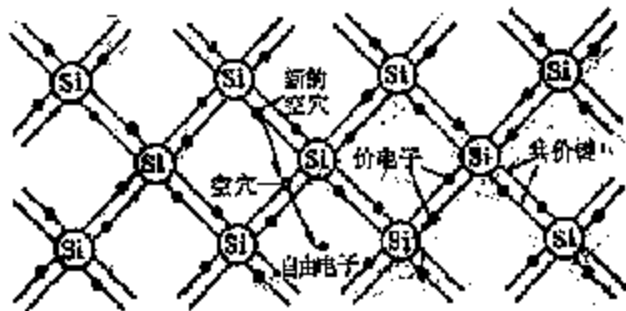


图 1-1 本征半导体中的共价键结构及电子-空穴对

体。杂质半导体分为两种类型：一种叫做N型 (negative type) 半导体，一种叫做P型 (positive type) 半导体。

(1) **N型半导体** 在纯净的硅单晶中掺入少量五价元素(如磷、砷或锑等)，即构成N型半导体。磷原子在半导体中占据了原来由硅原子所占的位置，如图1-2所示。磷原子最外层有5个电子，它同周围的硅原子进行共价结合时，多了一个价电子。这个价电子很容易从磷原子脱出，使磷成为正离子，同时生成一个自由电子。半导体中自由电子浓度大大提高，导电能力增强。在这类半导体中，自由电子是主要载流子，称为N型半导体。像磷这样的杂质，其原子可以提供自由电子，这种原子称为施主原子。在本征半导体中，掺入施主原子，就构成了N型半导体。

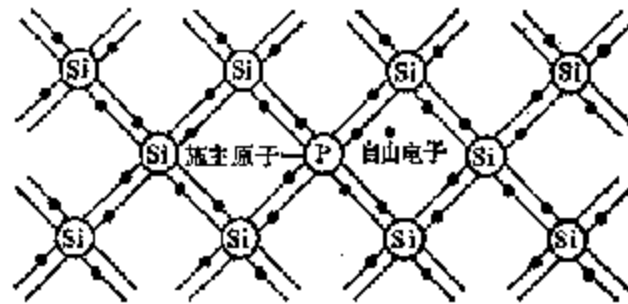


图 1-2 硅单晶中掺入磷形成N型半导体

在N型半导体中，自由电子的浓度远大于空穴的浓度，所以称自由电子为多数载流子，简称多子 (majority carrier)，空穴为少数载流子，简称少子 (minority carrier)。

(2) **P型半导体** 在纯净的硅单晶中掺入少量的三价元素(如硼、铝或镓等)的杂质原子，就构成了P型半导体。硼原子在半导体中将替换一个硅原子而占据它的位置，如图1-3所示。硼原子在与硅原子构成共价键时，将因缺少一个价电子而出现空穴。当邻近的价电子来填补这个空位时，硼原子便成为不能移动的负离子，同时邻近的原子处出现了一个可以移动的空穴。每掺入一个硼原子，便提供一个空穴，使单晶硅中空穴数量大大增加。在这类半导体中，空穴是主要载流子，称为P型半导体。由于这种杂质原子起着接受电子的作用，所以把硼原子称为受主原子。在本征半导体中，掺入受主原子，就构成了P型半导体。

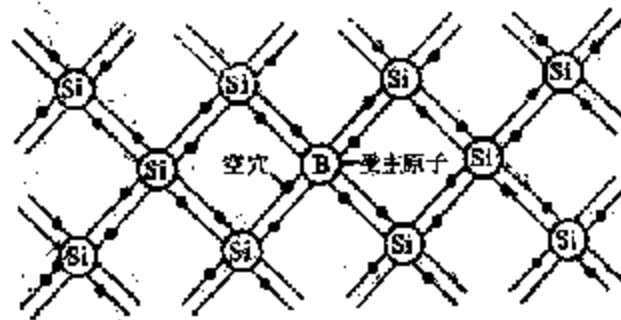


图 1-3 硅单晶中掺入硼形成P型半导体

在P型半导体中，空穴的浓度远大于自由电子的浓度，所以空穴为多子，自由电子为少子。

图1-4为P型和N型半导体结构的简化示意图。由于晶体内部呈中性，所以在杂质半导体中，当忽略少子时，导电的载流子必然与带电离子成对地出现：对于P型半导体，空穴数等于带负电的受主离子数；对于N型半导体，自由电子数等于带正电的施主离子数。

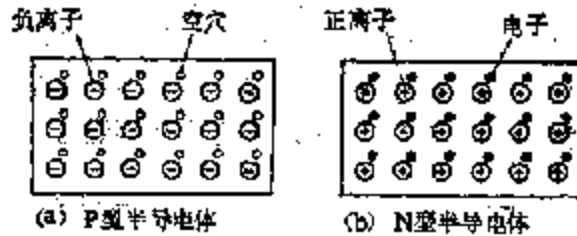


图1-4 杂质半导体中的多数载流子与离子

三、PN结的形成及其特性

1. PN结的形成 当用一定的工艺方法把P型和N型半导体紧密地结合在一起的时候，就会在两者结合处形成一层带电的空间电荷区，称为PN结 (PN junction)。

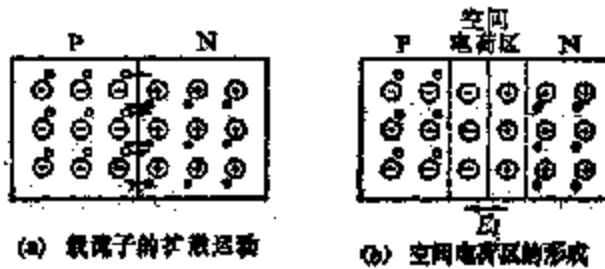


图1-5 PN结的形成

如图1-5所示，当P型与N型半导体结合时，由于P型中的空穴浓度大，N型中的自由电子浓度大，在交界面处，空穴将由P区向N区扩散，自由电子则由N区向P区扩散。进入P区的电子可能落入空穴，进入N区的空穴也可能捕获自由电子，使电子-空穴对同时消失，这种现象称为复合 (recombination)。随着扩散的进行，P区的空穴数减少，界面左方留下不能移动的正离子，N区的自由电子减少，界面右方留下不能移动的正离子。其结果是在交界面处形成一个空间电荷区，由此产生一个由N区指向P区的内部电场 E_i 。由于 E_i 的方向与多子扩散运动方向相反，所以空间电荷区有阻止多子继续扩散的趋势。另一方面， E_i 驱使N区和P区的少子沿着与扩散方向相反的方向运动。少子在电场 E_i 作用下的这种运动叫做漂移运动。少子漂移形成的电流叫漂移电流。

当多子的扩散运动与少子的漂移运动二者相等时，扩散电流与漂移电流相等，这种状态称为动态平衡状态。此时，空间电荷区的厚度就确定下来，内电场 E_i 也达到一个稳定的值。空间电荷区有阻挡扩散运动的作用，所以称为阻挡层。又由于空间电荷区中基本上没有载流子，因而亦称为耗尽层。在动态平衡时的空间电荷区，就是PN结。

2. PN 结的导电性能 如果在 PN 结两端加上不同极性的直流电压,我们将看到其导电性能有很大差异。

(1) 当在 PN 结两端加上正向电压时, PN 结处于导通状态。

在 PN 结两端加正向电压,如图 1-6 (a) 所示,外电源的正极接 P 区、负极接 N 区时,外电场 E_0 与 PN 结的内电场 E_i 的方向相反,因而削弱了内电场,使空间电荷区变窄,有利于扩散运动继续进行,而不利于漂移运动。这样 P 区及 N 区的多子就能顺利地通过 PN 结,同时外部电源又不断地向半导体提供空穴及电子,形成较大的电流。至于少数运动形成的漂移电流是非常小的,它对总电流的影响可以忽略。这时 PN 结呈导通状态。对 PN 结所加的正向电压称为正向偏置。PN 结在正向导电时,电阻是很小的。

(2) 当在 PN 结两端加上反向电压时, PN 结处于截止状态。

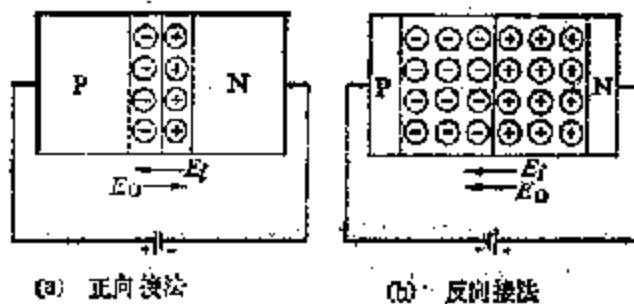


图 1-6 PN 结的导电性

如果给 PN 结加上一个反向电压,如图 1-6 (b) 所示,外电源的正极接 N 区、负极接 P 区时,外电场 E_0 与内电场 E_i 方向一致,加强了内电场,使内电场力远远大于扩散力,阻止了扩散运动的进行,几乎没有多子能通过 PN 结。此时回路中几乎无电流流通,即 $I \approx 0$,称为 PN 结处于反向截止状态。对 PN 结所加的反向电压称为反向偏置。PN 结在反向截止时,电阻是非常大的。

在 PN 结加反向电压时,使内电场加大,即阻挡层加宽,这对少数而言,更有利于漂移运动的进行。此时,少数穿过 PN 结所形成的漂移电流称为反向电流。它的值远远小于正向偏置时的电流值。

综上所述,当 PN 结加正向电压时,PN 结导通。当 PN 结加反向电压时,PN 结截止。这一特性,称为 PN 结的单向导电性,它是 PN 结的最重要的电特性。

三、晶体二极管的特性和主要参数

1. 二极管的结构 二极管 (diode) 是由一个 PN 结加上相应的电极引线 and 管壳做成的。通常用图 1-7 (a) 的符号表示,箭头指向表示正向导通方向 (即电流方向)。它具有两个电极:由 P 型半导体上引出的电极叫正极或阳极,由 N 型半导体上引出的电极叫负极或阴极。按照晶体二极管的内部结构,可以把它分为点接触式和面结式二种。图 1-7 (b) 为点接触式, (c) 为面结式结构示意图。

点接触式结构,是由一根金属触丝与半导体晶片形成点接触,PN 结的面积很小,不能承受较大的正向电流和较高的反向电压,适用于高频检波和脉冲电路。

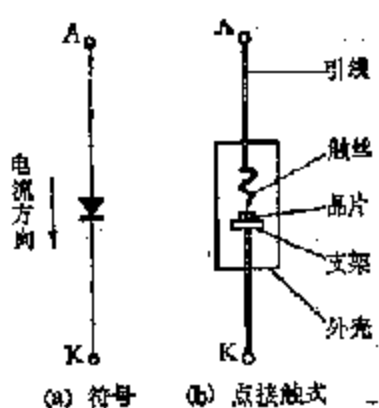


图 1-7 晶体二极管的符号及结构

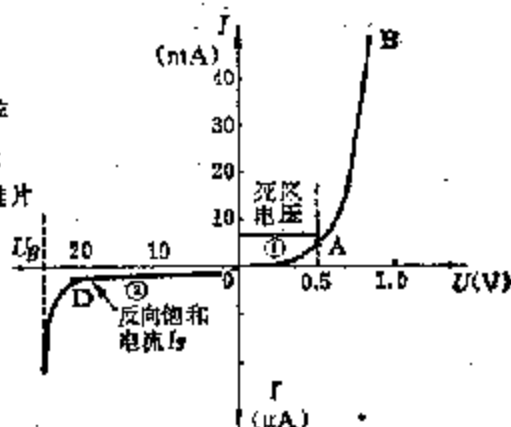


图 1-8 二极管的伏安特性

面结式的结构，是由不同类型的两种半导体以较大面积接触而形成 PN 结的。由于接触面积大，故能承受较大的正向电流和较高的反向电压。但它的结电容大，不适用于高频线路，只适用于低频大功率整流电路。

2. 晶体二极管的伏安特性和方程

(1) 晶体二极管的伏安特性曲线：二极管的端电压 U 和通过它的电流 I 的关系叫做二极管的伏安特性，它反映了二极管的单向导电性。图 1-8 给出了一个硅二极管的伏安特性曲线。

从正向特性曲线①看出：当外加电压很小 ($<0.5V$) 时，外电场还不足以克服内部电场对多子扩散运动所造成的阻力，这时的正向电流很小 (0A 段)，二极管呈现较大的电阻。这段有正向电压加入、正向电流几乎为零的区域称为死区，相应的电压叫死区电压。硅二极管的死区电压一般在 $0.5V$ 左右，锗管一般略低于 $0.2V$ 。当外加电压大于死区电压以后，内电场被大大削弱，二极管内阻变小，电流随着电压的增长而迅速上升。这就是二极管的正常工作区 (AB 段)。在正常工作时的管压降：硅管通常为 $0.7V$ 左右，锗管为 $0.2 \sim 0.3V$ 。同一种材料和同一种型号的各个二极管的管压降并不完全一致，这种情况反映了半导体器件参数的分散性。

从反向特性曲线②看出：在外加反向电压时，有极小的反向电流通过二极管。反向电流基本上不随反向电压的变化而变化 (0D 段)。这是因为在一定的温度下和单位时间里，只能产生一定数量的少子。只要内电场的漂移作用使它们都越过 PN 结形成反向电流，即使内电场再增强一些，也不能使载流子的数目增加，这种情况下的电流称为反向饱和电流。当温度上升时，反向饱和电流将急剧增大。

当反向电压不断增加并超过某一数值时，反向电流将急剧增加，这种现象称为反向击穿，相应的电压称为反向击穿电压。其原因是外加电场强制地把原子外层的价电子拉出来，使载流子 (自由电子和空穴) 数目急剧上升，而处于强电场中的载流子在获得能量后，又去碰撞其它的外层电子，这种连锁反应造成了载流子突然急剧增加的现象，它破坏了二极管的单向导电性。如果电路中有适当的限流电阻，二极管的反向击穿是可以恢复的。如果没有适当的限流措施，管子将会因电流过大而永久性地损坏。

(2) **二极管特性的表达式**：由于PN结是一切半导体器件的共同基础，所以它的伏安特性也具有比较普遍的意义。根据固体物理中有关PN结的研究，晶体二极管电流与端电压的关系可由下式表示

$$I = I_s [\exp(qU/kT) - 1]$$

其中， \exp 是指数函数， q 是电子的电量，等于 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ 。 T 是绝对温度，单位为 K。 k 是玻尔兹曼常数，等于 $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ 。 I_s 为反向饱和电流，是一个与外加电压无关的系数。在 25°C 时， $q/kT = \frac{1.6 \times 10^{-19}}{1.38 \times 10^{-23} \times 298} \approx 39 \text{V}^{-1}$ ，或写成 $U_T = kT/q \approx$

$\frac{1}{39} \text{V} \approx 26 \text{mV}$ 。上式也可写成：

$$I = I_s [\exp(U/U_T) - 1] \quad (1-1)$$

如果 U 为正数且比 26mV 大得多，则 $\exp(U/U_T) \gg 1$ ， $I \approx I_s \exp(U/U_T)$ ，说明了管子的电流与电压成指数关系（正向特性 $0B$ 段），二极管的端电压只要稍微增加一点，电流就会增加很多。若 U 是负数，即所加电压为反向电压，且它的绝对值也比 26mV 大得多，则 $\exp(U/U_T) \ll 1$ ， $I \approx -I_s$ ，基本上是一个常数，即前面所说的反向饱和电流与所加电压无关（反向特性 $0D$ 段）。

应当指出的是，(1-1) 式不能描述二极管反向击穿的情况。

3. 二极管的主要参数

(1) **最大整流电流**（亦称额定整流电流或工作电流）：是指二极管长期工作时允许通过的正向电流值，使用时不能超过这个电流值，否则会损坏管子。对于大功率管，为了防止过热，还要加散热片。

(2) **最大反向工作电压**：是指在使用时防止二极管反向击穿而不允许超过的反向电压的极限值。为了确保管子的安全工作，一般给出击穿电压值的一半为最大反向工作电压。

(3) **结电容**：PN 结是由带正、负电荷的两个离子层组成，这一情形与极板带电时的电容器相似。PN 结的这个电容叫做静态结电容。另外，当空间电荷区由薄变厚时，这个区域中的多子，需要由扩散电流来中和，这也相当于储有电荷的电容器情况，这个电容称为动态结电容，它与加在二极管上电压的大小和方向有关。静态与动态结电容，常合称结电容。结电容的存在造成高频电流容易通过，失去了单向导电性，因此限制了二极管的最高使用频率。不同型号二极管的最高使用频率不同。在脉冲电路中，应选用结电容很小的开关二极管。

四、稳压管

1. **稳压管的基本原理** 稳压管（Zener diode）是一种经过特殊工艺制成的晶体二极管，它与普通二极管的区别在于它工作在反向击穿区。

图 1-9 为硅稳压二极管的伏安特性和表示符号。从图中看出正向特性与普通二极管一样。其反向特性是：当所加的反向电压小于击穿电压时，稳压管具有极大的内阻，其反向饱和电流近似为零，如图 1-9 中的 $0A$ 段；当外加电压超过反向击穿电压时，电流

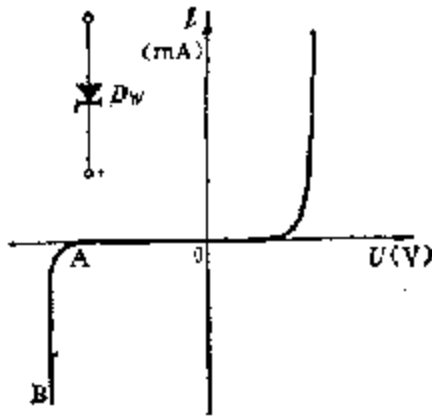


图 1-9 硅稳压管的伏安特性和符号

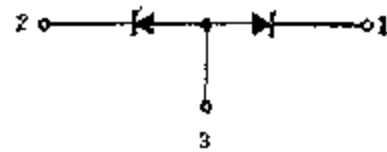


图 1-10 具有温度补偿特性的稳压管

急剧增大，如图中 AB 段所示。在它被击穿后，电流能在很大范围内变化，但管子两端的电压基本上保持不变，这就是稳压作用。由击穿转化为稳压的条件，一是制造工艺加以保证，二是外部电路中应有限制电流的措施。流过稳压管的电流如果超过其最大允许电流，稳压管会因热击穿而损坏。

2. 稳压管的主要参数

(1) **稳定电压**：指稳压管正常工作时的稳定电压值。由于工艺问题，同一种型号的稳压管，它的稳压值不是完全一致的，有一定的分散性。例如 2CW1B 稳压管的稳压值在 10V 至 12V 之间。

(2) **稳定电流**：指稳压效果较好的工作电流，其值可以从有关手册上查到。

(3) **电压温度系数**：是指温度每增加 1°C 时，稳压值所升高的百分数，表明稳压值受温度变化的影响。例如 2CW1B 的电压温度系数是 +0.095%/°C，这就是说，温度每增加 1°C，它的稳压值将升高 0.095%。如果在 20°C 时的稳压值是 11V，那么在 50°C 时的稳压值将是

$$11 + \frac{0.095}{100} \times (50 - 20) \times 11 \approx 11.3V$$

一般说来，低于 6V 的稳压管的电压温度系数是负的（温度升高，稳压值降低）；高于 6V 的稳压管，电压温度系数是正的。而在 6V 左右的管子，稳压值受温度的影响就比较小，因此，在电压稳定度要求较高的情况下，一般常选用 6V 左右的稳压管。在要求更高的情况下，还用两个温度系数相反（一正一负）的管子串联作为温度补偿，例如 2DW7 这一类的稳压管的内部就包含了一个硅稳压管和一个作为温度补偿用的硅二极管，如图 1-10 所示。1、2 两端可任意连接，中间引出的 3 端供单独使用一个稳压管时用。

(4) **动态电阻**：指稳压管在正常工作区的电压变化量与电流变化量之比，即

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

动态电阻是衡量稳压管稳压性能好坏的指标，动态电阻愈小，图 1-9 中稳压管伏安特性

曲线的 AB 段愈陡，电压稳定性愈好。

3. 简单的稳压电路 图 1-11 是一个最简单的稳压电路。由于所用的元件少，又能取得一定程度的稳压效果，所以应用较广泛。

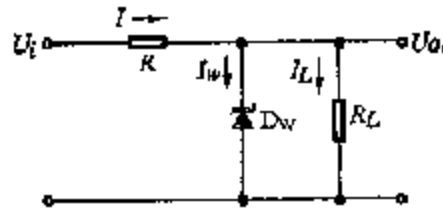


图 1-11 简单的稳压电路

图中 R 为限流电阻， R_L 为负载电阻， D_w 为稳压管。由于稳压管是用来稳定负载电压，所以稳压管与负载 R_L 并联，而且稳压管为反向接法，使其工作于击穿区。稳压电路的输入电压 U_i 等于 R 上电压 U_R 与输出电压 U_o 之和。稳压电路的输入电流 I 等于稳压管的工作电流 I_w 与负载电流 I_L 之和。

引起输出直流电压波动的原因主要有两个：电网电压波动和负载电流变化。

当电网电压波动使 U_i 升高，造成输出电压 U_o 上升时，稳压管电压的微小上升导致电流 I_w 的较大增加，总电流 I 随之有较大增加，电阻 R 上压降的增加几乎足以补偿 U_i 的升高，从而保持输出电压 U_o 基本不变。同理，当 U_i 下降时， I_w 有较大减少，电阻 R 上压降的减少几乎足以补偿 U_i 的下降，从而保持 U_o 基本不变。

当负载电流 I_L 在一定范围内变化时，也可由稳压管的电流来补偿。若负载电流 I_L 增加导致 U_o 下降时， I_w 会相应减小来补偿 I_L 的增加，使 $I = I_w + I_L$ 基本不变，从而保持 U_o 基本不变。反之， I_L 减小时 I_w 相应增加，使 I 基本不变，从而保持 U_o 基本不变。

第二节 晶体三极管

一、晶体二极管的结构和符号

晶体三极管 (transistor) 简称三极管或晶体管。它是在一块半导体上制作两个紧密结合的 PN 结，再引出三个电极，然后封装加固而成。根据 PN 结的组合方式不同，可分为 NPN 和 PNP 两种类型。根据使用的材料不同，有锗管与硅管之分。锗管多数是 PNP 型，硅管多数是 NPN 型。图 1-12 上部表示三极管的结构示意图，下部

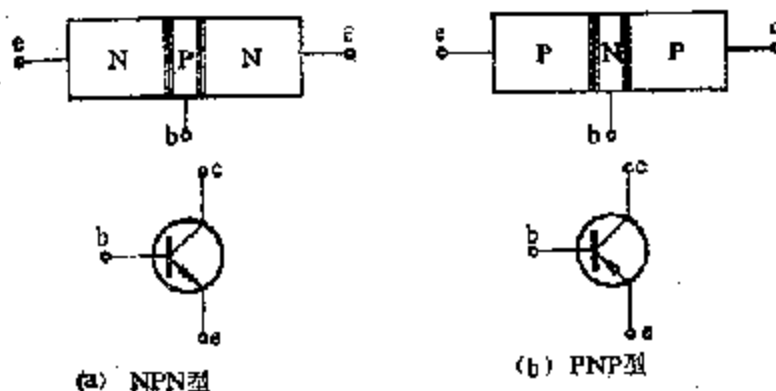


图 1-12 晶体管的结构示意图和符号

表示二种类型的三极管的符号。

从图中可看出，无论是 PNP 型或是 NPN 型三极管，均分为三个区，即发射区、基区和集电区。从这三个区分别引出三个电极，即发射极 (emitter) e 、基极 (base) b 和集电极 (collector) c 。

发射区和集电区都是同类型的半导体，均为 N 型或 P 型。发射区杂质的浓度要比集电区大，以便发射更多的载流子。集电区的面积较发射区大，以便收集载流子。基区总是做得很薄，约为几微米至几十微米，而且杂质浓度低。这样形成了两个靠得很近的 PN 结。基区和发射区之间的 PN 结称为发射结 J_1 ，基区和集电区之间的 PN 结称为集电结 J_2 。这种结构使基极起着控制多子流动的作用。

图 1-12 下部的符号图中，箭头方向均表示发射结加正向电压时电流的方向。

应当指出，PNP 型和 NPN 型三极管的工作原理是相同的，只是使用时所加的电源极性相反。本书将以 NPN 管为例来说明各种电路的基本原理。

二、晶体管的放大作用

晶体管具有放大作用和开关作用。这里主要讨论它的放大作用。开关作用在第四章中讨论。

1. 工作电压和电流分配 将 NPN 型晶体管按图 1-13 左侧的电路连接。其中发射极是公共接地端，这种接法叫做共发射极接法。这是放大电路中最常用的一种接法。

要使晶体管具有放大作用，必须在各电极间加上极性正确、大小合适的电压。在发射极和基极间应加较小的正向电压 U_{be} ，(所用电源为 E_b ，其正端通过 R_b 接基极)，称为基极电压或偏压。硅管的 U_{be} 为 0.7V 左右。在发射极与集电极之间应加上较大的电压 U_{ce} ，(所用电源为 E_c ，其正端通过 R_c 接集电极)，称为集电极电压，一般为几伏到几十伏。从电势的观点看，基极电势高于发射极电势，集电极电势又高于基极电势，即 $U_c > U_b > U_e$ 。这就是说，加在发射结 J_1 上的是正向电压，加在集电结 J_2 上的是反向电压。

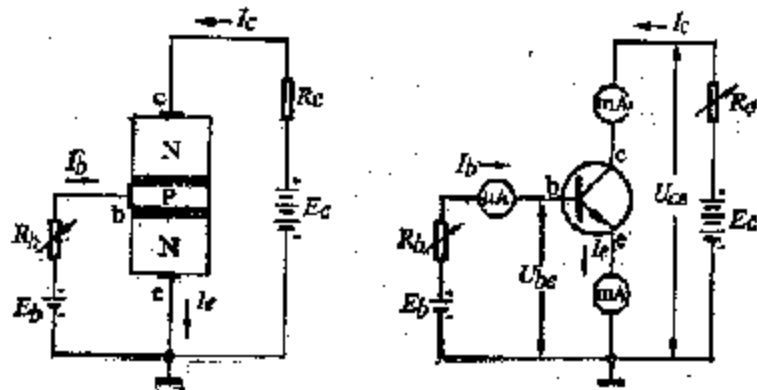


图 1-13 晶体管共发射极接法

在图 1-13 右侧的电路中，通过调节 R_b ，可以改变发射结上的正向电压 U_{be} 和基极电流 I_b ，从而引起集电极电流 I_c 和发射极电流 I_e 的改变。通过串联在电路中的微安表可读出基极电流 I_b ，从毫安表中读出集电极电流 I_c 和发射极电流 I_e 。每调一次 R_b ，

得 $-I_e$ 值和相应的 I_b 与 I_c 值。根据这样的实验，可以得到以下的一些结果：

(1) 发射极电流 I_e 等于基极电流 I_b 与集电极电流 I_c 之和，即

$$I_e = I_b + I_c \quad (1-2)$$

这就是节点电流定律。

(2) 基极电流 I_b 比发射极电流 I_e 及集电极电流 I_c 要小得多。因此

$$I_b \approx I_e$$

(3) I_b 很小的变化会引起 I_c 很大的变化，即

$$\Delta I_c \gg \Delta I_b$$

体现了三极管具有电流放大作用。晶体管是一个电流放大器件。

2. 晶体管电流放大的物理过程

(1) 发射区向基区发射电子：当发射结加上正向电压时，发射区便有大量的电子扩散到基区，形成了发射极电流 I_e 。（注意：电流方向与电子流方向相反。）与此同时，基区空穴也会扩散到发射区形成空穴电流。它也是 I_e 的组成部分，但因基区的空穴浓度比发射区自由电子浓度小得多，故空穴电流与电子流相比，可以忽略。

(2) 电子在基区中的扩散与复合：从发射区向基区注入的大量电子到达基区后，起初都聚集在发射结附近。因而在基区中靠近发射结的电子很多，靠近集电结的电子很少，形成了浓度梯度，使得电子向集电结方向继续扩散。在扩散的过程中，电子在基区中与空穴相遇将发生复合过程。由于基区接在外电源的正极，电源不断地从基区拉走自由电子，使基区不断出现新的空穴，补充复合过程中减少的空穴。被电源拉走的自由电子在基极电路中就形成了基极电流 I_b 。可见， I_b 是由与空穴复合的电子形成的。

由于基区非常薄，杂质浓度又很小，因此，从发射区注入的电子只有极少数（约 1~10%）在基区中与空穴复合，绝大部分电子还来不及和空穴相遇就已扩散到集电结的边缘了。在基区中，虽然同时存在着扩散与复合两种过程，但扩散占优势，基极电流 I_b 值是很小的。

(3) 集电区收集电子：前文已指出，在集电结上加上的是反向电压，它使集电结的内电场增强。因而，它阻止集电区中的电子向基区扩散，但帮助基区中已经扩散到集电结边缘的大量电子穿过集电结，从而被集电极收集，形成集电极电流 I_c 。发射极注入的电子愈多，在基区中形成的电子浓度梯度也愈大，扩散到集电结并穿过集电结为集电极所收集到的电子亦愈多， I_c 增大。同时，在基区中复合的电子数是与基区中电子浓度成正比的，所以 I_b 与 I_c 按一定比例同时增大。

实际上， I_b 还应包括从集电区向基区漂移的少数（空穴）所形成的反向电流。在一般情况下，其数值不大，可以忽略。

综上所述，用图 1-14 反映上述过程。电子按照图中所绘箭头方向运动，其中大部

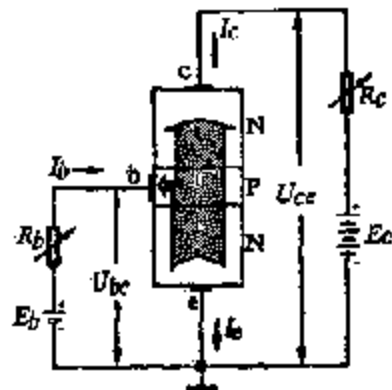


图 1-14 晶体管内部载流子运动示意图

分流向集电极形成 I_c ，仅有极少数流向基极形成 I_b 。它们满足节点电流定律，即 $I_e = I_b + I_c$ 。基极电流 I_b 小，集电极电流 I_c 大，它们之间存在着比例关系。其比例主要在基区中空穴的浓度和基区的厚度决定。基极电流有很小的变化，就会引起集电极电流很大的变化， $\Delta I_c \gg \Delta I_b$ 。这就是晶体管的电流放大作用。

从电压关系上看，由于 J_1 加的是正向电压，故只要 U_{be} ，有少量的变化，就能使 I_b 产生较大的变化。通过晶体管的电流放大作用，引起 I_c 更大的变化。电流 I_c 的变化使集电极负载电阻 R_c 的电压降发生变化，由此产生 U_{ce} 的变化比 U_{be} 的变化要大很多倍。这就在电路把晶体管的电流放大作用转换为电压放大作用，我们在后面还要深入讨论。

由于在晶体管中，既有电子的流动，也有空穴的流动，电子和空穴都是载流子，所以称为双极型晶体管。

三、晶体管的特性曲线

为了正确地使用晶体管，必须了解它的外特性，即晶体管的特性曲线。它不仅反映晶体管的性能，也是分析放大电路的重要依据。常用的特性曲线有两种，即输入特性与输出特性。这些特性曲线可用专门的仪器（如晶体管特性图示仪）显示出来，也可以通过如图 1-15 所示的实验电路进行测定。图中，输入回路由基极 b 、限流电阻 R_b 、电源 E_b 和发射极 e 组成，输出回路由集电极 c 、集电极电阻 R_c 、电源 E_c 和发射极 e 组成。

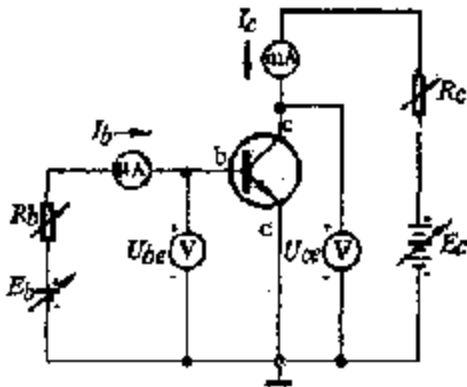


图 1-15 三极管特性实验测试电路

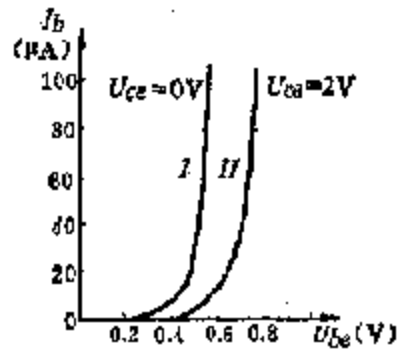


图 1-16 晶体管的输入特性

1. 输入特性曲线 输入特性 (input characteristic) 是指集电极电压 U_{ce} 一定时，加在基极与发射极之间的电压 U_{be} 与基极电流 I_b 之间的函数关系，即

$$I_b = f(U_{be}) | U_{ce} = \text{常数}$$

输入特性曲线就是表示这种函数关系的曲线。测试每条曲线时应使 U_{ce} 为固定值，例如先使 $U_{ce} = 0V$ ，即集电极与发射极短路，相当于发射结与集电结两个二极管并联。调节 R_b ，测出 U_{be} 和对应的 I_b 值，不断调节 R_b ，便能测得一组 U_{be} 和 I_b 值，绘出图 1-16 曲线 I。其变化规律与二极管的正向伏安特性曲线相同。再使 U_{ce} 为另一固定值，例如 $U_{ce} = 2V$ ，调节 R_b ，又可测得 U_{be} 、 I_b 一组数据，描绘出曲线 II。

把曲线 II 与曲线 I 进行比较可见， $U_{ce} = 2V$ 这条曲线向右移动了一段距离。这是

由于 $U_{ce} > U_{be}$, 集电结有了反向电压, 集电极吸引电子的能力加强, 因而集电极电流 I_c 增加, 对应于相同的 U_{be} 的条件下, 流向基极的电流 I_b 减小。这就是说, 要保证同样的基极电流, 所需的 U_{be} 必须增大, 即曲线 π 向右移动一段距离。

实际上, 当 $U_{ce} > 1V$ 以后, 集电结的反向电压已能把发射区进入基区的绝大部分电子拉到集电极来。所以, 即使 U_{ce} 再增加, 集电极也几乎收集不到更多的电子, 因而对 I_c 影响不大。因此, 当 $U_{ce} > 1V$ 以后, 在相同的 U_{be} 的条件下, I_c 亦相同。在 $U_{ce} > 1V$ 以后的各条 $U_{be}-I_c$ 曲线几乎重合, 用 $U_{ce} = 2V$ 时的一条输入特性曲线代表就可以了。

输入特性曲线是指数曲线。在管子正常工作时, 基极电压很小, 硅管 $0.7V$ 左右, 锗管 $0.3V$ 左右。如果 U_{be} 过大, I_b 急剧增加, 管子有可能损坏。因此在使用时, 基极回路要加限流电阻 R_b , 亦称偏置电阻。

2. 输出特性曲线 输出特性 (output characteristic) 是指在一定的基极电流 I_b 的条件下, 晶体管的集电极与发射极之间的电压 U_{ce} 和集电极电流 I_c 之间的函数关系, 即

$$I_c = f(U_{ce}) | I_b = \text{常数}$$

输出特性曲线就是表示这种函数关系的曲线。测试时调节图 1-15 中的偏置电阻 R_b , 使 I_b 固定在某一数值, 例如 $I_{b1} = 20\mu A$ 。然后调节 E_c , 每改变一次 E_c 值, 测出相应的一组 U_{ce} 和 I_c 值, 即可画出对应于 I_{b1} 的一条输出特性曲线, 如图 1-17 所示。然后改变 I_b 为其他固定值 I_{b2}, I_{b3}, \dots 等, 用同样方法测绘出相应的几条输出特性曲线, 形成一个曲线族。这组曲线反映出 I_b, I_c 和 U_{ce} 三者的关系。

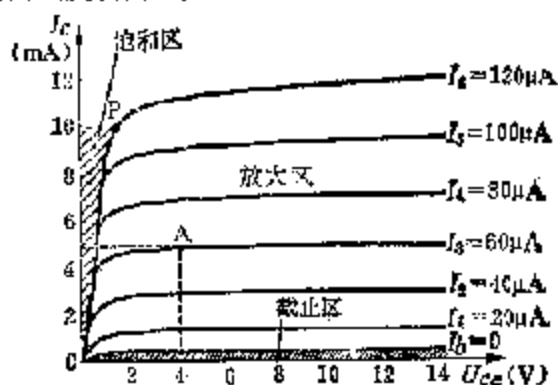


图 1-17 晶体管的输出特性

先看 I_{b1} 对应的这条输出特性曲线。当 U_{ce} 从 $0V$ 到 $1V$, I_c 随 U_{ce} 的升高而很快增加。这是由于在 U_{ce} 很小时, 集电结反向电压很小, 不能把发射区注入到基区中的电子的大部分拉过去; 随着 U_{ce} 的增大, 拉过去的电子增多, I_c 迅速增大。

当 $U_{ce} \geq 1V$ 以后, 曲线平坦, I_c 几乎不受 U_{ce} 增加的影响。这是因为集电极电压增大到一定数值后, 已有足够的能把发射极注入基区的电子几乎全部拉过去。 U_{ce} 再增加, I_c 增加甚微。 I_c 主要由 I_b 决定, 与 U_{ce} 基本无关, 这段特性称为恒流特性。 U_{ce} 继续增加到大于某一极限值时, I_c 将急剧增加, 产生击穿现象。

在 $I_b = 0$ (相当于基极开路) 时, $I_c \neq 0$, 这个电流叫穿透电流, 用 I_{ce0} 表示。

I_{c0} 是在 U_{ce} 的作用下, 从集电极到发射极的漏电流。

整个 $U_{ce} - I_c$ 平面可以分为三个区域:

截止区: 即 $I_b = 0$ 那条曲线下的阴影区。截止区的特点是发射结和集电结都处于反向偏置, 晶体管失去了放大能力。 $I_c = I_{c0} \approx 0$, 相当于集电极 c 和发射极 e 之间存在着极大的阻抗, 此时管子处于截止状态。截止状态下的晶体管相当于一个断开的开关。

放大区: 即曲线族平坦的部分, 图 1-17 中无阴影的区域。该区的特点是发射结处于正向偏置, 集电结处于反向偏置, I_c 随着 I_b 的改变而改变, 而且 $\Delta I_c \gg \Delta I_b$, 这是放大电路的工作区。

饱和区: 在曲线 OP 左面的阴影部分。在饱和区内, I_c 变化时, I_b 基本上不变, 即 I_c 不受 I_b 的控制。晶体管工作在这个区时, U_{ce} 很小, I_c 却很大, 相当于一个开关的接通状态。该区的特点是两个 PN 结均处于正向偏置。

四、晶体管的主要参数

晶体管的参数是晶体管特性的简单描述, 它是用来表征管子各方面的性能和它所适用的范围, 以作为设计、调整和使用时的参考。这里介绍几个主要参数于下:

1. 电流放大系数 $\bar{\beta}$ 和 β 直流电流放大系数 $\bar{\beta}$: 当 U_{ce} 固定在某一数值时, I_c 与其对应的 I_b 的比值, 用 $\bar{\beta}$ 表示, 即

$$\bar{\beta} = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce} = \text{常数}} \quad (1-3)$$

在图 1-17 中取 A 点, $U_{ce} = 4V$, $I_b = 4.6\mu A$, $I_c = 60\mu A$, 则

$$\bar{\beta} = \frac{I_c}{I_b} = \frac{4.6 \times 10^{-3}}{60 \times 10^{-6}} = 77。$$

在实际应用中, 更重要的是用变化量 ΔI_c 与 ΔI_b 来表示晶体管的电流放大能力, 称为交流电流放大系数, 用 β 表示

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \Big|_{U_{ce} = \text{常数}} \quad (1-4)$$

在图 1-17 中, 在 $U_{ce} = 4V$ 时, 当 I_b 由 $40\mu A$ 增长到 $60\mu A$ 时, I_c 由 $3.0\mu A$ 增长到 $4.6\mu A$, 其 β 值为:

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{(4.6 - 3.0) \times 10^{-3}}{(60 - 40) \times 10^{-6}} = 80$$

如果基极电流的变化量是正弦交流电流, 则

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (1-5)$$

式中 I_c 与 I_b 分别表示集电极电流和基极电流中的交流成分的有效值。

由于 $\bar{\beta}$ 和 β 值很接近, 因此在对电路参数做近似估算时, 常用 $\bar{\beta}$ 值代替 β 值。

一般晶体管的电流放大系数在十几至 200 之间。

2. 极间反向电流 I_{c0} 和 I_{e0}

(1) I_{cbo} 是在发射极开路、集电极加反向电压时，在基极回路中所测得的电流，称为集电极的反向电流，亦称为反向饱和电流，如图 1-18 所示。反向饱和电流 I_{cbo} 是集电区的少子（即空穴）在集电极反向电压作用下到达基区形成的漂移电流。它是衡量晶体管热稳定性的指标。

(2) I_{ceo} 是在基极开路，集电极和发射极间的反向电流，即穿透电流。如图 1-19 所示。

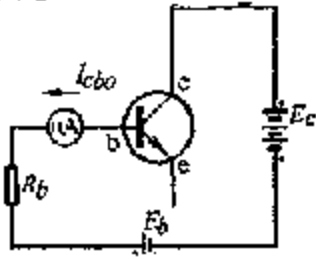


图 1-18 反向饱和电流 I_{cbo} 的测量

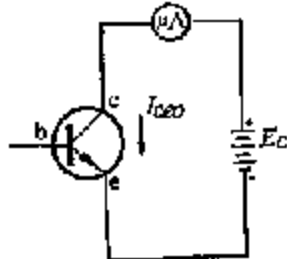


图 1-19 I_{ceo} 的测量

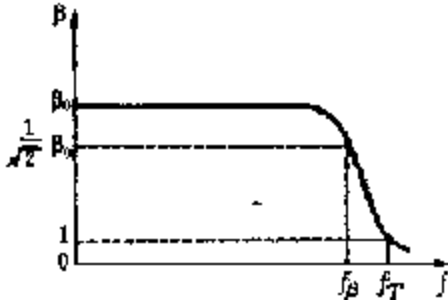


图 1-20 β 与 f 的关系曲线

当基极开路时，电压 E_c 就加在集电极和发射结上。发射结是正向电压，集电极是反向电压。集电极在反向电压作用下，有少子（空穴）漂移至基区，其值就是 I_{cbo} 。发射结在正向电压作用下有电子扩散到基区。由于基极开路，扩散到基区的电子中的一小部分与集电极漂移来的空穴复合，其值是 I_{cbo} ，而大部分电子被集电极拉过去。根据晶体管工作原理，被集电极拉过去的电子的数量与在基区复合掉的电子数量之比为 β ，这部分集电极电流为 βI_{cbo} 。所以，集电极总电流 I_{ceo} 应等于：

$$I_{ceo} = I_{cbo} + \beta I_{cbo} = (1 + \beta) I_{cbo}$$

由于 I_{cbo} 和 β 受温度影响很大，因而 I_{ceo} 对温度更敏感。 I_{ceo} 大的管子，稳定性差。

3. 共发射极截止频率 f_β 和特征频率 f_T 晶体管的电流放大系数 β 在频率较低时是不变的。但在频率较高时，却随着频率 f 的增加而显著地下降，如图 1-20 所示。在低频时的 β 值记作 β_0 ，当 f 增高， β 下降到 β_0 的 $1/\sqrt{2}$ 时的频率，称为这个管子的共发射极截止频率 f_β 。当频率进一步增高， β 下降为 1 时的频率称为这个管子的特征频率 f_T 。晶体管 β 随频率变化的关系可用下式近似地表示：

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} \quad (1-6)$$

显然，当 $f \ll f_\beta$ 时， $\beta = \beta_0$ 。当 $f \gg f_\beta$ 时，

$$\beta \approx \frac{\beta_0 f_\beta}{f}$$

或

$$\beta f \approx \beta_0 f_\beta \quad (1-7)$$

即 β 与频率 f 的乘积不变。当 $f = f_T$ 时， $\beta = 1$ ，由此得到：

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta$$

4. 晶体管的输入电阻 晶体管基极与发射极间电压的变化量 ΔU_b 与基极电流的变化量 ΔI_b 之比，称为晶体管的输入电阻，用 r_{be} 表示：

$$r_{be} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} \quad (1-8)$$

r_{be} 的值可以由输入特性曲线求得, 如图 1-21 (a) 所示。例如晶体管的工作状态用 Q 点表示, 则自 Q 点的切线得到的三角形中, 求出 ΔI_b 与 ΔU_{be} 之值, 按定义式即求出 r_{be} 。

对于小功率低频管, r_{be} 可按下式估算:

$$r_{be} \approx [300 + \beta \frac{26(\text{mV})}{I_c(\text{mA})}] \Omega \quad (1-9)$$

式中 I_c 值, 通常取 1~2 mA。

5. 晶体管的输出电阻 当基极电流保持不变时, 集电极与发射极之间电压的变化量 ΔU_{ce} 与集电极电流的变化量 ΔI_c 之比, 称为晶体管的输出电阻, 用 r_{ce} 表示

$$r_{ce} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} \quad (1-10)$$

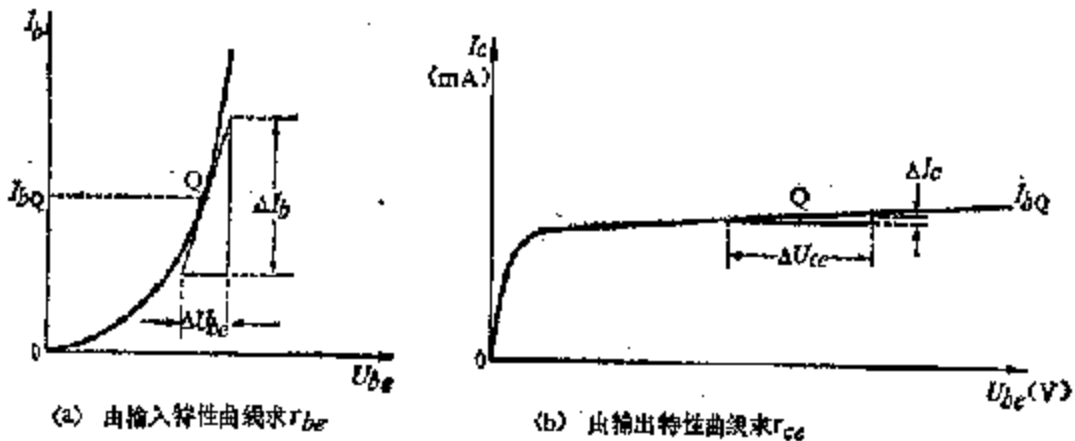


图 1-21 晶体管的输入电阻 r_{be} 和输出电阻 r_{ce} 。

其值可以由晶体管的输出特性曲线求出, 如图 1-21 (b) 所示。在图中的 Q 点附近, 输出特性曲线是段斜率很小的直线, r_{ce} 就是它的斜率的倒数。在放大区中, 这个线段接近于水平, 斜率很小, 所以 r_{ce} 很大, 通常为 10~100 kΩ。在饱和区中, I_c 变化很大, U_{ce} 的变化很小, 斜率很大, 因此 r_{ce} 很小, 约为几十欧姆。

6. 极限参数 它规定了晶体管一定要在极限范围内使用, 否则将影响正常工作, 甚至导致管子的损坏。这些极限参数主要有:

(1) **集电极最大允许电流 I_{cm}** 当集电极电流 I_c 超过一定值时, 晶体管的 β 要下降。通常把 β 值下降到原来的 80% 时的 I_c 定为最大允许集电极电流, 用 I_{cm} 表示。

(2) **集电极-发射极击穿电压 BU_{ceo}** 这是指基极开路时, 加在集电极和发射极之间的最大允许电压。集电极和发射极之间加上电压 U_{ce} , 使集电结处于反向偏置, 发射结处于正向偏置。若 $U_{ce} > BU_{ceo}$, 就会导致集电结反向击穿而损坏。

(3) **发射极-基极反向击穿电压 BU_{cbo}** 这是指集电极开路时, 发射结允许的最大反向电压。超过这个极限值, 发射结将被击穿。 BU_{cbo} 一般为数伏, 有些高频管甚至不到

1伏。晶体管在使用时如果处于截止状态，反向电压不应达到或超过这个数值。

(4) **集电极最大耗散功率 P_{CM}** ：由于集电极处于反向电压下工作，阻挡层的压降很大。所以电流通过管子产生的热量主要在集电极，它使晶体管的温度升高。当温度升到晶体管的最高允许温度时，在集电极上耗散的功率值被规定为集电极最大耗散功率 P_{CM} 。它与 I_c 、 U_{ce} 的关系是

$$P_{CM} = I_c \cdot U_{ce} \quad (1-11)$$

硅管的最高允许温度为 70°C ，硅管可达到 150°C 。晶体管工作时的温度与散热情况有关，环境温度较高时应减少耗散功率。 P_{CM} 大于 1W 的管子，使用时通常应加散热片。

第三节 晶体管单级放大器的基本原理

晶体管单级放大器（简称单管放大器）是学习其它类型放大器的基础，是本章的中心内容。

一、共发射极放大器的基本电路

在常用的晶体管放大器中，共发射极电路运用最广。因此，本节以它作为典型电路进行分析。

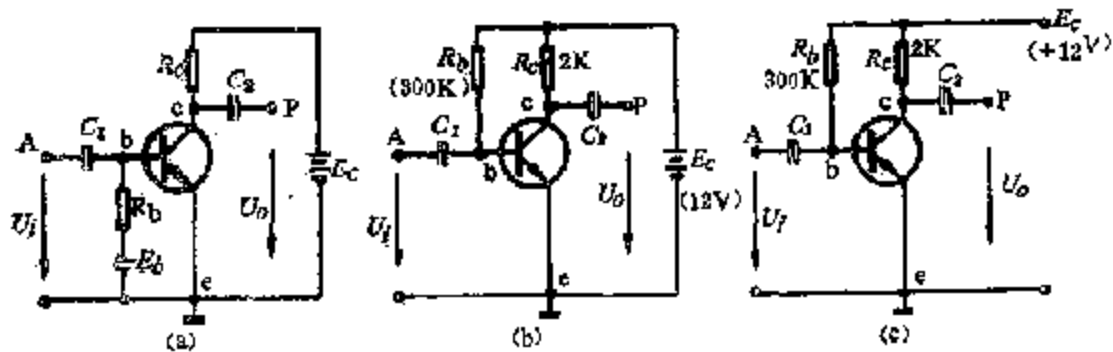


图 1-22 共发射极放大器的基本电路

图 1-22 给出了共发射极放大器的基本电路。在图 1-22(a) 中，基极电源 E_b 通过基极偏流电阻 R_b 给晶体管的发射结加上一个正向偏压 U_{be} ，并且供给一个适当的基极电流 I_b （又称基极偏流）。集电极电源 E_c 通过集电极电阻 R_c 给集电极加上反向偏压，使晶体管工作于放大区。为了便于分析，这里采用了两个独立的电源 E_b 和 E_c 。在实际放大器中，用两组电源不方便，也不经济，故改用一个电源供电，其电路如图 1-22(b) 所示。可是，人们习惯于将电源的标志加以简化，常把图 1-22(b) 改画为图 1-22(c) 的形式，这时不再画出电源 E_c 的符号，只在适当的地方标出极性和数值，如在图的右上角标出 $+E_c(12\text{V})$ ，负端未标出，这表示电源负端是与“地”相接的。电容器 c_1 、 c_2 称为交流耦合电容，也称隔直电容。它对直流分量呈现的容抗为无限大，因而可以阻断放大器与信号源及负载之间的直流通路。但对交流分量，容抗很小，故交流分量能顺利通过。输入的交流信号 U_i 从输入端 A、e 两点通过耦合电容 c_1 加入放大器，放大后的交流信号 U_o 则从耦合电容 c_2 后面的 P、e 两点输出。关于放大

器的电压和电流符号，当它们由静态值与变化量迭加而成时，总的瞬时值和静态值都用英文字母大写斜体，变化量的瞬时值用小写斜体；变化量为正弦式交流电时，它的有效值和幅值用大写正体。

当信号未加入前，放大器的工作状态称为**静态**。这时放大器实际上成为两个直流回路：基极回路和集电极回路。基极回路亦称输入回路，其电流流通的路径为 $E_{c1} \rightarrow R_b \rightarrow b \rightarrow e \rightarrow E_{c2}$ ，形成基极电流 I_b 。集电极回路亦称输出回路，其电流流通的路径为 $E_{c1} \rightarrow R_c \rightarrow c \rightarrow e \rightarrow E_{c2}$ ，形成集电极电流 I_c 。电流 I_b 和 I_c 以及集电极电压 U_{ce} ，可按下面的讨论计算。

对于基极回路，欧姆定律可写成：

$$U_{c1c2} = E_{c1} - I_b R_b \quad (1-12)$$

故 I_b 为

$$I_b = \frac{E_{c1} - U_{c1c2}}{R_b} \quad (1-13)$$

由于 $E_{c1} \gg U_{c1c2}$ ，上式可改写为近似式：

$$I_b \approx \frac{E_{c1}}{R_b} \quad (1-14)$$

对于集电极回路，欧姆定律可写成：

$$U_{c1c2} = E_{c1} - I_c R_c \quad (1-15)$$

根据晶体管的特性，如果已知管子的直流放大系数 β ，可由 (1-13) 式求出 I_c 。

$$I_c = \beta I_b$$

再由 (1-15) 式可求出 U_{c1c2} 。由此可见，只要管子、电源及电路中的电阻确定下来，即 β 、 E_{c1} 、 R_b 、 R_c 确定下来， I_b 、 I_c 、 U_{c1c2} 也就确定下来。这些都是电路中的直流成分，称为**静态值**或**静态工作点** (quiescent point)，分别用 I_{b0} 、 I_{c0} 、 U_{c1c20} 及 U_{ce0} 表示。静态工作点亦称为直流工作点。

二、共发射极放大器静态工作点的图解分析法

利用晶体管的特性曲线，通过作图的方法分析放大器的基本性能，称为图解法。我们先讨论从输出特性曲线上求静态工作点的方法，这也是后面用图解法分析动态过程的基础。

图 1-23 给出了某个管子的输出特性曲线。(1-15) 式是 $U_{c1c2} - I_c$ 平面上的直线方程，当 $I_c = 0$ 时， $U_{c1c2} = E_{c1}$ ，在横坐标轴上可得一点 N；当 $U_{c1c2} = 0$ 时， $I_c = E_{c1}/R_c$ ，在纵坐标轴上亦得一点 M。连接 M、N 两点所得的直线，称为输出回路的**直流负载线** (direct current load line)。例如在图 1-22(c) 的电路中， $U_{c1c2} = E_{c1} = 12V$ ， $I_c = \frac{E_{c1}}{R_c} = \frac{12V}{2k\Omega} = 6mA$ ，其负载线就是纵轴上 6mA 处与横轴上 12V 处 M、N 两点的连线。这条直线的斜率可用 $\text{tg } \alpha$ 表示， $\text{tg } \alpha = 1/R_c$ ， R_c 愈小则 α 愈大，直线也就愈陡。可见，此直线的斜率反映了集电极直流负载电阻 R_c 的大小，因此亦称它为集电极

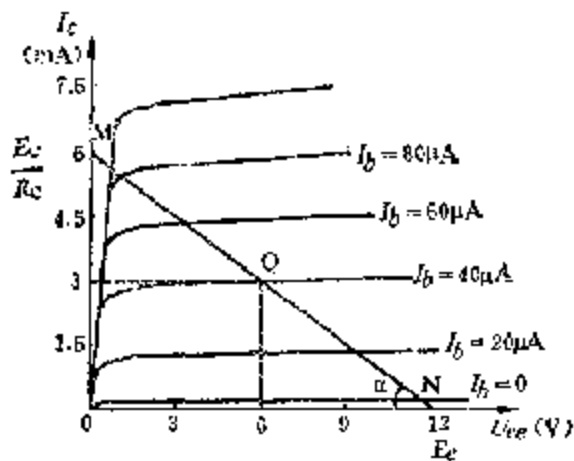


图 1-23 图解法求静态工作点

的直流负载线。在图 1-22(c) 的电路中, 由 (1-11) 式近似计算出 $I_{b0} = \frac{E_c}{R_b} = 40 \mu\text{A}$ 。输出回路决定了 U_{ce} 和 I_c 。必须在直流负载线 MN 上, 晶体管又必须工作在 $I_b = I_{b0}$ 所对应的那条特定的输出特性曲线上。因此, 这两条线的交点 Q 就是静态工作点。从图 1-23 中可看到 $U_{ce0} = 6\text{V}$, $I_{c0} = 3\text{mA}$ 。

【例题 1-1】在图 1-24(a) 所示的电路中, 已知 $R_b = 150\text{k}\Omega$, $R_c = 750\Omega$, 电源电压 $E_c = 8\text{V}$ 。晶体管的输出特性如图 1-24(b) 所示。试用图解法求静态工作点。

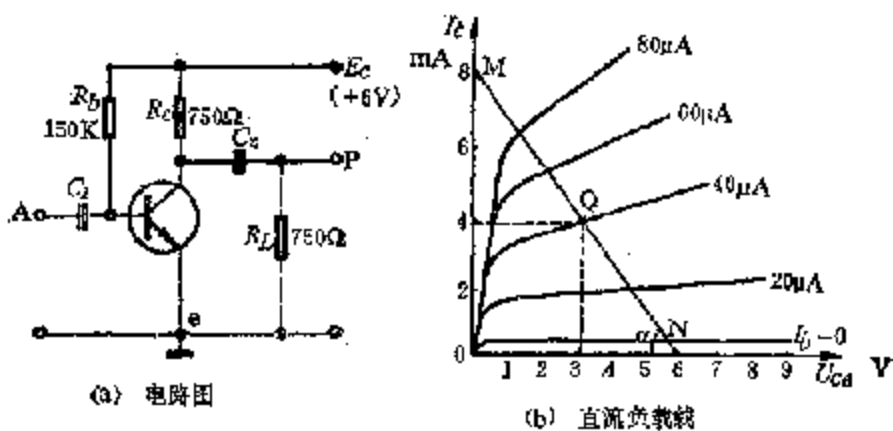


图 1-24 例题 1-1 附图

解: 根据题给条件确定 I_b

$$I_b \approx \frac{E_c}{R_b} = \frac{6}{150} = 40 \mu\text{A}$$

根据

$$U_{ce} = E_c - I_c R_c$$

当 $I_c = 0$ 时

$$U_{ce} = E_c = 6\text{V}$$

当 $U_{ce} = 0$ 时

$$I_c = -\frac{E_c}{R_c} = -\frac{6}{750} = 8\text{mA}$$

由此在输出特性曲线图上确定M、N两点，连接M、N两点得到直流负载线，它与 $I_b = 40\mu\text{A}$ 所对应的输出特性曲线相交于Q点，Q即静态工作点，由图可得近似值

$$I_{cQ} \approx 3.3\text{mA}; \quad U_{ceQ} \approx 3.2\text{V}$$

三、用图解法分析共发射极放大器的动态

所谓放大器的动态是指有交流信号输入时的状态，即 $u_i \neq 0$ 。我们先讨论输出端开路，即没有负载时的工作情况，如图 1-22(c) 所示。

1. 输出端开路时的工作状态 在图 1-22(c) 放大电路的输入端 A、c 加上一个交流输入信号，信号源中的直流成分被 C_1 隔断，只有交流成分 $U_i = U_{im} \sin \omega t$ 加到晶极管的基极。这时，在输出端 P、c 得到一个被放大的输出信号 u_o 。放大器的动态是建立在静态的基础上的，即各点的交流信号是迭加在静态工作点上的。以输入回路为例，图 1-25(a) 表示静态时晶体管发射结的工作电压 U_{beQ} ，图 1-25(b) 表示输入的交流信号 u_i ，当该信号加到放大器的输入端后，它与 U_{beQ} 迭加起来作用于发射结，

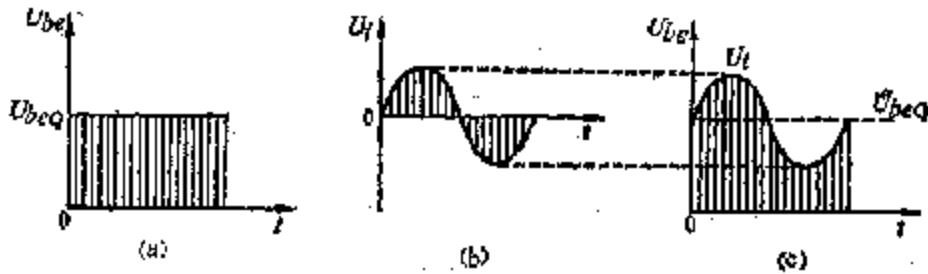


图 1-25 输入回路中静态工作点与输入信号的迭加

迭加后的波形如图 1-25(c) 所示。下面我们用图解法分析放大器的动态工作情况，从而了解放大器的工作原理。

(1) 输入情况 图 1-25 是用图解法分析放大器工作原理的示意图。图 (a) 表示输

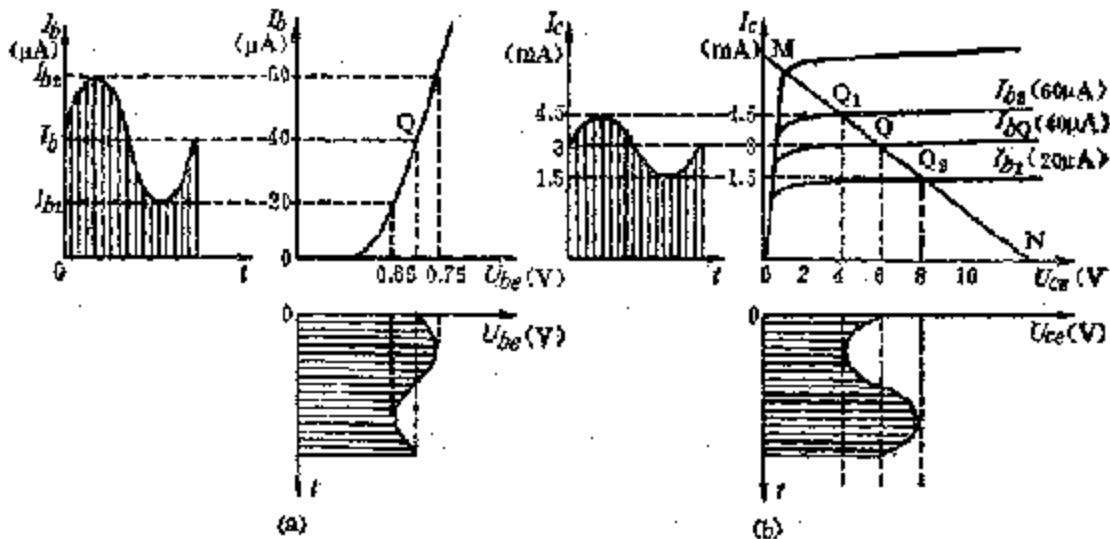


图 1-26 用图解法分析放大器的动态工作情况

入回路的工作状态。在输入特性曲线上标出了静态工作点 Q 的位置；可以看到 $I_{BQ} = 40\mu\text{A}$, $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ 。

在输入特性曲线的下方，是输入的交流信号 u_i 与静态工作点 U_{BEQ} 迭加后加在发射结的电压波形。为直观起见， U_{BEQ} 轴与输入特性图的 U_{BE} 轴一致；时间轴 t 垂直向下。其数学表达式为

$$U_{BE} = U_{BEQ} + U_{BEs}\sin\omega t \quad (1-16)$$

在这个图中， U_{BEs} 在 0.65V 至 0.75V 间变化。

U_{BE} 的变化必然引起 I_B 的变化，通过输入特性曲线可以顺利地确定各点 U_{BE} 所对应的 I_B 值及其波形图。 I_B 的波形图位于输入特性曲线的左方。其数学表达式为

$$I_B = I_{BQ} + i_{Bs}\sin\omega t \quad (1-17)$$

由图可见， I_B 在 $20\mu\text{A}$ 至 $60\mu\text{A}$ 间变化；当 $U_{BEs} = 0.65\text{V}$ 时，对应的 $I_{B1} = 20\mu\text{A}$ ； $U_{BEs} = 0.75\text{V}$ 时， $I_{B2} = 60\mu\text{A}$ 。

(2) 输出情况 图 1-26(b) 表示放大器输出回路的工作状态。图中给出了输出特性曲线族和直流负载线 MN 及静态工作点 Q。根据输入回路分析已知， I_B 是在 I_{B1} 至 I_{B2} 之间变化，在输出特性族中找到 I_{B1} 、 I_{B2} 对应的两条输出特性曲线，它们与直流负载线的交点分别为 Q_2 与 Q_1 。当 I_B 在 I_{B1} 和 I_{B2} 之间变化时， I_C 、 U_{CE} 将沿着负载线 MN 在 Q_2 与 Q_1 之间作相应的变化。 I_B 增大时， U_{CE} 减小，Q 点向 Q_1 点运动； I_B 减小时， U_{CE} 增大，Q 点向 Q_2 点运动。根据 Q 点的变化规律投影到纵轴可得 I_C 的变化曲线，绘于图 1-26(b) 的左侧，其数学表达式为

$$I_C = I_{CQ} + I_{Cs}\sin\omega t \quad (1-18)$$

上式表明集电极的总电流 I_C 分为二项，即静态工作点 I_{CQ} 与交流分量 $i_C = I_{Cs}\sin\omega t$ 。

同样，将 Q 点的变化顺序投影于横轴，则可得到集电极电压 U_{CE} 的变化规律，绘在图 1-26(b) 的下方，其时间轴 t 垂直向下， U_{CE} 轴与特性曲线的 U_{CE} 轴平行。 U_{CE} 的数学表达式为

$$U_{CE} = U_{CEQ} - U_{CEs}\sin\omega t \quad (1-19)$$

式中第一项为静态工作点 U_{CEQ} ，第二项为交流分量，它可以通过电容 C_2 从 p、e 两点输出，其输出电压为 u_o 。

$$u_o = -U_{CEs}\sin\omega t \quad (1-20)$$

从图 1-26 上可见，当输入电压 u_i 在正半周时，基极电压 U_B 在 0.7V 的基础上略有增高，基极电流增大，集电极电流也随之增大，使集电极电阻 R_C 上的压降 $I_C R_C$ 增大，导致集电极电压 U_{CE} 减小。这一过程可用符号简单表示为

$$U_B \uparrow \rightarrow I_B \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow I_C R_C \uparrow \rightarrow U_{CE} \downarrow$$

其中箭头 \uparrow —— 表示增加（或增大）

\downarrow —— 表示下降（或减小）

→——表示引起（或导致）

反之，当基极电压下降时， U_{ce} 反而增大，集电极电压与基极电压的变化总是相反的，即位相差等于 180° 。(1-19) 式和 (1-20) 式中的负号表示输出电压与输入电压位相相反。

从上述讨论可知：

① 当输入交流信号电压 u_i 加到放大器的输入端后，晶体管基极和集电极的电压、电流都是由两部分叠加而成：一部分是静态直流分量 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{BQ} 、 U_{CQ} 另一部分是输入交流信号后引起的交流分量 i_b 、 i_c 、 u_{be} 、 u_{ce} 、 u_o 。由图 1-26 易见， $u_o > u_i$ ，输入信号 u_i 通过放大器后被放大了。

② 输出电压 u_o 与输入电压 u_i 在位相上相差 180° ，说明共发射极放大器具有“倒相”作用。

2. 交流通路和交流负载线 前面分析放大电路时，输出端都没有接负载，相当于在图 1-27(a) 中开关 K 断开的情况。实际上，放大器总是带有负载的，如带下一级放大器，也可能带一个表头或喇叭、记录器等等。对于低频交流信号，这些负载可以简单地用一个负载电阻 R_L 进行模拟。放大器带负载时，相当于图 1-27(a) 中开关 K 闭合。

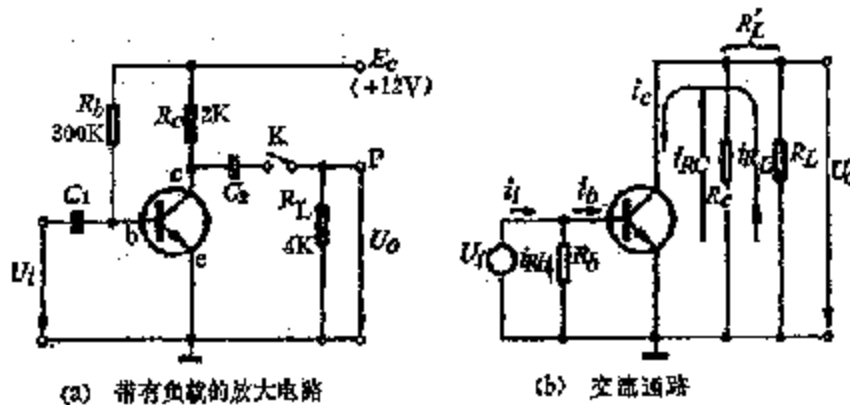


图 1-27 带有负载的放大器

由于电容器 C_1 具有隔直作用，因此接入负载 R_L 对放大电路的静态工作点和直流负载线都毫无影响。集电极电流 i_c 中的直流成分 I_{CQ} 不能通过负载 R_L ，但其交流成分 i_c 除了通过 R_c 和 E_c 构成的支路外，还通过由 C_2 和 R_L 组成的支路。对于交流成分， C_1 和 C_2 可视为短路，电源 E_c 的内阻很小，也可视为短路。如果忽略 C_1 和 C_2 的容抗、电源的内阻，我们可以画出如图 1-27(b) 所示的交流成分流通的路径，即交流通路。

由交流通路可以清楚地看到，电阻 R_c 与 R_L 是并联的，其等效电阻用 R_L' 表示。输出电压 u_o 实际上作用于 R_L ， R_L' 就是放大器交流通路的等效负载，简称交流负载，其值为

$$R_L' = R_c // R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} \quad (1-21)$$

用图 1-27(a) 中的电路参数代入得

$$R_L = -\frac{2 \times 4}{2 + 4} \approx 1.33 \text{ k}\Omega$$

有交流输入时，反映输出回路中总的电压与电流关系的图线称为交流负载线(alternating current load line)。由于 u_i 接近零时，总电压和总电流的瞬时值都应接近静态值，所以交流负载线应当通过直流负载线上的静态工作点 Q 。总电压和总电流的瞬时值由静态值和交流分量叠加而成，即：

$$U_{ce} = U_{ceQ} + u_{ce}, \quad I_c = I_{cQ} + i_c \quad (1-22)$$

由于交流负载电阻是 R_L ，所以交流负载线的斜率应为：

$$\text{tg}\alpha' = \frac{1}{R_L} \quad (1-23)$$

这就是说，交流负载线是一条通过直流负载线上静态工作点 Q ，斜率为 $\text{tg}\alpha'$ 的直线，如图 1-28 所示

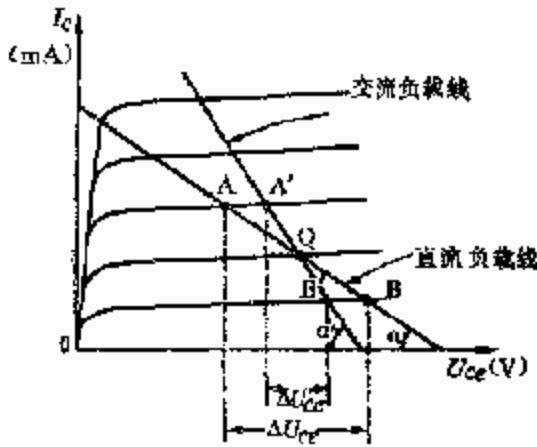


图 1-28 交流负载线

比较放大器的直流负载线与交流负载线可知：

(1) 根据电阻并联的规律知道 $R_L < R_c$ ，应有 $\text{tg}\alpha' > \text{tg}\alpha$ ，故交流负载线比直流负载线陡。

(2) 从图 1-28 上看到，接入负载后，输出回路中电压变化的线性范围由 AB 缩小到 $A'B'$ ，即输出电压变化量由 ΔU_{ce} 减小到 $\Delta U'_{ce}$ 。可见带负载后，输出交流信号电压 u_o 要减小。

(3) 在外接负载电阻 R_L 远大于 R_c 的情况下， $R_L \approx R_c$ ，此时交流负载线与直流负载线基本重合。因而可依据直流负载线画输出交流波形。

四、电压放大倍数

放大器的放大对象是变化量。放大能力用电压的放大倍数来描述。电压放大倍数是指在不失真的条件下，输出电压的变化量与输入电压的变化量的比值，即

$$K = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i}$$

式中 ΔU_o 是输出电压的变化量， ΔU_i 是输入电压的变化量。对于正弦波信号来说，电压的变化量是它的幅度的两倍（峰-峰值），所以

$$K = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = \frac{2U_{om}}{2U_{im}} = \frac{U_{om}}{U_{im}}$$

式中 U_{om} 是输出电压的幅值， U_{im} 是输入电压的幅值。例如在图 1-26 中

$$U_{i_{ac}} = \frac{1}{2}(0.75 - 0.65) = 0.05 \text{ V}$$

$$U_{o_{ac}} = \frac{1}{2}(8 - 4) = 2 \text{ V}$$

所以

$$K = \frac{U_{o_{ac}}}{U_{i_{ac}}} = \frac{2}{0.05} = 40$$

即电压放大了 40 倍。

对于在线性范围内的小信号,放大器的电压放大倍数也可以根据电路参数计算出来。由图 1-27(b) 交流通路可以看出

$$u_o = i_e r_{be} \quad (1-24)$$

式中 u_i 是输入电压, r_{be} 是晶体管的输入电阻, 见 (1-8) 式。如果忽略 u_{be} 对 i_b 的影响, 我们有:

$$i_e = \beta i_b \quad (1-25)$$

$$u_o = -i_e R_c \quad (1-26)$$

最后这一公式表示未接负载电阻 R_L 时的输出电压的值。这时共发射极放大器的电压放大倍数为

$$K_o = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = -\frac{i_e R_c}{i_b r_{be}} = -\beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (1-27)$$

式中负号表示交流信号的输出电压与输入电压的位相相反。我们有时也略去这个负号。

当放大器带负载后, 其输出电压为:

$$u_o = -i_e R'_L \quad (1-28)$$

电压放大倍数成为

$$K = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (1-29)$$

式中 R'_L 由 (1-21) 式给出, 代入后得到

$$K = K_o \frac{R_c}{R_c + R_L} \quad (1-30)$$

由此可见, 单管共发射极放大电路在外接负载 R_L 后, 其电压放大倍数将下降。从图 1-28 中 $\Delta U'_{o_{ac}} < \Delta U_{o_{ac}}$ 可以直观地得出这个结论。

五、放大器工作点的选择

1. 非线性失真 正确地选择静态工作点是放大器能正常工作的保证。若静态工作点选择不合适, 放大器输出的波形就不能真实地反映输入的波形, 这叫放大器的非线性

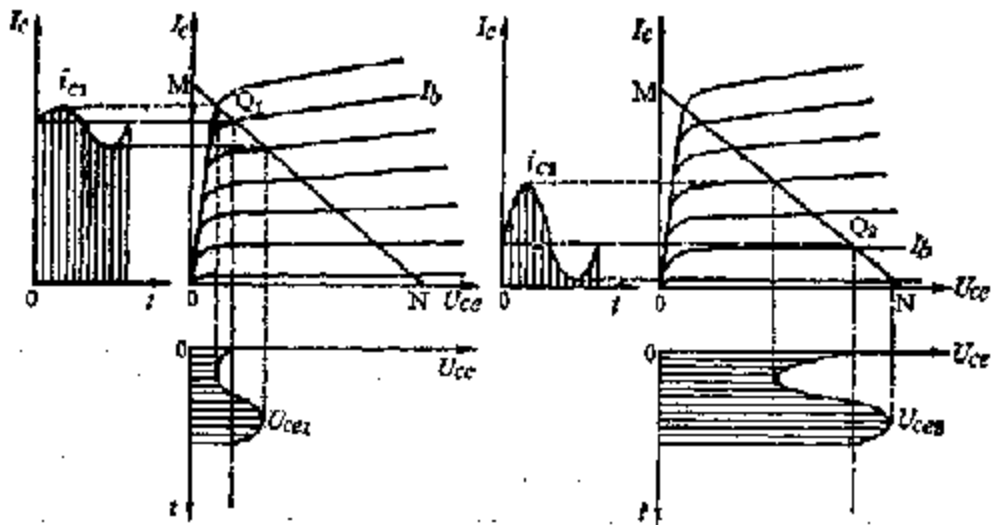


图 1-29 工作点不合适引起的非线性失真

失真 (non-linear distortion)。图 1-29 显示了非线性失真的两种情况。当工作点选在 Q_1 点，即 I_B 偏大，使工作点 Q_1 接近饱和区。这样会使集电极电流 I_{c1} 和集电极电压 U_{ce1} 的波形有一部分因进入饱和区，被削成了平顶，造成了失真，这种失真称为饱和失真。当工作点选在 Q_2 点，即 I_B 太小，工作点接近截止区。这样会使 I_{c2} 和 U_{ce2} 的波形有一部分因进入截止区，被削成平顶，造成失真。这种失真称为截止失真。

以上两种失真都是由于静态工作点选择不合适，使信号进入特性曲线的非线性区所引起的，故称为非线性失真。因此应选择一个合适的静态工作点，使放大器在尽可能大的线性区工作。

2. 电路参数对工作点的影响 影响静态工作点的因素很多，在图 1-23 所示的电路中， R_b 、 E_c 及 R_L 均可对 Q 点的位置产生影响。

(1) R_L 的影响：当电源电压 E_c 和基极偏流电阻 R_b 一定，即偏流 I_B 一定时， I_B 所对应的输出特性曲线就确定了。但不同的直流负载电阻 R_L 对应的负载线的斜率不同，与输出特性曲线的交点，即静态工作点就不同。图 1-30(a) 显示了不同斜率的负载线与特性曲线相交时所得不同的静态工作点的情况。当 $R_{L2} > R_{L1} > R_c$ 时，对应的静态工作点分别为 Q_2 、 Q_1 和 Q 。由此可知， R_L 增大时，工作点将左移，当移到 Q_2 点时，放大器将产生严重的饱和失真。

(2) 电源 E_c 的影响：在 R_b 和 I_B 一定的条件下，电源电压 E_c 的改变将引起负载线平行移动。 E_c 减小，负载线左移，反之则右移。这是因为负载线的斜率仅由 R_L 决定，与 E_c 无关。负载线移动的结果，会引起工作点相应的移动。图 1-30(b) 显示的就是这种情况。 $E_{c2} > E_{c1} > E_{c2}$ ，负载线向左移动，工作点由 Q 向 Q_1 及 Q_2 点移动，当移到 Q_2 点时，放大器会产生严重的饱和失真。

(3) 偏流电阻 R_b 的影响：在电源电压 E_c 及直流负载电阻 R_L 一定的条件下，负载线不变。当 R_b 变化时， I_B 亦随之变化，静态的输出特性曲线将改变，从而引起工

工作点的改变。图 1-30 (c) 显示了这种影响, 当 R_b 增大, 使偏流 I_b 减小为 I_{b1} 或 I_{b2} 时, 静态工作点将下移到 Q_1 点或 Q_2 点, 当移到 Q_2 点时, 放大器将产生截止失真。反之, 当 R_b 减小导致 I_b 增大到 I_{b3} , 工作点上移到 Q_3 时, 放大器将产生饱和失真。

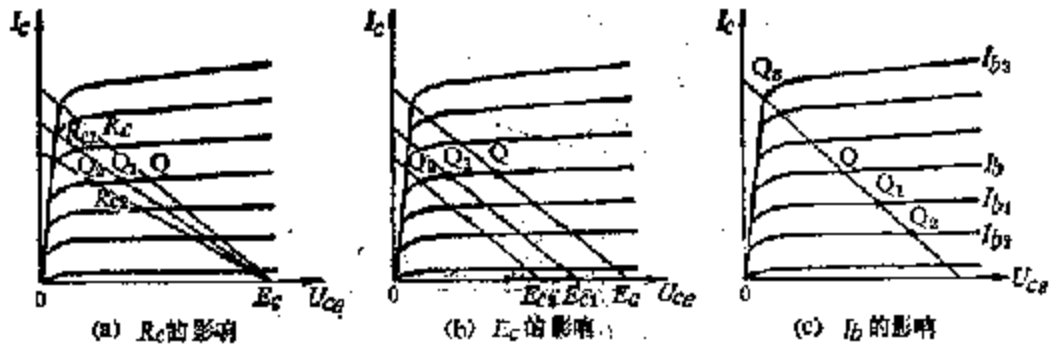


图 1-30 电路参数对工作点的影响

3. 工作点的选择 由上述讨论可知, 静态工作点的选择是很重要的, 选择不恰当将引起放大器工作的非线性失真。要避免非线性失真, 静态工作点应当选择在特性曲线的线性最好的区域, 使信号变化范围始终处于线性放大区。

当选定了某一晶体管时, 其特性曲线就确定了。根据电子仪器的整体要求, 确定电源电压 E_c 。 E_c 较大时可有较大的线性工作范围, 但不能超过晶体管的极限参数 BV_{CEO} 。直流负载线由 E_c 和 R_c 确定, 选择 R_c 时, 应使负载线穿过尽可能大的线性区, 静态工作点在负载线上的位置, 主要由输入回路 (亦称偏置电路) 来决定, 改变偏置电阻 R_b , 就能改变 I_{bQ} 、 I_{cQ} 。一旦确定, 工作点 Q 就确定了。它是 I_{bQ} 对应的那条输出特性曲线与负载线的交点。通常静态工作点选在负载线的中间位置或稍低一些, 相应的静态值 U_{ceQ} 大约是 E_c 的一半或略小一些。实际工作点, 由于晶体管特性的分散性, 偏置电阻 R_b 只能大致确定, 通常用可调电阻, 以便调节 I_{bQ} , 获得最好的工作点。

对于小信号工作的放大器, 由于交流信号幅度很小, 非线性失真是比较容易解决的。通常将静态工作点选择得低一些。一般 I_{bQ} 约在 $0.2 \sim 2 \text{mA}$ 左右。这样, 既可减少直流电源的能量消耗, 又可减少晶体管的噪声。对于较大的信号, 除要注意非线性失真外, 还要注意管子的极限参数 I_{CM} 和 P_{CM} 。

【例题 1-2】 在图 1-24 (a) 所示的电路中, 如果接上负载电阻 $R_L = 750 \Omega$, 画出该电路的交流负载线。试问该电路在信号波形不失真的条件下, 所获得的输出电压幅值是多少? 电路的参数与例题 1-1 相同。

解: 首先求等效负载电阻 R'_L

$$R'_L = \frac{R_L \cdot R_c}{R_c + R_L} = \frac{750 \cdot 1000}{1000 + 750} = 375 \Omega = 0.375 \text{k}\Omega$$

根据

$$I_{BQ} \alpha' = \frac{1}{R'_L} = \frac{1}{0.375} = 2.617$$

查三角函数表 $\alpha' = 69.5^\circ$

在图 1-24(b) 上, 经 Q 点画一条与横轴夹角为 49.6° 的直线, 这就是交流负载线。如图 1-31 所示。

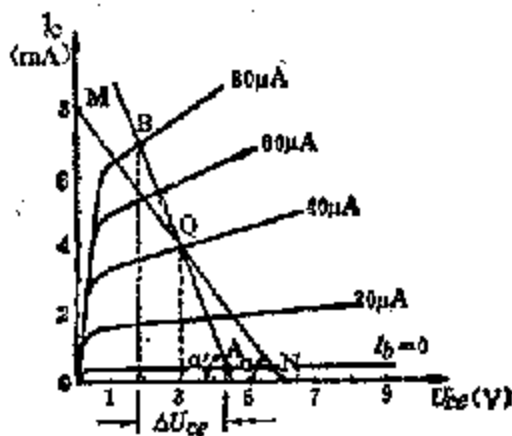


图 1-31 例题 1-8 附图

由图 1-31 可见, 当 I_b 以 $40\mu\text{A}$ 为基点, 变化幅值为 $40\mu\text{A}$ 时, 在交流负载线上可找到放大器在 AB 段间工作, A 点对应的 U_{ce} 为 4.4V , B 点对应的 U_{ce} 值为 2V , 故输出信号电压的幅值为:

$$U_{om} = \frac{4.4 - 2}{2} = 1.2\text{V}$$

从图上可以看出, 由于 AQ 段不完全等于 QN 段的长度, 所以输出信号波形的正、负半周不完全对称, 有些失真。若输入信号减小一些, 失真情况将会改善。

六、工作点的稳定

晶体管的特性与参数受温度的影响较大。其影响主要表现在:

当 I_c 不变时, 随着温度的升高, 发射结的正向电压 U_{be} 将减小。温度每升高 1°C , U_{be} 约减小 2.5mV , 即 U_{be} 随温度的变化率约为 $-2.5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。从输入特性曲线上看, 温度升高, 特性曲线左移, 反之则右移。如图 1-32(a) 所示。由图易见, 当 U_{be} 不变时, 温度升高将使 I_b 增加。

当温度升高时, 集电极反向饱和电流 I_{cbo} 将增大, 大约温度每升高 10°C , I_{cbo} 将增加一倍。对于共发射极接法, I_{cbo} 的增大, 会引起穿透电流 I_{ce0} 的增大, 加之 I_b 的增大, 从而引起输出特性曲线的上移。如图 1-32(b) 所示。

由于环境温度的变化, 晶体管的特性曲线发生变化, 使原来设置好的工作点发生偏移。如在图 1-32(b) 中, $I_{b0} = 40\mu\text{A}$ 时所对应的工作点 Q, 在环境温度升高时将移到 Q_1 点, 严重时会使原来工作良好的放大器产生非线性失真。因此必须采取措施, 提高放大器对温度的稳定性, 减少工作点的漂移。

图 1-33 是交流放大器中最常用的一种稳定工作点的基本电路, 叫分压式偏置电路。

电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 构成偏置电路。在图中的节点 B, 由基尔霍夫节点电流定律可得到

$$I_{b1} = I_b + I_{b2}$$

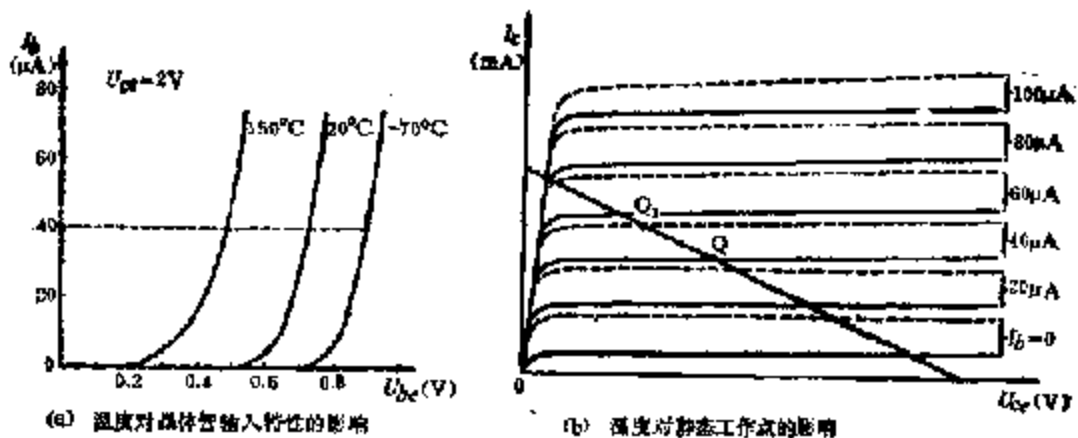


图 1-32 温度对放大器工作的影响

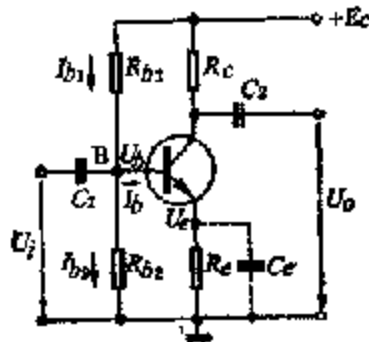


图 1-33 分压式偏置电路

当 $I_{b2} \gg I_b$ 时, 电流 I_{b1} 和 I_{b2} 几乎不受基极电流变化的影响, 于是得到

$$I_{b1} \approx I_{b2} = \frac{E_b}{R_{b1} + R_{b2}}$$

R_{b2} 上的压降为

$$U_{b2} = I_{b2} R_{b2} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot E_b$$

上式表明, 当满足 $I_{b2} \gg I_b$ 条件时, 基极电势 U_b 近似地由电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 的分压比 $\frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$ 及电源 E_b 决定, 与 I_b 无关, 因此基极电势将不随温度改变而变化。

在 U_b 稳定后, 放大电路工作点的稳定是靠串联在发射极电路中的电阻 R_e 来实现的。根据图 1-33, 由基尔霍夫电压回路定律可以得到

$$U_b = U_{be} + U_e$$

或

$$U_{be} = U_b - U_e$$

即基极偏压 U_{be} 是电阻 R_{b2} 和 R_e 上的压降之差。

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta} = \frac{1\text{mA}}{50} = 20\mu\text{A}$$

取 $I_{B2} = 5I_{B1} = 5 \times 20 = 100\mu\text{A}$, 故

$$R_{B2} = \frac{U_{B2} + U_{BE}}{I_{B2}} \approx \frac{I_{E2} R_{E2}}{I_{B2}} = \frac{1 \times 10^{-3} \times 3 \times 10^3}{100 \times 10^{-6}} = 30\text{k}\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{E_c - I_{B2} R_{B2}}{I_{B2} + I_{B1}} = \frac{12 - 100 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^3}{100 \times 10^{-6} + 20 \times 10^{-6}} = 75\text{k}\Omega$$

这样得到的偏置电阻值与 β 的精确值无关, 只要 β 值在 30 以上, 这样计算的偏置电阻均可适用。

3) 根据工作点选在负载线中点附近的原理, 取 $U_{CE} = 7.6\text{V}$, 可求 R_c

$$R_c = \frac{E_c - U_{CE}}{I_{E1}} = \frac{12 - 7.6}{1 \times 10^{-3}} = 4.4\text{k}\Omega$$

实际采用 $4.7\text{k}\Omega$ 即可。 U_{CE} 若取其它值时, R_c 值将不同, 但不应使放大器产生非线性失真。

4) 确定旁路电容 C_e

设信号频率范围为 $20 \sim 200\text{kHz}$, 将 $f = 20\text{Hz}$ 代入 (1-31) 式

$$C_e = \frac{10}{2\pi f R_e} = 26.5\mu\text{F}$$

实际采用 $30\mu\text{F}$ 。

5) C_1 和 C_2 的确定 若在上述频率范围内, $C_1 = C_2 = 50\mu\text{F}$ 就可以了。

由于电容器都有一定的耐压要求, 在放大电路中, 耐压值一般应大于电源电压值, 故 C_1 、 C_2 及 C_e 均取 15V 。

七、放大器的输入阻抗和输出阻抗

1. 输入阻抗 放大器的输入端总是要从信号源或前一级放大器取得信号电压和电流的。当信号源连接到输入端后, 放大器成为信号源的负载, 这个负载的阻抗就是放大器本身的输入阻抗 (input impedance)。对于低频交流信号, 输入阻抗是纯电阻性的, 所以也称为输入电阻 (input resistance)。

放大器的输入电阻 r_i , 规定为输入信号电压 u_i 与信号电流 i_i 的比值

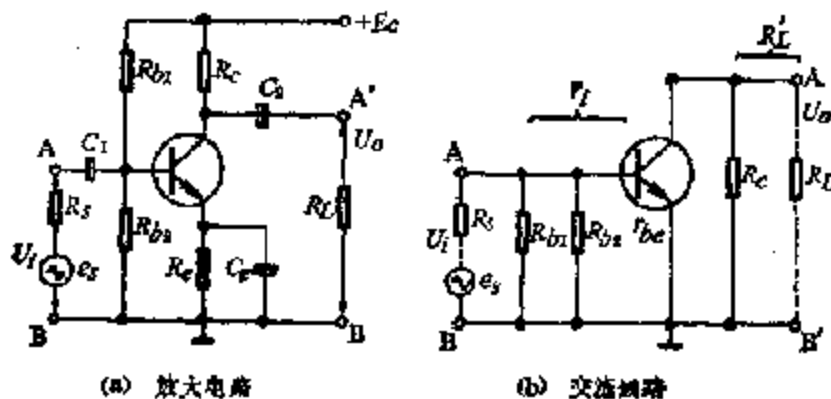


图 1-34 有信号输入时的放大器

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} \quad (1-32)$$

r_i 就是从放大器输入端看进去的等效电阻。图 1-34(a) 所示的放大器的输入电阻, 可向它的交流通路图 1-35(b) 得出, 其值是 R_{b1} 、 R_{b2} 与 r_{be} 三者的并联值, 即

$$r_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be}$$

实际电路中, $R_{b1} \gg r_{be}$, $R_{b2} \gg r_{be}$, 因此

$$r_i \approx r_{be} \quad (1-33)$$

即放大器的输入电阻与晶体管的输入电阻 r_{be} 近似相等。对于小功率低频管, r_{be} 可用 (1-9) 式计算, 其值大约为 $1k\Omega$ 。

如果信号源的电动势为 e_s 、内阻为 R_s , 则信号源供给放大器的信号电压为

$$u_i = e_s \frac{r_i}{R_s + r_i} \quad (1-34)$$

由上式可知, r_i 愈大, 放大器从信号源提取的信号电压 u_i 愈大, 反之则小, 因此放大器的输入电阻越大越好, 这对生物电信号的提取有着特殊的意义。例如人体标准心电信号幅值为 $1mV$, 若某人人体阻抗 $R_s = 100k\Omega$, 放大器的输入电阻 $r_i = 1k\Omega$, 则实际输入放大器的信号仅为 $10\mu V$! 若能提高 r_i , 则可取得较大的输入信号 u_i 。

2. 输出阻抗 放大器的负载电阻 R_L 减小时, 输出电流将增大, 输出电压则将减小。放大器的输出阻抗 (output impedance) 规定为, 当输入信号不变、负载电阻改变时, 输出电压改变量 Δu_o 与输出电流改变量 Δi_o 的比值, 即:

$$r_o = \frac{\Delta u_o}{\Delta i_o} \quad (1-35)$$

对于低频交流信号, 输出阻抗是纯电阻性的, 所以也称为输出电阻 (output resistance)。

晶体三极管在放大区中工作时, 集电极电流由基极电流控制, 集射电压的影响可以忽略。对于交流分量, 在图 1-34(b) 的交流通路中, 负载电阻 R_L 与集电极电阻 R_c 并联, 它们的电流之和就是集电极电流, 基本上不受输出电压的影响。当负载电阻 R_L 减小, 输出电流增加 Δi_o 时, 集电极电阻 R_c 上的电流就减少 Δi_o 。因此, R_c 上的压降随之减少 $R_c \Delta i_o$, 这也就是输出电压减少的量 Δu_o , 代入 (1-35) 式立即得到:

$$r_o = R_c \quad (1-36)$$

这就是说, 晶体三极管共发射极放大器的输出电阻 r_o 等于集电极电阻 R_c 。

我们知道具有内阻的普通电源 (如电池) 向外界输出电流时, 输出电压也是随着输出电流的增大而减小。这时内阻 r 与负载电阻 R 串联, 它们的压降之和是恒定的。当负载电阻减小, 输出电流增加 Δi_o 时, 内阻上的压降随之增加 $r \Delta i_o$, 这也就是输出电压减少的量 Δu_o 。因此, 普通电源的输出电阻就是它的内阻 r 。

这两种情况极为相似。在电子学中, 我们把提供恒定电压的电源称为电压源 (voltage source), 它的内阻与负载串联, 一部分电压损失在内阻上; 另一类提供恒定电

流的电源称为电流源 (current source), 它的内阻与负载并联, 一部分电流损失在内阻上, 图 1-35 是这两类电源的基本电路, r 是内阻, R 是负载电阻。对于电压源, 空载输出电压是 E_s 。有负载时, 在串联电阻上产生的输出电压为:

$$U_s = E_s \cdot \frac{R}{r+R} \quad (a)$$

对于电流源, 空载时全部电流 I_s 通过 r , 故空载输出电压为 rI_s 。有负载时, I_s 在并联电阻上产生的输出电压为:

$$U_s = I_s \cdot \frac{rR}{r+R} \quad (b)$$

如果电压源和电流源的内阻 r 相同, 而且空载输出电压相同, 即:

$$E_s = rI_s \quad (c)$$

则方程式 (a) 和 (b) 就变得完全相同, 即这两种电源的外部特性完全相同。这就是电压源和电流源的等效原理, 它既适用于直流电源, 也适用于交流电源。

应当说明, 电压源与电流源的内部情况是完全不同的, 电压源内阻上通过的电流与负载电流相同, 电流源内阻上的电压与负载电压相同。在负载开路时, 电压源的内阻上没有电流, 而电流源的内阻上则通过全部电流 I_s 。在负载短路时, 电压源的内阻上通过最大电流 E_s/r , 并且承受全部电压, 电流源的内阻上没有电流, 也没有电压。

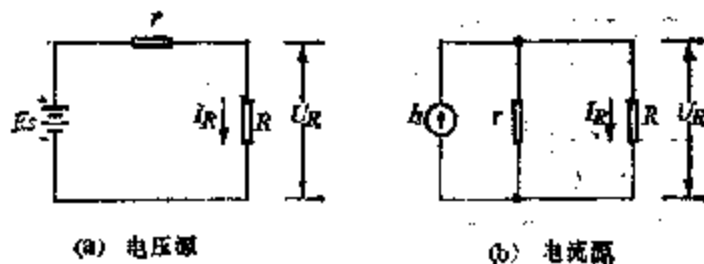


图 1-35 电压源和电流源的等效原理

前面的 (1-28) 式可写成,

$$u_o = (-i_s) \frac{R_o R_L}{R_o + R_L} = (-i_s R_o) \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad (1-37)$$

上式表明放大器的输出回路既可看成是电流源 $-i_s$, 输出电阻 R_o 与负载电阻 R_L 并联, 也可看成是电压源 $(-i_s R_o)$, 输出电阻 R_o 与负载电阻 R_L 串联。当然, 这个电路的内部情况, 实际是一个电流源。在第二章的电压负反馈放大器中, 空载输出电压基本上与输出阻抗无关, 这时把输出回路看成电压源, 输出阻抗看成是与负载串联就更为恰当了。显然, 当放大器的空载放大倍数与输出阻抗无关时, 输出阻抗愈小, 则输出电压受输出电流的影响愈小, 带负载能力就愈强。在共发射极单级放大器中, 由于空载放大倍数与输出电阻 R_o 成正比, 所以 R_o 不能取得很小, 通常为数千欧。这种电路的带负载能力不强, 这是它的一个缺点。

八、频率特性、通频带

放大倍数与频率的关系称为放大器的**频率特性** (frequency response)。为了方便, 前面讨论放大器时, 都是用单一频率的正弦信号做例子。实际上, 我们要放大的各种信号往往都不是单一频率的正弦信号, 而是由许多不同频率的正弦信号组成的复杂信号。对于不同的频率的信号, 放大倍数是不同的。我们把实验测量的放大倍数 K 和信号频率 f 之间的关系画成曲线, 如图 1-36 所示。从曲线可见, 在中频段放大倍数较大, 其大小和频率无关, 此时的放大倍数记作 K_0 。频率低于或高于这个区域时, 放大倍数要下降, 当 K 下降到 K_0 值的 70%, 即 $K_0/\sqrt{2}$ 时, 所对应的低频端称为下限频率 f_L , 对应的高频端称为上限频率 f_H 。在 f_L 和 f_H 间的整个频率范围, 称为**通频带** (frequency band), $\Delta f = f_H - f_L$ 称为**频带宽度**, 简称**频宽**。如果输入信号所含的频率成分超出了放大器的通频带, 各个频率成分幅值的比例关系和位相关系就会改变, 输出波形将产生失真。放大器对不同频率信号放大倍数不同而引起幅值比例的改变所造成的失真, 称为**幅频失真** (amplitude-frequency distortion)。放大器对不同频率的信号产生不同的相移而引起的失真, 称为**相频失真** (phase-frequency distortion)。这两种失真都称为**频率失真**。对于低频放大器, 相频失真可不必考虑。幅频失真则不可忽视, 这就要求放大器的通频带不小于信号所包含的频率范围。

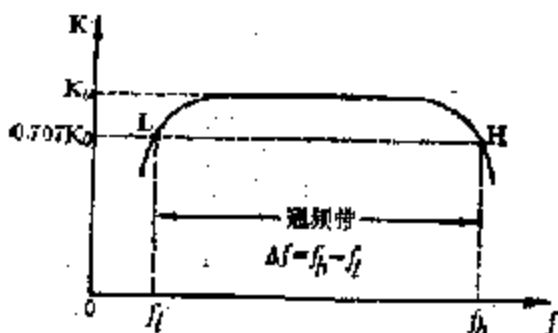


图 1-36 幅频特性

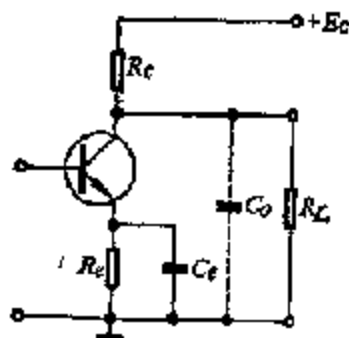


图 1-37 放大器输出端的等效电容

引起频率失真的原因, 在低频段主要是电路中的电容器。对于图 1-27 所示的放大电路, 耦合电容 C_1 、 C_2 在低频时, 其容抗 $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$ 增大, 输入信号 u_i 通过 C_1 、输出信号 u_o 通过 C_2 时, 都会引起衰减, 使放大倍数下降, 且频率愈低, 下降愈多。对于图 1-33 所示的电路, 除 C_1 、 C_2 的影响外, 还有旁路电容 C_E 的影响。在低频段, C_E 的容抗增大, 对交流信号不能视为短路, 造成放大倍数的下降。这个问题将在第二章“负反馈”中讨论。

在高频段, 放大倍数降低的原因有两方面: 一是晶体管的参数 β 在频率升高时要下降, 见 (1-8) 式。二是在电路存在着晶体管的集电结电容、发射结电容、电路连线间的分布电容等, 这些电容可用一个并联在输出端的等效电容 C_0 来代替, 如图 1-37 所示。 C_0 的值很小, 在低频时, 容抗很大, 对放大倍数的影响可忽略。但在高频时, 容抗减小, 从而使 $(X_{C_0} // R_L) < R_L$, 导致放大倍数的下降。

第四节 阻容耦合多级放大器

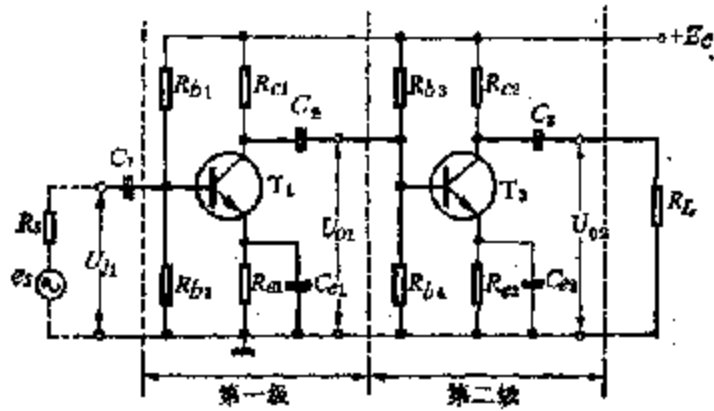
单级放大器的放大倍数是有限的，一般只有几十，实用中常感不够，需把数个单级放大器串联起来，组成多级放大器，如图 1-38 所示。各级放大器之间的连接称为耦合。耦合的方式有阻容耦合、变压器耦合和直接耦合三种。阻容耦合是级与级间通过电容和电阻进行耦合，记作 RC 耦合。变压器耦合是级与级间通过变压器进行耦合。直接耦合是级与级间直接连接。后两种耦合方式将在第二章讨论，这里只讨论阻容耦合多级放大器，这是电压放大器中最常见的耦合形式。

图 1-29(a) 是一个由两级分压式偏置电路通过阻容耦合组成的放大器。其中 C_1 、 C_2 、 C_3 为耦合电容，其作用有二：一是把前一级交流信号送到后一级，二是隔断直流电压，使前后两级的直流工作点互不影响，各级工作点可以独立设置和调试。

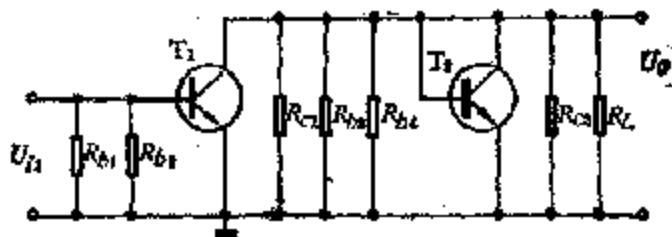
在多级放大器中，计算每一级放大倍数时，必须注意前后级之间的互相影响。即应把后级的输入电阻作为前级的负载，前级的输出作为后级的信号源。由图 1-38(b) 交流通路中可以看出，第二级的输入电阻为



图 1-38 多级放大器框图



(a) 电路



(b) 交流通路

图 1-39 阻容耦合多级放大器

$$r_{e2} = R_{b3} // R_{b4} // r_{be2} \approx r_{be2}$$

因此第一级放大器的总负载为

$$R'_{L1} = R_{c1} // r_{i2} = R_{c1} // R_{b3} // R_{b4} // r_{be2} \quad (1-38)$$

第一级放大器的电压放大倍数为

$$K_1 = -\frac{u_{e1}}{u_{e1}} = -\beta_1 \frac{R'_{L1}}{r_{be1}} \quad (1-39)$$

式中 β_1 是晶体管 T_1 的电流放大系数, r_{be1} 是晶体管 T_1 的输入电阻, R'_{L1} 是第一级的总负载。在计算第一级的放大倍数时, 已考虑了第二级对它的影响。第一级的输出电压 u_{e1} 是第二级的输入电压 u_{e2} , 即

$$u_{e2} = u_{e1} \quad (1-40)$$

第二级的电压放大倍数可得

$$K_2 = -\frac{u_{e2}}{u_{e2}} = -\beta_2 \frac{R'_{L2}}{r_{be2}} \quad (1-41)$$

式中 β_2 为晶体管 T_2 的电流放大系数, r_{be2} 为 T_2 的输入电阻, R'_{L2} 为第二级总负载, 其值为

$$R'_{L2} = R_{c2} // R_L = \frac{R_{c2} \cdot R_L}{R_{c2} + R_L} \quad (1-42)$$

由 (1-39)、(1-40)、(1-41) 各式, 可求出两级放大器的总的电压放大倍数

$$K = \frac{u_{e2}}{u_{e1}} = \frac{u_{e1}}{u_{e1}} \cdot \frac{u_{e2}}{u_{e2}} = K_1 \cdot K_2 \quad (1-43)$$

这个规律可以推广到更多级的放大器

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_n \quad (1-44)$$

式中 K 为 n 级放大器总的电压放大倍数, K_1, K_2, \dots 分别为各级的电压放大倍数。(1-44) 式表明, 总的电压放大倍数为各级电压放大倍数的连乘积。

【例题 1-3】已知电路如图 1-39(a) 所示。其中 $\beta_1 = \beta_2 = 80$, $r_{be1} = r_{be2} = 1\text{k}\Omega$, $R_{c1} = R_{c2} = 3.3\text{k}\Omega$, $R_{b1} = R_{b3} = 33\text{k}\Omega$, $R_{b2} = R_{b4} = 10\text{k}\Omega$, $R_L = 5.1\text{k}\Omega$ 。求总电压放大倍数 K 。

解 由 (1-38) 式求出第一级总负载

$$\begin{aligned} R'_{L1} &= R_{c1} // R_{b3} // R_{b4} // r_{be2} \\ &= 3.3 // 33 // 10 // 1 = 0.698\text{k}\Omega \end{aligned}$$

第一级电压放大倍数

$$K_1 = -\beta_1 \frac{R'_{L1}}{r_{be1}} = -80 \times \frac{0.698}{1} \approx -56 (\text{倍})$$

由 (1-42) 式求第二级等效负载

$$R'_{L2} = R_{c2} // R_L = \frac{R_{c2} \cdot R_L}{R_{c2} + R_L}$$

$$= \frac{5.1 \times 3.3}{5.1 + 3.3} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

第二级电压放大倍数

$$K_2 = -\beta_2 \frac{R'_{L2}}{r_{be2}} = -80 \times \frac{2}{1} = -160 \text{ (倍)}$$

故总电压放大倍数为

$$K = K_1 \cdot K_2 = (-56) \times (-160) = 8960 \text{ (倍)}$$

K 为正数, 说明输入信号经过两次倒相后, 输出电压与输入电压同相。

如果将 (1-39) 式、(1-41) 式代入 (1-43) 式, 总放大倍数 K 可写成

$$K = \beta_1 \beta_2 \left(\frac{R'_{L1}}{r_{be1}}, \frac{R'_{L2}}{r_{be2}} \right) \quad (1-45)$$

如果 r_{be2} 与 R_{e1} 、 R_{i2} 、 R_{L2} 相比甚小时

$$r_{be2} \ll (R_{e1} // R_{i2} // R_{L2})$$

则

$$R'_{L1} \approx r_{be2}$$

(1-45) 式可写为

$$K = \beta_1 \beta_2 \frac{R'_{L1}}{r_{be1}} = \beta_1 \beta_2 \frac{r_{be2}}{r_{be1}} \cdot \frac{R_{L2}}{R_{e1} + R_L} \quad (1-46)$$

(1-46) 式表明, 多级阻容耦合放大器的总电压放大倍数与各级晶体管的电流放大系数的连乘积成正比, 与各级等效负载电阻与晶体管输入电阻的比值的连乘积成正比。由于共发射极电路的输入电阻不大, 在多级共发射极放大器中, 每个前级的等效负载电阻都近似地等于后级的输入电阻, 即 $R'_{L1} \approx r_{be2}$, 因而总的电压放大倍数由 (1-46) 式决定。 K 值仅与各级晶体管的 β 值, 第一级输入电阻和末级输出电阻以及末级负载有关。第一级的输入电阻和末级的输出电阻就是整个多级放大器的输入电阻和输出电阻。

第五节 放大器的主要性能指标

表征放大器性能好坏的指标很多, 前二节中已有一些介绍, 本节中加以归纳补充如下。

1. 放大器的增益 表示放大器放大性能的参数, 除电压放大倍数 K 外, 还有电流放大倍数 K_i 和功率放大倍数 K_p , 它们的定义分别为

$$K_i = \frac{i_o}{i_i} \quad (1-47)$$

$$K_p = \frac{P_o}{P_i} \quad (1-48)$$

式中 i_i 、 P_i 分别表示输入电流和功率, i_o 、 P_o 分别表示输出电流和功率。由于电子设备的各种放大倍数往往较大, 计算不方便, 故常用它们的对数来表示, 称为增益 (gain)。功率增益的定义是

$$G_p = 10 \lg K_p (\text{dB}) \quad (1-49)$$

dB 称为分贝, 是增益的单位。由于在同一电阻上消耗的功率与电流 (或电压) 的有效值 I (或 U) 的平方成正比, 所以电流增益 G_i 和电压增益 G 分别为:

$$G_i = 10 \lg \frac{I_2}{I_1} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} = 20 \lg K_i (\text{dB}) \quad (1-50)$$

$$G = 10 \lg \frac{U_2^2}{U_1^2} = 20 \lg K (\text{dB}) \quad (1-51)$$

上述各式中, K_i 、 K_u 和 K 均取正值。分贝这个单位可用来表明信号在传输过程中放大或衰减的程度, 所以分贝也是一个传输单位。对于电压增益, $G > 0$ 时分贝数为正, 表明信号在传输过程中得到放大, 叫做增益。若 $G < 0$, 分贝数为负值, 表明信号在传输过程中被削弱, 叫做衰减。若 $G = 0$, 表明信号在传输过程中无变化。

2. 要有适当的通频带 上节频率特性这部分已详细地讨论了放大器应有适当的通频带, 否则将引起频率失真。放大器的通频带太窄, 会产生失真, 但不是越宽越好。通频带过宽, 一是会增加电路的复杂程度、工艺难度; 二是会把信号频率以外的干扰和噪声加以放大, 不但无益, 反而有害。实际上, 从人体上提取的生物电信号, 大多在低频段, 对这些信号, 放大器的通频带就应保证在低频段不产生失真。因此, 通频带要求适合信号的频谱。

需要指出, 对于多级放大器, 其通频带较单级放大器窄。设有二级放大器, 其幅频特性相同, 上限频率和下限频率均为 f_h 和 f_l , 在中频段的电压放大倍数分别为 K_{01} 和 K_{02} , 则两级放大器在中频段的总放大倍数 K_0 为

$$K_0 = K_{01} \cdot K_{02}$$

在 f_h 和 f_l 处, 总的电压放大倍数 K 为

$$\begin{aligned} K &= (0.707K_{01})(0.707K_{02}) \\ &= 0.5K_{01} \cdot K_{02} = 0.5K_0 \end{aligned}$$

这说明总的幅频特性在高低两端下降得更快了, 即通频带变窄了。

3. 失真要小 前面已介绍过非线性失真和频率失真, 这两种失真均应避免。

4. 输入阻抗和输出阻抗 由于在放大电路的输入和输出端, 除了电阻外, 还有电阻元件如电容器。因而用输入阻抗、输出阻抗才能更实际地反映电路情况。一个放大器总是希望有高输入阻抗, 才能从信号源 (或前级) 提取尽可能大的输入信号电压。同时又希望有低输出阻抗, 使放大器有较大的负载能力。对于多级放大器, 提高输入阻抗应在第一级, 降低输出阻抗则在最后一级。

5. 工作要稳定 尽可能做到不受环境温度变化等因素的影响。

6. 噪声要小 如图 1-40 所示, 将放大器输入端短路, 通过示波器可观察到输出端存在着非周期性的、无规律的变化电压, 称为噪声或干扰。噪声与干扰并无本质区别。噪声的来源有外部的和电子仪器内部的。人们常把外部引起的称为干扰。电子仪器内部产生的噪声又分为人为的和固有的两种。人为的亦称故障性的, 如整流电源滤波不良、

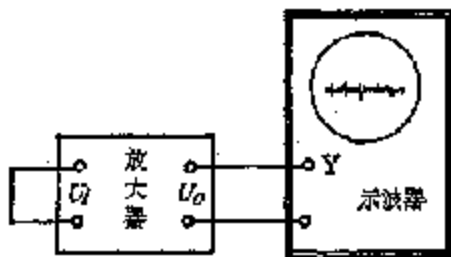


图 1-40 放大器的噪声

接地不合理等，它们原则上可以通过合理设计和正确调整予以消除。关于如何消除或抑制外部干扰和故障性干扰，将在第八章介绍。

电子仪器内部固有的噪声主要是由晶体管和电阻产生的。由于晶体管中载流子的产生、复合和扩散过程存在着随机性，不仅使每单位时间内注入发射结的载流子数有起伏，而且在基区中集电极电流与基极电流的分配比例也存在着起伏，引起集电极电流在某平均值上下作不规则的起伏变化，这就是晶体管的噪声。电阻器中载流子

和晶格的热运动都会产生噪声，当电阻器内部或表面层中有不稳定的电流通道时，噪声流更大。电容器中存在不稳定的漏电通道时也会产生噪声。晶体管的噪声较电阻器的噪声强。电容器的噪声远小于电阻的噪声，通常可以忽略。这些噪声都具有随机性。

当有信号输入放大器时，噪声通常是叠加在信号上。在放大信号的同时，噪声亦随之放大。噪声与信号的幅值或功率的比值有重要意义，例如对于 1mV 的心电信号，若噪声亦为 1mV ，则心电信号将被噪声淹没，无法分辨。若噪声仅为 $10\mu\text{V}$ ，则噪声可忽略。因此我们引入信号噪声比 (Signal-to-noise ratio) 简称信噪比 (SNR) 的概念，其定义为

$$SNR = \frac{\text{信号功率 } P_s}{\text{信号中含有的噪声功率 } P_n} \quad (1-52)$$

显然，SNR 越大越好。当 $SNR \gg 1$ 时，信号才不致于因噪声而难以识别。

放大器不但放大了信号源里包含的噪声，而且它本身还会产生一定的噪声，我们用噪声系数 NF 来表示放大器改变信噪比的情况，其定义为

$$NF = \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}} = \frac{P_{s1}/P_{n1}}{P_{s2}/P_{n2}} \quad (1-53)$$

式中 P_{s1} 是放大器输入信号功率， P_{n1} 是从信号源输入的噪声功率， P_{s2} 是输出信号的总功率， P_{n2} 是输出的总噪声功率。根据 (1-48) 式，信号的功率放大倍数为 $K_p = P_{s2}/P_{s1}$ ，故 (1-53) 式可改写为

$$NF = \frac{P_{n2}}{K_p \cdot P_{n1}} \quad (1-54)$$

式中 P_{n2}/P_{n1} 是噪声的功率放大倍数。上式表明 NF 是噪声功率放大倍数与信号功率放大倍数之比。 NF 愈小，放大器对微弱信号的实际放大能力愈强。在工程上，常用 NF 的对数来表示放大器改变信噪比的情况，其单位是分贝 (dB)，即

$$N_p = 10 \lg \frac{P_{n2}}{K_p \cdot P_{n1}} \text{ (dB)} \quad (1-55)$$

如果放大器是理想的，即它自身不产生任何噪声，而且它的通频带包括了信号和噪声的全部频谱，则 $NF = 1$ ， $N_p = 0$ 。实际放大器在工作时总会产生噪声，使 N_p 增大。噪

的频谱与信号的频谱通常总是不同的，噪声的频谱很宽。如果放大器的通频带大于信号的频带，将信号频带以外的噪声放大， N_e 将增大，输出信噪比将减小。放大器的频带应尽可能和信号频带一致，使噪声在信号频率以外的成分都被衰减， N_e 减少，输出信噪比增大。

放大器中的附加噪声主要来源是放大器的输入级，因为第一级的噪声将被以后各级放大，故应尽量减小第一级的噪声系数。在放大器中，晶体管是噪声的主要来源，所以放大器的第一级应选用具有低噪声系数的晶体管。一般低频管的噪声系数大，高频管的噪声系数小，在要求高输入阻抗的低噪声放大器中，可采用低噪声的场效应管。

第六节 场效应管放大器

场效应管 (field effect transistor) 是一种利用电场效应来控制电流的半导体器件。与晶体管比较，它具有输入阻抗高、噪声小、便于集成化以及受辐射和温度影响较小等优点，因此得到了广泛的应用。场效应管有结型和绝缘栅型两种类型。它们都是依靠半导体中的多数载流子来实现导电的器件，因此场效应管又称为单极型晶体管。下面分别介绍它们的结构和工作原理。

一、结型场效应管

图 1-41 是一种结型场效应管 (简称 JFET) 的结构示意图，它是在 N 型硅棒的两侧制成两个 P 型区域。P 型半导体和 N 型硅棒之间形成二个 PN 结，出现了二个耗尽区。这种类型的场效应管叫做 N 沟道场效应管。

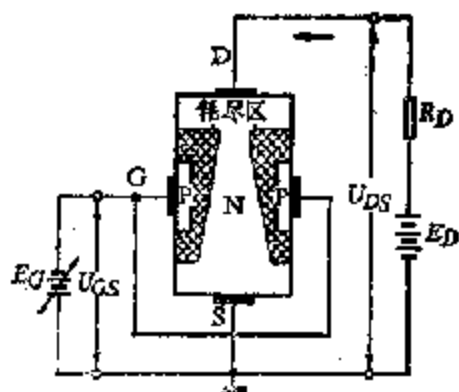


图 1-41 JFET 结构示意图

N 型硅棒的任意一端接电源 E_c 的负极，这一端叫做场效应管的源极 S，它的功用与晶体管的发射极相似。硅棒的另一端通过 R_D 接电源 E_c 的正极，这一端叫做漏极 D，它的功用与晶体管的集电极相似。在电源 E_c 的作用下，N 型硅棒中的电子由源极流向漏极，形成电流，称为漏极电流。图中 N 型硅棒两侧的 P 型区连接在一起，并与电源 E_c 的负极连接，场效应管的这一端叫做栅极 G。电源 E_c 的正极也与源极 S 连在一起，S 极是场效应管放大电路的公共端，这是场效应管放大电路的基本连接方式。栅极 G 的作用与晶体管基极相似。控制信号由栅-源极间输入，放大信号由漏-源极间输出。

同理，在 P 型硅棒两侧制成两个 N 型区域，就构成了 P 沟道场效应管。N 沟道与 P 沟道场效应管的符号如图 1-42 (a) 所示，N 沟道结型场效应管基本放大电路如图 1-42 (b) 所示。P 沟道结型场效应管基本电路与此相似，只是电源的极性相反，故不再画。

下面从场效应管内部载流子的运动规律出发，简单介绍场效应管的工作原理。由于栅极与源极之间加接反向电压，栅极与漏极之间反向电压就更大，自由电子不会由源极或漏极流向栅极，因此栅极电路中没有电流。这是场效应管与晶体管的一个重大区别。漏极和源极间加有电压，所以电子由源极出发经两个 PN 结之间的 N 型硅而达到漏极，

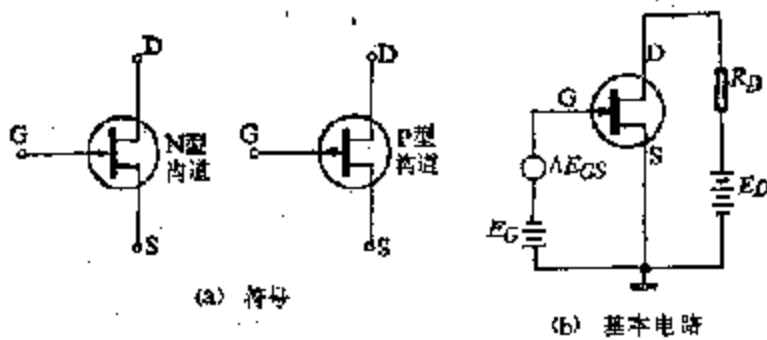


图 1-42 结型场效应管的符号和基本放大电路

形成漏极电流 I_D 。PN 结之间电子的道路，叫做导电沟道。这就是 N 沟道场效应管名称的由来。

漏极电流 I_D 的大小，在电源 E_D 和电阻 R_D 恒定的条件下，取决于 N 沟道的电阻值，该阻值又由沟道的横截面积和长度决定。所以只要设法改变沟道的横截面积和长度，就能控制漏极电流 I_D 的变化。

改变栅极电压 E_G ，可以改变导电沟道横截面积的大小。设漏-源极间的电压 U_{DS} 为一适当的恒定值，栅-源极间的电压（简称栅极电压） $U_{GS} = 0$ 。这时由于漏极为高电势，使靠近漏极的 PN 结处于反向偏置，即 $U_{GD} < 0$ ，而且愈靠近漏极，反向电压愈大，耗尽区亦愈厚。图 1-41 中的阴影区就代表耗尽区。此时两个耗尽区间的 N 型导电沟道的横截面积仍较大，沟道阻值较小，漏极电流 I_D 较大。当栅极电压 $U_{GS} < 0$ ，即栅极电势变负，这时 PN 结各处都处于反向偏置，且反向电压也较大，于是沟道截面积变小，沟道电阻增大，漏极电流 I_D 随之减小。如果 U_{GS} 继续变负，即 PN 结反向电压继续变大，当反向电压 U_{GD} 达到一个特定的总压值 U_p 时，N 沟道靠近漏极的一方，两个耗尽区加厚到刚好接触，如图 1-43 (a) 的 a 点所示。这种情况叫做预夹断。此时漏极和栅极间的电压称为夹断电压 U_p ($U_{GS} = U_p$)。从表面上看，这种情况似乎不会有电流，但实际上，这时在 a 点附近两个耗尽区的接合仍不完善，其间有一些缝隙。因而仍有电流流过， I_D 不等于零，只是很小。

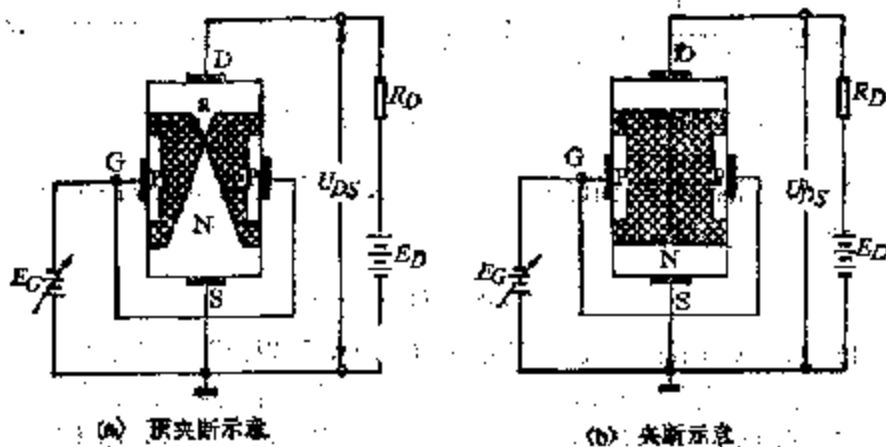


图 1-43 JFET 夹断情况

当 U_{GS} 进一步变负时,耗尽区更加变宽, a 点的下部逐步靠近。在栅-源间的反向电压 $|U_{GS}|$ 也等于或大于夹断电压 U_P 时,两个耗尽区就达到完全接合,称为夹断,如图1-43(b)所示,这时 I_D 减小到零。

由此可见,结型场效应管是靠栅-源极的电压变化 ΔU_{GS} 来改变导电沟道的电阻值,以达到控制漏极电流变化 ΔI_D 的目的。这是一种电压控制的器件。晶体管是通过改变基极电流的大小来控制集电极电流变化的,是一种电流控制元件。这是它们性能的基本区别。

下面介绍结型场效应管的特性。它的输入特性是栅极电压与栅极电流的关系,由于场效应管的栅极电流在反偏时基本等于零,这种特性没有实际意义。有意义的特性是在一定的漏极电压 U_{DS} 下,栅极电压 U_{GS} 和漏极电流 I_D 间的关系,即

$$I_D = f(U_{GS}) | U_{DS} = \text{常数}$$

它表示 U_{GS} 控制 I_D 的能力。这种关系称为转移特性 (transfer characteristic)。

场效应管用于放大时,一般都工作在预夹断以后的区域,即漏极附近的耗尽区相遇以后。我们只讨论预夹断后的转移特性。因此应令 $U_{DS} \geq |U_P|$,以保证 $U_{GS} = 0$ 时管子处于预夹断状态。然后再改变栅极电压,使 U_{GS} 逐渐改变到 U_P ,记下对应的 I_D 值,即可画出转移特性,如图1-44所示。图中 $U_{GS} = 0$ 时的漏极电流最大,用 I_{DSS} 表示。当 $U_{GS} < 0$ 后,整个耗尽区将加宽, I_D 减小,一直到 $U_{GS} = U_P$,沟道全部合拢, $I_D = 0$ 。当 U_{DS} 的大小改变时,转移特性曲线的位置也稍有移动,但 U_{DS} 较大时则不再改变。

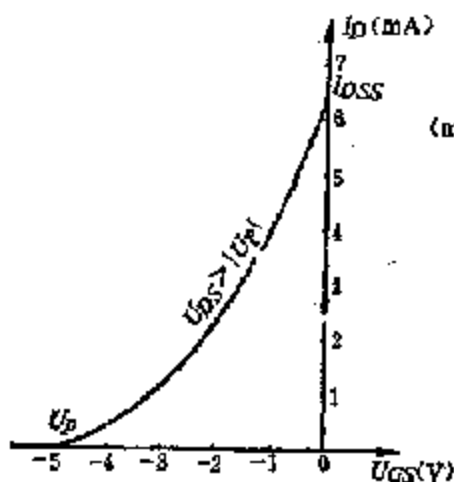


图 1-44 JFET 转移特性

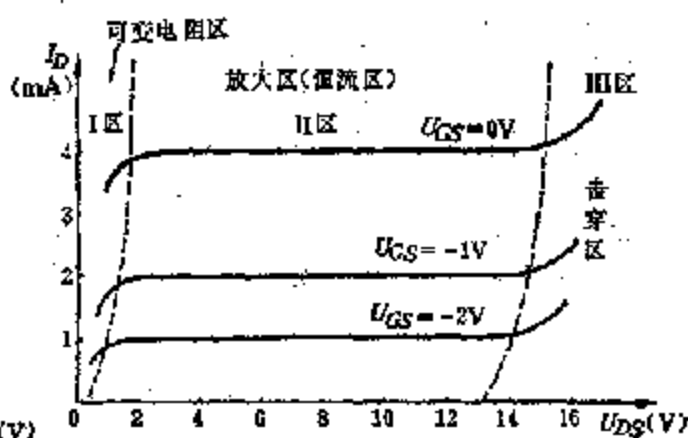


图 1-45 JFET 的漏极特性

场效应管的输出特性是表示在一定栅极电压 U_{GS} 下,漏极电压 U_{DS} 和漏极电流 I_D 的关系,因此也称漏极特性,即

$$I_D = f(U_{DS}) | U_{GS} = \text{常数}$$

图1-45是JFET的漏极特性。固定一个 U_{GS} 值,可以测得一条 $I_D = f(U_{DS})$ 曲线。 U_{GS} 取一系列数值就可得到一组曲线。由图可见,场效应管的漏极特性和晶体管的输出特性相似,不同的是,场效应管的漏极特性是以栅压 U_{GS} 为参变量,晶体管的输出特性是以基极电流 I_B 为参变量。

在漏极特性曲线中，JFET的工作情况可分为三个区：可变电阻区、恒流区和击穿区。

当栅极加一定的负电压（例如 $U_{GS} = -1V$ ）后， U_{DS} 从零逐渐增大， I_D 相应增大。这一阶段相当于导电沟道由图 1-41 变至图 1-43 (a) 的情况。从场效应管的导电特性来讲，可以认为 U_{DS} 较小时，沟道的电阻很小，其阻值主要由栅压 U_{GS} 决定。此时 U_{DS} 增大则 I_D 相应增大。栅压愈负，曲线愈倾斜，表明输出电阻愈大。在这个区域内，输出电阻随栅压的改变而改变，故称可变电阻区，即 I 区。

区域 II 的特点是，在 U_{GS} 一定时，继续增大 U_{DS} ， I_D 的上升变慢，最后基本上维持恒定，这个区就称为恒流区。场效应管作放大器时，一般都工作在这个区。在这个区域内，电压 U_{DS} 主要降落在耗尽区的接合部分， U_{DS} 愈大则接合部分愈长。沟道电阻大致与 U_{GS} 成正比，因此 I_D 基本上不随 U_{DS} 改变， I_D 近似与 U_{GS} 成正比，所以这个区域又称为放大区。

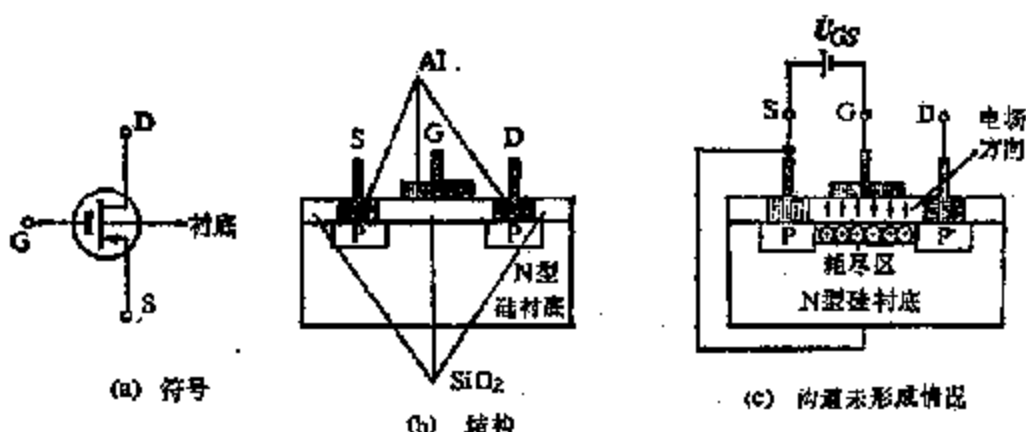
区域 III 表明，如果继续增大 U_{DS} ，将使反向偏置的 PN 结超过它所能承受的极限，而发生击穿现象，这时 I_D 突然增大，如不加以限制，管子将损坏。这个区域称为击穿区。

由图 1-42 (b) 可以看出，场效应管放大电路中，输入端即栅-源极间工作在 PN 结反向接法状态，所以栅极电阻即输入电阻可高达 $100M\Omega$ 以上。这样高的输入电阻，使场效应管基本上不从信号源吸取电流，信号源的信号电压基本上不会衰减，这是晶体管远远比不上的。

在某些工作条件下，结型场效应管的输入电阻还嫌不够高，且在高温时，由于反向饱和电流增大，阻值将显著下降。此外，制造工艺使这种管子难以高度集成化。因而就需用另一种类型的场效应管——绝缘栅型场效应管。

二、绝缘栅场效应管

绝缘栅场效应管（简称 IGFET）又叫**金属-氧化物-半导体场效应管**，通常简称为 MOS 管。它也有源极 S、栅极 G 和漏极 D 三个电极。MOS 管分为 P-MOS 管和 N-MOS 管两大类，我们先介绍 P-MOS 管。



(也叫晶片)是一块杂质浓度较低的N型单晶片,在其上制作两个高浓度的P区,分别作为源极S和漏极D。在两个P区之间的表面上是绝缘的 SiO_2 薄层,其上有薄层铝,这就是栅极。由于栅极和其它电极以及晶片之间是绝缘的,所以叫绝缘栅场效应管。因其由金属、氧化物和半导体材料构成,故称为金属-氧化物-半导体场效应管。图(a)中管子衬底引线也可不画,在使用时,衬底往往和源极相连。下面介绍这种管子的工作原理。

当栅极电压 $U_{GS} = 0$ 时,源极和漏极下的两个P型半导体区被N型半导体隔开,它们之间相当于两个反向连接的PN结。这时,不论源-漏极间的电压极性如何,总有一个PN结处于反向偏置,使源-漏极间电阻很大,电流为零,管子呈截止状态,相当于开关“断开”,其等效电路如图1-47所示。

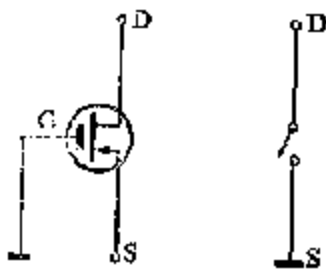


图 1-47 $U_{GS} = 0$ 时场效应管断开

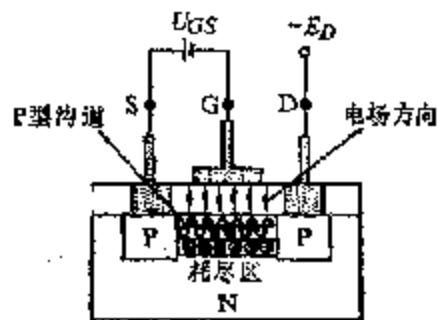


图 1-48 $|U_{GS}| > U_T$ 时导电沟道的形成

在图1-48(c)中,当栅压为负时,即 $U_{GS} < 0$,栅极下面的氧化层中产生一个电场,电场的方向是垂直于半导体表面向上。这个电场将排斥N型半导体中的自由电子,在半导体表面形成一层由离子电荷所组成的空间电荷区,即耗尽区。这个电场同时也吸引半导体中的少数载流子(空穴),但在栅极负电压较小的情况下,尚未形成导电沟道,因此是不导电的。

当栅极负电压进一步变负时,氧化层中电场增强。当电场足够强时,它就会把大量的空穴吸引到N型半导体的表面。这时自由电子大部分已被排斥,空穴的数量超过电子的数量,使栅极下面的半导体成为以空穴载流子为主的P型半导体薄层。我们把这一层P型半导体称为N型基片的反型层,见图1-48。这个感应出来的反型层连接在源极和漏极的P型区之间,成为导电沟道,所以又称为P沟道。这时场效应管处于“开启”状态。如果此时在源-漏极间加电压,使 $U_{DS} > U_D$,空穴就从源极发源,流进泄流的漏极,使源、漏极间有电流通过,相当于开关接通。由于管子的断开和接通是通过栅极电压产生电场来实现的, U_{GS} 愈负,沟道愈宽,导电能力愈强,因而称为P沟道增强型场效应管。

我们把刚刚开始形成沟道而使源-漏极间开始导电的临界栅极电压称为开启电压,用 U_T 表示。这种MOS管反型层的形成是由于电场的作用,因此开启电压的大小主要取决于半导体表面的电场强度。这电场强度不仅与栅极电压有关,而且与氧化层的厚度有关。氧化层愈薄,开启电压 U_T 的数值愈小。由于生产工艺的限制,氧化层不易做得很薄,所以 U_T 也不能很小。

如果在晶片为P型的半导体上制作绝缘栅场效应管,就得到N沟道场效应管,或称

N-MOS 管。其符号和结构如图 1-49 所示。在符号图中，漏极 S 的箭头方向与 P-MOS 管不同，是向外的。

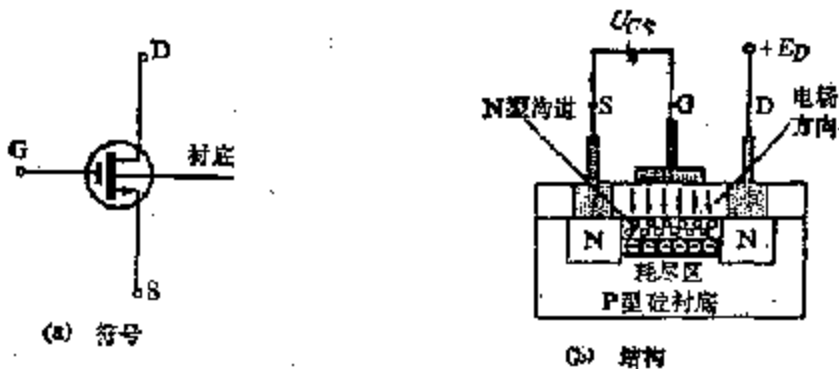


图 1-49 N-MOS 场效应管

N-MOS 管工作时，栅极电压为正， $U_{GS} > 0$ ，在源-漏极间形成 N 型导电沟道。当正栅压增加时，由于感应作用使栅极底下基片的 N 型导电沟道也增强，所以称为 N 沟道增强型场效应管。若在源-漏极间加上工作电压 E_D ，就会产生由 D 至 S 通过沟道的漏极电流 I_D 。

P 沟道增强型 MOS 场效应管的转移特性如图 1-50 (b) 所示。它指出了在漏极电压 U_{DS} 为某一确定值时，栅极电压 U_{GS} 和漏极电流 I_D 之间的关系。图 1-50 (a) 是测试原理图，栅极加上一个可调电压，其值由零逐渐变负。栅压较小时没有沟道，漏极电流 I_D 为零。当 $|U_{GS}|$ 大于开启电压 U_T 时，管子导通，栅极电压 U_{GS} 对漏极电流 I_D 起控制作用。 I_D 与 $|U_{GS}|$ 间大致是平方关系，即 I_D 与 $(U_{GS} - U_T)^2$ 成正比。MOS 场效应管的输出特性与结型场效应管输出特性极为相似，这里不再讨论了。

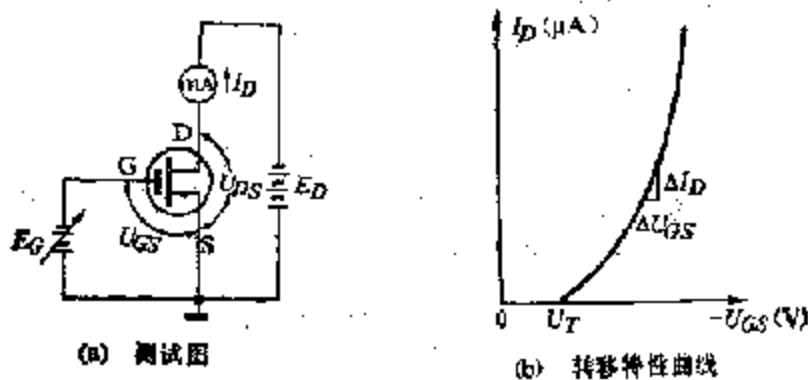


图 1-50 P-MOS 管的转移特性

三、场效应管的主要参数

(1) 夹断电压 U_P ：在一定的漏极电压 U_{DS} 下，使漏极电流 I_D 为零时，加在栅极上的电压 U_{GS} 叫做夹断电压 U_P 。有的手册定义 $I_D = 10\mu\text{A}$ 时的 U_{GS} 值为夹断电压 U_P 。这个参数适用于结型场效应管。

(2) 开启电压 U_T ：在漏极电压 U_{DS} 为某一确定值的条件下，使沟道可以将漏极、源极

连接起来的最小栅极电压 U_{GS} 就等于 U_p 。它适用于增强型 MOS 场效应管。

(3) 饱和漏电流 I_{DSS} : 在栅极电压 $U_{GS}=0$ 的条件下, 一定的漏极电压 $U_{DS}(U_{DS}>|U_p|)$ 所引起的漏极电流 I_D , 叫做饱和漏电流。它适用于耗尽型管。

(4) 直流输入电阻 R_{GS} : 即在栅、源极之间加的电压与栅流之比。MOS 场效应管的 R_{GS} 较结型场效应管大, 可达 $10^{10}\Omega$ 以上。

(5) 跨导 g_m : 在漏极电压 U_{DS} 为某一固定值的条件下, 漏极电流的变化量 ΔI_D 和引起这个变化的栅极电压的变化量 ΔU_{GS} 的比值称为跨导 (transconductance), 即

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad U_{DS} = \text{常数}$$

g_m 是衡量场效应管栅极电压变化引起漏极电流变化的能力的一个参数, 也是衡量管子放大作用的一个重要指标。它可以从转移特性上求得, 例如从图 1-44 和图 1-50 (b) 中求出。它常以栅压变化 1V 时, 漏极电流变化多少 μA ($\mu\text{A}/\text{V}$) 或者 mA (mA/V) 来表示。跨导的大小和管子的工作区域有关, I_D 大时 g_m 也大。

(6) 漏源极击穿电压 BU_{DS} : 当栅源电压 U_{GS} 一定时, 使漏极电流 I_D 突然激增的漏源电压叫做漏源击穿电压 BU_{DS} 。

(7) 栅源极击穿电压 BU_{GS} : 对于结型场效应管, 反向饱和电流急剧增加时的栅极电压 U_{GS} 就是栅源极击穿电压 BU_{GS} 。对于绝缘栅型场效应管, BU_{GS} 是使二氧化硅绝缘层击穿的电压。

(8) 极间电容: 场效应管三个电极之间存在的电容称为极间电容, 即栅源电容 C_{GS} 、栅漏电容 C_{GD} 和漏源电容 C_{DS} 。它们的值均很小, 约在 $0.1\text{pF} \sim 3\text{pF}$ 之间。

最后指出, 对于绝缘栅场效应管, 由于它的输入电阻很高, 使得在栅极上感应的电荷很难泄掉。栅极和衬底间的电容量很小, 电荷的积累造成电压升高, 使栅极氧化层易被击穿 (栅穿), 管子损坏。因此在使用 MOS 管及由它制成的集成电路时, 要避免栅极悬空, 在栅源极间必须保持直流通路。

四、场效应管基本放大电路

由于场效应管具有高输入电阻和低噪声等优点, 所以在医学仪器中, 常采用场效应管放大器做仪器的输入级。它和晶体管放大器一样, 只有设置了合适稳定的静态工作点, 才能正常工作。下面以 N 沟道结型场效应管放大电路为例, 讨论工作点稳定的偏置电路和放大倍数。

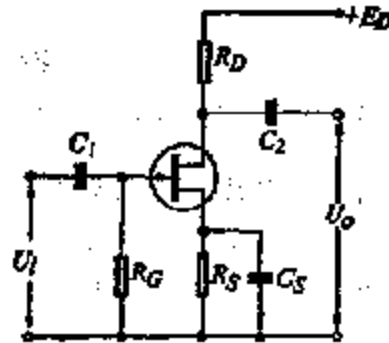


图 1-51 自给偏压电路

1. 自给偏压电路 图 1-51 是典型的自给偏压电路。由于栅极经 R_g 接地，静态时， R_g 中没有电流流过，所以栅极电压 $U_g = 0$ 。漏极电流 I_D 流过源极电阻 R_s 时产生电压降 $U_s = I_D R_s$ ，栅源极间的偏置电压为

$$U_{gs} = U_g - U_s = -I_D R_s \quad (1-56)$$

U_{gs} 是依靠场效应管自身的电流 I_D 产生的，所以称这种电路为自给偏压电路。这个电路有稳定工作点的作用。当温度升高时， I_D 增加，引起 U_s 升高，使 U_{gs} 比原先更负，因此抑制了 I_D 的增加。但是，这个电路中 R_s 的调节范围很小，因为当 R_s 增大时， U_{gs} 更负，由漏极特性可知，这不仅可能使放大倍数减小，而且可能产生严重的非线性失真。

为了防止交流信号在 R_s 上产生交流电压降，使得放大倍数降低，所以在 R_s 两端并联一个很大的旁路电容 C_s 。

N-MOS 增强型场效应管只有栅极正电压达到某个开启电压 U_{gs} 时才能产生漏极电流 I_D ，因此增强型管不能用上述电路。

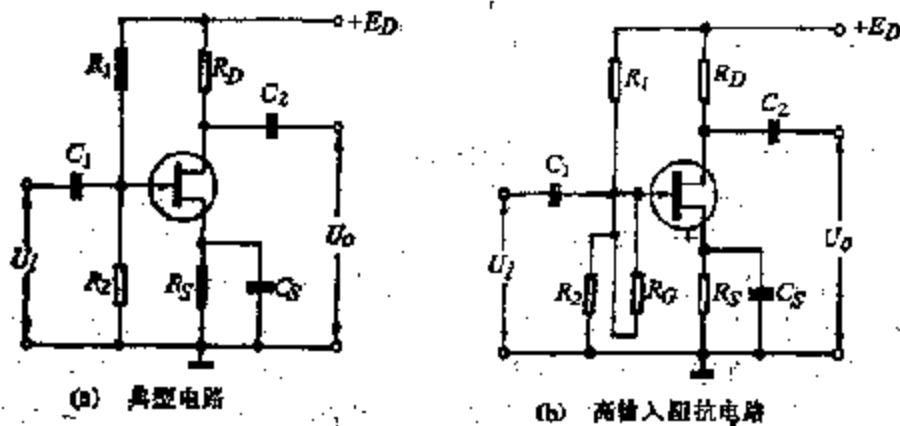


图 1-52 分压式自给偏压电路

2. 分压式自给偏压电路 图 1-52 (a) 为分压式自给偏压电路。 R_1 和 R_2 为分压电阻。它同时采用自给偏压，因而具有稳定工作点的作用。这个电路中，栅极由分压电阻产生了一个固定的正电势 U_g ，($U_g = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_D$)。这样 R_s 就可选得较大些， U_{gs} 也不会太低，从而增大了 R_s 的调节范围。由于 $U_g \neq 0$ ，(1-56) 式应改写为

$$U_{gs} = U_g - U_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_D - I_D R_s \quad (1-57)$$

N 沟道结型场效应管正常工作时，偏压 $U_{gs} < 0$ ，所以电路设计时要求

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_D < I_D R_s$$

这个电路的输入电阻等于

$$r_i = R_1 // R_2 // R_{gs}$$

由于 $(R_1 // R_2) \ll R_{gs}$ ，因此 $r_i \approx R_1 // R_2$ 。这种接法使放大器的输入电阻降低了。改进的办法是在 R_1 与 R_2 的连接点和栅极之间接一个大电阻 R_g ，如图 1-52 (b) 所示。此时

$$r_i = [(R_1 // R_2) + R_g] // R_{gs} \approx R_D$$

放大电路的输入电阻大大提高了。场效应管的直流输入电阻 R_{gs} 很高，基本上没有栅流通过 R_g ，这个电阻上没有压降，所以场效应管的偏置电压仍由(1-57)式给出。 R_g 的接入对静态工作点和放大倍数都没有任何影响。

这个电路也适用于N-MOS增强型场效应管，这时电路能够自动调整为正的偏置电压，即 $U_{gs} > 0$ 。对于P沟道结型场效应管或P-MOS管，这个电路改变电源的极性后就可以应用了。这个电路在生物医学仪器中获得广泛应用。

3. 场效应管放大器的放大倍数 放大器的输入电压和输出电压的交流分量分别为：

$$\begin{aligned} u_i &= u_{gs} \\ u_o &= -i_D R_D = -g_m u_{gs} R_D \end{aligned}$$

所以场效应管放大器的电压放大倍数为：

$$K_v = \frac{u_o}{u_i} = -g_m R_D \quad (1-58)$$

场效应管放大器的输出电阻 r_o 等于漏极电阻 R_D ，即

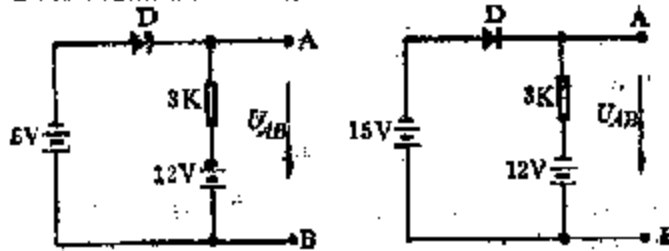
$$r_o = R_D \quad (1-59)$$

这与晶体管放大器输出电阻 $r_o = R_c$ 的情况相似。

(1-58)式与(1-26)式的共同点是空载电压放大倍数 K_v 与输出电阻成正比。这表明晶体管和场效应管放大器的输出回路，实际都是由输入控制的电流源，而不是电压源。这两个公式的主要差别是(1-26)式中的 K_v 与晶体管的输入电阻 r_i 成反比，而(1-58)式中的 K_v 则与场效应管的输入电阻无关。产生这种差别的物理原因在于晶体管是一个电流控制元件，它的主要参数是电流放大系数 β ，场效应管则是一个电压控制元件，它的主要参数是跨导 g_m 。生物医学中经常遇到高内阻的信号源，它提供信号电流的能力非常微弱，晶体管很难用来直接放大这样的信号。场效应管可用来制作输入阻抗很高，取用信号电流非常微小的前级放大器，为生物医学电子仪器的小信号化创造了条件。

习 题

- 1-1 半导体分为哪两种类型？每一种类型要靠哪一种载流子导电？
- 1-2 什么叫做施主杂质和受主杂质？
- 1-3 什么叫做内电场？内电场对载流子的运动有什么作用？
- 1-4 什么是PN结？它是怎样形成的？
- 1-5 怎样用万用电表判断二极管的正、负极性与好坏？
- 1-6 二极管电路如本题附图所示，判断图中二极管是导通还是截止？求出AB两端的电压 U_{AB} 。



习题 1-6 附图

1-7 如果有两个 $\pm CW 15$ 稳压管，一个稳压值是 $8V$ ，另一个是 $7.5V$ ，试问把这两个管子串联后总的稳压值是多少？

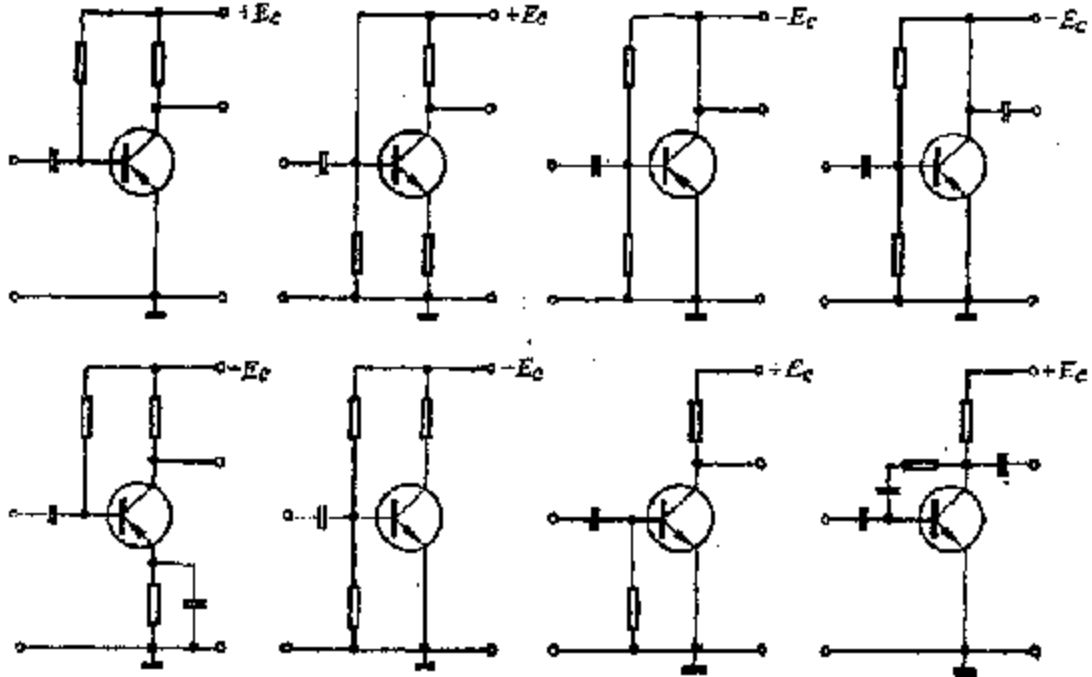
1-8 为什么晶体管发射区掺杂浓度大？基区掺杂浓度小而且做得很薄？

1-9 晶体管接成放大电路时，为什么发射结要加上正向电压，而集电结要加上反向电压？

1-10 若用万用表直流电压档测得放大电路中管子的 $U_{ce} = E_c = 12V$ 或 $U_{ce} = 0V$ ，试说明此时管各处于什么状态？

1-11 有一继电器接于晶体管集电极回路中，若晶体管的电流放大系数 $\beta = 50$ ，基极电流 I_b 要多大继电器才会吸合？设继电器的吸合电流为 $5mA$ 。

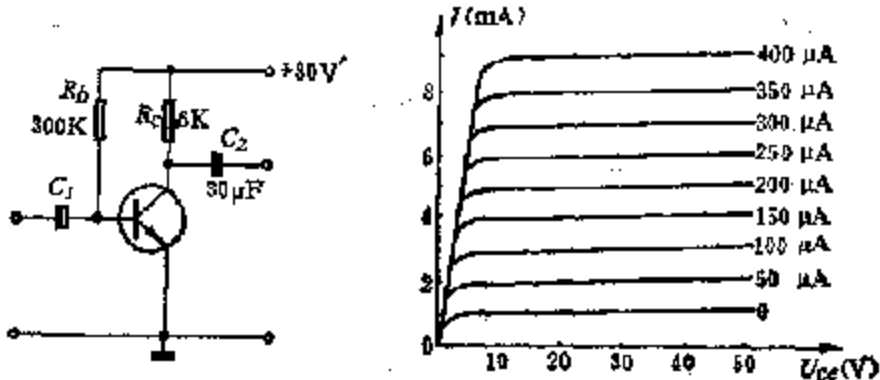
1-12 本题附图所示的各晶体管电路中，哪些可能有放大作用？哪些可能没有放大作用？



习题 1-12 附图

1-13 本题附图中，已知晶体管的 $\beta = 20$ ， $r_{be} = 600\Omega$

- 1) 用图解法求静态工作点；
- 2) 当 $R_c = 0$ 时，放大器是否有放大作用？
- 3) 当 R_c 由 $6k\Omega$ 改为 $10k\Omega$ 时，工作点将如何移动？
- 4) 当 R_c 由 $300k\Omega$ 变为 $150k\Omega$ 时，工作点将如何移动？
- 5) 当电源电压 E_c 由 $30V$ 变为 $15V$ 时，工作点将如何移动？



习题 1-13 附图

1-14 在图 1-27 的单管放大电路中,集电极电阻 R_c 改为 $6k\Omega$,负载电阻 R_L 改为 $3k\Omega$,已知 $\beta = 30$, $u_i = 10mV$,求:

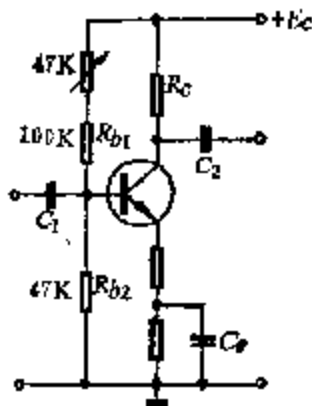
- 1) 晶体管的输入电阻 r_{i1} 为多少?
- 2) 接入负载前的输出电压 u_o 为多少?
- 3) 接入负载后的输出电压 u'_o 为多少?

1-15 在图 1-33 中的放大电路中, $E_c = 9V$, $R_b = 2k\Omega$, $R_e = 1k\Omega$,已知 $\beta = 50 \sim 200$, $I_{cQ} = 2mA$,试根据工作点稳定条件选择基极分压电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 。

1-16 已知某放大器的输出电阻 $r_o = 7.5k\Omega$,且不带负载时的端电压 $U_o = 2V$,现将放大器带上 $R_L = 2.5k\Omega$ 的负载电阻后,输出电压将下降到多少?

1-17 某放大器空载时测得输出电压 $U_o = 1.5V$,带上负载 $R_L = 3k\Omega$ 时,测得输出电压 $U'_o = 1V$,求输出电阻 r_o 为多少?

1-18 在本题附图中,如果测出的 $U_{ce} = 4V$, $U_{be} = 3.8V$ (均对地),这时电路的静态工作点是否合适?应如何调试?如果电源电压 $E_c = 12V$, $R_b = 2k\Omega$,求 I_{cQ} 为多少?



习题 1-18 附图

1-19 在图 1-39(a) 的阻容耦合二级放大电路中, $R_{b1} = 100k\Omega$, $R_{b2} = 24k\Omega$, $R_{e1} = 15k\Omega$, $R_{e2} = 5.1k\Omega$, $R_{c1} = 33k\Omega$, $R_{c2} = 6.8k\Omega$, $R_{c3} = 7.5k\Omega$, $R_{L1} = 2k\Omega$, $R_{L2} = 5k\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 50\mu F$, $C_{e1} = C_{e2} = 100\mu F$ 。已知 T_1 的电流放大系数 $\beta_1 = 100$, T_2 的电流放大系数 $\beta_2 = 80$ 。问各级放大器的电压放大倍数和总的电压放大倍数各为多少?

- 1-20 为什么阻容耦合放大器对不同频率的输入信号有不同的放大倍数?
- 1-21 什么叫通频带?怎样扩展阻容耦合放大器的通频带?
- 1-22 P 型构造场效应管应怎样接排漏电压和栅源电压极性才能起放大作用?
- 1-23 场效应管的跨导是大一些好还是小一些好?如果管子已经确定,为了使跨导大一些应如何改变 U_{GS} 的变化范围?
- 1-24 增型场的效应管能否用自给偏压的方法获得静态工作点?

实验一 晶体管的测试

目的:

- 1) 掌握用万用电表识别二极管正负极的方法。
- 2) 掌握用万用电表识别三极管管型和管脚的方法。
- 3) 利用晶体管图示仪观察晶体管的特性曲线,进一步熟悉晶体管的输入特性、输出

特性。测量二极管、稳压管的死区电压、稳定电压；测量晶体管的 β 及 β 、 I_{ce} 等参数。

实验二 典型的单管放大电路

目的：

- 1) 进一步掌握晶体管共发射极放大器的工作原理。
- 2) 掌握晶体管放大器静态工作点的调整方法和测试方法。观察工作点偏高、偏低时输出波形失真的情况，加深对工作点选择的理解。
- 3) 熟悉示波器、低频信号发生器、电子管电压表的使用方法。

第二章 生物医学常用放大器

我们在第一章学习了放大器的基本原理。生物医学中经常遇到的信号有频率低、阻抗大、信噪比低等特点，而且要求有稳定的放大倍数，因此需要采用适应这些特点的放大器。此外，生物医学仪器的显示和记录系统需要有适当的驱动功率，而提供功率的放大器也有一些特点。本章将介绍生物医学中常用的几种放大器的基本原理。

第一节 生物医学信号和放大器的一些特点

一、各种生物电信号及其放大器

人体内各种神经细胞经常自发地或在各种刺激下产生和传递电脉冲，肌肉在进行机械活动时也伴随有电活动，因此医学中经常从体表或体内探测各种电信号，作为疾病诊断的依据。第六章的表 6-1 中列举了临床医学中常用的一些电信号，它们是大量细胞的电活动通过体内传导后的综合表现。由表可见，生物电信号的主要频带从直流数百或数千赫，基本上在低频和超低频范围。应当说明，频带是信号的频率范围，而不是重复频率，我们在后面将作些说明。第一章中介绍的多级阻容耦合放大器很难达到 1Hz 以下的超低频。

生物电信号的幅度较低，普通放大器对于放大数毫伏的信号，并不困难，但对于数微伏的信号，困难就较大了，它要求放大器非常稳定，电源也要采取特殊稳定的措施。普通电子元件的噪声相当于数微伏的无规则电压，为了使数微伏的生物电信号不被噪声淹没，放大器的前级必须选用高质量的电阻器和电容器，低噪声的场效应管。

生物电信号源的输出阻抗较高，研究单个细胞电活动用的微电极，阻抗高达数兆欧。输出阻抗高也意味着信号源供给电流的能力很低，因此生物电放大器的前级，必须具有很高的输入阻抗，只取用微小的输入电流。但高输入阻抗易于引入各种外界干扰，特别是市电的干扰，这是必须克服的。

生物电放大器应有精确和稳定的放大倍数，从输出信号能够确定输入信号的幅度。在信号的整个频带内，放大倍数应当均匀，在信号的幅度范围内，应当有良好的线性，这样才能使波形不失真。这些要求，只有用负反馈技术才能够达到，我们将在本章第四节中讨论。

生物电放大器工作时的稳定性，对于医学应用是极重要的，增益愈高，保持稳定性就愈困难。有些生物电放大器还是直流放大器，长期稳定性的问题就更突出了。

最后指出，由于生物体内各种无规则的电活动，在生物电信号中形成噪声，所以生物电信号的信噪比是较低的。有些生物电信号淹没在噪声中，例如在体表心电图，希氏束的电活动就完全被噪声淹没。有些生物电信号被其它更强的电活动掩盖，例如胎儿心电信号的幅度约为 5 μ V，比母体心电信号弱很多，后者几乎完全掩盖了前者。提取这些电信号需要特殊的电子学技术，不在本书中讨论。

二、其他生物医学信号

医学遇到的电信号是多种多样的,除了生物电信号外,还有从人体各种非电活动通过传感器获得的电信号,例如心电图(16~2000Hz)、血压波(0~60Hz)、心冲击图(0~40Hz)、呼吸波和体温等等。这些电信号的输出幅度和阻抗与传感器有关,它们的检测方法将在第六章中讨论。

医学中还有一些信号是从施加于人体的物理因素获得的。一个例子是各种阻抗图,它以数十千赫的交流电通过人体的一定部位,从而获得人体心、肺、脑等器官的阻抗或导纳变化的波形图。这类仪器的发射装置需要把振荡器发生的正弦波放大到恒定的电流幅值或电压幅值,使它们不受人体内部阻抗变化的影响。它的接收装置需要有较高的输入阻抗,在初步放大后再进行检测、放大和显示。另一个例子是超声诊断仪器,它向人体发射脉冲式的超声波,频率为数兆赫,脉冲持续时间约为数次到数十次高频振荡,脉冲重复频率约为数十赫。超声诊断仪器的探测装置是检测人体内部各处反射的回声,由于深部的回声较浅部的弱,所以放大器的放大倍数应能自动调节,在每次脉冲发射后,放大倍数随着时间的延迟而增大,此外,它还应能抑制幅度较低的杂乱回声。

总之,医用电子仪器是多种多样的,除了前面遇到的以外,还有在体外检测人体样品的仪器(最常见的有光电比色计和血细胞自动计数器等),理疗仪器、生理参数测试仪器、放射性探测仪器等等,这些仪器中遇到的放大器既有从直流到数千赫的低频宽带放大器,又有数十千赫、数兆赫和数十兆赫的高频窄带放大器,还有脉冲放大和计数装置。我们在本章中主要是介绍低频率、高输入阻抗和放大倍数稳定的放大器。

第二节 信号的频谱

在数学中和电子学电路中,只有无限长的正弦波才具有确定的频率,其他周期性或非周期性波形,都可由不同频率和不同初位相的正弦波组合而成。应当说明,同样频率的正弦波、余弦波和它们的线性组合都是完全相同的波形,只是初位相不同,也就是波形移动了,所以统一称为正弦波。例如:

$$\sin(x + \pi/2) = \cos x$$

$$\sin(x + \phi) = \cos\phi \sin x + \sin\phi \cos x$$

我们在第一章中已提到信号的频谱和放大器的通频带,本节再对频谱(spectrum)作些说明。

一、周期性波形的频谱

非正弦式周期波形包含多种频率的正弦波成份,频率 $f = 0$ 的成份就是直流成份。设波形的重复周期为 T ,则除直流成份外,最低频率就是波形重复频率 $1/T$,称为基频,相应的成份称为基波,其它频率都是基频的整数倍, $f_n = n/T$ 时称为 n 倍频,相应的成份称为 n 阶谐波。这种波形可写成:

$$U(t) = \sum a_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (2-1)$$

式中

$$f_n = n/T, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

各种频率成份的振幅 a_n 组成 **振幅谱**，或称为 **振幅频谱**，也常简称为 **频谱**。 a_n^2 组成 **功率谱**，或称为 **功率频谱**。各种频率成份的初位相 ϕ_n 组成 **位相谱**，或称为 **位相频谱**。当使用正弦函数时， ϕ_n 总是作为 $\pi/2$ 。当使用余弦函数时，振幅谱 a_n 不改变，位相谱 ϕ_n 改变为 ϕ'_n ，它们之间的关系是 $\phi_n = \phi'_n + \pi/2$ 。图 2-1(a) 是基波和二阶谐波的幅度相同，初位相为 0 的情况，图 2-1(b) 的差别是二阶谐波的初位相为 $\pi/2$ 。尽管这两个波形并不相同，但他们的 **振幅谱** 相同，如图 2-1(c) 所示。顺便说明，人耳对于声音只能分辨 **振幅频谱**，不能分辨 **位相频谱**，所以波形如图 2-1(a) 和 (b) 的声振动，听起来没有差别。

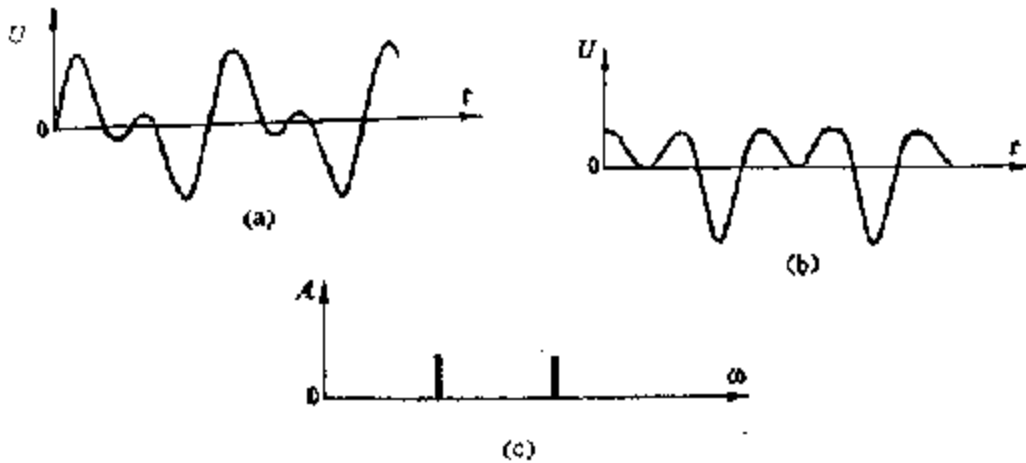


图 2-1 周期性非正弦波及其频谱

半波整流和全波整流的波形是经常遇到的非正弦波，表 2-1 列出了半波整流当振幅为 1 时的频谱。由于这时的初位相只有 0 和 π 两种，所以用正负振幅把振幅谱与位相谱统一表示出来。全波整流的一阶谐波消失，其他谐波成分的振幅增加一倍。

表 2-1 半波整流波形的频谱

谐波	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	$a_6 \dots$
半波整流	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{\pi} \frac{1}{2^2-1}$	$-\frac{2}{\pi} \frac{1}{4^2-1}$	$\frac{2}{\pi} \frac{1}{6^2-1}$	$-\frac{2}{\pi} \frac{1}{8^2-1}$	\dots

二、脉冲波形的频谱

单个孤立的波形可以用一系列正弦波的叠加来组成，这时它们具有连续频谱，即频率可取连续值。连续频谱的波形叠加用积分式代替 (2-1) 式中的总和，即：

$$U(t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} A_f \cos(2\pi f t + \phi_f) df \quad (2-2)$$

式中 A_f 和 ϕ_f 分别是振幅和位相频谱，这里按照习惯增加系数 2，并且用余弦波代替正弦波，它们只是初位相差一个常数 $\pi/2$ 。

我们把在时间上短促的波形称为 **脉冲 (impulse)**，图 2-2 是一个矩形脉冲的波形和

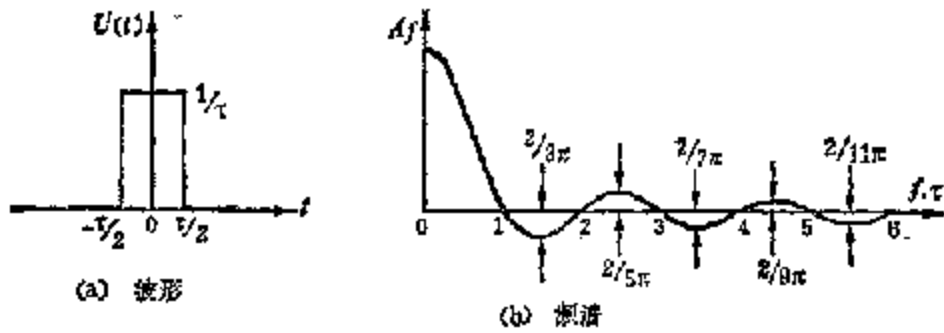


图 2-2 矩形脉冲波形及其频谱

频谱图，矩形脉冲的宽度为 τ ，高度为 $1/\tau$ ，面积为 1。时间 t 的零点选在波形的中点，由于对称性，它完全由余弦波组成，初位相 ϕ_0 只有 0 和 π 两种，在频谱图中用振幅的正负来表示。由图可见，振幅频谱不断摆动，而且延伸很远，延伸范围与 $1/\tau$ 成正比。图中的频率以 $1/\tau$ 为单位，坐标按照乘积 $f \cdot \tau$ 划分，频谱图就与 τ 无关了。应当说明，时间零点的选择对振幅谱没有影响，但使位相谱增加一个与频率成正比的量。例如在上式中用 $t + \Delta$ 代替 t 时， ϕ_0 成为 $\phi_0 + 2\pi\Delta \cdot f$ ，这里 Δ 是一个正或负的常数。因此，两个脉冲如果振幅频谱相同，位相频谱差一个与频率成正比的量，那末这两个脉冲的波形完全相同，只是在时间顺序上有先后区别。

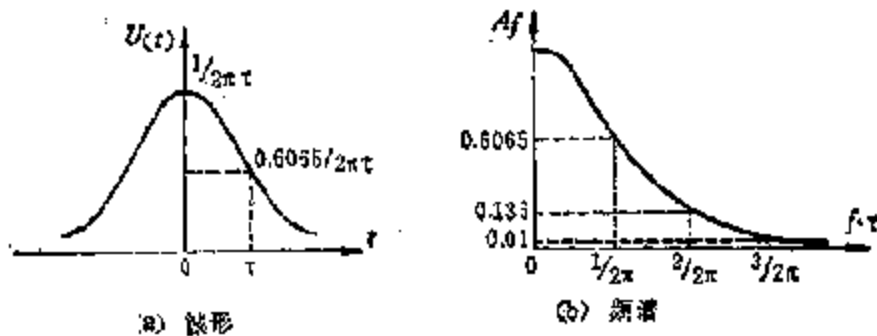


图 2-3 钟罩形脉冲波形及其频谱

图 2-3 是一钟罩形脉冲的波形和频谱图，脉冲的高度为 $1/(2\pi\tau)$ ，面积为 1，常数 τ 就是波形下降到最大值的 0.6065 所需的时间。由于波形比较平滑，它的频谱也很平滑。它的位相谱为 $\phi_0 = 0$ 。

由这两个图可以看到，脉冲波形愈宽、愈平滑，则频谱范围愈窄，这是一切脉冲波形的共同规律。

振幅随一个脉冲波形变化的高频振荡称为**高频脉冲**，如图 2-4(a) 所示，在各种超声诊断仪和理疗仪器中都遇到类似的波形。这种波形的频谱可以从原先脉冲的频谱得到。通常高频振荡的频率 f_0 总是远大于原先脉冲的频谱范围，把原先脉冲的频谱对称地向负频率侧延伸，然后向右移动 f_0 的距离，就得到了高频脉冲的频谱，如图 2-4(b) 所示。由此可见高频脉冲的频谱位置由高频振荡频率决定，频谱形状则由规定振幅变化规律的脉冲频谱决定。

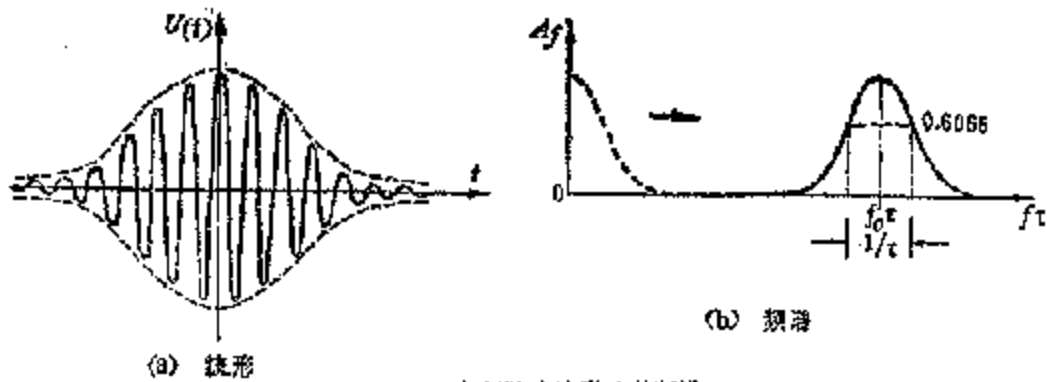


图 2-4 高频脉冲波形及其频谱

三、波列的频谱

我们假定孤立的单个脉冲波在一段时间 T 以外很快消失，把这些脉冲波按照时间 T 的整数倍向前或向后移动，得到一系列波形，把它们叠加起来，我们就得到在一段时间 NT 内按照周期 T 重复 N 次的周期性波列。显然，波列的全部谐波由单个波形的谐波移动后叠加而组成。移动 NT 后的波形的谐波振幅与原先波形的相应谐波振幅相同，位相差为 $2\pi f \cdot nT = 2\pi n \cdot fT$ 。当 fT 为整数时，这些谐波的位相完全相同，叠加后的振幅增加 N 倍。当 fT 不是整数时，这些谐波部分地相互抵消，叠加后的振幅较小。因此，这种波列的频谱，当频率为 0 或 $1/T$ 的整数倍时的振幅大大加强，其他频率的振幅大大削弱，有些频率的振幅甚至完全消失。当 N 很大时，振幅谱主要集中在 n/T 处，($n=0, 1, 2, \dots$)，每个峰的高度与 N 成正比，宽度与总时间 NT 成反比，所以每个峰的面积与 N 无关，约等于 A_1/T 。当 $N \rightarrow \infty$ 时，我们得到两端无限伸展的严格周期性波形，它的频谱由连续型转变为分立型，即频率为 n/T ，($n=0, 1, 2, 3, \dots$)，积分式 (2-2) 转变总和对 n ， ϕ_n 不变，但用余弦波表示，由于 $A_n df \rightarrow A_n/T$ ，所以 n 阶谐波的振幅为 $a_n = 2A_n/T$ ，即：

$$U(t) = \sum a_n \cos(2\pi \cdot \frac{n}{T} \cdot t + \phi_n) \quad (2.3)$$

人体一切信号的波形都不是有严格周期性的，例如正常人的心电周期随着呼吸运动有大约 5% 的变化，还有一些无规律的小变化，各个心电周期中的波形也有微小差别。这时各个波形的谐波之间不能保持准确的位相关系，所以不发生相干性加强的情况，各种频率振幅的加强情况都相差不多。对于人体各种信号，通常用一个波形的频谱来代表整个波列的频谱，所以频谱是连续的。

第三节 滤波电路

生物医学放大器中通常有滤波 (Filter) 装置，滤除信号频带以外的噪声，这样可以提高信噪比。滤波装置必须包括阻抗与频率有关的元件，这就是电容器和电感器。由于电容器的体积比电感器小得多，价格也低很多，所以生物医学仪器中的滤波装置通常由

电容器和电阻器组成。电阻器上的电压与电流的位相相同,其幅值(或有效值)成正比,这个比值就是电阻值。电容器通过稳定的正弦式交流电时,电压的位相比电流落后 $\pi/2$,其电压与电流的幅值(或有效值)之比值称为容抗,与频率和电容量成反比,即 $1/(2\pi fC)$ 。

一、高通滤波

高通滤波就是通过信号中的高频成分,滤除直流和低频成分,这样可以消除或削弱低频噪声。第一章所述多级放大器中的阻容耦合,同时也起到高通滤波的作用,图2-5(a)是它的示意图,前级放大器的输出作为一个具有电压 U_s 和内阻 R_s 的信号源,它经过电容 C 在后级的输入电阻 R_i 上产生电压 U_i 。图2-5(b)是它的等效电路,这就是交换了串联电路中电容 C 和电阻 R_s 的位置,显然,电阻上的电压 U_i 与后级输入电压的关系是:

$$U_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} U_s$$

这个电路还可进一步简化如图2-5(c)所示,图中 $R = R_s + R_i$,乘积 RC 称为这个电

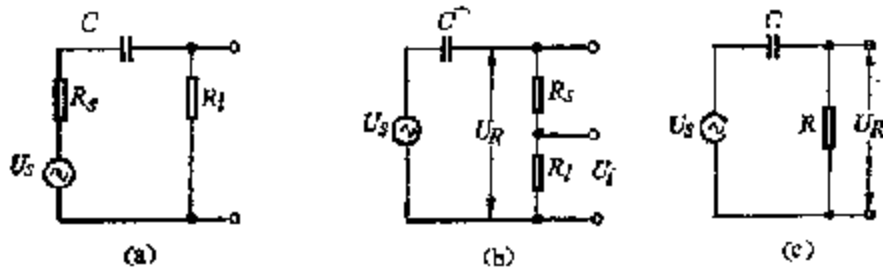


图2-5 阻容耦合的高通滤波作用

路的时间常数 τ 。 U_s 和 U_i 中频率为 f 的交流成份,记作 $U_{s,f}$ 和 $U_{i,f}$,它们的有效值 $U_{s,f}$ 和 $U_{i,f}$ 的比值称为频率 f 的电压传输系数 T_f ,理论计算得到 T_f 值和 $U_{i,f}$ 比 $U_{s,f}$ 超前的位相 ϕ_f 分别为:

$$T_f = \frac{U_{i,f}}{U_{s,f}} = \frac{2\pi f\tau}{\sqrt{1 + (2\pi f\tau)^2}} = \cos\phi_f \quad (2-4)$$

$$\operatorname{tg}\phi_f = \frac{1}{2\pi f\tau} \quad (2-5)$$

由此可见,当 $f\tau \ll 1$ 时, $T_f \approx 2\pi f\tau \approx 0$, $\phi_f \approx \pi/2$;当 $f\tau \gg 1$ 时, $T_f \approx 1$, $\phi_f \approx 0$ 。即低频成份严重衰减(与 f 成正比),高频成份则可毫无阻碍地通过,而且位相也不改变。在生物电放大器中,该信号的最低频率成份为 f_1 ,通常选取时间常数 τ 使得 $f_1\tau \approx 2 \sim 5$ 。当 $f_1\tau = 2$ 时, $T_f \approx 0.997$, $\phi_f = 4.55^\circ$ 。这时幅度衰减已可忽略,相移也不大,所以对总的波形只有很微小影响。

【例2-1】设高通滤波电路的时间常数约为20s,电阻约为10k Ω ,试计算应当用多大电容。

$$C = \frac{\tau}{R} = \frac{20}{10^4} = 2 \times 10^{-3} = 2000\mu\text{F}$$

二、低通滤波

低通滤波就是通过信号中的低频成份，滤除高频成份，这样可以消除或削弱高频噪声。图 2-6 是最简单的低通滤波电路，它的特性用特征频率 $f_0 = 1/(2\pi RC)$ 来衡量，输出电压 U_c 与输入电压 U_s 中频率为 f 成份的传输系数 T_f 和输出电压落后的位相 ϕ_f 分别由下两式给出：

$$T_f = \frac{U_{c,f}}{U_{s,f}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}} = \cos\phi_f \quad (2-6)$$

$$\operatorname{tg}\phi_f = f/f_0 \quad (2-7)$$

由此可见，当 $f/f_0 \gg 1$ 时， $T_f \approx f_0/f$ ， $\phi_f \approx \pi/2$ ，当 $f/f_0 \ll 1$ 时， $T_f \approx 1$ ， $\phi_f \approx 0$ ，即高频成份被严重衰减（与 f 成反比），低频成份则无损耗、无相移传输。当 $f = f_0$ 时， $T_f = 1/\sqrt{2} \approx 0.707$ ，位相落后为 $\pi/4$ 。

(2-6) 式与晶体管 β 值的频率特性相同，所以晶体管有低通滤波作用。

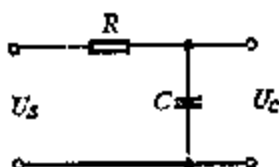


图 2-6 低通滤波电路

【例题 2-2】 设低通滤波电路的特征频率为 200Hz， R 为 $1k\Omega$ ，问电容应当多大？

$$C = \frac{1}{2\pi R f_0} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 200} = 1.6 \times 10^{-6} \text{F} = 1.6\mu\text{F}$$

三、带通滤波

带通滤波就是只通过一个频带中的成份，它的电压传输系数如图 2-7(a) 所示，这种滤波电路的电压传输系数 T_f 降落为最大值的 $1/\sqrt{2}$ 的低频端记作 f_L ，高频端记作 f_H ，通频带的范围规定为 $f_H - f_L$ ，这种滤波电路的品质因数 Q 规定为：

$$Q = \frac{\sqrt{f_H f_L}}{f_H - f_L} \quad (2-8)$$

宽带滤波电路的 Q 值小，窄带滤波电路的 Q 值大。对于数兆赫以上的高频信号，只有用三阻、电容和电感结合起来才能够组成高 Q 值的窄带滤波器。对于生物医学放大器中经常遇到的数十千赫以下的低频信号，电阻和电容就可以组成带通滤波器。最简单的低频窄带（低 Q 值）滤波器可以由前述高通和低通滤波器结合起来组成。低频窄带（高 Q 值）滤波器只有把电阻、电容和放大器结合起来才能组成，称为有源滤波器，因为放大器是把电源的总能量转变为信号电能的有源器件。

四、带阻滤波

带阻滤波就是衰减一个频带内的信号成份，在这个频带范围外的信号成份可以无衰

成、无相移地通过。这种滤波电路的电压传输系数 T_f 如图 2-7(b) 所示，它的品质因数仍由 (2-8) 式规定。高 Q 值的带通或带阻滤波电路都称为选频电路，高 Q 值带阻滤波电路又称为陷波电路。

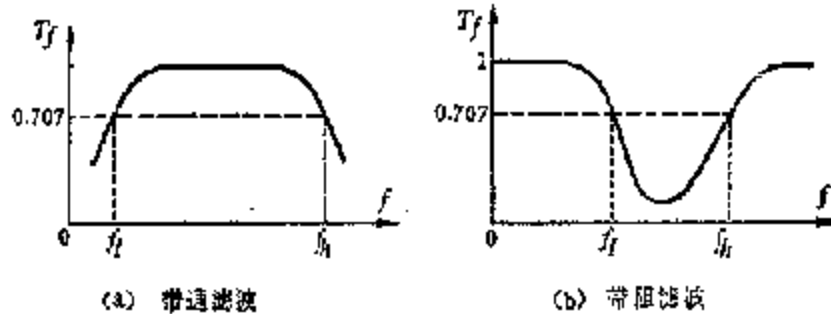


图 2-7 带通和带阻滤波的频率特性

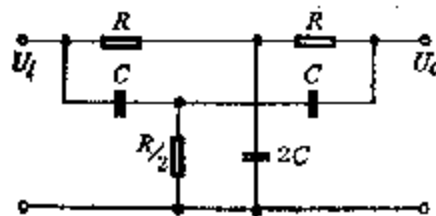


图 2-8 双 T 选频电路

图 2-8 的双 T 选频电路是一种最常见的带阻滤波电路，由图可见，信号的低频成分可以从上通道传输，高频成分可以从下通道传输。在中间频率时，上通道的前半构成低通滤波，传输电压落后，下通道的前半构成高通滤波，传输电压超前，它们再分别经过电阻和电容传输，位相差就更大，在某个适当的中间频率，两条支路传来的电压正好幅度相等、位相相反，输出电压为零。理论证明，这个中间频率 f_0 和品质因数 Q 值由下式给出：

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad Q = \sqrt{\frac{f_1 f_2}{f_2 - f_1}} = \frac{1}{d} \quad (2-9)$$

f_0 不受负载影响，上式的 Q 值是输出端开路的情况，有负载时还要降低。由于电阻和电容总有一定误差，各个电阻和电容不能严格保持图中的比值（或等值），这时在中间频率 f_0 处的传输系数将不等于零，品质因数也低于理论值。

这个电路在生物医学放大器中通常用来滤除 50Hz 的市电干扰，但它的品质因数太低，阻频带太宽，我们在第七节中将介绍这个电路与放大器结合起来组成的高 Q 值陷波器。

第四节 负反馈放大器

一、负反馈的基本概念

反馈 (feedback) 就是把一个系统的输出信号（或系统操作的结果）送回输入

端，这是自然界和生物体为极普遍的现象，在技术上也有广泛应用。在电子学中反馈的方式，按照反馈信号与输出电压或电流成正比而分为电压反馈或电流反馈，按照反馈信号与输入信号串联或并联而分为串联反馈或并联反馈，因此共有四种反馈方式：**电压串联反馈，电压并联反馈，电流串联反馈，电流并联反馈**，它们可以统一用示意图 2-9 表

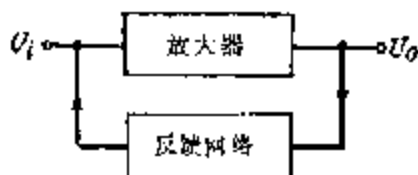


图 2-9 反馈放大器示意图

示。我们经常遇到的情况是反馈信号与原先信号或者同位相，或者反位相，前者称为**正反馈**，后者称为**负反馈**。在负反馈的情况，反馈信号削弱了原先信号，因此降低了放大器的增益，但它可以改善放大器的多方面性能，我们在本节将用一些简单的具体电路来加以说明。在正反馈的情况，反馈信号加强了原先信号，因此增加了放大器的增益，简单的再生式收音机中采用了正反馈。正反馈常使放大器的多方面性能恶化，当反馈信号比原先输入信号还强时，在没有输入信号时也有输出，即发生自激振荡，使它不能作为正常的放大器使用，而是成为振荡器。第三章和第四章中的各种振荡器都是正反馈放大器，我们不在这里讨论。我们也不讨论反馈信号与原先输入信号有其他位相关系的情况，因为这通常是我们应当避免的寄生现象。

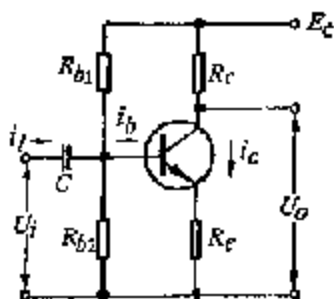


图 2-10 电流串联负反馈放大器

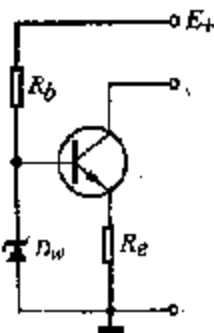


图 2-11 恒流源

二、电流串联负反馈，恒流源

第一章中讨论稳定放大器工作点的方法时，已经指出射极电阻将降低放大器的增益，因此用旁路电容来消除它的这种作用。现在我们取消旁路电容，把这个图重新画在图 2-10 中。当输入信号为正极性时，基极电势升高，基极电流和射极电流都增加。由于射极电流通过 R_E ，射极电势升高，使得基射电压增加得少些。射极电阻 R_E 上的电压变化量就是反馈电压，它与加在基极上的信号电压是串联的，它们相加的结果是使基射电压的变化量减少，而且反馈电压与输出电流成正比，所以这是最简单的电流串联负反馈。

这种电路通常是用从给定的信号电压 u_i 获取较大的输出电流 i_c ，因此它的效益

可以用比值 i_e/U_e 来衡量, 这个比值称为转移电导, 简称跨导。为了简化计算公式, 我们把集电极电阻 R_c 作为唯一的负载电阻, 通过它的集电极电流 i_c 也就是输出电流 i_o , 即:

$$i_o = i_c = \beta i_b \quad (a)$$

由此可见, 输入电压 U_e 是发射结电压变化量 U_e , 与反馈电阻 R_f 上的电压变化量 U_f 之和, 即:

$$\begin{aligned} U_e &= U_{be} + U_f = r_{be} i_b + (\tau_e + i_b) R_c \\ &= r_{be} i_b + (\beta + 1) R_c i_b \end{aligned} \quad (b)$$

由此得到跨导为:

$$G_m = \frac{i_o}{U_e} = \frac{\beta}{r_{be} + (\beta + 1) R_c} \approx \frac{1}{R_c} \quad (2-10)$$

当没有负反馈时 ($R_c = 0$ 或被电容旁路), 跨导成为 $G_m = \beta/r_{be}$ 。由此可见, 负反馈使跨导减少了, 但它同时使跨导稳定。晶体管的参数 β 和 r_{be} 的分散性很大, 同一型号的一批产品也有很大差别, 大约在标准值的 0.7 与 2 倍之间, 而且随温度变化很大, r_{be} 还随电流变化。电阻元件 R_c 的阻值比较准确, 随温度变化也较小, 所以 G_m 远胜 G_m 稳定和准确。

电流串联负反馈经常应用到直流, 这就是把一个稳定电压加到基极, 从集电极得到稳定的输出电流, 称为**恒流源**, 如图 2-11 所示。当负载电阻在适当范围内改变时, 通过它的电流并不改变, 因为它基本上是由基极电压和射极电阻决定的。恒流源不允许开路, 图中的集电极如果开路, 全部射极电流都来自基流, 立即烧毁发射结。

电流串联负反馈也常常用于电压放大, 我们来计算图 2-10 电路的电压放大倍数, 设 R_L 为集电极电阻 R_c 与负载电阻 R_L 的并联等效电阻, 则输出电压为:

$$U_o = i_o \cdot R_L = \beta i_b \cdot R_L \quad (c)$$

由此得到:

$$K_v = G_m \cdot R_L \approx \frac{R_L}{R_c} \quad (2-11)$$

这个放大倍数比第一章中给出的 $\beta R_L/r_{be}$ 小得多, 但更为稳定, 而且它可以精确计算, 不受晶体管参数分散性的影响。

电流负反馈稳定了输出电流, 使它很少受输出电压的影响, 这也就是增大了输出阻抗。当图 2-10 中的放大器另外接有负载时, R_c 作为放大器的内部元件, 输出电阻基本上就等于 R_c 。电流负反馈对于这个电路的输出电阻没有明显影响, 因为 R_c 对于负载的分流作用完全掩盖了电流负反馈稳定集电极电流的效果。

串联负反馈还增大了输入阻抗, 这是因为输入电压有很大一部分被反馈电压抵消, 减少了输入电流。如果把 i_e 作为输入电流, 由 (b) 式很易看到, 输入电阻 r_i 由 r_{be} 增加为 $r_{be} + (\beta + 1) R_c \approx \beta R_c$, 这通常增大 2~3 个数量级。由于信号源还向 R_{e1} 和 R_{e2} 供给电流, 所以总的输入阻抗应是并联等效电阻 $R_{e1} // R_{e2} // r_i$, 通常 $R_{e1} // R_{e2} \gg r_{be}$,

这个电路提高输入阻抗的效果是显著的。

三、电压串联负反馈、跟随器

1. 射极跟随器 图 2-10 中的电路改为从射极输出，称为射极跟随器，这时 R_e 可以短路，如图 2-12 所示。由图可见， U_o 等于输入电压 U_i 与输出电压 U_o 之差，输

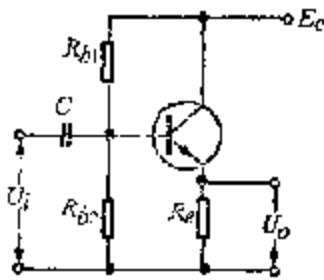


图 2-12 射极跟随器

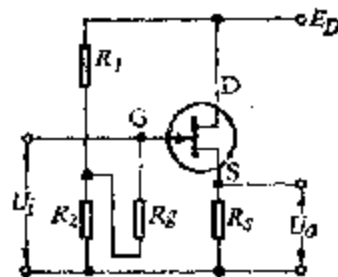


图 2-13 源极跟随器

出电压全部作为反馈电压串联在输入回路中，所以这是电压串联负反馈。现在我们考察这个电路的电压放大倍数 K_v ， R_e' 作为是射极电阻 R_e 与负载电阻 R_L 的并联等效电阻，由于

$$U_i = U_o + U_{be} = U_o + r_{be} i_b \quad (d)$$

$$U_o = (i_e + i_b) R_e' = (\beta + 1) R_e' i_b \quad (e)$$

$$K_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(\beta + 1) R_e' i_b}{r_{be} i_b + (\beta + 1) R_e' i_b} \approx 1 \quad (2-12)$$

这个电路的电压放大倍数略小于 1，但它是很稳定的，输出电压总是跟随着输入电压变化，所以称为跟随器 (follower)。射极输出电流比信号源由基极输入的电流大得多，射极跟随器虽然不能放大电压，但能够放大电流和功率。

射极跟随器的输入阻抗与前面讨论的电流串联负反馈相同，但 R_e' 应理解为射极电阻与负载电阻的并联等效电阻，输出情况对输入电阻有显著影响。串联负反馈增加输入阻抗的事实在生物医学中有重要意义，因为生物医学中很多信号源都具有很高的内阻，放大器的第一级必须有很高的输入阻抗，才能减少信号电压的损失，提高信噪比。

射极跟随器的输出阻抗很小，因为电压负反馈维持输出电压稳定，使它很少受输出电流的影响。当负载电阻减少时，输出电压只是稍微降低，射极电流的增加量就可以供应新增的的输出电流。射极跟随器由于有高输入阻抗和低输出阻抗，所以在电子电路中经常作为阻抗变换装置，插入在各级放大器的连接处，把前级输出的高内阻信号源转换为后级输出的低内阻信号源。

2. 源极跟随器 串联负反馈虽然能够提高输入阻抗，但是射极跟随器作为生物电的前级放大器，输入阻抗仍是不够高的。这是由于晶体管是电流控制元件，为了维持适当的工作点， R_e 不超过数千欧， R_s 不超过数十千欧，但生物电的前级放大器需要数兆欧的

输入阻抗。场效应管是电压控制元件，基本上不需要栅流。因此，用结型场效应管作成的源极跟随器，在生物医学中获得了广泛应用。

图 2-13 是一个典型的源极跟随器， R_1 和 R_2 是提供栅压的分压电阻，它经过一个大电阻连接栅极，提高输入阻抗。场效应管的输入电阻很大，电压串联负反馈减少了栅源电容的影响，所以整个电路的输入阻抗就是 $R_1 + (R_1 // R_2)$ ，它可以达到很大的量值，而且不受输出端的影响。场效应管的输出阻抗较大，总的输出阻抗就是源极电阻 R_s ，它不受输入端的影响。由于场效应管提供电流的能力较小，所以 R_s 不能取得过于小。

源极跟随器的输入阻抗比射极跟随器高很多倍，但它的输出阻抗较大，电流放大倍数和带负载能力也较小，所以主要用于放大器的前级，作为高内阻信号源的阻抗转换。由于结型场效应管的噪声电压比晶体管小，所以结型场效应管适宜于作前级放大器或跟随器。

四、电压并联负反馈

图 2-14 是最简单的电压并联负反馈放大器，基极偏置电阻 R_b 同时是反馈电流的通道， R_s 是信号源的内阻。这个电路的工作点是稳定的，例如温度升高时， β 和 I_{co} 增大，即 i_c 增大，这时 U_c 下降，偏流减少，这就使 i_c 回降，维持工作点稳定。

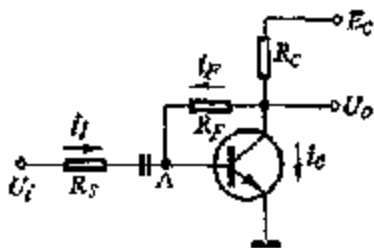


图 2-14 电压并联负反馈

这个电路的反馈情况可以这样来考察，当 U_c 和 i_c 增加时， i_c 增加， i_c 增加， U_c 下降，偏置电流减少，即反馈电流 i_f 由 A 点流出，对输入起到分流作用，或者说从信号源流向基极的电流被反馈电流抵消了一部分。由此可见，反馈电流 i_f 与 U_c 成正比，它与输入电流 i_i 在 A 点并联，而且从 A 点看来是反相的，所以是电压并联负反馈。

负反馈使这个电路的放大倍数减少，因为信号源提供的电流 i_i 被反馈电流抵消了一部分，所以基流实际发生的改变较少，输出电压较小，这就使放大倍数减少。

从上面的讨论还可看到，并联负反馈使输入阻抗减少，因为信号源提供的电流由于反馈支路的存在而增大了，这就是减少了输入阻抗。电压并联负反馈和电压串联负反馈一样，使输出阻抗减少，因为当输出电压的幅度因负载电流增大而减少时，反馈也减弱，信号电流被抵消得少些，净输入电流增加，使输出电压幅度降低得少些，这就相当于减少了放大器的输出阻抗。

五、负反馈对放大器性能的影响

我们曾经讨论了三种简单的负反馈电路，由于单级晶体管放大器不能组成电流并联负反馈，所以不再举例了。在这些简单电路中，获取和传输反馈信号的元件同时是基本放大电路中的元件，而且反馈信号与输入信号不是在放大器前面，而是在放大器内部叠加，所以基本放大器和反馈回路不象图 2-10 中那样明显分离，分析起来也就较为复杂了。我们在这里简单地阐明负反馈对于放大器性能的影响。

(1) 负反馈总是降低放大器的放大倍数，这是由于反馈电压或电流与信号电压或电

流反相，部分地相互抵消了，使输出电压或电流降低。我们使用负反馈来降低增益的原因是白于放大器的增益不稳定，受到环境温度 and 电源电压波动的影响很大，而负反馈放大器的放大倍数则基本上由反馈回路决定，稳定程度大大增加了。此外，由于晶体管参数的分散性和长期变化都很大，所以放大倍数很难精确计算和控制，使用负反馈技术后，放大倍数就比较容易精确计算和控制了。

(2) 负反馈可以展宽放大器的通频带，这是由于负反馈放大器的增益基本上由反馈回路决定，这个回路通常只由电阻组成，而电阻器的阻值在频率不很高时是与频率无关的。在没有负反馈时，放大器的增益在原先的通频带内较高，在原先通频带的范围外则很快下降。但在有了负反馈后获得的实际增益，在反馈深度较大的范围内，都被降低到了由负反馈回路决定的数值，所以通频带展宽了。

(3) 负反馈放大器还可减少非线性失真，这是因为信号电压或电流大部分都被负反馈抵消，实际输入基本放大器的电压或电流很小。非线性失真是在大信号输入时发生的，所以负反馈可以减少非线性失真。

(4) 电压负反馈有维持输出电压稳定，减少它随负载变化的趋势，所以电压串联或并联负反馈都减少输出阻抗。相反地，电流负反馈有维持输出电流稳定，减少它随负载变化的趋势，所以电流串联或并联负反馈都增加输出阻抗。

(5) 串联负反馈有一部分输入电压被反馈电压抵消，这使输入电流减少，所以电压或电流串联负反馈都增大了放大器的输入阻抗。并联负反馈有一部分输入电流被反馈电流抵消，这就要有更大的输入电流，所以电压或电流并联负反馈都减少了放大器的输入阻抗。我们通常希望放大器有较高的输入阻抗，这样可以减少输入信号电压的损失，但输入阻抗较低时引入干扰也较少，所以在某些情况下，适当减少输入阻抗还是需要的。

(6) 生物医学放大器中常常存在一些在线路图上看不出来的反馈环节，这通常是我们应当避免的。最常见的是电源的寄生反馈，这主要是后级的输出电流通过电源对于第一级的影响。由于电源总有一些内阻，当输出电流改变时，电源电压也随之改变，这个改变且作用在前级，导致了反馈，反馈电压的位相由具体情况决定，常常成为正反馈。这种寄生反馈不但影响了放大器的性能，当正反馈过大时，放大器将成为振荡器而不能正常工作。避免的措施主要有两种，一种是用另外一个电源供给最后一级的输出电流，另一种是在各级放大器的电源间增加旁路滤波电路，称为电源退耦电路，减少电源电压波动的影响。

还应指出，由于分布电容的影响，高频信号在反馈回路和基本放大电路中都有位相变化，负反馈在某些频率可能转变为正反馈，此外，分布电容在高频时还可形成新的反馈回路。当正反馈过大时，放大器将发生高频振荡而不能正常工作。

最后指出，由于反馈回路中的电阻产生热噪声，降低了放大器的噪声系数，所以反馈回路中的电阻值不宜过大。

第五节 直流放大器

交流或接近于交流的慢变化信号不可能用阻容耦合放大器来进行放大，因为阻容耦合起到高通滤波作用，它不能通过频率非常低的信号。各种生物电信号中包含了频率很低的成分，在医学中还遇到很多不变化或慢变化信号，例如血压力和 pH 值的测量。

取压测量、血气和血中离子浓度监测、砷铈检测、光比色计等等，这都需要通频带从零开始的直流放大器。直流放大器有直接放大和调制放大两种类型，本节只讨论直接放大，后者将在第三章中讨论。直流放大器的基本问题首先是各级直接耦合时工作点的互相影响问题，其次是零点的稳定性问题。当输入电压为零时，输出电压应当为零，即使不为零也要保持稳定，这样就很容易使检测仪表指示零位。例如当输入为零时，输出电压为 $2V$ ，我们把检测仪表的一端接箱出，另一端不接公共地线而接 $2V$ ，检测仪表就可指示零位了，此外还有很多补偿办法可以调整到零位。但是，由于温度变化、元件老化和多种其他原因，输入为零时，输出电压经常改变，使得检测仪表不指示零位，这种现象称为零点漂移。此外，生物医学中的信号源通常伴随有很大的共模干扰，这就是在两根信号线上有同位相的干扰电压。本节介绍的差分放大器能够较好地抑制共模干扰，而且能够直接放大两条信号线间的电势差，因此适用于生物医学信号的前级放大。由于集成电路中很难制作电容，各种集成电路中都使用直接耦合代替电容耦合，因此直流放大器也是各种集成电路的基础。

一、直流放大器的级间耦合

(1) **直接耦合法** 这就是把前级的集电极直接连接到后级的基极，如图 2-15 所示。这是最简便的方法，但为了保证前级有适当的集电极电压，后级的基极电势被抬高，如果有 3~4 级放大器这样连接起来，后级的集电极电势将接近电源电压，根本无法工作。其次，由于射极电阻逐级增大，电流负反馈逐级加深，放大倍数也就很小了。

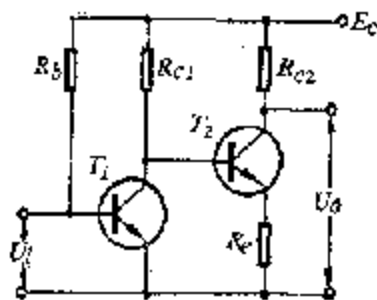


图 2-15 直接耦合放大器

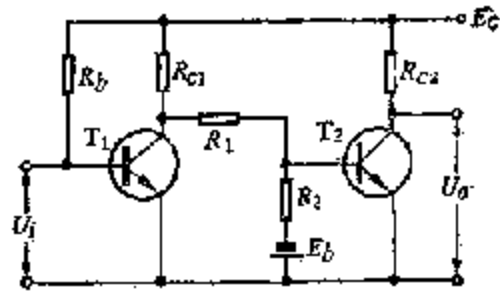


图 2-16 辅助电源法电路

(2) **辅助电源法** 前级集电极用两个电阻 R_1 和 R_2 连接到一个负的辅助电源， R_1 和 R_2 的连接点连接到后级的基极，如图 2-16 所示。在多级放大器中，辅助电源是共用的，如果 R_1 和 R_2 选择适当，各级都可以有一个适当的工作点，这就解决了直接耦合中的基本问题，但信号经过分压传输而有些损失。

(3) **互补管交替使用法** 这就是把 NPN 型和 PNP 型晶体管交替使用，如图 2-17 所示。这时各级晶体管都可以有适当工作点，信号传输也没有损失，又不需要辅助电源，所以应用较多。

以上三种电路都没有解决零点漂移问题，当级数较多时，前级晶体管参数的变化由于逐级放大，甚至可以使后级晶体管的工作点脱离放大区，不能正常工作。当然，这种放大器的放大倍数也是不稳定的。因此，实际的直流放大器都必须采用深度负反馈，反

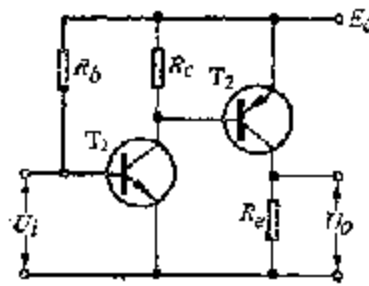


图 2-17 互补管交替输出电路

输出信号可以从输出级直接引向输入级。这些电路都不能抑制共模干扰，也不能应用于两条输入线不宜把其中一条接地的情况，例如测量两点的电势差，用差分放大器作前级放大才能解决这些问题。

二、差分放大器

差分放大器 (differential amplifier) 又称**差动放大器**，也称为**长尾对** (long tailed pair)，图 2-18(a) 是一个典型电路，它由两个共用射极电阻 R_e 的晶体管组成，信号的两条输入线分别连到两个晶体管的基极（图中 a、b 两点），输出信号则由两个

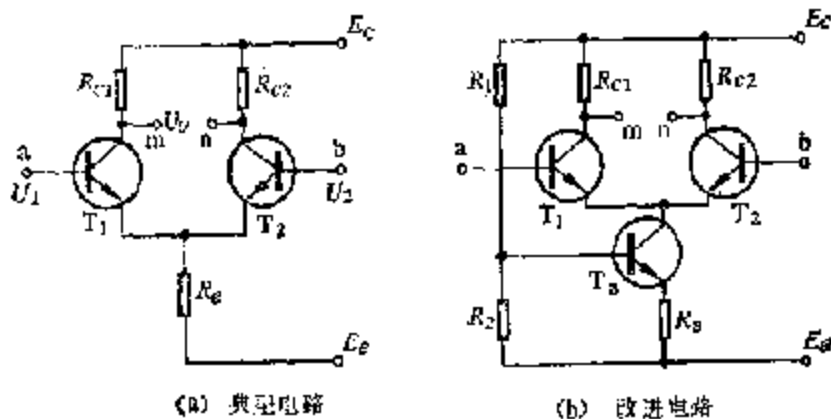


图 2-18 差分放大器

晶体管的集电极引出（图中 m、n 两点）。这两个晶体管的特性应当是相同的，温度也应该相同，最好采用制作在同一个芯片上的晶体管对。两个集电极电阻 R_{c1} 和 R_{c2} 通常相等，使得电路两侧尽量对称。设输入电势为 U_1 和 U_2 ，我们可以分解为一个两侧完全相同的电势 U_c 和一个两侧数值相同，极性相反的电势 U_d 之和，即：

$$U_1 = U_c + \frac{U_d}{2}, \quad U_2 = U_c - \frac{U_d}{2} \quad (2-13a)$$

$$U_c = \frac{1}{2}(U_1 + U_2), \quad U_d = U_1 - U_2 \quad (2-13b)$$

式中 U_c 称为**共模输入** (common mode input)， U_d 称为**差模输入** (differential

input)。晶体管对于小信号可以作为线性元件，根据叠加原理，我们可以分别讨论只有共模输入和只有差模输入的情况。

1. 共模增益 对于共模输入，射极电阻 R_e 起着电流负反馈的作用。总的电流增加量为：

$$\Delta I \approx \frac{U_i}{R_e}$$

当电路两侧大致对称时，两个晶体管中的电流增加量约为上式的一半，而且 $R_{e1} \approx R_{e2}$ ，记作 R_e ，则输出电压为：

$$U_{om} \approx U_{om} \approx \frac{\Delta I}{2} \cdot R_c = -\frac{R_c}{2R_e} U_i \quad (2-14)$$

显然，当电路两侧完全对称时，两侧输出电压相同。这实际上是难以做到的，两个晶体管的电流分配稍有差别，两个集电极电阻也稍有差别，两侧输出电压将稍有差别，这个差别称为差模输出电压 U_{od} 。

共模放大倍数规定为差模输出电压与共模输入电压的比值，

$$K_c = \frac{U_{od}}{U_i} \quad (2-15)$$

当 R_e 不是非常大，以至一些次要因素起主要作用时，由于 $U_{om} \approx U_{od}$ ，它们的差值 U_{od} 总是远小于 U_{om} 或 U_{od} ，由此易见 $K_c \ll R_c/R_e$ 。

在实际应用中，共模输入是干扰或不需要的信号，共模放大倍数愈小愈好。为此，除了尽量保持电路两侧对称以外，增加 R_e 也可以减少共模放大倍数。但是 R_e 的增大是有限度的，因为晶体管必需有适当的工作电流，辅助电源也不能过大。解决的办法是把射极公共电阻改为恒流源，如图 2-16(b) 所示，这里由分压电阻 R_1 、 R_2 供给一个稳定电压。恒流源的动态电阻可以看成是无限大，采用恒流源以后，共模输入不能使总电流改变，两个晶体管的射极公共电势随着 U_i 抬高，两个管子的集电极电流都不发生变化。因此，即使两侧电路稍有不对称，共模放大倍数仍等于零。当然这只是理想的情况，由于晶体管集射电压对电流的影响和电路的阻抗，两侧不能完全一致，共模放大倍数是难作到严格等于零的。

2. 差模增益 对于差模输入，电路两侧的微小差异可以忽略，一个晶体管增加的射极电流等于另一个晶体管减少的射极电流，射极电势和总电流维持不变，因此 R_e 失去了电流负反馈作用。这种情况和射极接地或连接在一个恒定电势上完全相同。两个晶体管分别对于反相的输入电压 $\pm U_i/2$ 进行放大，根据第一章中单级放大倍数的公式，

$$U_{om} = -U_{om} = \beta \frac{R_c}{r_{be}} (U_i/2) = \frac{\beta R_c}{2r_{be}} (U_1 - U_2) \quad (2-16)$$

由此得到差模输出电压为：

$$U_{od} = U_{om} - U_{om} = \beta \frac{R_c}{r_{be}} U_i$$

差模放大倍数为：

$$K_d = \beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (2-17)$$

这里 r_{be} 、 β 和 R_c 可取任一侧的参数。

差模输入是两侧输入的自势差，通常正是我们需要检测的信号，因此差模放大倍数总是愈大愈好。

3. 单端输出 在很多情况中，我们需要对地的输出，这时差分放大器工作在单端输出状态。在差模输入时，由 (2-16) 式可见 U_o 与 a 点的输入电压 U_{i1} 同位相，与 b 点的输入电压 U_{i2} 反位相。相对于 n 点输出来说，a 点称为**同相输入端** (noninverting input terminal)，b 点称为**反相输入端** (inverting input terminal)。

差分放大器在单端输出时的差模放大倍数 U_o/U_i 约为双端输出时的一半，共模放大倍数规定为 U_{oc}/U_{ic} ，由 (2-14) 式得到 $R_c/2R_c$ 。显然，共模放大倍数远小于差模放大倍数。

4. 差分放大器的性能 差分放大器的主要性能指标是抑制共模输入的能力，这个指标称为**共模抑制比** (common mode rejection ratio)，它规定为：

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c} \quad (2-18)$$

实际的差分放大器，如果使用射极电阻，双端输出时的共模抑制比通常可达到数千，单端输出时的共模抑制比可达到数百。使用恒流源时，共模抑制比可再提高一个数量级。共模抑制比通常用分贝表示，它规定为 $20\lg(K_d/K_c)$ 。

抑制零点漂移是差分放大器的一个重要优点。如果两个晶体管的特性基本相同，温度也相同，那么温度改变或元件老化使这两个管的参数同样改变，如果使用恒流源，两个晶体管的电流分配不改变，它们的集电极电位也不改变，这就比较完善地克服了零点漂移。在使用射极电阻的情况，温度升高时两个晶体管的电流都稍有增加，但差模输出电压很微小，这也在相当程度上克服了零点漂移。电源电压的波动在集电极电阻上产生的电压波动相同，在差模输出电压中消除了电压波动的影响。

为了克服电路两侧不完全对称的缺点，通常把 T_1 和 T_2 的射极连接到一个阻值很小的电位器的两端， R_c 或恒流源则连接到电位器的中间滑动接点上。改变滑动接点的位置就在两个晶体管的射极电路中分别引入了不同程度的电流负反馈，使电路两侧更为对称，这个电位器通常用来调节到无差模输入时无差模输出，即“调零”，这时两侧分别引入的射极电阻使两个管子的电流分配更为稳定。调零也可用调节两个集电极电阻的方法来进行。两侧分别引入电流负反馈也扩展了差分放大器的通频带和减少非线性失真。

差分放大器在共模输入时有电流负反馈，输入阻抗很高，在差模输入时没有电流负反馈，输入阻抗很低。信号源通常是高内阻的，因此在输入时，差模信号衰减很多，而共模干扰衰减很少。这意味着对于高内阻信号源，差分放大器抑制共模干扰的实际能力不是很大的。在电路两侧增加射极电阻，分别引入电流负反馈，可以增加差模输入阻抗。差模输入阻抗低是个严重缺点，因此在很多实际电路中都用场效应管代替晶体管（恒流

源可仍用晶体管),称为场效应管差分放大器,但它的失调电压和温漂都较大,这是应当注意的。

差分放大器既可应用于直流信号,输入直接连到基极,控制它们的电势,也可应用于频率不很低的交流信号,这时两个基极都用电阻接地,信号电压分别通过隔直电容加到两个基极上。选用高频晶体管,差分放大器的通频带可以达到数兆赫或更高。

第六节 运算放大器的基本知识

一、运算放大器的概念和性能指标

运算放大器 (operational amplifier) 是一种高增益直流放大器,最初应用在模拟计算机中进行各种数学运算,所以有这个名称。运算放大器(简称运放)最初是用分立元件组装的,现在普遍使用集成电路,整个运放制作在一个小芯片上,性能有了很大提高。运放的应用范围已远远超出模拟计算机的领域,在各种生物医学仪器中的应用也日益广泛。集成运放的基本原理就是一个单端输出的差分放大器,如图 2-19 (a) 所示。它的内部结构实际是很复杂的,在第一级差分放大后面有时还再增加一级差分放大,然后是单端输入的直流放大和电平移动电路,最后由射极跟随器输出。由于集成电路中难以制作数十皮法以上的电容,制作电阻的范围为数十欧到数千欧,阻值也不很准确,而且占用芯片面积较多,二极管的制作过程与三极管基本相同,因此集成运放的内部结构与用分立元件组装时很不相同,但是这对使用者是无甚关系的。

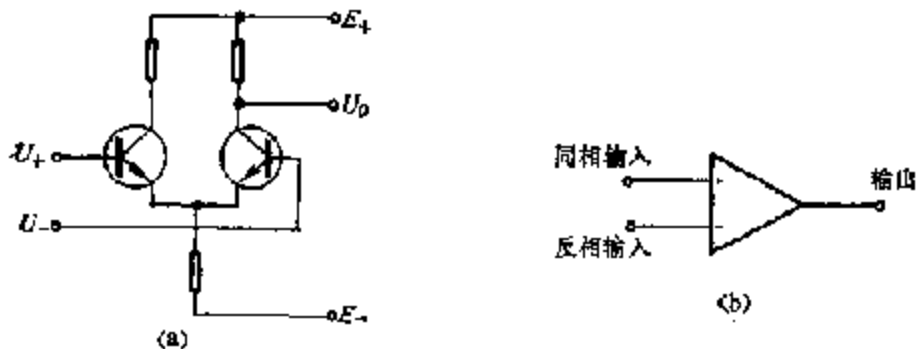


图 2-19 运算放大器

运算放大器与信号传输有关的只有三个端子:同相和反相输入端及输出端,其符号如图 2-19 (b) 所示。此外还有两个端子分别接正、负电源,有些器件还有两个端子接调零电位器,一个或两个端子接位相补偿电容器,这些在电路图中都可以不画出来。需要调零电位器是由于差分放大电路两侧不完全对称,用它可调整零点;需要位相补偿电容器是由于器件内部的分布电容使输出输入之间产生位相差和耦合,补偿后可避免高频振荡。在附录一图 2 中给出了一些常用运放的正负电源、调零电位器和补偿电容等输入端子的基本连接方式,供读者参考。

下面简单介绍运算放大器的主要性能指标。

(1) **增益与频带** 运放的差模放大倍数 K_d 非常大,例如原始类型的 F001 为 1000~2000,高质量的型号可达到 10^7 以上。用对数表示增益时 ($G_d = 20 \lg K_d$),普通器件约

为 60~100 dB。

运放的共模放大倍数很小，说明书中通常只给出共模抑制比 (CMRR 或 CMR)，用对数表示，例如 F001 为 70~80 dB，高质量型号可达到 120 dB 以上。

差模增益和共模抑制比通常都是指直流或低频交流的情况，实际上它们的频率特性与晶体管 β 值相似，即：

$$K_{cf} = \frac{K_{cd}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (2-13)$$

式中 K_{cd} 为直流的差模放大倍数， f_c 称为 -3 分贝带宽，因为频率是从零开始的，带宽就是最高频率。当 $f = f_c$ 时，放大倍数下降到直流时的 $1/\sqrt{2}$ ，或说增益降低 3 dB。当 $f \gg f_c$ 时，上式可近似写成：

$$K_{cf} = K_{cd} \cdot f_c / f \quad (2-20)$$

因此，放大倍数与带宽（即最高频率）的乘积几乎不变，有些产品给出这个乘积，称为增益带宽乘积，单位为兆赫或吉赫。由上式可见，当 $f = K_{cd} \cdot f_c$ 时，放大倍数下降到 1，增益为 0 dB。有些产品给出这个频率，称为单位增益带宽，从上面讨论可见，它与增益带宽乘积是相同的，但有些产品在高频时增益下降加快，与 f^2 或 f^3 成反比，这时单位增益带宽将小于增益带宽乘积，因为后者是在中间频率计算的。

运放的共模放大倍数的频带很宽，几乎可以看成不随频率下降，因此共模抑制比的频率特性与差模放大倍数完全相同。

【例题 2-3】型号为 F007 的某个运放， K_{cd} 为 1.6×10^5 ，共模抑制比为 10^4 ，-3 dB 带宽为 100 Hz，试计算这个运放的增益带宽乘积，它工作在 10 kHz 时的差模放大倍数和共模抑制比。

解：工作频率比 -3 dB 带宽大了 100 倍，所以差模放大倍数为 1600，共模抑制比为 100。增益带宽乘积为 16 MHz，这也就是 0 dB 带宽。

(4) 偏置与失调 理想运放在两个输入端直接短路时，输出电势应当为零，但实际要在输入微小的差模电压时，输出才能为零。这个输入电压称为失调电压。普通运放的失调电压约为数毫伏，高质量的可达到 0.1 mV 以下。失调电压随温度的变化，大约每升高 1°C 增加数微伏，或更少些。

在静态时，箱入的偏置电流通常不到 1 μ A，第一级用结型场效应管的运放可达到 1 nA 或更低些，原始类型的 F001 则为数微安。这是两个输入端偏置电流的平均值，它们的差值称为输入失调电流，通常约为偏置电流的十分之一，有些器件更差些，高质量器件可以在百分之一以下。失调电流的温度漂移，大约每升高 1°C 增加 1/10~1/100，高质量的还可更少些。

(5) 输入和输出电阻 原始类型 F001 的差模输入电阻约为 8~20 k Ω ，现在通用类型约为数兆欧或稍少些，第一级用场效应管时可达 10¹¹ Ω 。共模输入电阻非常大，单端输入电阻就等于差模输入电阻。

运放的输出电阻通常低于 1 k Ω ，高质量运放更低得多。

(6) 转换速度 理想运放的输出应当立即追随输入的变化，但由于器件内部电容的影

响，输出电势的变化速度是有限度的。对于同样频率的信号，幅度大时要求电势变化的速度就比幅度小时要快得多。这个性能指标称为转换速度，通常约为数伏/微秒，但按高速要求制作的运放可达到数十伏/微秒。

(5) **其他指标** 运放还有很多性能指标，这里再介绍一些对使用者有意义的指标。

运放的静态功耗是没有输入信号时的功耗，通常约为数十毫瓦，有些低功耗运放，静态功耗可达到 0.1mW 以下，这个指标对于便携式或植入式医学仪器是重要的。

运放的最大共模输入电压和最大差模输入电压通常约为数伏到十多伏，最大输出电压比电源电压约低 1~2V。

运放的电源电压通常为 ±15V，也有采用较低或较高电压，高压类型则可达数十伏，此外说明书中还给出电源电压允许变动范围。

(6) **运放的选择** 为了适应特殊需要，有些运放特别提高了某些方面的指标，例如高速型有较大的转换速率，适用于大信号；高阻型有较大的差模输入阻抗和较小的偏置电流，适用于颅内肌信号源；低漂移型的失调电压和失调电流随温度变化很小，适用于精密测量和微弱信号；低功耗型的静态功耗很小，适用于微型仪器；大功率型可输出较大功率，用于仪器的输出级；高压型使用较高电源电压，可获得较高输出电压，并且允许较大的输入电压；高增益型和宽带型，提高了增益和带宽，此外还有很多特殊类型。应当指出，各项指标都应适合于用途，不能一味追求过高的指标，除了价格的考虑外，过高指标有时还会带来一些不便，例如宽带型不易稳定，高阻型容易引入干扰等等。各项指标都比较适中的运放称为通用型，它的用途最广泛。附录一和附录二给出了一些运放的性能指标和型号对照表，供读者参考。

二、理想运放

各项性能指标都达到理想化的运放，称为理想运放，它的条件如下：

(1) 共模增益为零，所以输出电压只与差模输入有关，即：

$$U_o = K_d(U_+ - U_-) \quad (2-21)$$

(2) 差模增益趋于无限大，即 $K_d \rightarrow \infty$ ，由上式可见：

$$U_+ - U_- \rightarrow 0, \quad U_+ \approx U_- \quad (2-22)$$

这时 (2-21) 式右侧成为不定式，输出电压 U_o 只能够由反馈网络来计算。

理想运放两个输入端的电势相等，实际运放的差模输入通常也在 1mV 以内，因此运放的两个输入端称为**虚连接**。在一个输入端接地时，另一个输入端为零电势，称为**虚地**。如果电路中没有负反馈，或正反馈超过负反馈，运放的差模输入通常使运放脱离线性区，输出电压接近于正或负电源电压，极性由差模输入的极性决定。这时两个输入端不能看成是虚连接，运放当然也不符合理想化的条件了。

(3) 失调电压和偏置电流为零，所以差模输入为零时，输出电压为零，不存在零点失调和零点漂移问题。

(4) 输入电阻为无限大，所以输入电流为零；输出电阻为零，所以输出电压不受输出电流的影响。这两个条件使得反馈网络的计算大为简化。

(5) 频带趋于无限大，转换速度也趋于无限大，因此，输出电压总能跟随输入电压的变

化。

(6) 不产生噪声。尽管实际运放并不完全符合理想条件，但在生物医学应用中，通用型运放已基本接近于理想条件，较差的是输入电阻过低和输出电阻略高，但串联负反馈可使输入电阻提高很多数量级，电压负反馈可使输出电阻降低很多数量级，因此也接近于理想条件。

三、反相放大电路

图 2-20 (a) 是基本的反相放大电路，这是一个电压并联负反馈电路，反馈电流与输出电压成正比，在反相输入端汇合，从反相端看来是反向的。对于理想运放，反相输入端是虚地，而且输入电流可忽略，我们立即得到：

$$\frac{U_i}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} = 0$$

闭环放大倍数为：

$$K_v = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2-28)$$

这里的负号表示输出电压与信号电压反相。由上式可见，闭环电压增益完全由反馈回路决定，这就使增益稳定和通频带展宽。

图中的电阻 R 对于理想运放是不起作用的，它的设置是为了平衡运放静态偏置电流在两个输入端产生的电压，因此应使 $R \approx (R_1 // R_2)$ 。

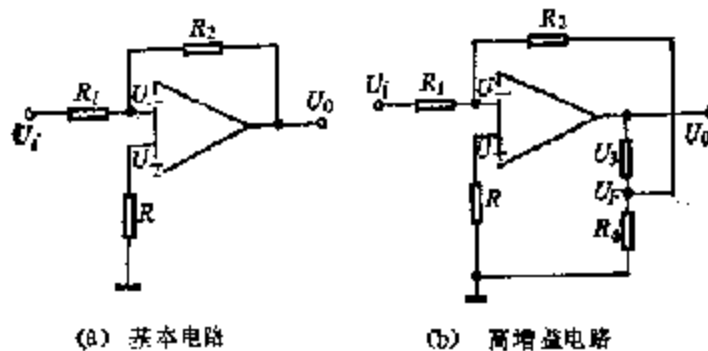


图 2-20 反相放大电路

这个电路的主要优点是共模输入电压完全可以忽略，因此共模抑制比和共模输入极限电压都不必考虑。

电压负反馈可以降低输出电阻，在这里和其他电压负反馈电路中，输出电阻通常已降低到 1Ω 的数量级或更低，我们不再讨论了。

由于反相输入端是虚地，这个电路的输入电阻就是 R_1 。这里的输入电流几乎完全流入反馈回路，并联负反馈使得运放的内阻几乎完全不起作用。输入电阻小是这个电路的主要缺点，这使得它不能应用到高内阻信号源。

对于具有内阻 R_s 的信号源，上面公式中的 R_1 应当用 $R_1 + R_s$ 代替，为了不使电压增益受 R_s 的过大影响， R_2 应当取大些。当 R_s 不很大时， R_1 应取 R_s 的十倍以上，但为了使输入电流远大于偏置电流， R_1 应远小于运放的内阻。对于通用型运放， R_1 不

宜超过数千欧。反馈电阻 R_2 愈大则增益愈大，但反馈电流应远大于偏置电流， R_2 不能取得过大，通常不宜超过兆欧。因此当 R_2 达到数千欧时，这个电路难以获得很高增益，不能充分发挥运放高增益的作用。

图 2-20 (b) 是高增益的反相放大器，反馈电压从分压电阻 R_3 和 R_4 的连接点引出。这仍是一个电压并联负反馈电路。当 $R_2 \gg R_4$ 时，反馈电压为：

$$U_f = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_o$$

理想运放输入电流为零的条件为：

$$\frac{U_i}{R_1} + \frac{U_f}{R_2} = 0$$

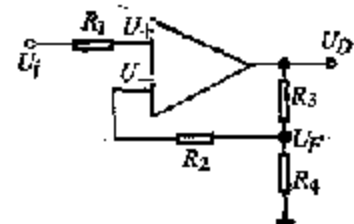
由此立即得到：

$$\begin{aligned} K_v &= \frac{U_o}{U_i} = - \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \frac{U_f}{U_i} \\ &= - \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \end{aligned} \quad (2-24)$$

由于比值 R_3/R_4 可以取得很大，所以这个电路可以在 R_1 不过于小， R_2 不过于大的情况下，获得很高的增益。当然，输入阻抗小和放大倍数与信号源内阻有关的缺点仍然是存在的。

四、同相放大电路

图 2-21 是基本的同相放大电路，这是一个电压串联负反馈电路，反馈电压仍在反相端输入。作为理想运放，两个输入端是虚连接，而且输入电流可忽略，由图易见：

$$U_i = U_+ = U_- = U_f = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_o$$


由此立即得到：

$$K_v = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_4} \quad (2-25)$$

图 2-21 同相放大电路

这个闭环放大倍数也是完全由反馈回路决定，所以增进了稳定性和展宽了通频带。

图中的电阻 R_1 和 R_2 对于理想运放是不起作用的，它们的设置是为了平衡运放的静态偏置电流在两个输入端产生的电压，因此应使 $R_1 + R_2 \approx R_4 + (R_2/R_3)$ ，这里 R_1 是信号源的内阻。 R_1 很大时可取消 R_2 ，但 R_1 不很大时，设置 R_1 易使零点稳定。

同相放大电路的主要缺点是共模输入电压 U_c 较大，它大约等于 U_i ，因此应考虑共模抑制比是否足够大，而且使用范围也受到共模输入极限电压的限制。

串联负反馈增大输入阻抗。这时差模输入电压很小，输入电压几乎完全成了共模输入，所以闭环输入阻抗比运放的差模输入阻抗增大了很多数量级，这是同相放大电路的主要优点。此外，这个电路的增益完全不受信号源内阻的影响，这也是它比反相放大电路优越之处。

如果图 2-21 中的 $R_3 = 0$ ，这时 R_3 不起作用，可以取消，这就作成了一个跟随器，输出电压与输入电压相差不超过数毫伏，而且输入阻抗很大，输出阻抗很小，这是晶体管或场效应管跟随器所无法比拟的。

五、差分放大电路

运放的第一级就是差分放大器，但它在开环工作时不稳定，所以必须有反馈电路。图 2-22 是基本的差分放大电路，它对于同相输入端是电压串联负反馈，对于反相输入端是电压并联负反馈。这个电路的闭环电压放大倍数可按照理想运放的条件来计算，由图易见：

$$U_- = U_+ = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_1,$$

$$\frac{U_2 - U_-}{R_1} = \frac{U_- - U_0}{R_2}$$

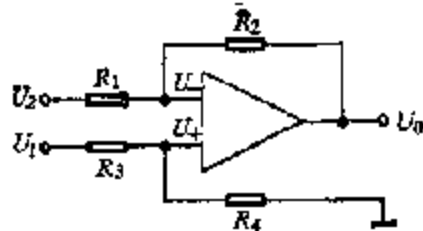


图 2-22 差分放大电路

由此得到：

$$U_0 = (1 + \frac{R_2}{R_1})U_- - \frac{R_2}{R_1}U_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_1 - \frac{R_2}{R_1} U_2$$

这个公式与前面的结果是一致的，反相输入的放大倍数为 $-R_2/R_1$ ，同相输入先经过电阻 R_1 和 R_2 分压衰减，后面的放大倍数为 $1 + (R_2/R_1)$ 。由于同相放大倍数略大于反相放大倍数，所以先经过分压衰减才能使它们的放大倍数相等。显然，抑制共模输入，获得差模放大的条件是：

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 \quad (2-26)$$

由此得到：

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1}(U_1 - U_2) \quad (2-27)$$

为了平衡运放的静态偏置电流产生的电压，我们还应使 $(R_1//R_2) \approx (R_3//R_4)$ ，这个条件与 (2-26) 式结合起来成为 $R_1 = R_3$ ， $R_2 = R_4$ 。

这个电路的一个重要缺点是输入电阻很低，运放的高内阻没有发挥作用。它的另一个更为严重的缺点是共模抑制比依靠外部电阻来调节，但 R_1 和 R_3 实际包括了两个信号源的内阻，如果信号源内阻改变了，或改换了信号源，例如生物电测量中改变了患者，那么 (2-26) 式的条件将不再成立。因此这个电路不能作为双端输入的前级放大。

解决这个问题的办法有两个，一个办法是在前面增加两个结型场效应管跟随器，获得较低的输出电阻，而且与信号源的内阻隔离开来，这样就可以调节到较高的共模抑制比。另一个办法是使用两个或更多个运放，信号源只从同相端输入，并且不用分压电路。图 2-23 就是两个这样的电路。图 2-23 (a) 的电路用了三个集成运放，虚线右侧就是图 2-22 中的差分放大基本电路，我们不再讨论。由于理想运放的两个输入端是短连接，所以 $U_{s1} = U_1$ ， $U_{s2} = U_2$ ；又由于理想运放的输入电流为零，所以串联电阻 R_5 、 R_6 、 R_7 中的电流相同。对于理想运放，图中的 R_5 和 R_6 是不需要的。由此得到：

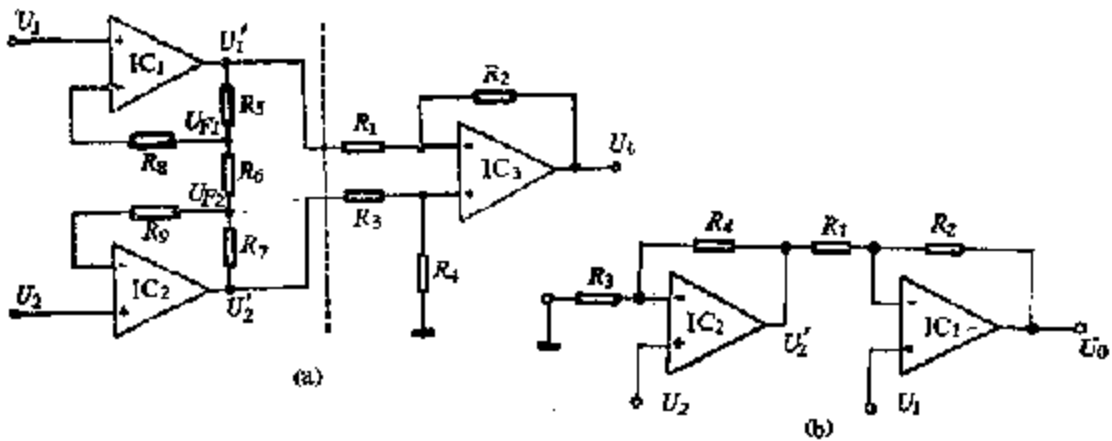


图 2-23 同相输入差分放大电路

$$U_1' - U_1 = R_5 I, \quad U_1 - U_2 = R_6 I, \quad U_2 - U_2' = R_7 I$$

将中间方程中的 I 值代入前后两个方程得到:

$$U_1' = U_1 + \frac{R_5}{R_6} (U_1 - U_2)$$

$$U_2' = U_2 - \frac{R_7}{R_6} (U_1 - U_2)$$

这两个运放的差模输出电压为:

$$U_1' - U_2' = \frac{R_5 + R_6 + R_7}{R_6} (U_1 - U_2) \quad (2-28)$$

它只与差模输入电压 $U_1 - U_2$ 有关, 而且放大了。这两个运放的共模输出电压为:

$$\frac{1}{2} (U_1' + U_2') = \frac{1}{2} (U_1 + U_2) + \frac{R_6 - R_7}{R_6} (U_1 - U_2)$$

当 $R_6 = R_7$ 时, 共模输出电压等于共模输入电压, 差模输入不产生共模输出, 即:

$$\frac{1}{2} (U_1' + U_2') = \frac{1}{2} (U_1 + U_2) \quad (2-29)$$

由此可见, IC_1 和 IC_2 组成的输入级对于共模输入只是简单地跟随, 对于差模输入则有适当的放大, 这就提高了差模电压与共模电压的比值。例如 $R_5 = R_7 = 30k\Omega$, $R_6 = 1k\Omega$, 则前级的差模放大倍数为 61, 输入的差模电压与共模电压的比值, 经过这级后增大了 61 倍。精心调节后级的差分放大基本电路, 共模抑制比可以达到很大的数值。

图 2-23 (b) 的电路只使用两个集成运放, 电路更为简单, U_2 经过 IC_2 作同相放大后再输入到 IC_1 的反相端, 由图易见:

$$U_2' = (1 + \frac{R_4}{R_3}) U_2$$

$$U_0 = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_1 - \frac{R_2}{R_1} U_2'$$

$$= (1 + \frac{R_3}{R_1}) U_1 - \frac{R_3}{R_2} (1 + \frac{R_3}{R_3}) U_2$$

如果调节图中四个电阻中的任一个，使得：

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = 1 \quad (2-30)$$

则输出电压成为：

$$U_0 = (1 + R_3/R_1) (U_1 - U_2) \quad (2-31)$$

输出电压完全由差模输入决定，与共模输入无关。尽管(2-30)式的抑制共模输入条件由调节外部电阻来达到，但这个条件与信号源内阻无关。当然，闭合回路的共模抑制比不会超过运放固有的共模抑制比。

这两个电路都有很高的输入阻抗，而且放大倍数和抑制共模输入的条件都与信号源内阻无关，这就完全克服了简单电路的缺点。对于实际运放，为了平衡静态偏置电流，应使图2-23(a)中的 R_3 和 R_4 ，或图(b)中的 $(R_1//R_2)$ 和 $(R_3//R_4)$ 与信号源内阻大致相近。如果信号源内阻太高，则应选用低偏置电流的运放。为了减少温度对偏置电流、失调电流和失调电压的影响，最好选用制作在同一个芯片上的双运放。这两个电路都在心电图和其它医学仪器中得到应用。

第七节 运算放大器的一些应用

运算放大器在生物医学仪器中有极为广泛的应用，本节只举出一些典型例子，运算在振荡电路和脉冲电路中的运用将在以后各章中讨论。

一、加法和减法运算电路

前面讨论的差分放大电路，输出电压与两个输入电压之差成正比，这就是减法运算。对于低内阻信号源，并联输入可以实现加法运算，图2-24就是实现加减法运算的基本电路。

忽略偏流电阻，我们可以得到下列两个式子：

$$i_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1} + \frac{U_2 - U_-}{R_2} \\ = \frac{U_-}{R_0}$$

$$i_2 = \frac{U_3 - U_+}{R_3} - \frac{U_4 - U_+}{R_4} = \frac{U_+ - U_3}{R_6}$$

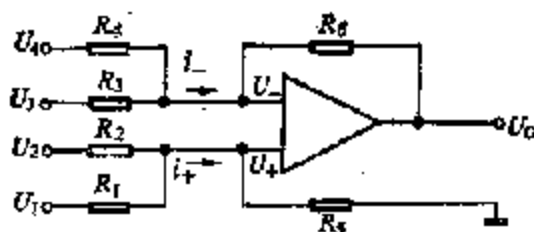


图 2-24 加减法运算电路

令 $R_+ = (R_3//R_2//R_1)$ ， $R_- = (R_3//R_4//R_6)$ ，我们得到

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_-}{R_+}, \quad \frac{U_3}{R_3} + \frac{U_4}{R_4} = \frac{U_+}{R_-}$$

由于 $U_+ \approx U_-$ ，调节 R_5 使 $R_+ = R_-$ ，我们立即得到，

$$U_o = R_3 \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} - \frac{U_3}{R_3} - \frac{U_4}{R_4} \right) \quad (2-32)$$

显然，如果 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ，我们得到普通加减法运算，如果 R_1, R_2, R_3, R_4 取不同值，我们得到有权重的加减法。这个电路很容易扩展到有更多信号电源参加运算的情况。对于装置和调试好的电路，如果输入信号个数较少，剩下来的输入端应当接电阻而不能空着，这样才能得到正确的运算结果。

二、对数和指数运算电路

对数和指数运算是根据第一章给出的二极管电流与端电压之间的理论公式 (1-1)，这个公式在 U 超过 U_T 数倍时成为简单的指数关系式：

$$I = I_s e^{U/U_T} \quad (2-33)$$

式中 $U_T \approx 26\text{mV}$ ， I_s 是反向扩散的饱和电流，各个二极管有不同的 I_s 值，而且随温度变化很快，大约每增加 10°C 时，增大一倍。三极管中射极电流与基极电压之间也具有相同的关系式。由于半导体的体电阻和表面漏电流的影响，实际二极管或三极管的电流电压关系与理论公式是稍有差别的。

1. 对数运算电路 图 2-25 (a) 是对数运算的基本电路，由于通过电阻 R 和通过二极管的电流相同，同相输入端为虚地，二极管的压降为 $-U_o$ ，(U_o 为负值)，由此得到：

$$I = \frac{U_i}{R} = I_s e^{(-U_o)/U_T}$$

$$U_o = -U_T \ln(U_i/R I_s) \quad (2-34)$$

这就完成了对数运算。图 2-25 (b) 的电路用基极接地的三极管代替二极管，这时集电极电压为零偏置，我们有 $I_c \approx I_s$ ，而且 I_c 可以应用 (2-33) 式，由此可以得到 (2-34) 式。

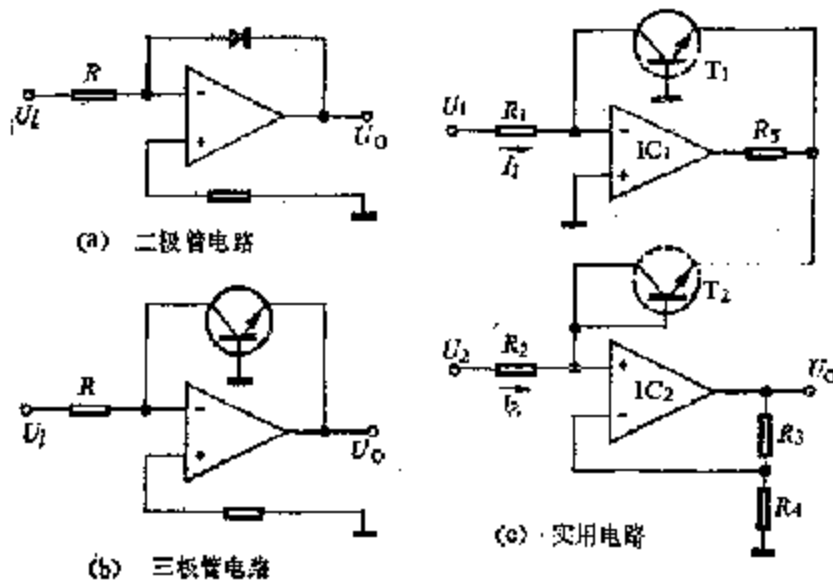


图 2-25 对数运算电路

这个电路的主要缺点是受温度影响很大，尤其是 I_s 随温度的变化很大，其次是小电流和大电流时都有较大误差，而且不易调零和定标。

对数运算是生物医学仪器中应用较多的非线性运算，例如比色计中比色池的吸收率等于参差光强度与透过光强度比值的对数。图 2-25 (c) 是一个产生电压比值对数的常用电路，两个输入电压都必须为正才能保证有正确的电流方向，两个晶体管应当用制作在同一个芯片上的晶体管对，它们的特性相同，温度也相同，最主要的是具有相同的 I_s 值。 T_2 工作在二极管状态，这两个晶体管的射极电势相同，因此

$$U_{2,1} - U_{1,1} = U_{2,2} - U_{1,1} = U_{2,2} - U_{1,2} = U_{2,2} - U_{1,2} = U_{2,2} - U_{1,2}$$

这些符号的意义是明显的，它们分别表示两个晶体管的基射电压、基极电势和运放的输入电势，由 (2-33) 式得到

$$\frac{I_2}{I_1} = e \times p \left(\frac{U_{2,1} - U_{1,1}}{U_T} \right) = e \times p \left(\frac{U_{2,2} - U_{1,2}}{U_T} \right)$$

另一方面：

$$I_1 = \frac{U_{1,1}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{2,2}}{R_2}, \quad U_{2,1} = -\frac{R_1}{R_2 - R_1} U_0$$

最后得到：

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_T e \times p \left(-\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{U_{2,2}}{U_1} \right)$$

(2-35)

这个电路完全消除了 I_s 的影响。 U_0 随温度的变化，可以用具有正温度系数的 R_1 或具有负温度系数的 R_2 来补偿。这个电路由于简单和易于调节，在生物医学仪器中获得了广泛应用。

2. 指数、乘法、除法运算电路 指数又称为反对数，图 2-26 是基本的指数运算电路，由图可见：

$$U_0 = -RI = -RI_s e \times p(U_1/U_T) \quad (2-36)$$

这个电路受温度的影响过大，很难实用。实际的指数运算电路由于在生物医学仪器中应用较少，我们就不讨论了。

由于对数运算可以把乘除转化为加减：

$$\lg(A \cdot B) = \lg A + \lg B, \quad \lg(A/B) = \lg A - \lg B$$

所以先进行对数运算，再进行加减运算，然后进行指数运算，这样就可完成乘法或除法运算。图 2-25 是把除法运算与对数运算结合起来的电路，此外还有直接进行乘法运算的电路，我们不讨论了。

三、比较电路

图 2-27 (a) 是最简单的比较电路，这是用输入电压 U_1 与参照电压 U_0 作比较，图 2-27 (c) 是输出与输入之间的关系。当 U_1 略小于或略大于 U_0 时，输出电压与输

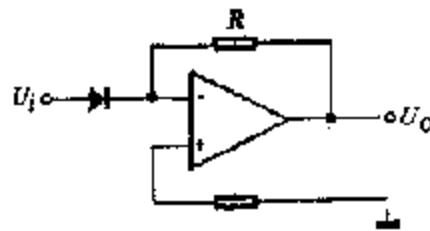


图 2-26 指数运算基本电路

入差模电压 $U_1 - U_2$ 成正比, 但当输出电压达到 U_{max} 后, 即不再改变。由于运放的高增益, 输入电压的线性范围是非常小的。图 2-27 (a) 中的二极管是用来限制差模输入电压, 以免损坏运放, 电阻则是在差模电压超过二极管的正向导通电压时, 限制信号源的输出电流。这个电路有较大的共模输入电压, 图 2-27 (b) 是另一个形式的比较电路, 这时共模输入电压很小, 但 U_1 应改变符号。当输入电压上升较快时, 输出电压由于受到运放转换速度的限制, 往往不能追随输入电压的变化。专门设计的集成比较器具有较高的转换速度, 使用方法与集成运放基本相同。

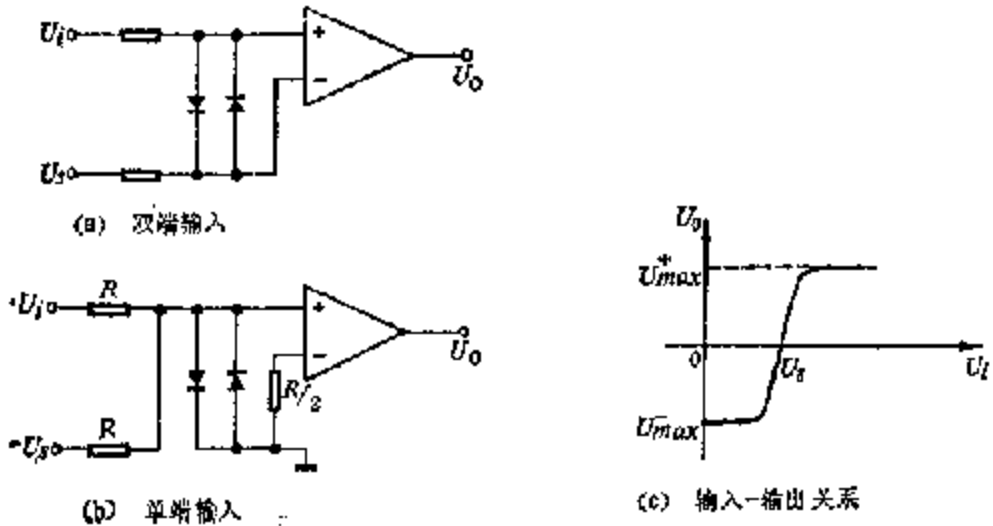


图 2-27 电压比较电路

四、微分和积分电路

生物医学信号处理中经常需要微分和积分, 例如求心电图、脑电、呼吸波和阻抗图的一阶和二阶导数, 这就需要微分, 又例如用光电扫描电泳标本或色谱标本时, 求各个峰值下的面积, 这就需要积分。我们作些简单介绍。

1. 积分电路 图 2-28 (a) 是积分基本电路, 由图易见:

$$I = \frac{U_1}{R} = -C \frac{dU_2}{dt}$$

时间常数 $\tau = RC$, 上式成为:

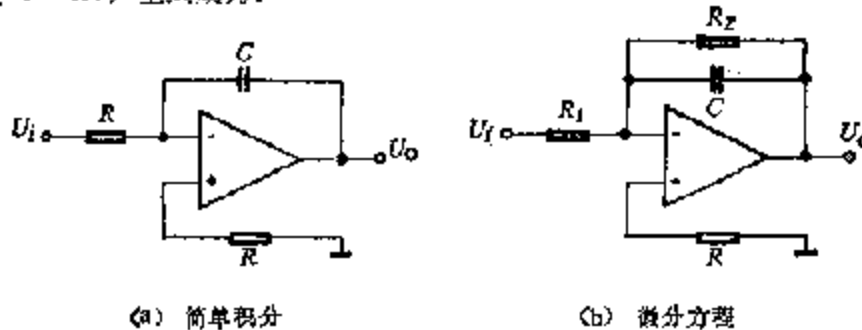


图 2-28 积分电路

$$\frac{dU_c}{dt} = -\frac{U_c}{\tau} \quad (2-37)$$

$$U_c = -\frac{1}{\tau} \int_0^t U_i(t) dt + U_{c0} \quad (2-38)$$

这里 U_{c0} 是电容器在 $t=0$ 时的初始电压。

这个电路应用到有直流成份的输入电压时，积分时间不能太长，以免输出电压达到饱和。因此还要增加一些开关管，积分时间结束时切断输入回路，积分开始前使电容器放电。此外，积分运算的精度还受运放偏置电流和电容器漏电流的影响。

图 2-23 (b) 给出了解一个微分方程的积分电路，由图易见：

$$I = \frac{U_i}{R_1} = -\frac{U_o}{R_2} - C \frac{d}{dt} U_o$$

$$R_2 C \frac{dU_o}{dt} + U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_i \quad (2-39)$$

显然， U_o 就是这个微分方程的解，由于 R_2 对于电容的泄流作用，时间距离愈久的 U_o 值，对于 U_i 的影响也愈小。

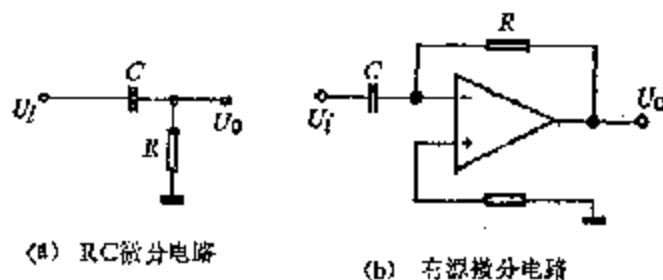


图 2-23 微分电路

2. 微分电路 图 2-20 (a) 中的 RC 电路是最基本的微分电路，第三节中已讨论了它的高通滤波作用，现在讨论它对于低频信号的微分作用。由图易见：

$$U_i = U_c + U_o$$

$$U_o - RI = RC \frac{dU_c}{dt} = \tau \frac{dU_c}{dt}$$

当频率很低，波形变化缓慢时，如果适合下式：

$$\tau \left| \frac{dU_c}{dt} \right| \ll |U_i| \quad (2-40)$$

显然我们有 $U_i \approx U_c$ ，由此得到

$$U_o \approx \tau \frac{dU_i}{dt} \quad (2-41)$$

这就得到了微分运算，但由于条件 (2-40) 的限制，输出幅度是很小的，适用的频率范围也很低。这就是说， RC 电路对于高频成份无损耗、无相移地传输，对于低频成份则

得到幅度很低的微分。频率的高低是用电路时间常数 τ 来衡量的， $f\tau > 2$ 时可看成高频，但只有当 $f\tau < 0.02$ 时才可以近似地得到微分。

把 RC 自路与运放结合起来可以组成比较理想的微分电路，适用的频谱范围宽得多，幅度也大得多，因为它不受 (2-40) 式的限制。由图 2-29 (b) 可见：

$$U_o = -RI = -R(C \frac{dU_i}{dt}) = -\tau \frac{dU_i}{dt} \quad (2-12)$$

这是严格的等式。这个电路受到运放最大输出电压 U_{om} 的限制，这个条件是：

$$\left| \frac{dU_i}{dt} \right| < \frac{U_{om}}{\tau} \quad (2-13)$$

此外，这个电路还受到运放转换速度的限制，如果输入电压变化过大，经过电容 C 传输的电压很大，运放将达到饱和，甚至被损坏。只要 τ 不是过大，生物医学信号总是符合 (2-13) 式的条件。 τ 也不能过小，因为输出电压是与 τ 成正比的。微分电路的主要缺点是干扰被扩大，降低了信噪比，因为干扰电压变化很快，频谱很宽，频率愈高的成份放大愈多，形成很多尖峰。在输入回路中用一个小电阻与 C 串联可以限制噪声和输入突变电压的影响。在微分运算前作低速滤波可以大大改善这个电路的性能。

五、有源滤波器

运放与各种滤波电路结合起来可以组成很有效的有源滤波器。图 2-28 (b) 同时是一个最简单的低通有源滤波器。对于信号中的低频成份，电容 C 可近似地看成开路，这时的放大倍数为 $-(R_2/R_1)$ 。对于信号中的高频成份，电容 C 可近似地看成短路，输出端与反相输入端的虚地连接，所以输出电压很小。这个电路的电压传输系数与 (2-19) 式一致，把式中的 K_v 改成直流放大倍数 $-(R_2/R_1)$ 就可以了，上限频率为 $f_c = 1/(\pi R_2 C)$ 。这时 R_2 不是串连在信与传输通道中，可以取很大的阻值，所以可使用较小的电容。例如取 $R_1 = 30k\Omega$ ， $R_2 = 560k\Omega$ ，例题 2-2 中的电容 C 可减少为 $0.002\mu F$ ，这就方便多了。

在生物医学信号处理中，经常需要消除市电 50 Hz 的干扰。图 2-8 中双 T 选频电路的 Q 值很低，不能满足我们的要求，把双 T 选频电路与运放结合起来可以组成 Q 值很大的有源陷波器，这就是把它输入到运放的同相端，并且把原先接地的电阻和电容连接到输出端的一个分压点上，如图 2-30 (a) 所示，图中 $R_1 = R_2 = 2R_3 = R_4$ 。这里的反馈电

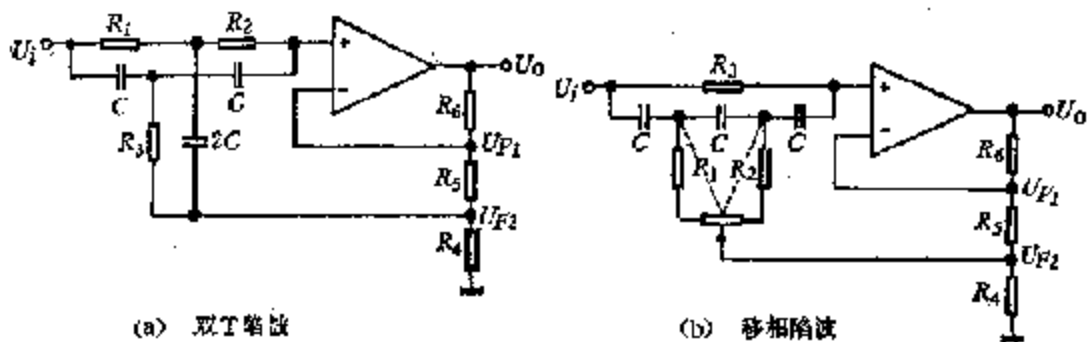


图 2-30 有源陷波器

压 U_{f_1} 是正反馈，又称为自举，因为它把电阻和电容的一端抬高到接近于双 T 电路的输出电压。

这个电路的中心频率 f_0 仍由 (2-9) 式给出，但 Q 值成为：

$$Q = \frac{\sqrt{f_0 f_1}}{f_1 - f_0} = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \quad (2-44)$$

例如 $R_4 = 30\Omega$ ， $R_5 = 1k\Omega$ 时， $Q \approx 3$ 。选取 $R_0 = 10k\Omega$ ，信号中除波带以外的成分可放大 10 倍。 Q 值不宜过大，通常不超过 10，否则容易产生振荡。这个电路的缺点是阻置三个适当的电容和电阻比较麻烦，而且不易调节。例如选取 $C = 0.1\mu F$ ， $f_0 = 50Hz$ ， $R = 31.8k\Omega$ ，这样的阻值需要用几个电阻串联组成，而且当中心频率失调时，同时改变三个电阻是很困难的。当三个电阻与条件 $R_1 = R_2 = 2R_3$ 稍有偏离时，选频条件为 $R_3 = (R_1 // R_2)$ ，中心频率为 $f_0 = 1/(2\pi C \sqrt{R_1 \cdot R_2})$ ，因此最少要反复调节两个电阻，这也很不方便。

图 2-30 (b) 的电路解决了调节的困难。它可以这样理解， R_1 和 R_2 分别与相应的电容组成两节高通滤波器，每一节的输出电压都比输入电压超前一个小于 $\pi/2$ 的位相，再经过电容传递，它与上支路经由电阻传输的电压合成时，在某一个适当频率处正好幅度相等，位相相反，使得输出电压为零。这个电路的选频条件和中心频率分别为：

$$R_2 = 6(R_1 + R_3), \quad f_0 = 1/2\pi \sqrt{3R_1 \cdot R_3} \quad (2-45)$$

由此可见，调节图中的电位器可以改变中心频率，并不影响选频条件，这就很方便了。这个电路的正反馈的自举电压愈接近输入电压， Q 值就愈大，但 Q 值不能由简单公式给出。

六、负电容放大器

生物学中常用的微电极有效接触面积很小，信号源内阻在 $10M\Omega$ 以上，而且由于它们的几何形状还产生较大的分布电容，此外传输电缆的分布电容和放大器的输入电容都是和电极电容并联的，总电容 C 可以达到数百皮法。为了使信号电压不至过多地降落在信号源内阻 R_s 上，放大器的输入电阻应达到 $10^8\Omega$ 数量级。使用场效应管源级跟随器作输入级，或使用场效应管运放，这个要求是不难达到的。由于放大器的输入电阻很高，输入侧的时间常数基本上等于信号源内阻 R_s 与并联总电容 C 的乘积，通常为毫秒的数量级。微电极主要用于测量跨细胞膜的直流电势差和兴奋时的电势变化，这种生物电信号的前沿包含有频谱直到 $10KHz$ 的谐波成份。这就是说，放大器应当用直接耦合，时间常数应在 $0.1ms$ 以下，约比信号源(连同传输线)时间常数小一个数量级。因此，在微电极放大器中采用一个电容耦合的正反馈回路，这个回路可以提供一一个等效的负电容来补偿信号源的分布电容，减少时间常数，展宽通频带。

图 2-31 是一个负输入电容放大器的原理图，它主要用作微电极的前置放大器。图中 E_m 是跨膜电势差， R_e 是电极电阻(传输线电阻可忽略)， C_e 是电极电容、传输线电容和放大器输入电容的并联值。电阻 R_1 和 R_2 组成运放的串联负反馈回路，它使放大倍数稳定，并且提高输入阻抗，降低输出阻抗，展宽通频带。电容 C_f 构成正反馈回路，它

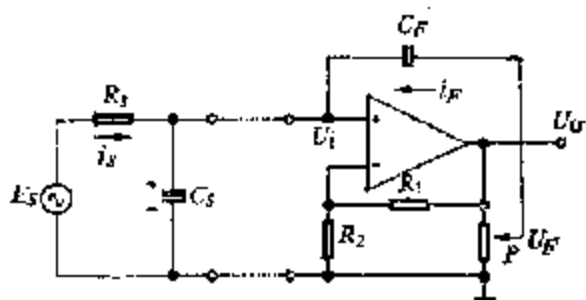


图 2-31 负输入电容放大器

起到补偿电容 C_s 的作用。

现在对这个电路进行分析，放大器的输入电压是 U_i ，输出电压是 $U_o = (1 + R_1/R_2)U_i$ ，正反馈电压为 $U_F = kU_o = KU_i$ ， k 和 K 是由电位器 P 的分压比决定的常数。电容 C_s 上的电量是 $C_s U_i$ ， U_i 上升时 U_o 也上升， C_s 的充电电流是：

$$\frac{d}{dt} \cdot C_s U_i = C_s \frac{dU_i}{dt}$$

如果没有正反馈电容 C_F ，这个充电电流完全由信号源提供，充电电流通过 R_s 时产生压降，延缓了输入电压的上升。正反馈电容 C_F 上的电量是 $C_F (U_o - U_i) = (K - 1)C_F U_i$ ，当 U_i 上升时，通过 C_F 的反馈电流 i_F 为

$$i_F = \frac{d}{dt} \cdot (K - 1) C_F U_i = (K - 1) C_F \frac{dU_i}{dt}$$

这个电流的方向如图所示，它不但不消耗信号源电流，反而协助信号源电流向 C_s 充电，使 U_i 更快上升，追随信号源电压 E_s 的变化。

因此，从信号源看来，流向电容 C_s 的电流与流向正反馈电容 C_F 的电流方向总是相反的，这时好象 C_s 并联了一个负的电容，其量值为 $(K - 1)C_F$ 。当这两个电容的量值相等时， C_s 的充电电流完全由正反馈回路提供，不消耗信号源电流。同样地，当信号源电压 E_s 下降时， C_s 的放电电流也完全流向正反馈回路，而不由 R_s 流向信号源，延缓 U_i 的下降。这就是说，正反馈回路产生了负的等效电容，当它的量值与信号源电容相等时，信号源电容就被完全抵消，完全补偿的条件是：

$$C_s = (K - 1) C_F \quad (2-46)$$

这个条件可调节电位器 P 的分压比来满足，这并不改变放大倍数。负电容放大器对于 K 是很敏感的，所以 K 必须具有高度稳定性，如果 K 增大使得总的电容 $C_s - (K - 1)C_F$ 成为负值，电路将发生振荡，不再能正常工作。

第八节 功率放大器

电子仪器最后一级所带的负载通常既需要较大的电压，又需要较大的电流，也就是需要较大的功率。因此电子仪器最后一级放大器称为功率放大器(power amplifier)，它能够输出较大的功率。医用电子仪器所带的负载，目前主要是记录装置中的描笔偏转

线圈或伺服电机，各种自动分析仪器中的继电器和电磁铁线圈等等。这些负载对于功率放大器的要求大致分为两种情况，一种像播音偏转线圈那样，要求功率放大器输出的电压或电流与信号成正比，放大器不应当有失真或漂移，另一种是输入信号经过电压放大和功率放大后，控制继电器或电磁铁的吸合，这种开关式动作不存在失真问题，对于医学应用，时间延迟问题通常也不必考虑。此外还有一类负载，例如显示装置中的偏转板，它只需要与信号成正比的电压，取用电流很小，那就不需要功率放大器。下面简单介绍功率放大器中的主要问题和几种常用放大器。

一、阻抗匹配和变换

对于电压传输来说，负载电阻愈大，负载上获得的电压就愈大，它是与 $R_L / (R_0 + R_L)$ 成正比的， R_0 是放大器的输出电阻。对于电流传输来说，负载电阻愈大，负载上获得的电流就愈小，它是与 $R_0 + R_L$ 成反比的。对于功率传输来说，它等于负载上电压与电流的乘积，因而是与 $R_L / (R_0 + R_L)^2$ 成正比的， R_L 过于大时，电流太小， R_L 过于小时，电压太小，都不能获得很大的功率。输出功率的最大值在 $R_L = R_0$ 时出现，这就是说只有当负载电阻与放大器的输出电阻大致相等时，负载才能够获得最大的功率。负载电阻与放大器的输出电阻配合，获得最大功率输出的条件，称为**阻抗匹配** (impedance matching)。在 $R_L = R_0$ 的理想情况下，放大器内部功耗与输出功率相等，放大器的效率为 50%。为了不使放大器由于功耗过多而温度过高，也不使晶体管（或电子管）中的电流过大或电压过高，理论上的匹配条件不一定是可行的。功率放大器传输的是大信号，有时不完全工作在线性区，上面的论述也就不严格适合。因此，最佳匹配条件通常由经验来确定，稍有偏差也是允许的。

放大器的输出阻抗和负载阻抗通常是难以改变或不便改变的，因此需要进行阻抗转换来满足匹配条件。对于数十赫到数十千赫的交流信号，通常用变压器来进行阻抗转换。变压器的基本原理如图 2-32 所示，设原线圈为 N_1 匝，副线圈是 N_2 匝，输入电压是 U_1 ，输出电压是 U_2 ，负载电阻 R_L 用虚线连接。线圈上部的圆点表示按相同绕向看线圈的出线方向，也就是两侧感应电动势的极性相同的方向。这两个线圈中的感应电动势与匝数成正比，前者与外加电压相抗衡，后者就是变压器输出的电动势，这也就是负载上的电压。因此：

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

如果我们忽略铁芯磁化所需的电流，那么原线圈和副线圈中的电流是反向的，而且与匝数成反比，使得它们在铁芯中的磁化作用相互抵消，因此：

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2}$$

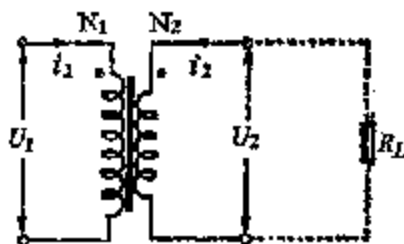


图 2-32 变压器的阻抗变换

副线圈中电流的方向当然是与感应电动势的方向相同，原线圈中电流的方向则与感应电动势的方向相反，它是在外加电压稍稍超过感应电动势的情况下，由外加电压驱动的。上两式相乘等于 1，这表明输入功率和输出功率相等。在理想变压器中，信号源驱使电

流反抗感应电动势而流动所作的功，全部转移到负载上。上两式相除得到：

$$\frac{U_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{U_2}{i_2}$$

显然， U_2/i_2 等于负载电阻 R_L ，而 U_1/i_1 则是转移到信号源侧的等效负载电阻 R'_L ，由上式得到：

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L \quad (2-47)$$

这个公式可以推广应用到电容性和电感性负载。这些公式是这样解释，当 $N_1 > N_2$ 时，变压器的作用从负载方面看，是把高电压、小电流的信号源转换为低电压、大电流的信号源；从信号源方面看则是把低阻值的负载转换为高阻值的负载。 $N_1 < N_2$ 时的解释与此类似，但转换情况正好相反。因此，我们从信号源的观点来看，变压器的作用就是进行阻抗转换。

变压器不能应用于低频或更低频率，这时磁通变化率太小，合适的铁芯截面和线圈匝数不能产生需要的电压。对于过高频率，普通铁芯中反复磁化和涡电流的损耗将过大，线圈的匝间电容也将产生严重影响。

二、单管功率放大器

功率放大器中晶体管的工作点在线性区时，称为甲类放大，如图 2-33 所示。这个电路的原理与第一章中的电压放大器完全相同，差别只是晶体管选用大功率管，电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_c 的阻值选得小些，功率大些。如果负载电阻适当，负载可以直接连在集电极回路中，代替集电极电阻。如果负载电阻不适当，则需要用变压器进行阻抗转换，如图所示。甲类放大的优点是输出波形不失真，缺点是晶体管中的电流，除了交流成分外，还有直流成分，这就增大了功耗，使晶体管发热，同时也降低了电源的利用效率，最佳效率通常在 35% 以下。当输出功率较大时，晶体管应固定在散热片上。

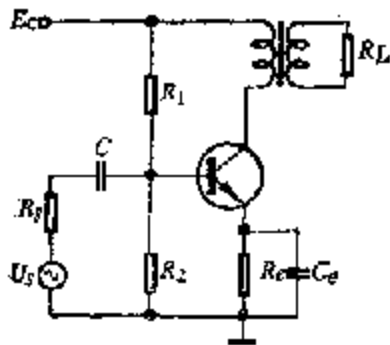


图 2-33 甲类功率放大器

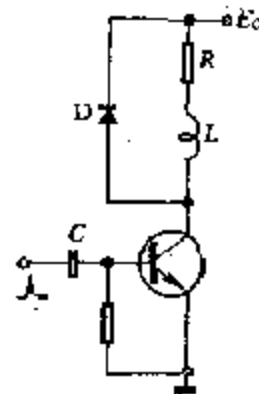


图 2-34 电感负载的脉冲功率放大器

对于电感性负载和脉冲式的驱动信号，这个电路还应当作些改变，这里把负载直接连在集电极回路中，如图 2-34 所示。这个三极管平时处于截止状态，在脉冲作用下，在短时间内导通，直至饱和。这个电路称为脉冲功率放大器。

我们先简单说明自感线圈 L 与电阻 R 串联电路突然加上电压 U 的情况，这时电流增

加，但电流 I 的变化产生反抗变化的自感电动势，电流 I 与电压 U 的关系是：

$$U = RI + L \frac{dI}{dt} = R(I + \frac{L}{R} \frac{dI}{dt}) \quad (2-48)$$

图 2-35 是这样的电路突然加上电压后的电流的变化曲线。初始时电流增长较快，电压主要降落在自感线圈上，后来增长减慢，电压主要降落在电阻上。电流按指数规律变化，最后达到的稳定值是 U/R 。当 $t = L/R$ 时，电流上升到 $0.632 (U/R)$ 。 $\tau = L/R$ 称为这个电路的时间常数， τ 愈小则电流上升愈快。

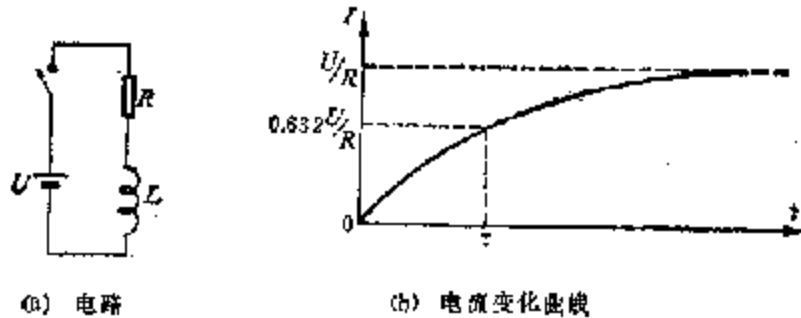


图 2-35 RL 电路在阶跃电压作用下的电流变化曲线

自感线圈本身的电阻通常很小， τ 值太大，电流上升太慢，所以图 2-36 中用一个电阻与它串联，减少时间常数，使晶体管更快导通。在输入电压维持不变的时间较长时，这个电阻还起到限制集电极电流的作用。此外还有一个二极管与负载并联。在三极管导通期间，二极管不起作用。在三极管快速截止时，二极管给自感负载中的电流提供一个通路，使它按指数规律衰减，以免急剧断开时感应出高压，击穿三极管。

三、推挽放大器

甲类功率放大器有相当大的直流成份，效率较低，把晶体管的工作点选择在截止区时可以克服这个缺点。这时只能放大交流信号的正半周，负半周被截除，这种放大方式称为乙类放大。显然，单管乙类功率放大将使信号波形严重失真。解决问题的办法是使用两个晶体管，它们的基极分别输入正反位相的交流信号，使得两管轮流导通，并且还要使负载电流方向正确。实现的方法是在输入端和输出端都用变压器耦合，输入变压器可以获得正、反位相的输入信号，输出变压器可以把两个晶体管的输出电流组合成负载电流，与原先信号波形相同。这种电路如图 2-36 所示，称为推挽式乙类功率放大器。

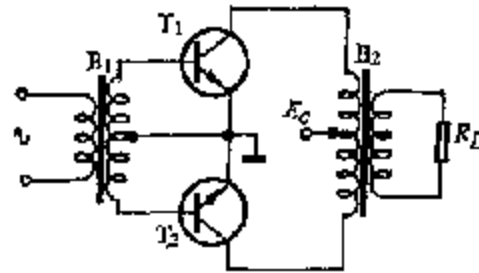


图 2-36 推挽功率放大器

图中两个晶体管的射极接地，基极通过输入变压器 B_1 接地，因此在无信号时，两个晶体管都截止。在信号电压向上时， T_1 导通，它的集电极电流通过输出变压器 B_2 的原线圈的上半，方向是向上，在副线圈中感应出向上的电压。在信号向下时， T_2 导通，它的集电极电流通过输出变压器 B_2 的原线圈的下半，方向是向下，在副线圈中感应出

向下的电压。这样一来，两个晶体管交替地工作，在负载上获得了与信号波形相似的交变电压和电流。输入和输出变压器同时也起到转换阻抗的作用。

推挽式功率放大器的效率可达到75%。两个晶体管特性应尽可能一致，否则信号正向和反向时的放大倍数不相同，波形将发生失真。

四、无变压器功率放大器

变压器耦合不能应用于直流信号或低频成份很丰富的信号，很多生物医学信号就是这种情况。普通变压器也不能应用于变化很快的尖锐脉冲，例如核医学中所遇到的。此外，在变压器适用的频带内，由于变压器的体积和重量都较大，价格也较高，近年来在很多地方被无变压器功率放大器代替。在频谱从直流在数十千赫的范围内，目前已有功率可达到5W的单片集成运放，这在医学应用中作为输出级已经足够了。

射极跟随器有输出阻抗低，频带宽的特点，可以作为放大器的输出级。如果有电容性负载，当输入电压上升时，跟随器的射极电流可给电容充电，但当输入电压下降较快时，电容电压下降较慢，跟随器的三极管可能暂时截止。用PNP管代替射极电阻，作成两个互补的跟随器，如图2-37(a)所示，可以解决这个问题，当输出电压下降时，由下一个跟随器供给负载电容放电的通道。这个电路的缺点是两个三极管导通时有电平差异，图2-37(b)的电路可以解决这个问题，图中两个二极管还可调整输出电势，使它与输入电势基本一致。图中的电阻R用来防止两个互补三极管发生同时导通大电流的情况，阻值通常为数十欧姆。

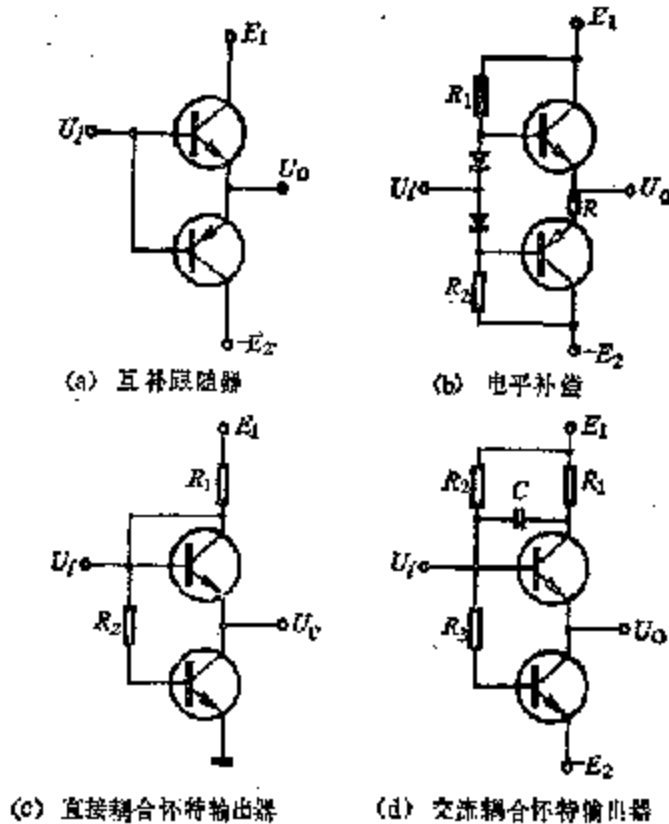
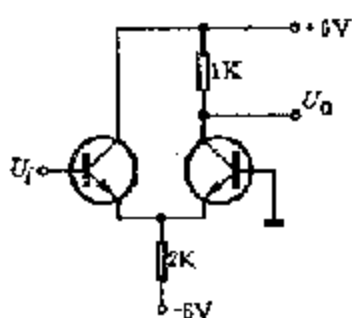


图 2-37 射极输出器的几种常用形式

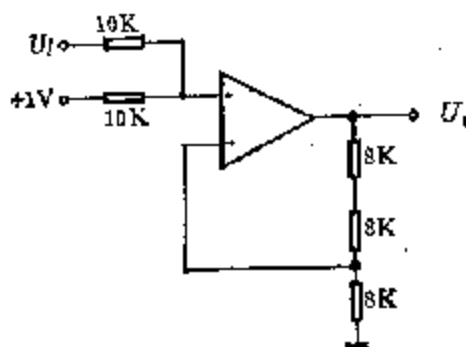
图 2-37(c) 的电路在生物医学仪器中也有较多应用, 这就是用一个 NPN 型晶体管代替跟随器的射极电阻, 称为怀特输出器。当输入电压下降时, 上一个晶体管的主流减少, 下一个晶体管通过电阻 R_1 和 R_2 可获得更多的基流, 为负载提供更大的电流通路。因此, 下一个晶体管相当于一个可变电阻, 当输入电压上升时, 它的阻值增大, 输入电压下降时, 它的阻值减少。图 2-37(d) 是它的变形, 适用于脉冲信号和频谱在 10Hz 以上的交流信号。这时电阻 R_2 较大, R_3 较小, 跟随器的电流变化时, 下一个晶体管通过耦合电容 C 可获得较大的基流变化。此外还有很多形式的无变压器功率放大器, 我们都不讨论了。

习 题

- 2-1 生物电信号有什么特点?
- 2-2 试述周期性波形和脉冲波形频谱的差别; 什么样的周期性波形的频谱最简单?
- 2-3 高通、低通、带通和带阻滤波各有什么特点?
- 2-4 为什么要在大器中接入负反馈? 如何区别各种类型的负反馈? 负反馈在哪些方面改善了放大器的性能?
- 2-5 什么是恒流源? 为什么恒流源不能开路? 本题附图中的电路, 如果先接通负电源, 后接通正电源, 晶体管可能被烧毁, 这是为什么?



习题 2-5 附图



习题 2-12 附图

- 2-6 射极跟随器有什么用途?
- 2-7 差分放大器有什么优点? 差分放大器的主要性能指标都有哪些?
- 2-8 差分放大器的差模放大倍数如何计算?
- 2-9 运算放大器有哪些性能指标? 理想的运放指标应是怎样的?
- 2-10 运放的反相和同相放大电路的放大倍数有无不同? 各自的优缺点是那些?
- 2-11 为什么运放不能够不用任何附加电路, 直接作为差分放大器使用? 为什么图 2-23 中由一个运放组成的差分放大电路不能够直接作为前置放大使用? 在图 2-23(a) 的电路中, 用电位器代替电阻 R_1 , 证明电位器中点的电势等于共模输入电压。
- 2-12 本题附图是一个电平转移和同相放大电路。设输入电压 U_i 的变化范围是 $-1 \sim +3V$, 问输出电压 U_o 的变化范围是多少?
- 2-13 说明加法和减法运算的原理。
- 2-14 说明对数和指数运算的原理。
- 2-15 说明运放组成的积分和微分电路的原理; 它们都受那些条件的限制?
- 2-16 什么是有源滤波器? 举例说明有源滤波器的原理。

- 2-19 负电容是代表什么意义?如何组成负电容放大器?
- 2-20 什么是甲类功率放大,它有什么缺点?
- 2-22 LC 电路在阶跃电压作用下,电流如何变化?时间常数是什么?
- 2-23 说明推挽放大器的工作原理。
- 2-24 说明无变压器功率放大器的几种主要类型;不用变压器有什么优点?

实验一 频谱分析仪

目的:

- 1) 掌握频谱分析仪的使用;
- 2) 利用频谱分析仪观察工频电流的全波整流信号和心电信号的频谱。

实验二 射极跟随器的研究

目的:

- 1) 了解射极跟随器的工作原理;
- 2) 掌握射极跟随器的设计方法和安装技术;
- 3) 熟识利用低频信号测量射极跟随器的输入和输出阻抗。

实验三 差分放大器参数的测量

目的:

- 1) 通过实验进一步了解差分放大器的工作原理;
- 2) 掌握测量差分放大器参数的方法,并熟识测量仪器的使用;
- 3) 测量差分放大器的共模和差模放大倍数,共模和差模的输入阻抗。

实验四 集成运算放大器的研究

目的:

- 1) 掌握运算放大器参数的测量方法;并测量运放的差模增益,失调电压、偏置电流和失调电流。
- 2) 通过组装一个100倍的运放反相放大器,掌握设计方法和组装技术;
- 3) 设计和组装一个同样倍数的同相放大器,并掌握放大器的放大倍数、输入和输出阻抗的测量方法。
- 4) 设计和安装一个同相输入的差分放大器,可由两个或三个运放组成。

实验五 微分电路的研究

目的:

- 1) 安装一个以运算放大器组成的微分电路;
- 2) 通过利用双踪示波器,观察50Hz交流电的微分曲线,以了解微分电路的工作原理;
- 3) 观察心电信号的微分曲线。

第三章 振荡与调制

振荡器是一种将直流电能转变为交流电能的设备，是电子仪器的重要组成部分。本章只讨论产生正弦波的简谐振荡器 (harmonic oscillator)，产生非正弦波的各种振荡器将在下章讨论。简谐振荡器在医学中有极广泛的应用，例如各种超声诊断仪，各种阻抗图仪、各种频率的治疗机，医学监护、航天医学、运动医学中的各种遥测和遥控设备以及电生理实验室中常用的各种信号发生器和测试设备等。

调制 (modulation) 是用一种频率较高的波形携带低频信息的过程，解调 (demodulation) 则是从已调波中恢复低频信息的过程，它在医学中不但用于各种生理参数和生物电信号的遥测，也应用于直流放大器中。本章将简单讨论调制与解调的原理。

第一节 简谐振荡的基本条件

振荡器与放大器都能够把直流电能转变为交流电能，但放大器的输出完全由外部输入的信号控制，而振荡器则在无外源输入信号的情况下输出交流信号。当一个放大器具有正反馈时，它的放大倍数比没有正反馈时增大很多倍。如果正反馈足够强，放大器就将发生质的改变而成为振荡器。普通放大器应避免产生自激振荡，它才能正常工作，而振荡器则要求满足产生自激振荡的条件。因此，振荡器实际是一种特殊形式的放大器，叫做自激放大器，或自激振荡器。

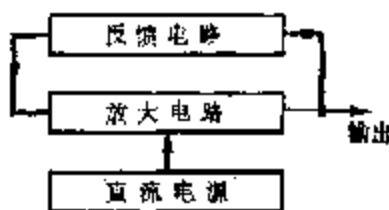


图 3-1 自激振荡器方框图

图 3-1 是自激振荡器的方框图，设在接通电源瞬间或由于其它扰动，放大器的输入端有一个信号 u_i ，经放大后产生输出信号 $u_o = K u_i$ ，反馈电路将输出信号的一部分 $u_f = F u_o$ 反馈到输入端，其中 F 为反馈系数。振荡器能够自动起振并且维持等幅的正弦振荡的条件是：

(1) **位相条件** 反馈信号应当具有正确的位相，使得 u_f 时时都在加强原先信号 u_i ，而不是削弱它，也不是在一个周期中有时加强，有时削弱。这就是说，放大器应当有完善的正反馈， u_f 与 u_i 的位相差 ϕ 应为：

$$\phi = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3-1)$$

(2) **幅度条件** 反馈强度应当足够大，使得反馈信号 u_f 不小于原先的输入信号 u_i ，即

$$FK \geq 1 \quad (3-2)$$

在上式为不等式时，输入端的微小扰动，在放大与反馈过程中不断增大，放大器在没有输入信号时就能够自动起振，产生自激振荡。在自激振荡达到稳定振幅时，上式应成为等式。因此，在放大器或反馈回路中应当有非线性因素，在 u_o 较小时， $FK > 1$ ，在 u_o

增大到一定程度后， F 或 K 减少，使得 $FK < 1$ 。

(9) **频率条件** 为了产生具有确定频率的正弦式振荡，只有确定频率的信号才能够满足位相条件和幅度条件，其它频率的信号都不能满足这两个条件。因此，放大器内部的电路或反馈电路应当具有频率选择性，使得 u_f 的位相和幅度都与频率有关。在满足这些条件时，只有确定频率的扰动才能够发展成为自激振荡，其它频率的扰动都将迅速衰减，不能形成振荡。频率的选择性愈尖锐，则产生的正弦波的波形愈好，振荡频率也愈稳定。

第二节 RC 振荡器

用若干个电阻器和电容器组成的选频电路，作为放大器的反馈回路，这样构成的简谐振荡器称为RC振荡器。我们在第二章中介绍了带阻式双T选频电路，现在介绍一个带通式的选频电路，这就是文氏桥选频电路，它在RC振荡器中得到最广泛的应用。

一、RC 串并联选频电路

图3-2(a)是一个RC串并联选频电路，它由一个RC串联电路和一个RC并联电路连接组成。在输入电压 u_i 的频率很低时， C_1 的容抗远大于 R_1 ， C_2 的容抗远大于 R_2 ，这个电路可简化为图3-2(b)的形式。这是一个高通滤波电路，频率愈低则输出电压的幅度愈小，而且 u_o 比 u_i 超前的位相接近于 90° 。这是因为 u_i 在低频时主要降落在 C_1 上，而通过电容 C_1 的电流比它的电压超前 90° ， u_o 是这个电流在电阻 R_2 上产生的电压，它与电流同位相。

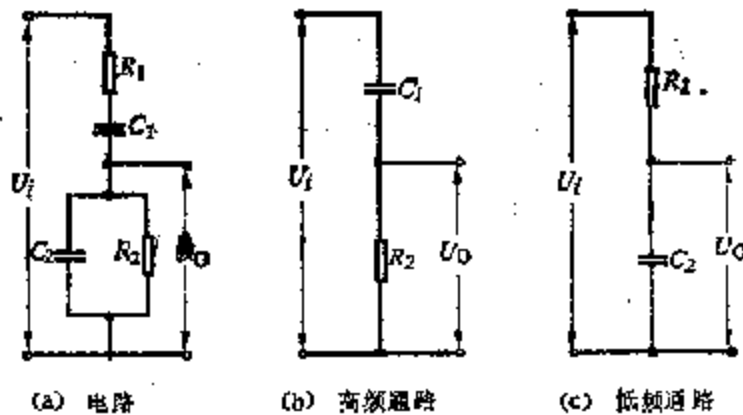


图 3-2 RC串并联选频电路及其高、低频交流通路

在输入电压 u_i 的频率很高时， C_1 的容抗远小于 R_1 ， C_2 的容抗远小于 R_2 ，这个电路可简化为图3-2(c)的形式。这是一个低通滤波电路，频率愈高则输出电压的幅度愈小，而且 u_o 比 u_i 落后的位相接近于 90° 。这是因为 u_i 在高频时主要降落在 R_1 上，通过 R_1 的电流与它的电压同位相， u_o 是这个电流在电容 C_2 上产生的电压，而电容上的电压比它的电流落后 90° 。很容易理解，在一个适当的中间频率 f_c 处， u_o 与 u_i 同位相，而且这时输出电压的幅度最大。

这是一个三端网络，它有一个输入端和一个输出端，还有一个公共端，在内部互相

连接起来。前两章讨论过的各种电路，除了差分放大器和双端输入的运算放大器外，都是三端网络，它们的一个主要特征参数就是输出端开路时的电压传输系数。这就是输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的幅值（或有效值）的比值 T 和 u_o 比 u_i 超前的角度 ϕ ，它们分别由下两式给出：

$$T = \frac{u_o}{u_i} = A \cos \phi \quad (3-3)$$

$$\lg \phi = E \left(\frac{f_r}{f} - \frac{f}{f_r} \right) \quad (3-4)$$

式中：

$$f_r = 1 / (2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}) \quad (3-5)$$

$$A = 1 / \left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3-6)$$

$$B = A \sqrt{C_2 R_1 / C_1 R_2} \quad (3-7)$$

由这些公式可见， $f = f_r$ 时， u_o 与 u_i 同位相， T 达到最大值 A 。当 $f < f_r$ 时， $\phi > 0$ ；当 $f > f_r$ 时， $\phi < 0$ ； T 在这两种情况都小于 A 。 B 愈大则 T 和 ϕ 都随频率变化愈快，这个电路的选频特性也就愈好。图 3-3 给出了 T 和 ϕ 随频率 f 变化的情况，前者称为**幅频特性**，后者称为**相频特性**。

选频电路有三个重要指标：①**特征频率 f_r** ，它由 (3-5) 式给出，这就是 u_o 与 u_i 同位相时的频率，也就是 T 达到最大值时的频率。对于 (3-3) 式中的 A 与 f 有关的其它选频电路，这两个定义是不一致的，我们采用前一个定义。②在特征频率 f_r 处的**电压传输系数 T_r** ，由 (3-3) 式可见， $T_r = A$ 。对于 A 与频率有关的其它选频电路， A 中的 f 应当用 f_r 代入。③**品质因数 Q** ， RC 选频电路的 Q 值有两种定义，一种是根据 T 值由 T_r 下降到 $T_r / \sqrt{2}$ 的条件，确定 f_r 两侧的邻近频率 f_1 和 f_2 ，按照下式规定 Q 值：

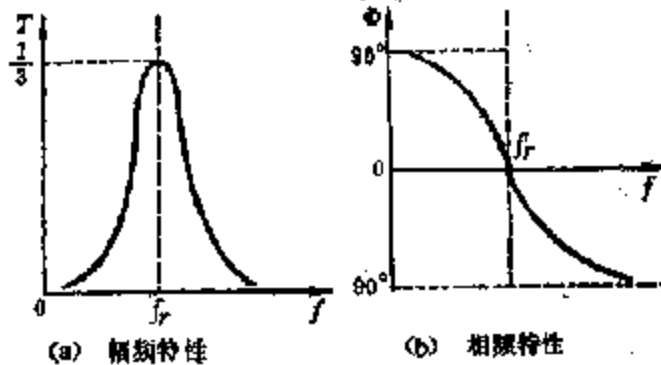


图 3-3 RC 串并联电路

$$Q = \sqrt{f_1 \cdot f_2} / (f_2 - f_1) \quad (3-8)$$

这就是第二章中采用的定义。另一种是根据 $\lg \phi = \pm 1$ ，即 $\phi = \pm 45^\circ$ 的条件，确定 f_r 两侧的邻近频率 f_1 和 f_2 ，然后按照上式规定 Q 值。当 A 与频率无关时，这两种定义是一致的。对于 A 与频率有关的其它选频电路，我们采取后一个定义。 Q 值愈大则通频带

愈窄，位相差 ϕ 随频率变化得愈快，所以频率愈稳定。在这个电路中很容易证明， $\sqrt{f_1 \cdot f_2} = f_0$ ， $Q = B$ 。当 $C_1 = C_2 = C$ ， $R_1 = R_2 = R$ 时，

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad T_0 = Q = 1/3 \quad (3-9)$$

由此可见，这个选频电路的 Q 值是不大的。如果选取 $R_1/R_2 = C_2/C_1 \gg 1$ ， Q 值可接近最大值，这时 T_0 变得很小。

二、文氏桥选频电路

图 3-4 是由 RC 串并联电路与电阻分压电路组成的电桥，称为文氏电桥 (Wien bridge)。

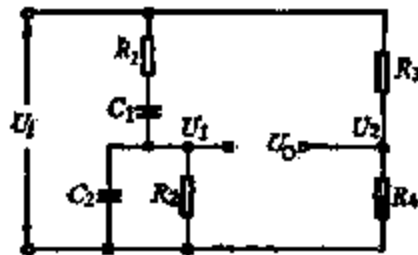


图 3-4 文氏电桥

RC 串并联选频电路的输出电压记作 u_1 ，电阻分压电路的输出电压用 u_2 表示，桥路的输出电压 u_0 规定为：

$$u_0 = u_1 - u_2 \quad (3-10)$$

这是一个四端网络，因为输入电压 u_1 和输出电压 u_0 没有公共端，前章讨论过的差分放大器和双端输入的运算放大器都是四端网络。由图易见，

$$u_2 = F u_1, \quad F = R_4 / (R_3 + R_4) \quad (3-11)$$

显然， u_2 与 u_1 同位相，而且 F 与频率无关。因此， u_1 与 u_2 同位相时， u_0 也与 u_1 同位相，桥路的特征频率仍由 (3-5) 式给出。桥路在 f_0 处的电压传输系数为：

$$T_0 = A - F \quad (3-12)$$

文氏电桥的品质因素比简单的 RC 串并联分压电路大很多倍，理论分析得到：

$$Q = \frac{A}{A - F} \quad B = \frac{1}{T_0} = A \cdot B \quad (3-13)$$

这个结果不能从振幅变化来理解，而是应当从位相变化来理解。当 f 在 f_0 附近时， u_1 与 u_2 的位相差为 ϕ ，幅度比值为 $A \cos \phi$ 。设 u_1 是幅值为 1 的正弦波，则 u_2 为：

$$u_2 = A \cos \phi \sin(2\pi f t - \phi) = A \cos \phi [\cos \phi \sin 2\pi f t - \sin \phi \cos 2\pi f t]$$

式中前一项与 u_1 同位相，后一项与 u_1 的位相差为 90° ，这两项的幅值的平方和就是 u_2 的幅值的平方，而它们的比值就是 $\tan \phi$ 。

$$u_0 = u_1 - u_2 = (A \cos^2 \phi - F) \sin 2\pi f t - A \cos \phi \sin \phi \cos 2\pi f t$$

u_0 与 u_1 的位相差用 ϕ_0 表示，显然：

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{A \cos \phi \cdot \sin \phi}{A \cos^2 \phi - F} \approx \frac{A}{A - F} \phi$$

最后一个近似式是在 $\phi \approx 0$ 时得到的。由这个式子可见，当 $A - F \ll A$ 时， ϕ ，在 ϕ 值很小时即可达到 45° ，因此 Q 值变得很大。

三、文氏桥式 RC 振荡器

图 3-5 是用运放组成的文氏桥振荡器，RC 串并联选频电路接在运放的同相输入端，电阻分压电路接在运放的反相输入端，电桥的输入接在运放的输出端。文氏电桥成为运放的两条反馈回路，文氏电桥的输出成为运放的差模输入。当运放的输出与差模输

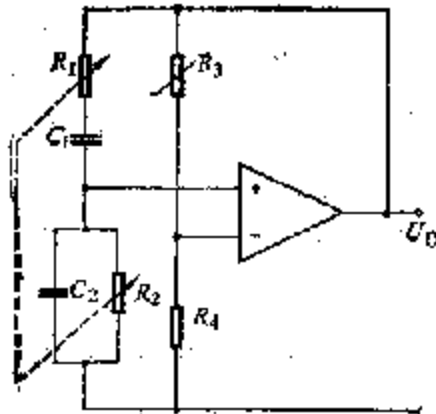


图 3-5 文氏桥 RC 振荡器

入之间的位相移动可以忽略时，电阻分压回路是负反馈回路，在频率 f_c 处，RC 串并联电路成为正反馈回路，因此这个电路适合产生振荡的位相条件。在频率 f_c 处，如果正反馈略大于负反馈，即 $T_c = A - F > 0$ ，而且运放的开环放大倍数 K 适合下式：

$$T_c \cdot K \geq 1 \quad (3-14)$$

产生振荡的幅度条件也就得到满足，这里的 T_c 是总的差模正反馈系数，相当于 (3-2) 式中的 F 。产生正弦式振荡的频率条件用品质因数 Q 来衡量，从 (3-13) 式和上式可得到 $Q \approx K \cdot A \cdot B$ ， A 和 B 由 (3-6) 式和 (3-7) 式给出。由于 K 非常大，所以 Q 也非常大，频率稍有偏离，位相条件即被破坏。文氏桥振荡器能够产生频率非常稳定、波形很好的正弦式振荡。在振幅稳定时，(3-14) 式应当成为等式，因此在桥路中必须引入非线性元件，使小振幅时，(3-14) 式成为不等式，振幅逐渐增大，直至 (3-14) 式成为等式，振幅就稳定了。图 3-5 中的 R_3 采用热敏电阻，它是一种负温度系数的元件，阻值随温度的上升而降低。因此，当振幅较小时，负反馈系数 F 较小，振幅增大后， R_3 降低，负反馈系数 F 逐渐增大，(3-14) 最终成为等式，这时振幅就稳定了。

前面的讨论只适用于运放本身的相移可忽略的情况，实际上运放组成的文氏桥式 RC 振荡器，可以应用到频率远大于运放的 -3dB 带宽，但仍远小于 0dB 带宽的情况，这时运放本身有 90° 的相移，上面的公式都要作些修改，这里就不讨论了。另一方面，为了获得超低频振荡， R 和 C 都很大，运放应当采用场效应管输入，或采用两个运放组成的复杂电路。此外，还存在很多稳定振幅的办法和很多种 RC 选频电路，这里也都不

讨论了。

RC 振荡器可以产生从数十千赫到 0.001Hz 的低频率正弦波，后面讨论的 LC 振荡器和晶体振荡器，由于各种技术原因，很难产生 1kHz 以下的正弦式振荡，频率再低就根本不可能了。RC 正弦式振荡器不能用来产生高频振荡，这是因为 RC 选频电路中的电容应远大于分布电容，C 值应在数百皮法以上，电阻应使反馈回路不成为过重的负载，R 值应在数千欧以上，所以振荡频率很难超过数十千赫。RC 选频电路的体积小，价格低，便于整个电路的微型化，在医学中有广泛应用。

第三节 LC 谐振电路

由电感 L 和电容 C 组成的选频电路称为 LC 谐振电路，它在没有电阻的理想情况中，能够维持自发的持续振荡，这是与 RC 选频电路根本不同的。本节讨论两种基本的 LC 谐振电路。

一、LC 串联谐振

图 3-6(a) 是一个 LC 串联谐振电路。我们知道在串联电路中，通过各个元件的电流瞬时值和有效值都是相同的；电阻上的电压与电流同位相，电容上的电压比电流落后 90°，容抗为 $1/(2\pi fC)$ ；电感上的电压比电流超前 90°，感抗为 $2\pi fL$ 。因此，在串联电路中，电容上的电压与电感上的电压反位相，即瞬时值的极性总是相反的。当忽略电阻 R 时，电路中电压与电流有效值之间的关系为：

$$U = \left| 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} \right| \cdot I \quad (3-15)$$

这个电路有一个特征频率 f_0 ：

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \quad (3-16)$$

显然，当 $f < f_0$ 时，容抗大于感抗，电容上的电压 u_c 大于电感上的电压 u_L ，总电压比电流落后 90°，电路为电容性，频率愈低则总的阻抗愈大。当 $f > f_0$ 时，感抗大于容抗，电感上的电压 u_L 大于电容上的电压 u_c ，总电压比电流超前 90°，电路为电感性，频率愈低则总的阻抗愈大。当 $f = f_0$ 时，感抗等于容抗，电感上的电压 u_L 等于电容上的电压 u_c ，总电压为零，这时 u_L 或 u_c 与电流 i 的有效值的比值称为特征阻抗：

$$Z_x = U_L/I = U_c/I = \sqrt{L/C} \quad (3-17)$$

电路在特征频率时称为串联谐振，在没有电阻的理想情况下闭合成回路，可以维持等幅振荡。

电容充电时由自感电动势克服电容上的电压，电容放电时由电容上的电压克服自感电动势。从能量方面看，电容器贮存了电场能量，自感线圈中贮存了磁场能量，电场能量在电压瞬时值最大时达到峰值，磁场能量在电流瞬时值最大时达到峰值。这两种能量在振荡过程中不断相互转换，总能量是守恒的。

实际电路中总是有电阻存在的，尤其是自感线圈的电阻不能忽略，我们在图中以一个串联电阻 R 表示，由于电阻上的电压 u_R 与电流同位相，与 u_L 和 u_c 都有 90° 的位相

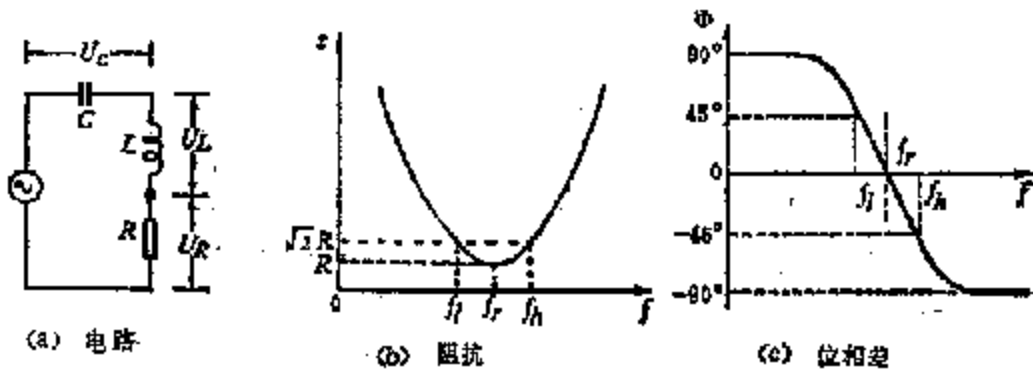


图 3-5 LC 串联谐振

差，总的电压有效值 U 不能用代数和的办法计算，而是应当用平方和的方法，即：

$$U = \sqrt{(U_L - U_C)^2 + U_R^2} \quad (3-18)$$

因此电路的总阻抗为：

$$Z = \sqrt{\left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2 + R^2} \quad (3-19)$$

这时电流超前总电压的位相 ϕ 由下式给出：

$$\lg \phi = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\frac{f_r}{f} - \frac{f}{f_r} \right) \quad (3-20)$$

式中的 f_r 是由 (3-16) 式给出的特征频率，也就是谐振频率。由上式可见，当 $f < f_r$ 时， $\phi > 0$ ，电路为电容性；当 $f > f_r$ 时， $\phi < 0$ ，电路为电感性； $f = f_r$ 时发生谐振，这时 $\phi = 0$ ，电路为纯电阻性，阻抗 $Z = R$ 。图 3-6(b) 和 (c) 给出了阻抗 Z 和电流超前总电压的位相 ϕ 随频率变化的情况。

这个电路通频带两端的频率 f_1 和 f_2 由下面的条件给出：

$$\lg \phi = \pm 1 \quad (3-21)$$

对于这个电路，这个条件也就是 $Z = \sqrt{2} \cdot R$ 。得到 f_1 和 f_2 后可以按照 (3-8) 式计算电路的品质因数：

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-22)$$

显然，品质因数等于特征阻抗 Z_0 与电阻 R 的比值。由于在谐振时 $Z = R$ ， $U = R \cdot I$ ，由 (3-17) 式和上式很容易看到电容和电感上在谐振时的电压有效值为：

$$U_L = U_C = QU \quad (3-23)$$

由此可见， Q 值愈大则谐振曲线愈尖锐，电路的选频特性愈好，电容和电感上获得的电压愈大。LC 谐振电路的 Q 值通常为几十到几百。

现在从能量方面再作点说明，由于电阻的存在，电场和磁场的能量不断转化为热能。在没有外界能量补充时，谐振电路中不能够维持自激振荡，由于能量逐渐损耗，幅

度将逐渐衰减。显然， Q 值愈大则能量的平均损耗愈少，幅度衰减愈慢，理论计算表明，

$$Q = 2\pi \frac{\text{电路中贮存的总能量}}{\text{每个周期中损耗的能量}} \quad (3-24)$$

这个公式可以作为 LC 谐振电路的品质因数的定义，但是它不能应用到 RC 选频电路，因为 RC 选频电路并不是谐振电路。

二、 LC 并联谐振

图 3-6(a) 是一个 LC 并联谐振电路，我们先考察电阻可忽略的情况，即 $R = 0$ ，这时电容和电感上的电压相同，通过电容支路的电流比电压落后 90° ，通过电感支路的电流比电压超前 90° ，从会合点看，这两条支路中的电流是反相的，总电流和电压有效值之间的关系为：

$$I = |2\pi fC - \frac{1}{2\pi fL}| \cdot U \quad (3-25)$$

这个电路的特征频率仍由 (3-16) 式给出。当 $f < f_0$ 时，容抗大于感抗，电感支路的电流大于电容支路的电流，总电流比电压落后 90° ，电路为电感性，频率愈低则总的阻抗愈小。当 $f > f_0$ 时，感抗大于容抗，电容支路的电流大于电感支路的电流，总电流比电压超前 90° ，电路为电容性，频率愈高则总的阻抗愈小。当 $f = f_0$ 时，容抗等于感抗，通过电容与通过电感的电流大小相等，从会合点看方向相反，实际是在两条支路组成的环路中成为环流。这时总的电流为零，阻抗为无限大，两条支路的特征阻抗为：

$$Z_x = \frac{U}{I_x} = \frac{U}{I_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-26)$$

与 (3-17) 式一致。这种情况称为并联谐振。由于这时总电流为零，电源可看成开路，两个支路形成闭合的振荡回路。这与图 3-6(b) 中总电压为零，电源可看成是与短路时所形成的闭合振荡回路完全相同，所以这两个电路的振荡频率和特征阻抗完全一致，能量转换过程也相同。

实际电路总是存在电阻的，但电阻 R 通常总是远小于特征阻抗，即：

$$R \ll \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-27)$$

我们只考察这种情况，这时共振频率为：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2C}{L}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-28)$$

在共振时的阻抗不再为无限大，而是纯电阻性的，即：

$$Z_x = \frac{L}{CR} \quad (3-29)$$

这时按照 (3-21) 式的条件求出的 Q 值不能用简单公式表达，按照 (3-24) 式求出的 Q 值公式较简单，但这两种方法得到的品质因数，在 $Q \gg 1$ 时，都成为：

$$Q \approx \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3-30)$$

这个结果与 (3-22) 式一致。

图 3-7(b) 和 (c) 分别给出了阻抗 Z 和电流与电压的位相差 ϕ 随频率变化的情况, $f = 0$ 时为纯电阻性, 这时阻抗 $Z = R$, 数值很小; $0 < f < f_r$ 时, $\phi < 0$, 电流比电压落后, 电路为电感性; $f > f_r$ 时, $\phi > 0$, 电流比电压超前, 电路为电容性; $f =$

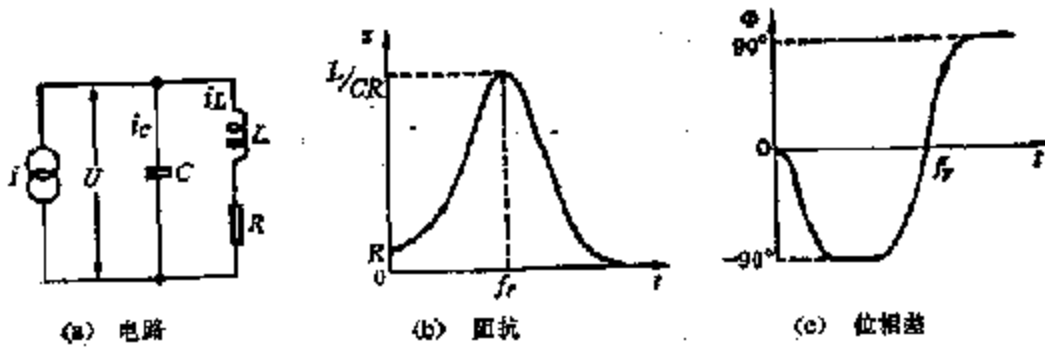


图 3-7 LC 并联谐振

f_r 时, $\phi = 0$, 电路为电阻性, 而且这时阻抗达到最大值。LC 并联回路通常总是用来作为集电极负载, 从集电极电流来获取电压, 在共振时阻抗最大, 获得的电压也最大。Q 值愈大则选频特性愈好。

第四节 LC 振荡器

用 LC 谐振电路和放大环节、反馈环节结合起来组成的简谐振荡器, 称为 LC 振荡器。常见的晶体管 LC 振荡器通常用 LC 并联谐振电路作为负载, 这样的放大器只对于谐振频率有较大的放大作用, 称为选频放大器。LC 振荡器就是由选频放大器与正反馈回路组成, 下面讨论几种常见的基本电路。

一、变压器反馈式振荡器

图 3-8(a) 是变压器反馈式晶体管振荡电路, 这是一个选频放大器, 但在用振荡线

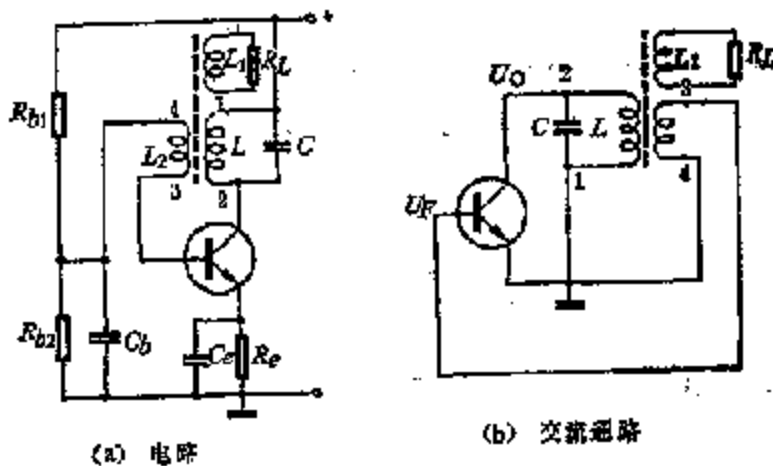


图 3-8 变压器反馈式 LC 振荡器

作为原线圈的变压器中，除了与负载耦合的输出线圈 L_1 外，还增加了一个反馈线圈 L_2 ，它把交流信号反馈到放大器基极。图中 R_{b1} 、 R_{b2} 和 R_c 是晶体管的偏置电阻，旁路电容 C_e 和 C_c 可看成是高频交流短路，电源也可看成是高频交流短路，于是可画出高频交流通路图 3-8(b)，并用它来分析电路的振荡条件。振荡电流和电压就是集电极电流和电压的交流分量，但应注意，集电极电流以流向集电极为正向，振荡电流则以流向振荡电路为正向，所以是反位相。要实现正弦式振荡必须在特定频率时满足位相条件和幅度条件，而在其它频率时则不能满足，下面分别讨论。

位相条件：LC 并联回路是一个总电流与电压的位相差随信号频率变化的负载，只有当信号频率 $f_s = f$ 时，负载上的电压与总电流同位相，即负载为纯电阻性。此时如变压器“1”与“3”端是同极性端，则反馈信号 u_f 与振荡电压 u_o 反位相，经放大产生的信号与原先的振荡信号 u_o 同位相。可见当 $f_s = f$ 时，满足振荡的位相条件。但对于 $f_s \neq f$ 的其它频率的信号，振荡回路的阻抗不再是纯电阻性的， u_f 经放大后不再与 u_o 同相，故不能满足位相条件。

幅度条件：振荡器产生振荡的幅度条件是反馈信号 u_f 经放大后不能小于原先振荡信号 u_o 的幅度。这就是说，放大器在振荡频率处的放大倍数 K 和反馈系数 F 的乘积要足够大，并满足 (3-2) 式，而在其它频率处则不满足 (3-2) 式。在起振过程中，最初的振荡幅度较小，晶体管工作在线性区，放大和反馈过程使振荡幅度越来越大，(3-2) 式应当是一个不等式。当振荡幅度逐渐增大后，晶体管在工作时进入非线性区， β 值逐渐减小，使整个放大器的放大倍数减少。最后 (3-2) 式成为等式，振荡过程自动稳定在这一幅度，这样就可以从输出端得到等幅的简谐振荡信号，通过耦合线圈 L_1 输出到负载 R_L 。当忽略晶体管参数对振荡回路的影响时，变压器反馈振荡器的振荡频率大致等于 LC 振荡回路的固有频率，因此可用公式 (3-28) 计算。顺便说明，在 $f = 0$ 处，虽然也符合位相条件，但谐振回路的电阻 R 很小， K 也就很小，而且 $F = 0$ ，所以不符合幅度条件。

综上所述，变压器反馈式振荡器产生振荡的条件，除了要求满足正反馈的位相条件外，还要求 K 和 F 稍大一些才会起振，直到 $KF = 1$ 时才稳定下来。振幅的稳定是由晶体管的非线性区来实现的。这里需要说一下，如电路不起振，一方面可能是 L_1 或 L_2 反接，电路不满足正反馈的位相关系。另一方面也可能是 L_2 匝数太少，反馈信号 u_f 太弱。这两个问题可通过改变 L_2 或 L_1 的极性端和调节变压器的匝数比加以解决。

二、电感反馈式振荡器

图 3-9(a) 中并联谐振电路的两端分别与晶体管的集电极和基极连接，电源则连接在白感线圈的中间抽头上，通常称为电感三点式振荡电路或电感反馈式振荡器。其高频交流通路见图 3-9(b)。LC 回路接在集电极与基极之间，反馈线圈 L_2 是回路线圈的一段，通过这段线圈将反馈信号送入基极。下面分析电路的振荡条件。

位相条件：振荡回路在特征频率 f_s 处为纯电阻性，而基极信号电压与集电极的信号电流同位相，即与振荡电路的总信号电流反位相。这就是说，基极电压经放大后，与线圈 L_1 中“3”端的信号电压反位相。由于谐振回路中的电流形成环路，并且根据线圈的极性关系，“1”端感应的信号电压应与“3”端的信号电压反位相，也就是与基

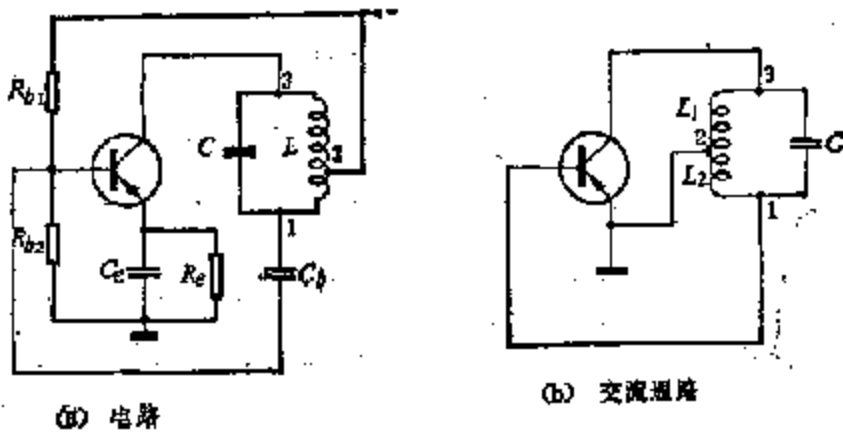


图 3-9 电感反馈式 LC 振荡器

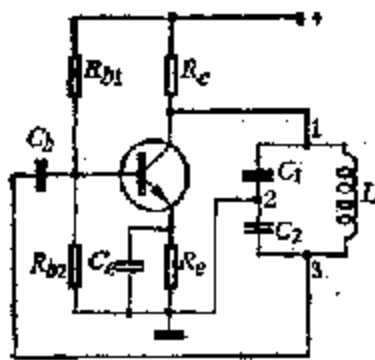
极电压的位相一致，形成一个正反馈回路，满足位相条件。理论证明，这个谐振电路的特征频率为 $f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ， $L = L_1 + L_2 + 2M$ ，式中 M 是 L_1 与 L_2 之间的互感系数， L 就是整个线圈的自感系数。

幅度条件： L_1 这部分线圈的两端是直接加于晶体管基极和发射极间，对放大器提供反馈信号， L_2 匝数多，反馈量大，容易起振。反之，不易起振。只要放大器有足够的放大倍数，适当地选取 L_1 和 L_2 的比值，电路就能满足幅度条件。

电感反馈式振荡电路，在忽略晶体管参数对振荡频率的影响时，其振荡频率近似等于振荡回路的特征频率。这种电路的振荡频率一般可达到几十兆赫，如果将 C 换成可变电容器，则振荡频率还能连续调节。对这种电路进行调试时要注意线圈抽头“2”的位置，它的位置对起振有很大的影响。改变“2”的位置，可改变反馈的强度，以控制振荡幅度。一般可选取 L_1 与 L 的匝数比为 $1/8$ 到 $1/4$ ，就能获得频率稳定性较好的振荡。这种电路比变压器耦合电路简单，只用一个线圈，而且容易起振，这些是它的主要优点。但由于 u_2 取自 L_2 两端， L_2 对高频呈现较大的阻抗，不能将高次谐波全部短路。晶体管放大器有非线性失真，正弦波经过放大后将因之产生高次谐波。正反馈加强了非线性失真的影响，所以输出信号中含有高次谐波较多，波形较差。

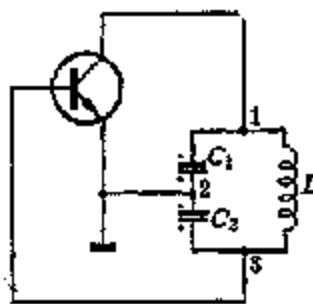
三、电容反馈式振荡器

把输出端的信号反馈到输入端也可利用电容作为反馈元件，这种电路称为电容反馈式振荡器，其电路见图 3-10(a)。图中 L 和 C_1 、 C_2 组成的振荡回路，“1”端接集电极，“2”端通过旁路电容 C 接发射极，“3”端由隔直流耦合电容 C_3 接基极，所以这种电路又叫电容三点式振荡器。它与电感反馈式振荡器比较，形式基本相同，只是用 C_1 、 C_2 代替 L_1 、 L_2 对振荡电压形成一个分压器，然后从 C_2 上取出反馈信号加到基极。图 3-10(b) 是这种振荡器的交流通路。由图中可见，当集电极电势降低时，通过反馈电容 C_2 的作用，将引起基极电势升高。由于晶体管的放大作用，这将使集电极电流增加，振荡回路在特征频率处为纯电阻性，这就引起集电极电势的再降低，所以在特征频率处，这是一个正反馈电路，满足振荡的位相条件。适当选取 C_1 和 C_2 的比值和放大器有



(a) 电路

图 3-10 电容反馈式 LC 振荡器



(b) 交流通路

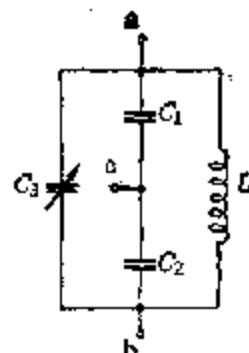


图 3-11 不影响反馈电压的电容反馈式 LC 振荡电路

足够的放大倍数，使 $KF \gg 1$ ，就能满足幅度条件。由于振荡回路在特征频率处为环状，电容上的电压与电容值成反比，所以 $F = C_2/C_1$ ，这种电路的振荡频率可近似应用公式 (3-28) 计算，式中 C 是 C_1 和 C_2 串联的等效电容 $C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ ，振荡频率一般可达到 100MHz 以上。为了改变振荡频率，又不影响反馈量，通常是在电感线圈两端再并联一只可变电容器 C_3 ，见图 3-11。这时谐振电路的总电容 $C' = C + C_3$ 。由于这种电路是通过电容分压反馈，而它对高频阻抗很小，因此，振荡时产生的高次谐波反馈很弱，输出波形比较接近于正弦波。

第五节 晶体振荡器

在超声诊断仪、病房用的无线电遥测和监护系统的电子设备中，常采用石英晶体代替 LC 振荡回路，以提高回路的品质因数和频率稳定度。下面先介绍石英晶体的特性。

一、石英晶体的电特性及其等效电路

自然界的石英是一种六棱柱的晶体，其化学成份是 SiO_2 ，它是一种各向异性的晶体，从不同的轴向把它切割成薄片，具有不同的电特性。例如在晶体的某一轴向加压力或拉力时，在加压面的两侧会出现相反符号的电荷，这叫做晶体的正压电效应。相反，如在晶体两侧加一交变电压，晶体就会产生厚薄的变化，叫做晶体的逆压电效应。这两种效应统称为压电效应，互为因果关系。因此，外加交变电压引起晶体的厚薄变化，晶体的厚薄变化又会产生交变的电压。在一般情况下，晶体厚薄变化的幅度和交变电压的振幅是非常小的。只有当外加交变电压的频率与晶体厚薄变化的机械振动的固有频率相同时，厚薄变化的振幅和电路中的电流才达到最大，这种现象称为压电谐振，谐振频率由晶片的切割方位和几何尺寸决定。因此，每一块切成的晶体都有它固定的频率，非常稳定，而且容易制作得很准确，是一种较理想的谐振回路。

机械振动与振荡回路中的电振荡有着密切的对应关系，机械振动的位移对应于电容器上的电荷。机械振动的速度等于位移的变化率，而电振荡的电流则等于电荷的变化率，所以速度对应于电流。我们知道振荡电路中自感产生的电动势总是反抗电流的变

化，所以自感相当于物体在机械振动中的惯性，惯性也总是反抗物体运动速度的变化。因此，振荡回路中自感线圈的磁场能量与机械振动中的物体动能是相互对应的。电容器中贮存的电荷产生电压，有放电的趋势，并且这个电压反对继续累积电荷，这相当于机械振动中位移产生弹性恢复力，它有减少位移的趋势，并且反对继续增大位移。因此，谐振回路中电容器的电场能量是与机械振动中的弹性势能相互对应的。石英晶片的压电效应把机械振动与电振荡密切联系起来，机械振动产生电振荡，电振荡又产生机械振动，因此，机械振动的动能和磁场能量是作为一个整体，机械振动的弹性势能和电场能量也是作为一个整体，它们之间在振动过程中不断地互相转换。图 3-12(a) 是把石英

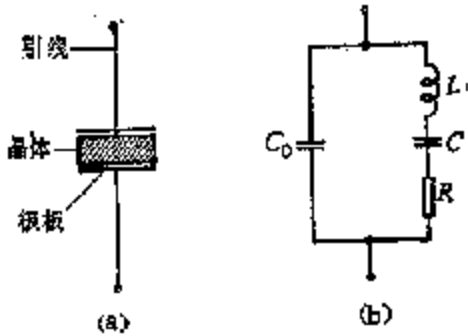


图 3-12 晶体的等效电路

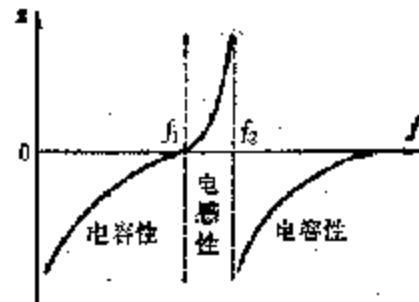


图 3-13 电抗-频率特性

晶体放在电容器两个极板之间，构成一个同时发生机械振动与电振动的谐振回路。把机械振动的能量等效到谐振电路中去，等效电路就有了自感 L 和电容 C ，机械振动的阻尼则对应于等效电阻 R 。这个等效电路见图 3-12(b)，图中 C_0 表示晶体不振动时，晶片金属极板构成的静电电容。一般石英晶片的 C_0 在几个皮法到几十个皮法之间。 L 的数值在 $10^{-3} \sim 10^2 \text{H}$ 之间， C 在 $10^{-2} \sim 10^{-3} \text{pF}$ 之间， R 在 $1 \sim 10 \Omega$ 之间。由于 L 很大， C 和 R 都很小，因此，石英谐振回路的品质因数 Q 一般比 LC 回路大 $10^3 \sim 10^6$ 倍。再加上性能稳定，频率稳定度可达到很高。下面先讨论等效电路在完全忽略电阻 R 时的情况。当外加电压的频率 f 很低，电感 L 的阻抗很小时，电路为容抗性。随着频率的增加，容抗逐渐减小，直到 $f = f_1$ 时， LC 支路产生串联谐振，这条支路的感抗与容抗相等，阻抗在忽略电阻时为零，串联谐振的频率为 $f_1 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 。当 $f > f_1$ 时，这个支路开始呈现电感性，而且它的感抗小于 C_0 支路的容抗。它们是并联的，较小的阻抗起主要作用，故总电路呈现电感性。到 $f = f_2$ 时，两支路的电抗大小相等，晶体产生并联谐振，电路的阻抗在忽略电阻 R 时为无限大，其谐振频率 f_2 的计算，在略去电阻 R 的影响时，可看成是 C_0 、 C 和 L 串联的闭合回路，于是很容易得到 $f_2 = 1/2\pi\sqrt{LCC_0/(C+C_0)}$ 。 f 继续增加时，串联支路的感抗大于 C_0 支路的容抗，故电路又呈现电容性，图 3-13 是石英晶体在 $R = 0$ 时的电抗-频率特性曲线。这里用正数表示感抗，负数表示容抗。

由于等效电路中的电阻 R 很小，所以 R 对电路的特性只有微小影响。第一个谐振频率 f_1 将略大于 $1/2\pi\sqrt{LC}$ ，这时的阻抗不为零，它是纯电阻性的，约等于 $(1 + C_0/C)R$ ，这通常是非常小的，这种情况仍称为串联谐振。第二个谐振频率 f_2 将略小于 $1/2\pi\sqrt{LCC_0/(C+C_0)}$ ，这时的阻抗不为无限大，它是纯电阻性的，约等于 $(LC/C_0(C_0 + C)R) + R$ ，这通常是非常大的，这种情况仍称为并联谐振。在不忽略 R 时，图

3-14(a) 和 (b) 分别表示阻抗的数值 Z 和电流比电压超前的位相 ϕ 随频率 f 变化的情况, $\phi > 0$ 时为电容性, $\phi < 0$ 时为电感性, $\phi = 0$ 时为纯电阻性。通常 $C_0 \gg C$, 串联谐振频率 f_1 和并联谐振频率 f_2 很接近。在 f_1 和 f_2 之间的区域中, 石英晶体相当于一个电感性元件, 而且频率有一微小的变化就将引起感抗的很大变化, 这一点对于减少晶体管输入和输出电容对谐振回路的影响, 提高频率稳定度是很有利的。

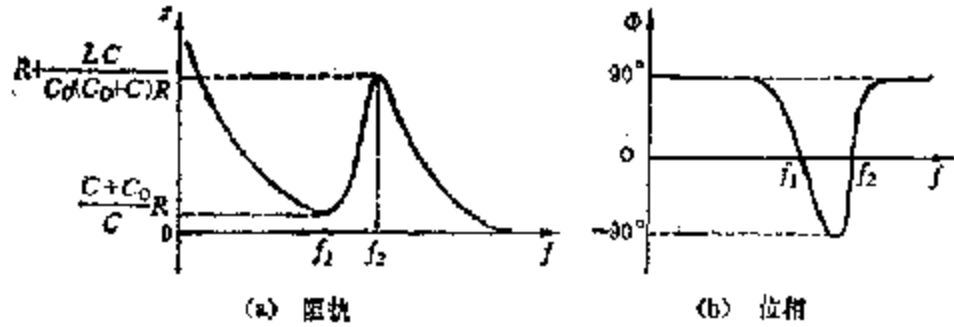


图 3-14 有电阻时, 阻抗 Z 和位相差 ϕ 随频率变化的情况

二、晶体振荡电路

利用晶体代替振荡器中的 LC 回路, 常见的电路有以下两种形式:

1. 并联晶体振荡电路 图 3-15 (a)、(b) 是振荡器的原理图和交流通路。这个电路实质上是一个电容反馈式振荡器, 电路中晶体以电感 L' 的形式与 C_1 、 C_2 构成并联谐振回路, 振荡频率 f_0 在 f_1 与 f_2 之间, 基本上决定于晶体本身的固有频率。在并联回路谐振公式 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L'C}$ 中, L' 并不是晶体的等效电感 L , 而是晶体等效电路图 3-15 (b) 中的虚线方框部分, 按照图 3-13 得出总的等效电感参量, C' 是外部电容的串联值 $C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ 。由于晶体总的等效电感不同于普通的电感线圈, 它随频率的变化极大。因此, 当外部电容变化时, 频率的微小改变就可引起 L' 的很大变化, 补偿外部电容变化的影响, 从而保持振荡频率基本不变, 这就是晶体振荡器频率稳定性很高的原因。

2. 串联晶体振荡电路 图 3-16 是这种振荡电路的原理图, 电路由两级直接耦合放

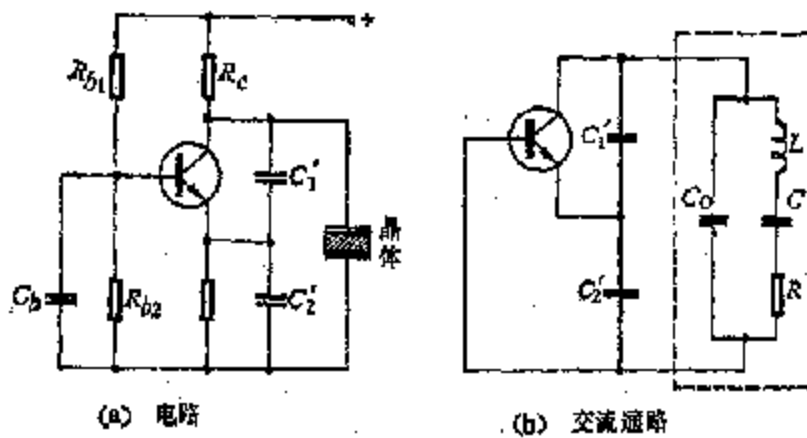


图 3-15 并联晶体振荡器

大电路组成，当接通电源时，设 T_1 的集电极电流有一个波动，经 T_2 作了电流放大后，由 T_2 的射极通过晶体反馈到 T_1 的射极。在这种情况下，只有那些接近于晶体的串联谐振频率的波动才能满足振荡条件，这时晶体呈现很小的纯电阻性阻抗，正反馈强度最大。对于晶体的并联谐振频率，晶体呈现的阻抗虽然是纯电阻性的，满足了位相条件，但阻值很大，反馈量很少，不能满足幅度条件。这个回路与 RC 振荡器的相似之处在于选频电路是放在反馈回路中。 T_1 是共基极电路，高频特性较好，但输入阻抗较低，输出阻抗较高。 T_2 是射极跟随器，具有较高的输入阻抗和较低的输出阻抗。把由晶体和可变电阻 R 组成的反馈电路连接在 T_1 和 T_2 的两发射极间，可以实现较好的阻抗匹配。调节 R 可改变反馈量大小。由于晶体的固有频率稳定，而且 Q 值很高，所以这种晶体振荡器具有极高的频率稳定性。

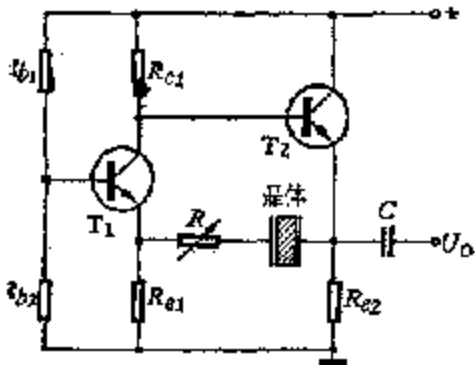


图 3-16 串联晶体振荡电路

第六节 调制与解调

调制是用一种频率较高的波形携带低频信息的过程，原先的波形称为载波，已经携带低频信息的波形则称为已调波。解调是从已调波中恢复低频信息的过程。医学中常用载波的形式有正弦波和矩形脉冲波两种，正弦式载波主要是让它的振幅或频率随着低频信息变化，前者称为调幅，后者称为调频；脉冲式载波主要是让脉冲幅度、宽度或重复频率随着低频信息变化，分别称为脉冲调幅、调宽和调频。下面只讨论正弦式载波的调制与解调。

在医学中各种生理参数（例如体温、血压、脉率等）的变化很慢，经过换能器得到的电信号几乎接近于直流，心和脑电的频谱也在很低范围内，并包括了超低频成分，心音的频谱较高些，在音频范围内。这些电信号即使经过放大后，不但不可能直接进行无线传输，除心音外，也不可能直接进行远距离有线传输和磁记录。由于零点漂移和噪声、干扰等问题，将这些电信号直接进行放大是很困难的。因此，使用高频载波携带这些低频和超低频信息，经放大或传输后再恢复原先的信息。载波的频率可分为射频和音频两种，射频调制主要应用于航空医学、运动医学、病房监护、体内探测等领域的遥测技术中。音频调制应用于放大，远距离有线传输和磁记录等各个方面。

一、调幅与解调

生物医学中遇到的由信号源调制的调幅信号的例子是各种阻抗图仪，载波频率约为 30~50 kHz，解调后可以获得心、肺、脑等器官的血液容量变化的信息。下面讨论调幅和解调电路。

1. 调幅电路 图 3-17 是音频载波的基极调幅电路，调制信号 U_c 经过电容 C_1 输入，载波 U_s 由变压器输入，它们串联起来接到晶体管的基极，电容 C 对于载波起到接地的作用，但对于调制信号有很大的阻抗。晶体管的静态工作点由基极分压电阻 R_1 、 R_2 和射

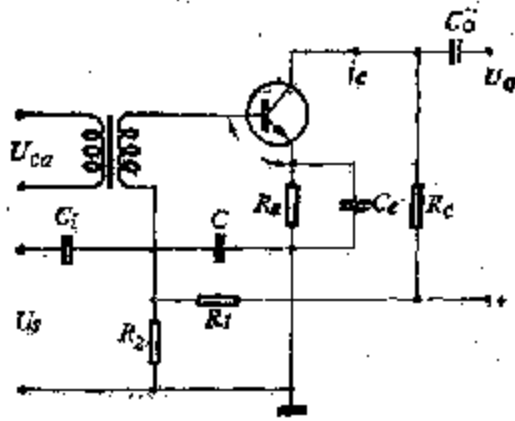


图 3-17 基极调幅电路

极电阻 R_C 决定，由于旁路电容 C 足够大，故在 U_{be} 和 U_c 变化时， C 上的电压几乎来不及改变，即时间常数 C/R_C 应大于 U_c 发生显著变化的时间，以减少 R_C 的电流负反馈作用。集电极电阻 R_C 上的电压变化通过电容 C_2 输出。

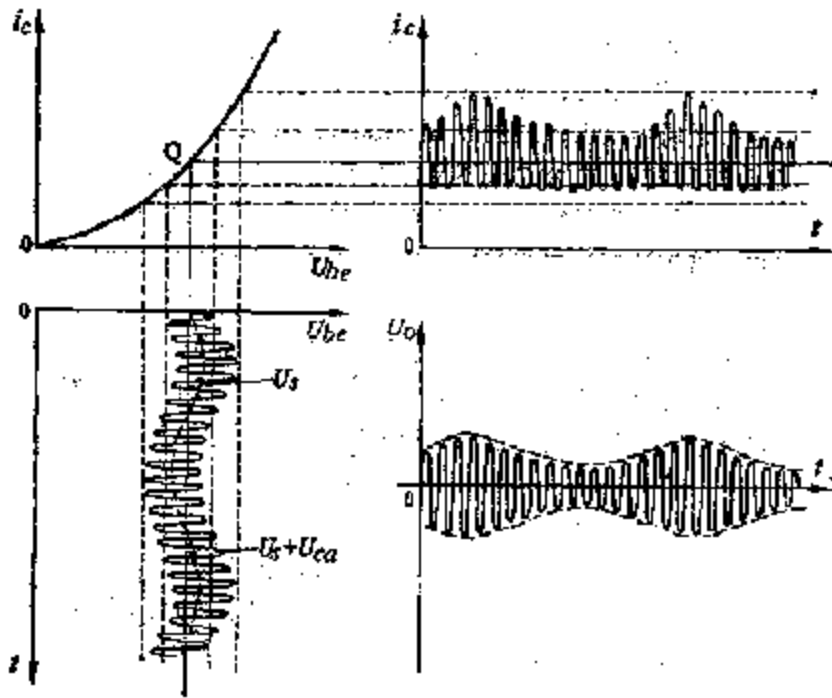


图 3-18 基极调幅的工作原理

图 3-18 的左上角是 i_c-U_{be} 转移特性曲线， Q 是静态工作点，图的左下角是基射电压 U_{be} 随时间变化的波形，时间坐标轴向下，这个波形由载波 U_c 与信号 U_s 叠加而成。右上角是由特性曲线得到的集电极电流 i_c 的波形，集电极电压也作相应的变化，经过电容 C_2 后，滤掉直流成分，得到右下角输出电压 U_O 的波形图。由于 $U_c(t)$ 的变化比 U_s 慢得多，所以 U_O 可以看成是振幅随时间变化的正弦波。

电路的调幅原理如下：工作点 Q 选择在特性曲线的弯曲部分，由于放大倍数随着工

作点有很大的变化，当工作点向右移时，放大倍数增加，当工作点向左移时，放大倍数减少，甚至截止。调制信号 $U_m(t)$ 的变化相对于 U_c 来说是很慢的，它的作用可看成是移动晶体管的工作点，使放大倍数随之变化，所以载波经放大后的振幅也是随着调制信号而改变。

音频正弦式载波的调幅方式不适用于各种生理参数的远距离有线传输，这是因为很多外界干扰都可以引起远距离传输信号的幅度变化。但是，在磁带记录装置中，带速的变化对记录或读出信号频率的影响要比对幅度的影响大。所以，调幅方式用于心电图长时间记录比调频方式要好一些。

在对射频载波进行调制时，图 3-17 中的 R_L 换成 LC 并联谐振电路作为负载，射频载波是用于遥测，由于医用发射装置功率很小，接收机收到的信号很弱，而影响接收幅度的因素很多，如患者的移动或途中障碍物情况改变等，所以在遥测中不用直接调幅方式，而常常进行二次调制。这就是用生理信号对于音频正弦波进行调制，然后用这个已调波对于射频正弦波进行调制。音频载波称为副载波，射频载波称为主载波。

2. 调幅波的解调：调幅波的解调又称为检波。调幅波中各个波峰顶点的连线（ U_c 波形图中的虚线）称为包络线，它的形状与调制信号相同。调幅波最常用的解调方法，就是检出这条包络线，称为包络检波。图 3-19 (a) 是一个简单的包络检波电路，由于二极管的单向导电性，调幅波经过二极管以后只剩下正半周，这和半波整流的情况完全相同。在二极管后面的 RC 并联低通滤波电路是这样选择的，它的时间常数远远大于载波的周期，但远远小于调幅波振幅发生显著变化的时间。当调幅波达到正向峰值时，电容 C 被充电，调幅波下降后，电容 C 来不及向 R 放电，仍维持峰值不变。调幅波振幅的变化相对于时间常数 RC 来说是很慢的。因此，电容上的电压能够跟随调幅波的振幅的变化。换句话说，调幅波通过二极管后就有了载波及其谐波的高频成分和调制信号的低频成分，对于高频成分，电容 C 的阻抗远远小于 R ，所以被短路，而对于调制信号，电容 C 的阻抗远远大于 R ，所以信号电流完全通过 R 。图 3-19 (b) 中的实线是调幅波 U_1 通过二极管后没有电容 C 时的波形，图中的虚线则是加上电容滤波后的波形 U_2 ，这个波形和调幅波 U_1 的包络线完全相同，这也就是检出了调制信号。

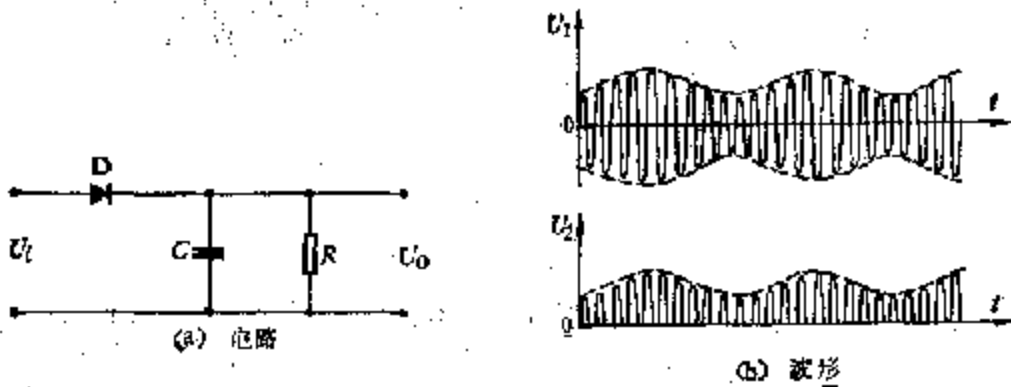


图 3-19 包络检波

二、调频和解调

在多普勒超声诊断仪中，从探头换能器获得的是由信号源调制的调幅调频信号，因

为反射超声波的频率随着反射物体的运动速度改变，而反射波强度则与反射物体的形状大小和界面情况有关。这个调幅调频波解调后，可以获得反射物体运动速度的信息，例如血流速度的分布情况等等。这是信号源调频的例子，下面介绍调频电路和解调的工作原理。

1. 调频电路 调频与调幅电路的区别是调幅电路使振荡器维持频率稳定的等幅振荡，然后对其输出进行调制，振荡器与调制器通常是分开的，而调频电路则必须改变振荡器的振荡频率，因此振荡器与调制器合为一体。振荡器在没有调制信号时的频率也就是载波频率，称为中心频率，有调制信号时的振荡频率与中心频率的差值称为频偏。正弦式 RC 振荡器是不便调频的，因为改变 R 或 C 时，改变了反馈条件，往往使它停振。下面讨论射极振荡器的调频原理。在第六章将要介绍一些电容式和电感式的换能器，现以压力换能器为例，它的电容量或电感量将随压力改变。把这些换能器作为 LC 振荡电路的组成元件，振荡频率就随着被测的生理参数改变了。图 3-20 (a) 是一个嵌入颅骨中的颅压探测装置的原理图，图中的可变电容量 C 就是与硬膜接触的压力换能器，它与自感线圈 L 组成振荡回路。前级是调频振荡器，后级是跟随器。这个压力换能器的电容量为 10pF，灵敏度为每 50mmHg 改变 1pF，振荡器的频率范围是 8~10MHz。供给电源的发射装置作为一个小盒，放在颅外，距离探测器约 3cm，发射频率为 240kHz。因此，不会对探测装置的调频波发生干扰。图 3-20 (b) 是一个压力探测装置的电路原理图，它可以作成丸状吞服（称为无线电丸），测量消化道的压力，也可以埋藏在大血

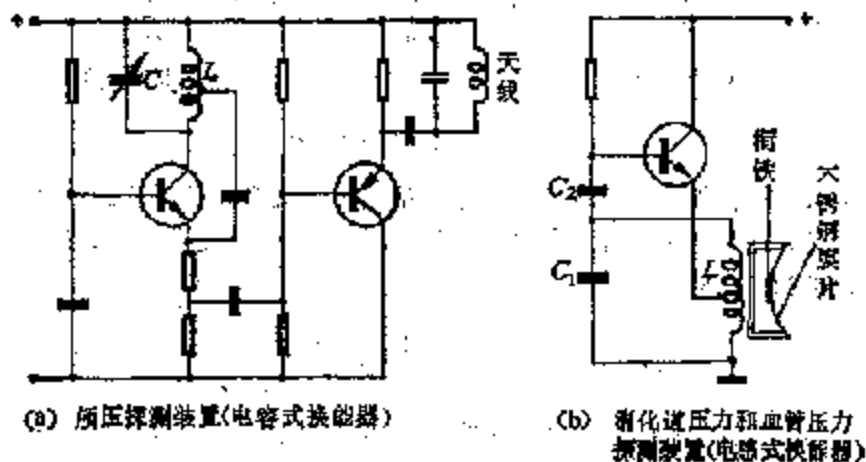


图 3 20 体内遥测调频电路原理图

管侧面，测量血压和脉搏波。它用一个电感式压力换能器，不锈钢膜上受到的压力使衔铁位置改变，因而改变自感线圈 L 的电感量，三极管连接成共集电极电路，自感线圈 L 和电容器 C₁ 组成的振荡回路连接在射极，并通过电容 C₂ 向基极反馈，成为一个调频振荡器。自感线圈同时兼作向外发射的天线。

LC 振荡器的最大缺点是频率不够稳定，接收装置要有自动调整电路来跟踪发射机的中心频率。因此，只在力图简化和省电的体内探测装置中。体外探测装置（例如航空医学、运动医学和病房监护中探测心电图、血压等）现在通常都用石英晶体振荡器代替 LC 振荡器，中心频率从数兆赫到一百多兆赫。石英晶体振荡器的频率非常稳定，改变外电路中的电容只能使振荡频率在石英晶体的串联谐振频率与并联谐振频率之间变化。

这个变化范围是很小的，相对频偏只能达到 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ 之间，这对于医学应用通常是足够的。各种生理信号的变化都太慢，在生物医学遥测中，几乎都采用二次调制方法，副载波的频率通常为 $1 \sim 5 \text{kHz}$ 。

在石英晶体调频振荡器中经常使用变容二极管，它是用特殊工艺控制 PN 结界面附近的杂质，使得结电容 C_j 与反向电压 U 的关系由下式决定：

$$C_j = \frac{C_{j0}}{(1 + U/U_0)^2} \quad (8-31)$$

式中 C_{j0} 是零偏 ($U=0$) 时的结电容， U_0 是一个由工艺决定的常数。

图 3-21 (a) 是一个石英晶体调频振荡器的实际电路， C_j 是一个变容二极管，分压电阻 R_1 和 R_2 给它以反向偏压， C_3 是一个较大电容，它使 C_j 的一端对地交流短路。 R_1 给出基流， R_2 稳定工作点。石英晶体与 C_1 、 C_2 、 C_3 组成谐振回路，连接在三极管的射极电

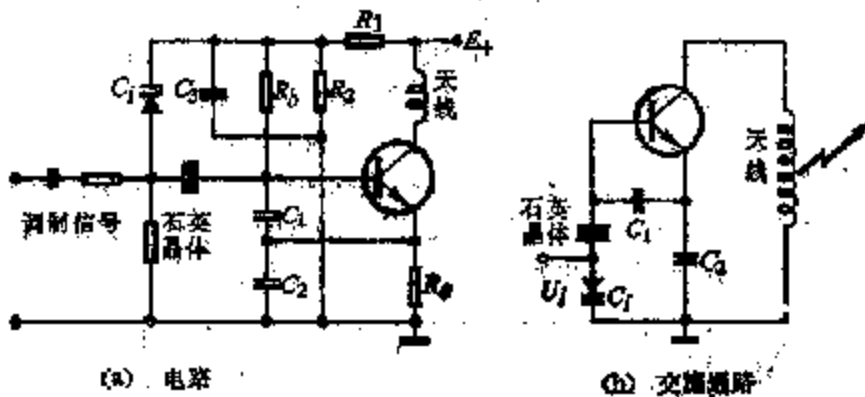


图 3-21 石英晶体调频振荡器

路中，辐射天线接在集电极电路中，电容 C_1 给出基极反馈电压。图 3-21 (b) 是交流通路，由图易见，这是一个电容三点式振荡电路，在谐振频率处，电容 C_1 给出是正反馈电压。这个电路的谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_j} \right)} \quad (3-32)$$

式中 L 是石英晶体总的等效电感系数，它随频率急剧变化。用 (3-31) 式代入 (3-32) 式可见，如果不考虑 L 的变化， f_0 是调制电压 U_1 的线性函数。为了获得尽可能大的调制， C_1 和 C_2 都应比 C_j 大很多倍。

在调频振荡器中，当频率改变时，振幅也同时改变，这种现象称为寄生调幅，所以实际得到的是调频调幅波。在调频振荡器后面再加一级限幅放大器，就可以得到等幅振荡，消除寄生调幅。在生物医学遥测中，为了简化发射装置，通常不理睬这种寄生调幅，但在接收装置中，用限幅放大器把接收到的信号转变成等幅振荡，消除这种寄生调幅，同时也就消除了信号幅度受到的各种干扰。

2. 调频波的解调 调频波的解调过程称为鉴频，最简单的鉴频法是把已调波转变成稀疏不均匀的方波，然后用第四章中的计数率电路转换成与频率成正比的电压，这种方式只用在极简单的监护装置中。最常用的鉴频法是用谐振回路把已调波中的频率变化

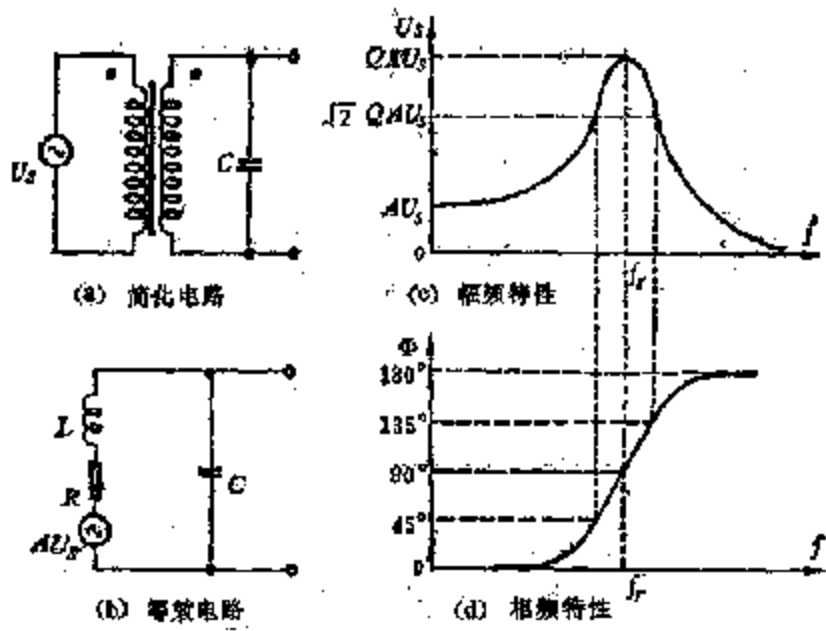


图 3-22 变压器耦合的谐振回路

转变为幅度的变化。图 3-22 (a) 是变压器耦合的谐振电路, (b) 是它的等效电路, AU_s 是耦合到次级线圈的电动势, L 是次级线圈的自感量, 这里忽略了次级线圈对原线圈的反作用和负载的影响; (c) 是电容上电压 U_s 随频率变化的情况; (d) 是 U_s 比 AU_s 落后的位相 ϕ 随频率变化的情况。当 f 很小时, 电压主要降落在电容上, 所以 $U_s = AU_s$, 它们的位相也相同。当 f 达到谐振频率 $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 时, 电流与 AU_s 同位相, U_s 比电流落后 90° , 量值达到 QAU_s , Q 是谐振回路的品质因数 $\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ 。当 f 远大于 f_r 时, AU_s 几乎完全降落在 L 上, 电流比 AU_s 落后 90° , U_s 比电流落后 90° , 所以 U_s 比 AU_s 落后 180° 。

利用谐振回路把调频波中的频率变化转变为幅度变化的办法主要有两类, 一类是利用图 3-22(c) 中 U_s 的幅度变化曲线, 把 f_r 调节得大于或小于载波中心频率 f_c , 使得 f_c 位于图中 f_r 两侧斜线的中点。载波被调制后, 不同的频率对应于 U_s 的不同幅度。这种方法称为斜率鉴频法, 由于线性度不高, 在生物医学中只应用于简单装置。

另一类办法是利用图 3-22 (d) 中 U_s 的位相变化曲线, 并且把位相变化转换为幅度变化, 谐振频率 f_r 应调节得与载波中心频率 f_c 一致, 这是目前在生物医学中应用最广泛的方法。

为了说明位相变化转换为幅度变化的基本原理, 我们暂时忽略 U_s 的幅度随频率的变化。图 3-23 (a) 是谐振电路中的电压 $U_s = QAU_s$ 与 $\pm U_s$ 叠加的情况, A 为正值。当叠加电压为 $+U_s$ 时, 在 $f \ll f_r$ 处, U_s 与 U_s 同位相, 合成的电压的幅值为 $(QA+1)U_s$, 在 $f \gg f_r$ 处, U_s 与 U_s 反位相, 合成电压的幅值为 $(QA-1)U_s$, 如图 3-23 (b) 中曲线 a 所示, 合成电压的幅度随频率的增大而下降。当叠加电压为 $-U_s$ 时, 情况正好相反, 如图中曲线 b 所示, 合成电压的幅度随频率的增大而上升。在 $f = f_r$ 处, 这两种情况的叠加电压幅度都是 $\sqrt{(QA)^2 + 1}U_s$ 。考虑到 U_s 的幅度在 f 离开 f_r 处会减少, 图中曲线

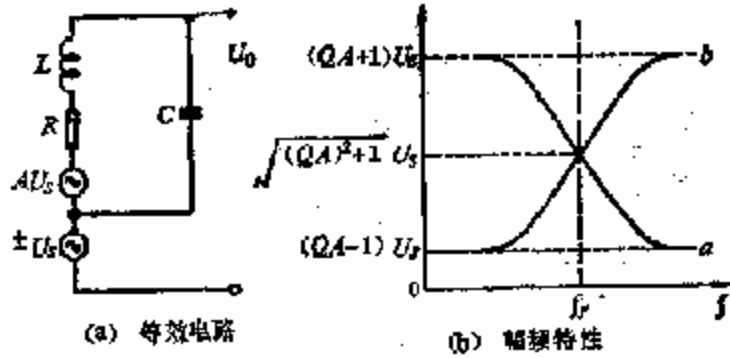


图 3-23 交流电压的叠加

与实际情况并不一致，但是 f_r 附近的变化趋势仍是正确的。

实现这种转换的电路如图 3-24 (a) 所示，为了改进线性和增加鉴频效果，图中采用了两个完全相同的谐振回路， U_s 通过一个无电容 C_k 连接到两个回路连接处，实现交流电压的叠加。这点通过一个大电感 L_k 实现直流接地，但阻塞交流。上一个回路从 A 点看进去， U_s 与 U_1 在共振频率处是同位相的，下一个回路从 B 点看进去， U_s 与 U_2 在共振

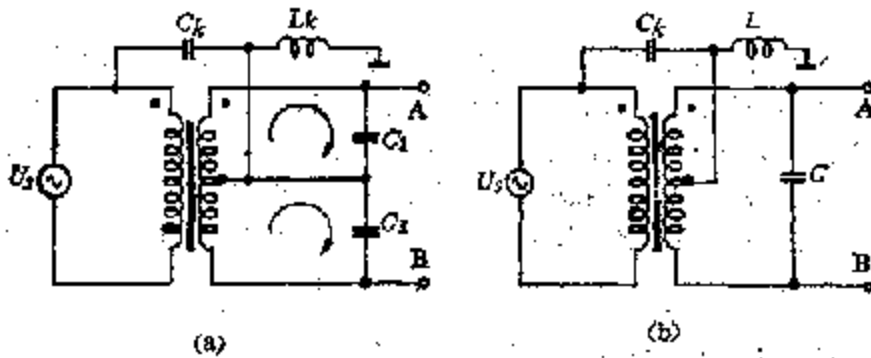


图 3-24 频幅变换网络

频率处是反位相的。因此，当 $f = f_r$ 时，A 点的交流电压振幅有效值与 B 点相同， $f < f_r$ 时则 A 点电压振幅较大， $f > f_r$ 时则 A 点电压振幅较小。上、下两条回路在正半周的回流方向如图所示，两条回路的公用线上的电流方向相反，实际没有电流，因此可以取消。这样一来，两个串联电容 C_1 和 C_2 可以用一个电容 C 代替， $C = C_1/2 = C_2/2$ ，它与变压器的全部次级线圈组成一个谐振回路。由于电容减少一半，电感和电阻增加一倍，所以谐振频率和品质因数都不改变。这个电路如图 3-24 (b) 所示，由于只有一个谐振回路，所以更易调节。

图 3-25 是比例鉴频器的电路，左侧的频幅变换网络已经作了说明。中间的检波电路分别对 A、B 两点的交流电压进行检波， $R_1 = R_2$ ， $C_1 = C_2$ ，两个二极管的方向相反，上侧检出正压，下侧检出负压。A 和 B 两点分别通过相同的电阻接地，负载 R_L 连接在两个电容的连接点和地之间。这种检波方式称为差动检波。当 $f = f_r$ 时，正压等于负压，两个电容的压降相等，B 点的电势为零。当 $f < f_r$ 时，正压大于负压，电容 C_1 的压降大于 C_2 的压降，A 点的电势为正。当 $f > f_r$ 时，负压大于正压，电容 C_1 的压降小于 C_2 的

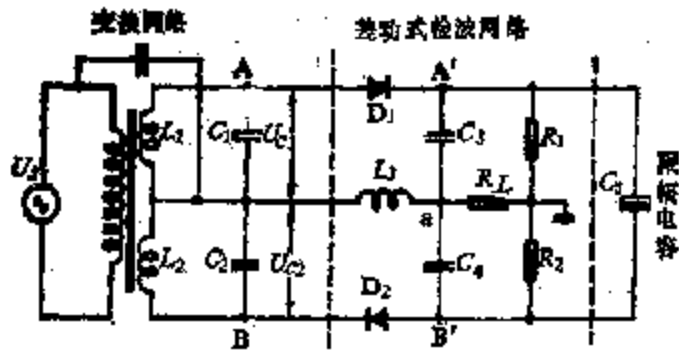


图 3-25 比例鉴频器的基本电路

压降，a 点的电势为正。这样就把已调波中的频率转变为负载 R_L 上的信号电压。电容 C_5 是稳定 A' 点和 B' 点的电势差，时间常数 $C_5(R_1+R_2)$ 应选得较大，这样就可消除寄生调幅的影响， C_5 称为限幅电容。在实际电路中两个二极管还各串联一个 $1k\Omega$ 的电阻，可以加强 C_5 的限幅作用。

比例鉴频器的线性很好，可以省略限幅放大器，电路简单易调，是生物医学中最常用的鉴频器。

第七节 调制放大器

由于直流放大的特殊困难（零点漂移、噪声等），在生物医学放大器中广泛采用调制和解调技术，载波都是音频，调制方式都是调幅。它的主要特点是已调波的幅度应当与信号成正比，即调制深度是 100%，只有这样才能区别信号中的低频和超低频成分，并且区别直流信号的大小和正负。

一、信号源的调制

在信号源进行调制后，进入放大器的就是已经调制的调幅波。下面举一例子说明这种调制方法。图 3-26 是一个测温电桥， R_1 是热敏电阻，在电桥两端加上载波（通常是 50Hz 或频率稍高的正弦式交流电），电桥在标准温度时是平衡的，输出信号 $U_0 = 0$ 。当温度升高时， R_1 减少， U_0 与载波 U_{CO} 同相。当温度降低时， R_1 增大， U_0 与载波 U_{CO} 反相。温度变化愈大，则 U_0 的幅值也愈大。当温度由高变低或由低变高时，调幅波的幅度经过零值，位相改变 180° ，这是因为 $\sin(\theta + 180^\circ) = -\sin\theta$ ，这相当于 U_0 改变符号。如果图中的 R_2 也换成热敏电阻，并且把 R_1 和 R_2 放在两处，这个电路就可以用来测量两处的温度差。测温电桥应用于气相色谱仪和恒温箱等测温或控温设备中。在这个例子中，进入放大器的是已在换能器中调制的调幅波。在测温过程中，我们既要检测振幅，又要

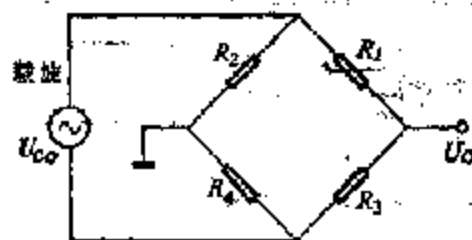


图 3-26 测温电桥

检测位相，才能够知道温度的量值。在控温过程中 只需要检测位相就可以了。

信号源调制方法应用于很多生物医学仪器中，凡是能够采用这个方法的地方几乎都采用这个方法。

二、斩波器

把直流或超低频信号转换成矩形调幅脉冲的装置称为斩波器(сhоппер)。最早使用并且现在仍然使用的是机械斩波器，又称为机械振子。它的结构基本上是一个磁性驱动的机械开关，线圈绕在一个位于马蹄形永久磁铁两极之间的铁杆上，当线圈通以一定频率的交变电流时，铁杆就在两磁极间振动，由此带动两个接点交替接通和断开。图 3-27 是一个带有斩波器的直流放大器的示意图，它使信号电压 U_i 交替连接到运算放大器的正负端。因此输出电压是一个方波，振幅与输入信号 U_i 成正比，频率与斩波器驱动电压 U_c 的频率相同。机械斩波器在接点通时的电阻在 0.1Ω 以下，断开时的电阻在 $10^6\Omega$ 以上，这是目前任何其它类型斩波器都达不到的。机械斩波器的振动频率低，大约可达到 100Hz 或稍高些，这对于生物医学检测仪器通常是够用的。机械斩波器在接点通、断时有抖动和反跳，表现为附加的噪声，但它最主要的缺点是寿命短，接点易出故障。在生物医学仪器中，机械斩波器现在只应用在信号特别微弱的地方。

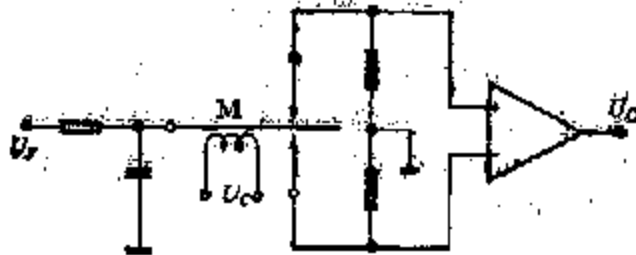


图 3-27 机械斩波的直流放大器

生物医学仪器中应用最多的斩波器是场效应管斩波器，图 3-28 (a) 是它的示意图，(b) 是加在两个场效应管的基极上的驱动电压波形图，它们互为反相。由图可见，场效应管 FET_1 和 FET_2 交替导通和截止。当 FET_1 导通时， FET_2 截止，使电容 C 充电。当 FET_2 导通时， FET_1 截止，电容 C 通过 FET_2 和 R 放电。因此，当时间常数 RC 远远大于驱动电压的周期时，在电阻 R 上就得到了方波输出。由于场效应管的源极和漏极是可以互换的，所以这个电路对于 U_i 的正负极性，都可以起到斩波作用。场效应管斩波器导通时的电阻数量级为 $10^3\Omega$ ，截止时的电阻数量级为 $10^9\Omega$ ，这已是相当好了。它还有噪声低、电压偏移小、可以集成化等优点，所以应用非常广泛。

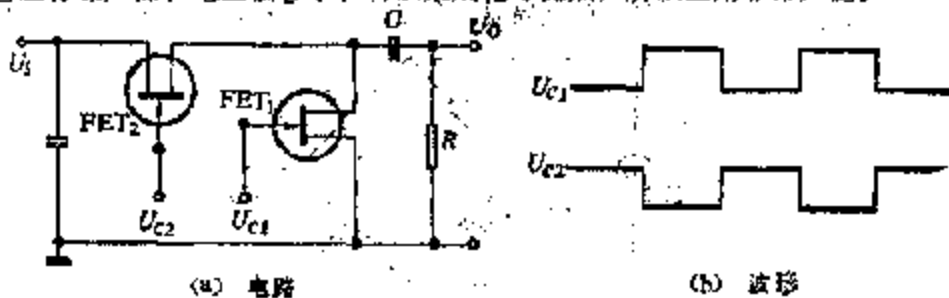


图 3-28 场效应管斩波器

三、二极管环形解调器

调制放大器的解调方式很多，各种解调方法都要有原先的载波作为参考才能够区别调制信号的极性，当调制信号为正时，载波与已调波同位相，调制信号为负时，载波与已调波反位相。因此，已调波放大时不应发生位相移动。下面只介绍医学中使用最多的环形解调器。图 3-29 (a) 是电路原理图，(b) 是实际电路，(c) 是 (a) 的等效电路，(d) 是波形图。

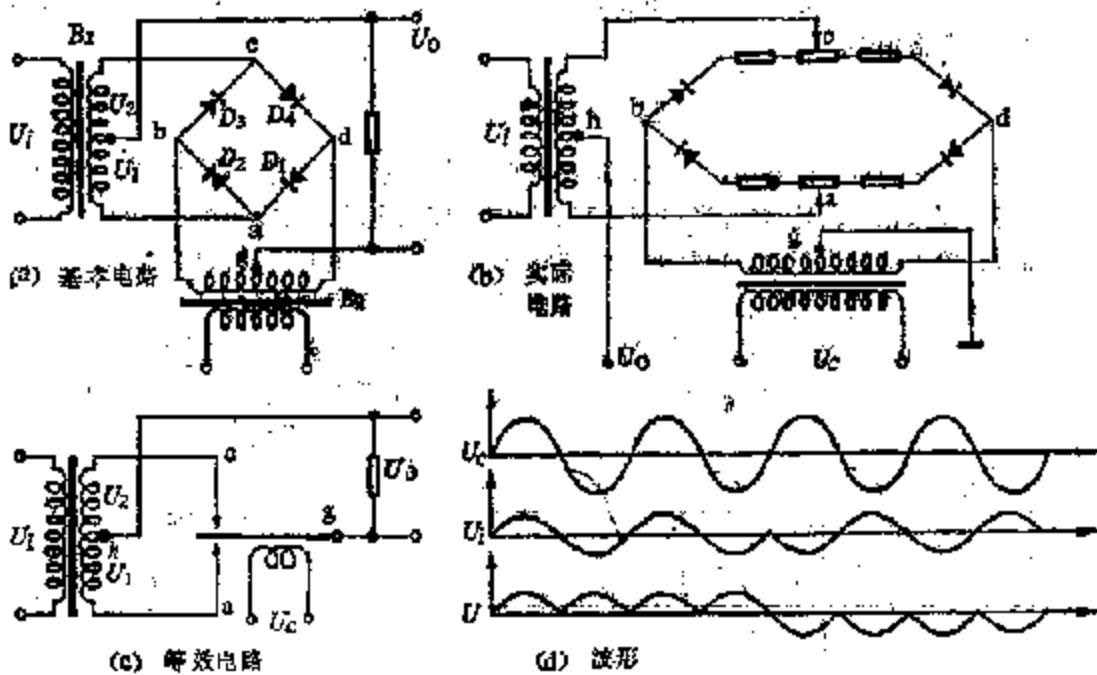


图 3-29 二极管环形解调器

图中四个二极管组成闭合环路，已调波通过变压器 B_1 加在二极管环路的一个对角线上，载波则通过变压器 B_2 加在二极管环路的另一个对角线上，输出线从两个变压器次级线圈的中点 g 和 h 引出。载波的幅值应大于已调波的幅值。

(1) 当载波在按图中标出方向的正半周时， d 点电势高于 b 点，二极管 D_1 和 D_2 导通， a 点的电势和变压器 B_1 次级线圈中点 g 的电势完全相同，这在等效电路图中就是 g 点和 a 点相连。这时二极管 D_3 和 D_4 有总的反向偏压，由于我们假定调幅波的幅值小于载波， c 点虽与 B_2 的次级线圈相连，两个二极管都能保证截止， B_2 的次级线圈的上半部开路， u_2 完全不起作用。如果调幅波按图中所指方向与载波同相，上正下负，则由 u_1 输出的电压也是上正下负。这时由 u_1 输出的负载电流的通路包括 B_1 次级线圈的右半部分和 D_1 。如果调幅波与载波反相，则 u_1 和输出电压都是上负下正。这时由 u_1 输出的负载电流的通路包括 B_1 的次级线圈的左半部分和 D_2 。

(2) 当载波在负半周时， b 的电势高于 d 点，二极管 D_3 和 D_4 导通， c 点的电势和 B_2 的次级线圈中点 g 的电势相同，在等效电路图中就是 c 点与 g 点接通。这时 D_1 和 D_2 截止， B_1 的次级线圈的下半部开路， u_1 完全不起作用。如果调幅波与载波同相， u_2 也应当是上负下正，输出电压是上正下负，由 u_2 输出的电流通路包括 B_2 的次级线圈的左半部

分和 D_2 。如果调幅波与载波反相，则 u_1 是上正下负，输出电压是上负下正，由 U_2 输出的电流通路包括 B_1 的次级线圈的右半部分和 D_1 。

由上可见，二极管环路的作用与机械斩波器相同，它们也都是由载波驱动的，当调幅波与载波同相时，我们得到正的全波整流电压，当调幅波与载波反相时，我们得到负的全波整流电压。图 3-29 (d) 的波形图包括四个周期，前两个周期 u_1 与 u_2 同相，后两个周期反相。经过低通滤波以后，我们就能够完全恢复原始信号的正确波形。图 3-29 (b) 的实际电路与 (a) 的差别只是在环路中增加了四个限制载波电流的电阻，同时也增加两个电位器，调节它们可以使环路中的 a、c 两点的电势分别在载波正负半周时与 E 点的电势严格相等。

四、相敏放大器

在生物医学的控制设备中，我们只需要检测信号的极性，不要求检测幅值。例如用测温电桥控制冰箱时就是这样。当温度升高到指定温度以上时开动冷却机器，否则停机。我们知道，输入信号为正时，已调波与载波同位相，信号为负时则反位相。因此，只需要知道已调波与载波是同位相或反位相，这对我们可以利用相敏放大器来作为解调装置。最简单的相敏放大器的原理可解释如下：先对载波作半波整流，然后整形成方波，分别由图 3-30 (a)、(b) 和 (c) 所示，图 3-30 (d) 是调幅波的波形，它在 1、2 周

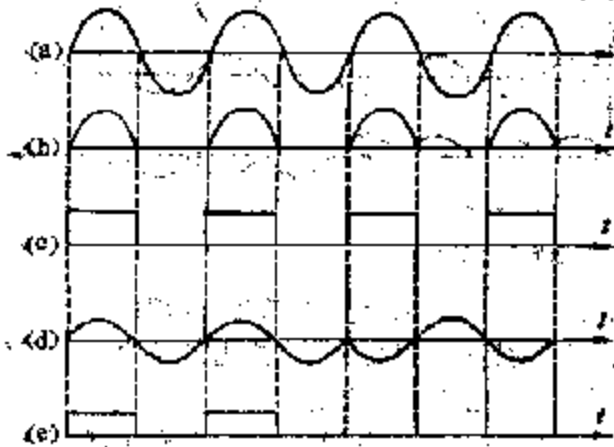


图 3-30. 载波和调幅波

- (a) 载波原始波形 u_c ;
- (b) 载波整流后波形;
- (c) 载波整形后波形 u_c' ;
- (d) 调幅波 u_1 ;
- (e) 相敏放大器输出电压 u_o 。

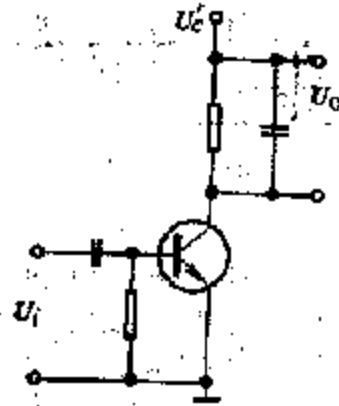


图 3-31. 相敏放大器

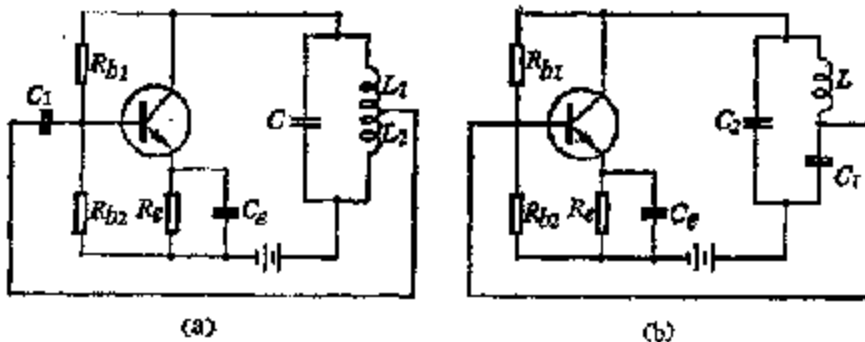
期与载波同相，在第 3、4 周期反相。图 3-31 是相敏放大器的原理图。整流和整形后的载波整流电压 u_c' 作为三极管的电源，调幅波 u_1 从基极输入。调幅波的负半周对三极管根本不起作用，它的正半周如果正好有整流电源，则三极管导通，否则仍没有集电极电流。因此，在图 3-30 (e) 中，只有第 1、2 周期的前半周期有输出电压，第 3、4 周期没有输出电流。相敏放大器的输出电压 u_o 经过滤波后，可以用来控制继电器的动作。如图 3-26 的测温电桥输出端 u_0 连接到图 3-31 的相敏放大器输入端 u_i （即图中的上端，

它的下端是与电桥另一侧连通的接地点)。在预先指定的温度时,热敏电阻 R_1 的阻值刚好使电桥平衡,没有输出。当受控温度升高时, R_1 减小,载波在它上面的压降小于电阻 R_2 上的压降,电桥失去平衡,其输出电压与载波同相,例如载波上正下负时, u_o 为正,这时相敏放大器有输出,接通继电器和开闭电机,使温度下降。当受控温度降到预定温度以下时, R_1 增大,载波在它上面的压降大于电阻 R_2 上的压降,电桥也失去平衡,但其输出电压与载波反相,这时相敏放大器没有输出,继电器和电机断开,直到温度重新上升到预定温度以上为止。

生物医学中很多电子控制设备都是采用电桥式检测装置与相敏放大器结合起来,用途是非常广泛的。

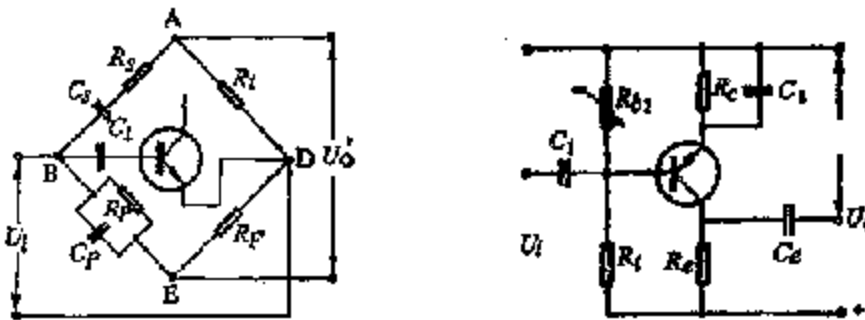
习 题

- 3-1 正弦波振荡电路有哪两种?振荡电路自激振荡的条件是什么?
 3-2 已知LC振荡电路电容 $C=2000\text{pF}$,要求振荡频率 $f_0=10\text{kHz}$,试求 L 值。
 3-3 在图 3-8 电路中,试解释为什么①将反馈线圈的两个接头对调后就能起振?②改变电阻值 R_{b1} 、 R_{b2} 或 R_e 就能起振,并使波形变好?③晶体管改用 β 值较大后就能起振?④增加反馈线圈的匝数后就能起振?
 3-4 试检查本题附图中各振荡电路有什么错误?并把电路改正过来。



习题 3-4 附图

- 3-5 在本题附图所示的电桥电路中,设 $C_1=0.01\mu\text{F}$,当 R_1 和 R_2 采用同轴电位器,试计算电位器从 $1\text{k}\Omega$ 调到 $10\text{k}\Omega$ 时,振荡频率的变化范围?



习题 3-5 附图

习题 3-6 附图

- 3-6 本题附图中 R_1 是热敏电阻,它的电阻值随温度上升而下降,试说明加 R_1 以后能进一步稳定静态工作点的原因。

3-7 什么叫压电效应?压电晶体的电与机械性质是怎样联系的?

3-8 试画出石英晶体的等效电路。它的等效元件决定于什么?晶体的主要特性有哪些?试画出一简单的晶体振荡器电路,并分析其振荡过程。

3-9 试简述调频波的产生及其解调原理。试简述调幅波的产生及其解调原理。

3-10 试简述调制放大的原理,它的主要优点是什么?

实验一 文氏电桥振荡器

目的:

- 1) 了解文氏电桥振荡器的工作原理;
- 2) 学习文氏电桥振荡器的调试方法。

实验二 LC 振荡器

目的:

- 1) 用高频信号发生器和双踪示波器观察 LC 并联谐振回路电压与总电流的幅度关系和位相关系随频率变化情况,估计谐振频率和 Q 值。
- 2) 组装一个电容反馈式 LC 振荡器。

第四章 脉冲与数字逻辑电路

脉冲和数字逻辑电路是近代电子学的一个重要分支，在医学中有广泛应用，而且是计算机硬件的基础。本章主要介绍脉冲的产生、变换、计数和显示，以及数字逻辑电路的一些基本概念。

第一节 脉冲电路的基本知识

一、脉冲的主要参数

脉冲就是在短促时间内出现的电压或电流的变化。脉冲可以周期性地重复出现，也可以不定期地出现。脉冲可分为两大类，一类是电压或电流单调地上升，然后再单调地下降，或者先下降、后上升，上升和下降时可能有些过冲，中间也可能有些抖动；另一类是在短促时间内出现的高频振荡。在无线电术语中，前一类脉冲称为视频脉冲，后一类脉冲称为射频脉冲。我们在本章中只讨论视频脉冲，但在医学仪器中，射频脉冲的应用也是很多的，例如超声诊断和高频电刀等等。

我们在第二章讨论了脉冲的频谱，射频脉冲的频谱集中在振荡频率 f_0 附近，它在传输和放大中的特性基本由 f_0 决定。视频脉冲的频谱从直流延伸到很高频率，边缘愈陡峭则频谱愈宽，直接讨论它的波形更为方便。我们把保持时间较长的电平称为静息电平，由这个电平向上或向下突然变化的波形称为正脉冲或负脉冲。正脉冲的主要参数如图4-1所示，它包括：

- (1) 脉冲幅度 U_m ：这是指脉冲电压或电流从静息状态跳变达到的最大电压或电流。
- (2) 脉冲前沿宽度 t_r ：这是由 $0.1U_m$ 上升到 $0.9U_m$ 的时间。
- (3) 脉冲后沿宽度 t_f ：这是由 $0.9U_m$ 下降到 $0.1U_m$ 的时间。
- (4) 脉冲宽度：有三种宽度，顶部宽度 t_t 是指电压在 $0.9U_m$ 以上的持续时间，底部宽度 t_b 是指在 $0.1U_m$ 以上的持续时间，半高宽度 t_w 是指在 $0.5U_m$ 以上的持续时间。
- (5) 脉冲周期 T 或重复频率 $f = 1/T$ ：这个定义只适用于严格或近似地周期性重复的脉冲。
- (6) 占空系数：它规定为半高宽度 t_w 与脉冲周期 T 的比值 t_w/T ，这个定义也只适用于严格或近似的周期性脉冲。

对于负脉冲也有类似的定义，对于占空系数接近于 $1/2$ 的波形，我们不再区分为正或负脉冲，这时用上升和下降时间的名称代替前沿和后沿宽度更为恰当。只有上升或下降时间相对说来比较短促的波形，我们才称为脉冲。

图4-2是几种脉冲的波形，梯形脉冲、矩形脉冲、尖形和实际尖脉冲。神经放电脉冲和核医学中的 γ 射线转换的脉冲都接近于尖脉冲，前者的宽度为数十毫秒，后者的宽度不到 $1\mu s$ ，而且都是前沿比后沿陡峭得多，大致如图所示。

各种生物电脉冲，第三章所述各种放大器基本可以胜任线性放大工作。 γ 射线转换的脉冲，可以使用交流耦合的负反馈放大器，而普通集成运放的频谱和转换速度都太低，



图 4-1 正脉冲的参数

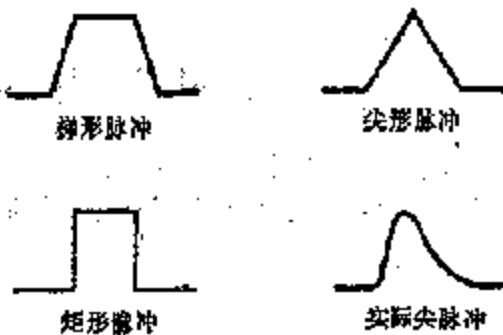


图 4-2 几种脉冲的波形

不能应用。电子电路中产生的各种脉冲，幅度都较大，它在放大时要求波形适合需要，而不是保持原形不变。

二、电容负载对脉冲波形的影响、RC 分压电路

各种脉冲放大电路的电容性负载使波形的前沿和后沿延长，这种负载用图 4-3 (a) 中的电路表示， R_1 是前级的输出电阻， R_2 是后级的输入电阻， C 是与它并联的输入电容。对于末级， R_2 和 C 就是最后的负载。图 4-3 (b) 是输入的矩形脉冲，(c) 是输出脉冲的波形。当 U_i 上升到 U_m 时，电容充电要经过一段时间才能达到稳定值 $U_m \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ ，这个稳定值是由电阻分压比决定的。在 U_i 下降时，电容上的电压也要经过一段放电时间才能消失。这个电路的充放电时间常数是 $\tau = RC$ ，式中 $R = R_1 // R_2$ 是并联等效电阻，因为当输入短路时， R_1 与 R_2 是并联的。输出波形的前沿上升到最大值的 0.1 或后沿下降到最大值的 0.9 所需时间约为 0.1τ ，前沿上升到最大值的 0.9 或后沿下降到最大值的 0.1 所需时间是 2.3τ ，因此这个电路使矩形波变成了前沿和后沿宽度都是 2.2τ 的波形，而且后沿大约延长到输入波形后面的 5τ 处，才可以近似地看成已经消失。对于其他形状的输入波形，这个电路的效果总是使上升和下降时间延长。

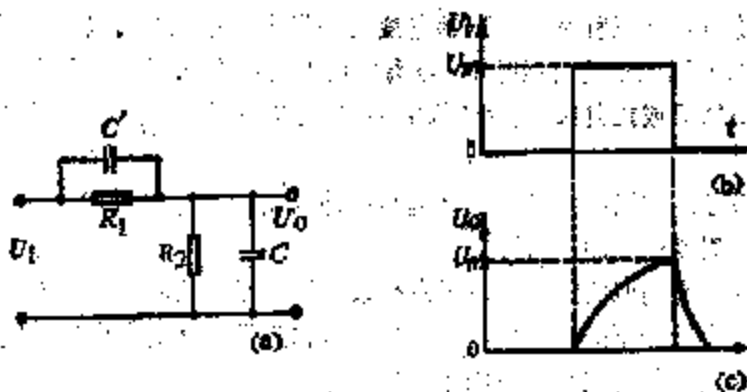


图 4-3 电容性负载及脉冲波形

显然， R_2 不能过小，否则输出幅度的损失很大， C 通常也是不能改变的。为了减少时间常数，各级脉冲放大器都应当尽量减少输出电阻。

在简单的电压传输电路中，可以用一个电容 C 与电阻 R_1 并联，改善输出电压的波形，如图 4-3 (a) 中虚线所示。当 U_i 突然改变时，电压改变量最初是按照电容来分配

的。由于两个电容在极短时间内充、放电的电量相同，所以两段电压的改变量与电容量成反比。此后两个电容分别通过并联电阻充电或放电，电压逐渐转变为按电阻分配。当电容充、放电完毕后，通过两个电阻的电流相同，两段电压与电阻值成正比。如果电压的这两种分配方式相同，即 $C/C' = R_1/R_2$ ，输出波形就会与输入波形一致。这个条件就是两段电路的时间常数相同，即 $R_1C' = R_2C$ 。电容 C' 常称为加速电容，因为它加快了输出电压的改变。在脉冲分压电路中，由于电阻器内部布线间都有一些电容，这些分布电容是难以计算和预测的，因此通常用并联两个远大于分布电容的电容器来改善输出波形和保证分压比例，称为 RC 分压电路。在各级放大器之间的耦合电路中，对于放大器的内阻，这个办法是难以实现的，只有减少输出电阻才能改善波形。

三、脉冲的微分

我们在第二章中用频谱讨论了 RC 电路的高通滤波作用，也讨论了它的微分作用，即高频信号无损耗、无相移地传输，低频信号则得到幅值很小的微分。现在我们讨论 RC 电路对于矩形脉冲的传输情况，图 4-4 (a) 给出了这个电路，(b) 是输入的矩形脉冲，(c) 是输出脉冲的波形。

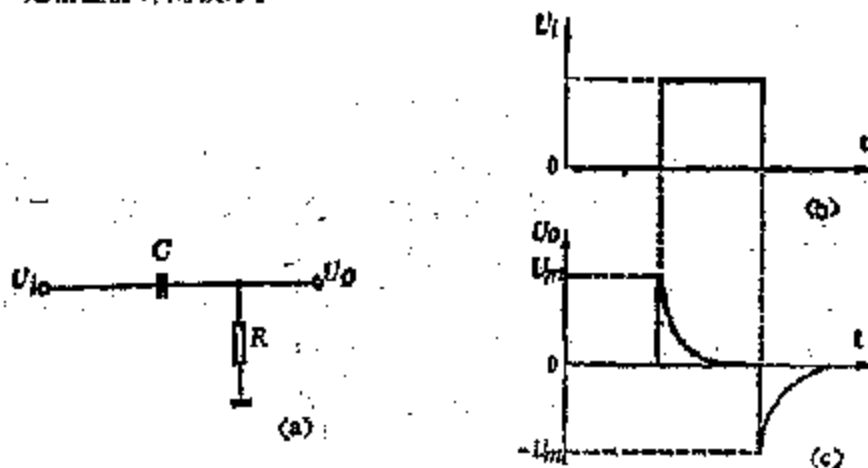


图 4-4 微分电路及脉冲波形

当矩形脉冲刚上升时，电容还没有充电，这时电压 U_i 全部降落在电阻 R 上，产生电容充电的电流 U_i/R 。电容上的电压逐渐增大， R 上的压降逐渐减少，电流也逐渐减少。当脉冲足够宽时，最后电容充电完毕，电压 U_i 完全降落在电容上，充电电流和输出电压为零。

当矩形脉冲突然下降时，电容电压仍暂时不变，输出电势突然下降为 $-U_m$ ，由此产生了电容 C 通过电阻 R 放电的电流，此后电阻上的反向电压和放电电流都逐渐减少。电容放电完毕后，放电电流和反向输出电压减少到零。

对于实际脉冲，顶部宽度 t_t ，上升时间 t_r 和下降时间 t_f 都是有限的，它们都使输出脉冲幅度减少。电路的时间常数是 $\tau = RC$ ，只要 $t_t > 5\tau$ ，我们可以认为电容在脉冲期间充电完毕，否则由于电容充电不完全，输出反向尖形波的幅度将减少。 t_r 和 t_f 对于输出电压幅度的影响也很大，对于梯形脉冲，当 t_r 或 t_f 等于 τ 时，幅度下降为 $0.632U_m$ ，当 t_r 或 t_f 等于 $\tau/10$ 时，幅度下降为 $0.95U_m$ ，这样的梯形脉冲已经可以近似地看成是矩形脉

冲了。

对于不能近似地看成矩形或梯形的脉冲，我们总是能在波形急剧上升处得到一个正的尖脉冲。因此，这个电路得到脉冲的微分，但输出的微分脉冲总是在波形平坦处拖长一段距离。

四、计数率计电路——泵电路

关于脉冲的积分，我们只讨论一个累积脉冲单向传输电量的电路，称为泵电路。它广泛应用于计数率计中，例如核医学中 γ 脉冲的计数率和监护仪中的心率等。图4-5(a)是泵电路的基本形式，我们先不考虑电阻 R 的存在，也忽略两个二极管的正向压降。

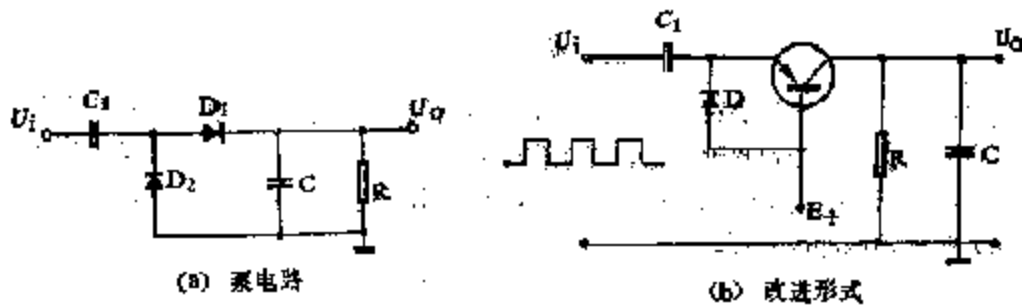


图 4-5 计数率计电路

当脉冲由零上升到电压 U_m 时，电容 C_1 充电的电量为 $q = C_1(U_m - U_0)$ ，这个电量通过二极管 D_1 完全注入电容 C 中。当脉冲下降时，二极管 D_1 截止，电容 C_1 通过二极管 D_2 放电。设每秒脉冲数为 n ，则每秒电容 C 的充电电量为 nq 。

现在我们考察电阻 R 的作用，它为电容提供了放电的通道。当达成平衡时，电容 C 每秒充电的电量 nq 应当等于通过电阻 R 的放电电流，即：

$$nC_1(U_m - U_0) = U_0/R$$

由此得到：

$$U_0 = \frac{nRC_1}{1 + nRC_1} U_m \quad (4-1)$$

当 $nRC_1 \ll 1$ 时，我们得到

$$U_0 \approx nRC_1 U_m \quad (4-2)$$

即 U_0 与计数率 n 成正比。电容 C 应当远大于 C_1 ，使得每次脉冲充电时，它的电压不发生显著变化。这个公式对于随机出现的脉冲也是适合的，这时 n 表示平均计数率。当计数率随时间变化时，达成平衡的时间估计约为 5τ ，这里 $\tau = RC$ 是时间常数。

在这个电路中， U_0 与 n 成正比的线性范围，受到条件 $nRC_1 \ll 1$ 的严格限制，使得输出电压幅度应小于 $U_m/10$ ，或更小些。图4-5(b)的电路用一个三极管代替二极管就可以消除这个限制。三极管的基极连接到正电源 E_+ ，使集电极有适当的反偏电压，每次注入射极的电量都能够几乎全部进入集电极。忽略二极管和三极管发射结的正向压降时，我们可以认为电容器 C 右侧的电势基本不变。脉冲的幅度为 U_m ，每个脉冲转移的电量

为 C/D ，这个电量经由二极管注入电容 C ，(4-2)式成为严格的等式。这个电路在监护装置中应用于调频波的解调，频率可达到10MHz。

五、削波、限幅和钳位

1. **削波电路** 我们在很多情况需要削去一部分波形，应用最多的是削去负脉冲，例如心电微分后我们只需要上升沿产生的正脉冲，不需要下降沿产生的负脉冲。图4-6(a)是串联削波电路，对于正脉冲，二极管导通，对于负脉冲，二极管截止。图4-6(b)是并联削波电路，二极管在负脉冲时导通，使电压几乎全部降落在电阻上，输出接近于零；二极管在正脉冲时截止，信号可以通过电阻传输。图4-6(c)是输入脉冲波形，(d)是削波电路的输出波形。由于二极管的导通压降和结电容以及负载电容的影响，正脉冲的幅度将稍有减少，前后沿都被延长，负脉冲也有小量传输。

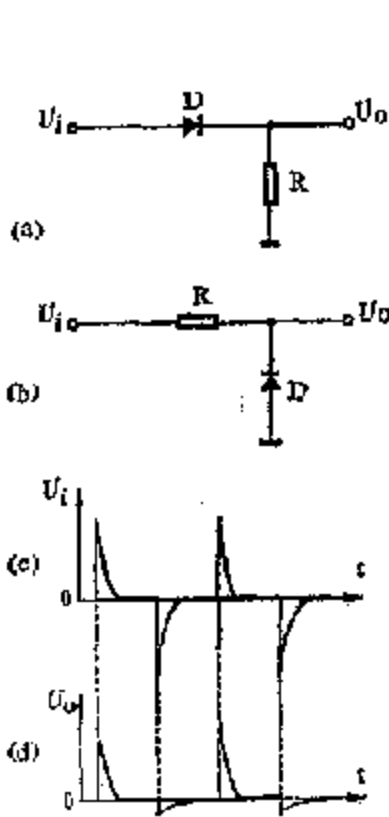


图 4-6 削波电路及波形

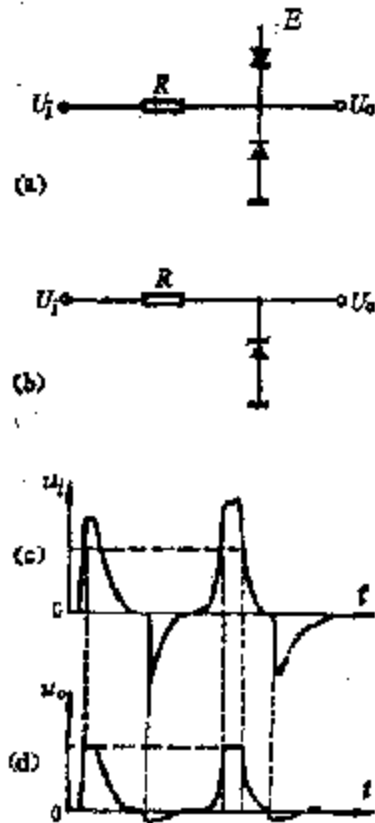


图 4-7 限幅电路及脉冲波形

在实际使用时，应当注意选择极间电容小、恢复时间短、正向电压尽可能小，反向电阻尽可能大的二极管，否则不能收到削波效果。

2. **限幅电路** 脉冲的过高幅度在很多情况是不需要的，甚至是有害的，例如在计数器中要求每个脉冲的幅度应相同，因此我们用限幅电路把幅度太高的脉冲顶部削平。还有些情况是脉冲顶部不平稳，我们需要把它削成平顶。图4-7(a)是二极管削波和限幅电路，(b)是用稳压管代替两个二极管和限幅电源，它同时起到削波和限幅的作用，限制的幅度由稳压管的工作电压决定。图4-7(c)和(d)分别为输入和输出的脉冲波

形。这两个电路中 R 的选择，既要照顾到信号的损耗，又不能使信号源的负载过重。

3. 钳位电路 脉冲通过电容传输后，它的静息电平常常是重要的。图 4-8 的电路是脉冲通过电容后的情况，最初几个脉冲的静息电平为零，后来逐渐下降。输出电压为正时，电阻上有从电容器到地的电流，电容器充电；输出电压为负时，电阻上有从地到电容器的电流，电容器放电。最初几个脉冲期间，电容器充电的电量大于放电的电量，电容器上逐渐积累左正右负的电荷，使得静息期间的输出电压逐渐下降为负值。达到稳态后，电容器每次脉冲期间充电的电量应当等于静息期间放电的电量。对于线性电路，电流与电压成正比，其比值与电流方向无关。图 4-8 (c) 也表示电容器上充电或放电的电流与时间的关系，横轴以上的面积与充电电量成正比，横轴以下的面积与放电电量成正比，这两个面积在稳态时应当相等。这也就是说，在电路稳定以后，电容不能传输信号中的直流成分。当脉冲间隔增大时，脉冲波中的直流成分减少，电容传输后的静息电平下降也较少。静息电平随着脉冲间隔变化的情况更是应该避免的。图 4-9 是增加一个钳位二极管后的情况，这时电容器充电时的电阻较大，放电时通过二极管，电阻很小。忽略二极管的正向压降，输出电压不可能达到负值，所以静息电平固定在零，与脉冲间隔大小无关。

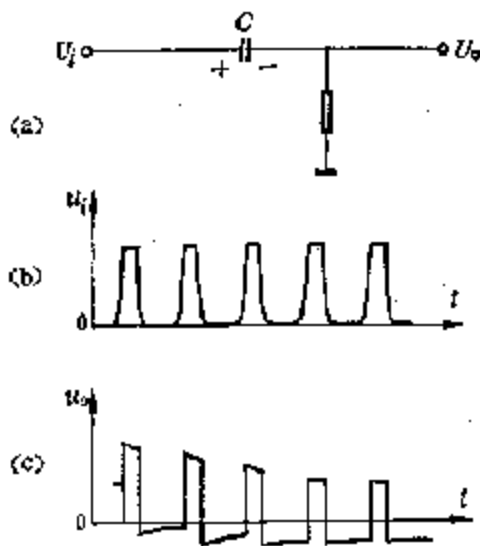


图 4-8 脉冲的交流传输

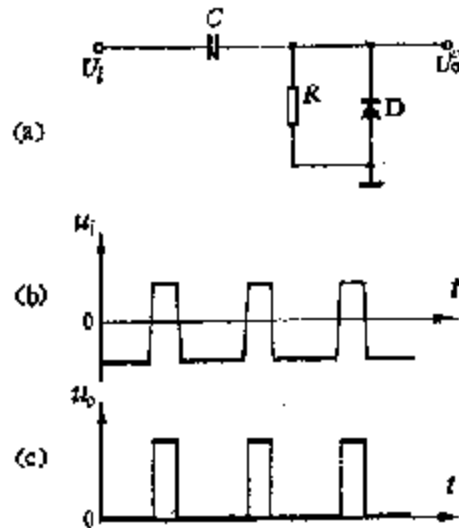


图 4-9 正脉冲钳位

第二节 三极管反相器

一、三极管的开关特性

我们在第一章中已说明三极管有三个工作区域，在截止区中，发射结是反向偏置或零偏置，集电结是反向偏置，这时没有射极电流。在放大区中，发射结为正向偏置，集电结仍为反向偏置，射极电流大部分进入集电极，少量进入基极回路。在这个工作区中，集电极电流随着基极电流改变，起到电流放大作用。继续增加基流，如果集电极电流受到限制，不能再增加，三极管就进入饱和区。进入饱和区的条件是 $I_b > \beta I_c$ 。在饱和区

中，发射结仍为正向偏置，但集电结也转变为正向偏置。这个偏置电压的作用是阻挡射极发射到基极的载流子进入集电极，改变集、基电流的分配。集电结的正向偏置电压大约是发射结正向偏置电压的一半，因此，集电结的饱和压降约为发射结压降的一半。例如对于硅管，发射结压降约为 0.7V，饱和压降约为 0.3V，对于锗管，这两个压降分别约为 0.3V 和 0.1V。基极电流愈大则饱和程度愈深，这时集电结和发射结的压降都没有显著变化，但由于基区半导体的电阻，当基流很大时，基极和射极间的电压可能增至数伏，此外，发射结与集电结之间积累的电荷也随着饱和程度的加深而显著增大。

三极管工作在截止区与饱和区，并且在它们之间转换，称为工作在开关状态。在截止时，发射结的耗尽区增厚，而在饱和时，基区中积累了大量载流子。改变耗尽区厚度，积累或中和基极中的载流子都需要时间。三极管由截止转变为饱和导通所需时间称为开启时间，由饱和导通转变为截止所需时间称为关断时间。关断时间通常比开启时间长很多倍，这主要是因为射极输入的载流子在基极中积累电荷比基区中的载流子中和这些电荷要快得多。普通开关管的开启时间约为 10~30ns，关断时间约为 100~200ns，高速开关管还可快些，电路中采取一些措施也可缩短转换时间。核医学仪器中的 γ 脉冲前沿宽度约为 0.1~0.2ns，普通开关管的电路中采取适当措施就可够用。普通高频晶体管的转换速度比开关晶体管慢得多，即使工作频率高达数十兆赫的高频管，它的关断时间也在数微秒以上，不能应用于微秒级或更短脉冲的电路中。对于生物电脉冲，它的前沿约为数毫秒，高频管有时是可以代替开关管使用的。

二、反相器

单级三极管放大器的集电极输出电压与基极输入电压是反相的。反相器又称为倒相器 (Inverter)，它实际就是一个单级三极管放大器，但它不是工作在放大区，而是工作在截止区与饱和区，每次在这两个工作区之间转换时都迅速通过放大区。对反相器的性能要求是当基极输入矩形脉冲时，转换时间愈短愈好。在用反相器对脉冲进行变换时，我们关心的只是脉冲出现的时间和宽度，因此只注意它的前沿和后沿，有时后沿也是不重要的。脉冲的幅度和波形的其他细节对于我们都是毫无关系的。当脉冲的幅度和波形细节在使用中还有意义时，那就只能用线性放大器而不能用反相器。

图 4-10(a) 是直接耦合的反相器，图中的电容 C 称为加速电容，在输入电压迅速上升时，电容的充电电流增加了基流，使三极管迅速饱和导通；在输入电压迅速下降时，电容使基射结反向偏置，它的放电电流提供了反向基流，使三极管迅速截止。脉冲宽度在数毫秒以上的电路，不需要这个加速电容，脉冲宽度为数微秒或更短时， C 可选取数十皮法。反相器对输入脉冲信号的要求，低电平应能保证三极管截止，高电平应能提供足够的基流，使三极管饱和。在满足这些条件时，输出为矩形脉冲，幅度接近于 E_c 。输入脉冲满足截止与饱和条件时，即使上升和下降较平缓，输出脉冲也要比输入脉冲陡峭得多，接近于矩形脉冲。

图 4-10(b) 是适用于正脉冲的交流耦合反相器，平时三极管处于截止状态，输出电势接近于 E_c 。当输入脉冲上升时，电容器的充电电流使三极管饱和，输出电势迅速下降到接近于零。如果电容充电的时间常数 $(R_1 + r_{be}) \cdot C$ 远大于脉冲宽度，在脉冲期间将始终保持饱和，这里 R_1 应包括信号源的内阻。当脉冲下降时，基极反向偏置，加速了

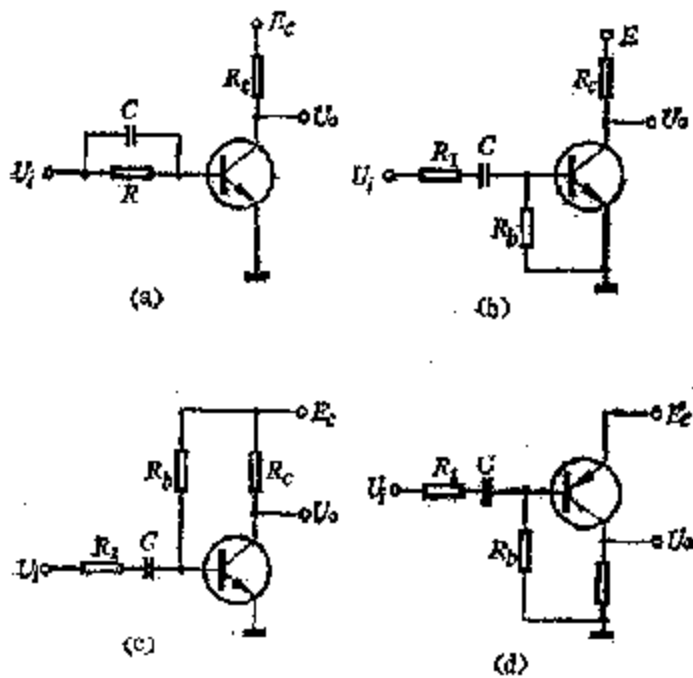


图 4-10 反相器

三极管的截止，输出电势迅速上升到 E_c 。

图 4-10(c) 是适用于负脉冲的交流耦合反相器，平时三极管处于饱和状态，输出电势接近于零。当输入脉冲下降时，三极管迅速截止，输出电势接近于 E_c 。如果电容充电的时间常数 $(R_1 + R_b) \cdot C$ 远大于脉冲宽度，三极管在脉冲期间始终保持截止。当脉冲回升时，电容器的放电电流增加了基流，使三极管迅速回到饱和状态，输出电势恢复到零电平。

这个电路还可应用到正脉冲，这时在输入的正脉冲结束时输出一个正脉冲，称为延时脉冲，它的宽度基本上由电路元件参数决定，与输入脉冲的宽度无关。这个现象可以这样解释，当输入脉冲上升时，电容 C 的充电电流增加基流，加深三极管的饱和程度，但对输出没有影响。充电的时间常数 $(R_1 + r_{be}) \cdot C$ 应当选择得小于脉冲宽度，使电容充电较完全，电容上的电压（左正右负）接近于输入脉冲的幅度电压 U_m 。当脉冲下降时，电容 C 迫使基极电势下降到 $-U_m$ ，三极管截止，输出电压上升到接近于 E_c 。这个延时脉冲的持续时间由电容放电的时间常数 $(R_1 + R_b) \cdot C$ 决定。电容放电完毕后，三极管开始导通，立即重新饱和，输出电势回到零电平。输入和输出脉冲的情况如图 4-11(b) 所示，输出的延时脉冲宽度可以这样估计，电容放电开始时，电阻 R_1 和 R_b 上的总压降为 $E_c + U_m$ ，放电完毕后为 E_c ，所以脉冲宽度 T 为：

$$T = (R_1 + R_b) \cdot C \ln \left(\frac{E_c + U_m}{E_c} \right) \approx 0.7(R_1 + R_b) \cdot C \quad (4-3)$$

最后近似式是 $U_m \approx E_c$ 的情况。

图 4-10(d) 的电路是采用 PNP 管，平时处于饱和状态。这个电路应用到正脉冲时成为普通的反相器，时间常数 $(R_1 + R_b) \cdot C$ 应远大于脉冲宽度，应用到负脉冲时产

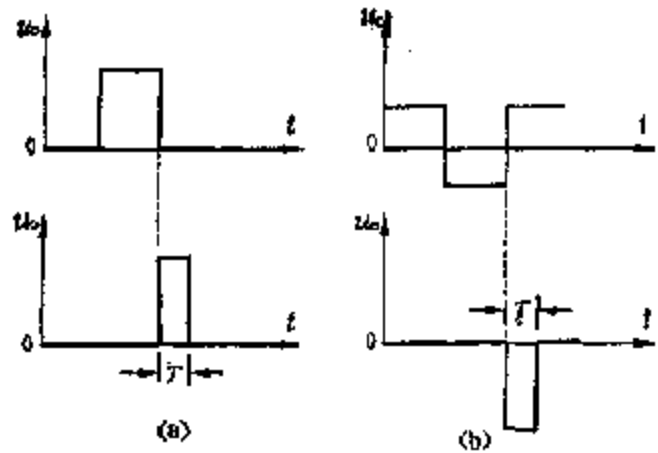


图 4-11 延时脉冲

生一个延时脉冲，如图 4-11(b) 所示，时间常数 $(R_1 + \tau_1) \cdot C$ 应当还小于脉冲宽度。它的原理与 NPN 管基本相同，不再解释了。

第三节 脉冲的整形和鉴别

为了便于进一步处理，我们常常需要把各种形状和幅度的脉冲转变为幅度一致的矩形脉冲，这就是脉冲的整形。在整形过程中，如果把幅度较小的脉冲消除，这就是脉冲的鉴别。前面讨论的反相器有脉冲整形作用，但通常是不够的，本节介绍一些常用的整形和鉴别电路。

一、二极管幅度鉴别电路

最简单的脉冲幅度鉴别电路是二极管鉴别电路，如图 4-12(a) 所示，图中虚线左侧就是图 4-9 中的脉冲移位电路，但箝制在一个可任意调节的负电平，虚线右侧就是图 4-6(a) 中的串联削波电路。图 (b) 是输入波形，图 (c) 是经过箝位后的波形，图 (d) 是输出波形。由图易见，幅度较低的脉冲都已消除，幅度较高的脉冲只保留它们

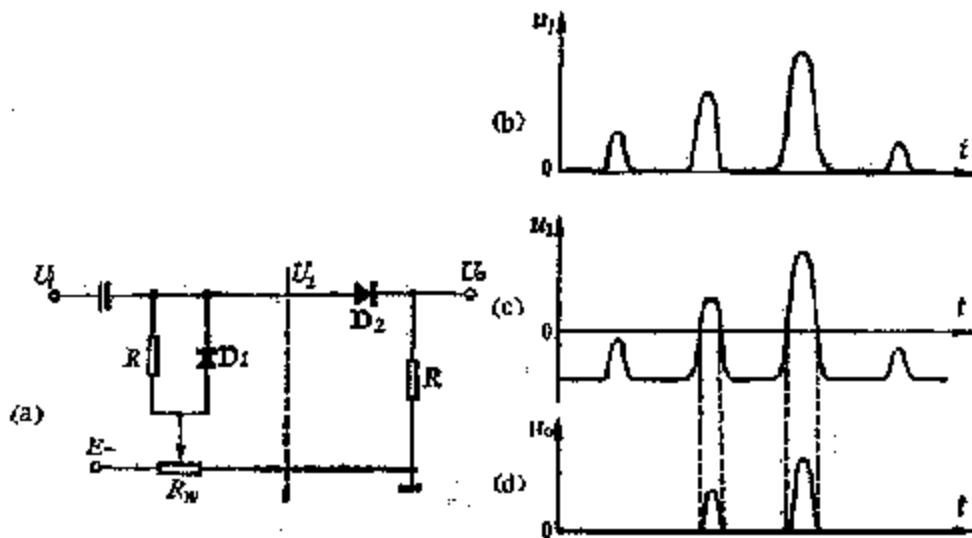


图 4-12 二极管鉴别电路

的顶部。二极管鉴别电路的主要缺点是不灵敏，这是由于二极管有一个导通范围，而且刚超过导通电平的脉冲，输出幅度很小，可能在后面的电路中消失。

二、差分鉴幅器

用差分放大器来鉴别脉冲，可以获得较高的灵敏度，称为**差分鉴幅器** (differential discriminator)。图 4-13(a) 中虚线左侧为钳位电路，在直流输入时可以取消。脉冲幅度鉴别的阈值 U_1 由图中右侧的电位器调节。图中的二极管 D_1 和 D_2 是为了提高三极管发射结的反向耐压能力，因为二极管的反向耐压通常比三极管的发射结大得多，如果所需鉴别的脉冲幅度不大， D_1 和 D_2 可以取消。由图易见，在没有脉冲或脉冲幅度小于阈值 U_1 时， T_1 截止，全部电流通过 T_2 ，输出的静息电势为 $E_1 - IR_c$ 。当脉冲幅度在 U_1

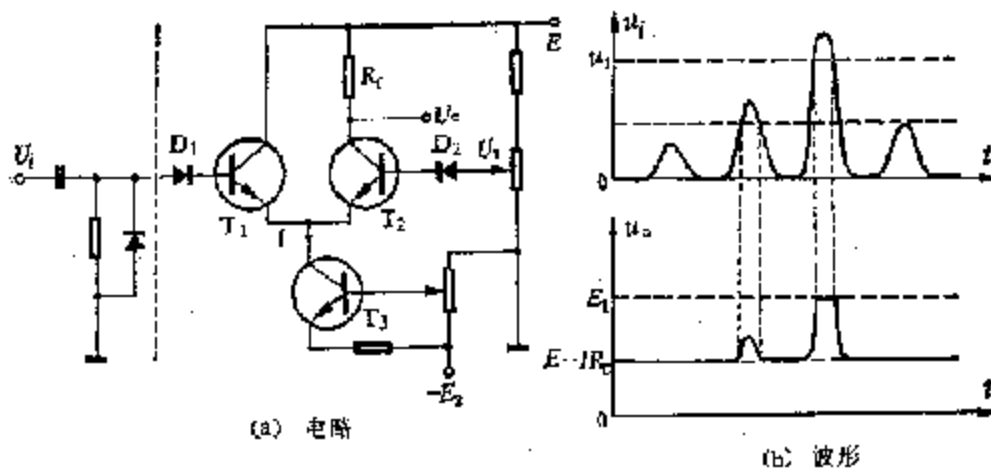


图 4-13 差分鉴别电路

附近时，在脉冲顶部处有一部分电流从 T_2 转移到 T_1 ，输出端得到一个正脉冲。当输入脉冲幅度较大时，电流全部从 T_2 转移到 T_1 ，输出电势上升到 E_1 后不再增加，因此输出一个幅度为 IR_c 的平顶脉冲，如图 4-13(b) 所示。由于差分鉴幅器有放大作用，所以它比二极管鉴别电路灵敏得多。差分鉴幅器可应用于上升和下降时间在 0.1 μ s 以下的脉冲，这在医学应用中通常足够了。

三、施密特触发器

应用最广泛的脉冲整形和鉴别电路是**射极耦合触发器**，又称为**施密特触发器** (Schmitt trigger)，它用正反馈来增加转换速度。图 2-14(a) 是一个二级直接耦合放大器，当 U_1 上升时， T_1 的管电流增加， U_{c1} 下降； T_2 的基极和射极电势都下降。如果我们如图中虚线所示，把 T_2 的射极电势反馈到 T_1 的射极，这就增加了 T_1 的输入电压 U_{e1} 和它的电流，所以这是一个电压串联正反馈电路。两个射极连接起来以后得到图 2-14(b)，这时用 R_c 代替并联的射极电阻 ($R_{e1} // R_{e2}$)。显然，这就是一个把 T_1 的集电极与 T_2 的基极耦合起来的差分放大器。

我们先讨论这个电路的两个临界状态。

(1) T_2 处于临界饱和状态，电路的设计应使这个状态在 T_1 仅有小量电流时即可达

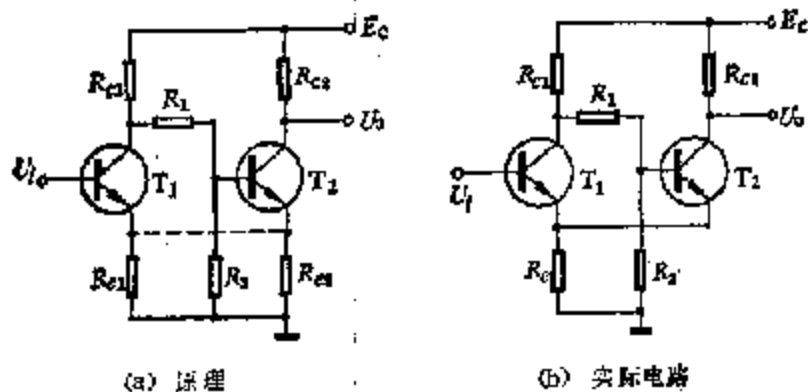


图 4-14 施密特触发器

到。这就要求 T_2 的基极回路提供足够的基流，通常使 $R_1 - R_{e1} = (5 \sim 10) R_{c2}$ ， $R_2 \approx (5 \sim 10) R_{c1}$ ，这个要求即可满足。这时的射极电压记作 U_{+} ，忽略 T_2 的饱和压降，输出电压为 $U_o \approx U_{+}$ 。 T_1 完全截止时将使 T_2 的饱和程度加深，但对输出电压没有显著影响。

(2) T_2 处于临界截止状态，我们可以认为它的发射结零偏，由图易见：

$$U_{+} = U_{+2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{c1} < U_{c1}$$

这时 T_1 虽通有较大电流，但集电极压降还较大，没有进入饱和状态。这时的射极电势记作 U_{-} ，输出电压为 $U_o \approx E_{c2}$ 。当 U_{i1} 高于 U_{+} 时， T_1 将很快达到饱和， U_{+} 愈高则饱和愈深， T_2 的截止也愈深，但这对于输出电压没有任何影响。理论计算还证明 $U_{-} < U_{+}$ ，我们将在下面定性地说明这一点。

现在我们讨论输出电压 U_o 随输入电压 U_{i1} 变化的情况，图 4-15 表示变化途径。为了叙述简单，我们省略 T_1 的发射结正向压降，这对于结论没有本质性影响。

当 U_{i1} 很低时，电路处于 T_1 深度截止， T_2 深度饱和的状态。在 U_{i1} 上升达到 U_{+} 以前，这个状态是稳定的，这是因为即使在 U_{i1} 接近 U_{+} 时， T_1 尚有少量电流， T_2 的饱和仍有一定深度，正反馈环节不起作用。输出电压一直保持为 U_{+} 。

当 U_{i1} 上升达到 U_{+} 时， T_1 通有少量电流， T_2 处于临界饱和。这个状态是不稳定的，当 T_1 的电流 I_1 由于偶然波动而增加 ΔI_1 时， T_1 的集电极电势 U_{c1} 和 T_2 的基极电势 U_{+2} 随之下降， T_2 的电流 I_2 减少 ΔI_2 。由于放大作用， ΔI_1 远大于 ΔI_2 ，因此公共射极电势 U_{e1} 随之下降，这又导致 I_1 增加。这个正反馈过程一直进行到 T_1 完全截止。显然，这时的射极电势应下降到 U_{-} ，所以 U_{-} 低于 U_{+} 。由于信号源 U_{i1} 供应的基流增加可使 U_{-} 下降较小，这使 T_1 处于深度饱和， T_2 也就处于深度截止，所以转变后的状态是稳定的，输出电压 U_o 在这时由 U_{+} 跳变到 E_{c2} 。

U_{i1} 超过 U_{+} 以后继续上升，然后再下降达到 U_{-} 以前，这个状态一直是稳定的，这是因为即使在 U_{i1} 接近 U_{-} 时， T_1 脱离饱和， T_2 的截止仍有一定深度，正反馈环节不起作用。输出电压一直保持为 E_{c2} 。

当 U_{i1} 下降达到 U_{-} 时， T_1 已脱离饱和， T_2 处于临界截止。这个状态是不稳定的，与

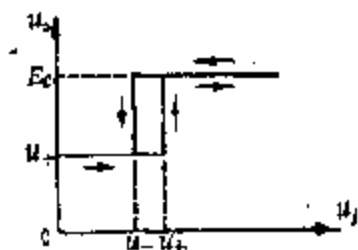


图 4-15 施密特触发器的回差

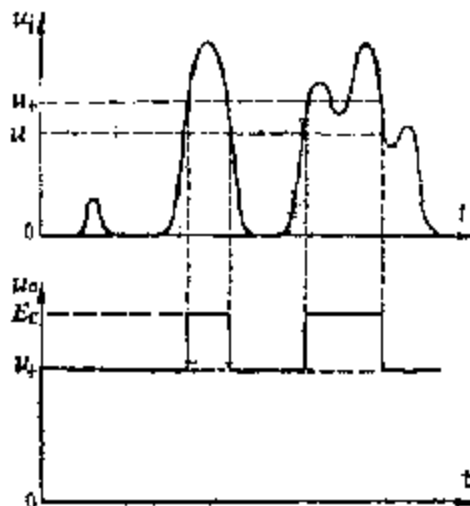


图 4-16 施密特触发器鉴别脉冲幅度

前述相似，偶然波动引起的正反馈过程将一直进行到 T_2 饱和为止。这时的公共射极电势 U_j 上升为 U_+ ，它高于输入电势 $U_i = U_-$ ， T_2 深度截止， T_1 也就处于深度饱和，所以转变后的状态是稳定的。输出电压 U_o 在这时由 E_c 跳变到 U_+ 。此后 U_i 继续下降，或上升达到 U_+ 以前，这个状态一直保持稳定，输出电压也一直保持为 U_+ 。

输入电压上升时发生跳变的电压 U_+ 大于输入电压下降时发生跳变的电压 U_- ，这个现象称为回差，它的大小以差值 $U_+ - U_-$ 来衡量。当 $R_{e1} \approx R_{e2}$ ，而且 T_1 的饱和程度不深时，回差是不大的。

施密特触发器可以作为电压比较器，脉冲的整形和幅度鉴别。触发器的跳变电压在使用时是不易调节的，设计时的变动范围也不大。对于脉冲信号，可以采用图 4-12(a) 中的二极管鉴别电路作为输入电路；对于慢变化信号，可以采用图 2-27(b) 中比较器的输入电路或采取其他办法，改变输入信号发生跳变的电压。图 4-16 是脉冲鉴别和整形的情况。输出脉冲已成为矩形，它的上升沿位置由 U_+ 决定，下降沿位置由 U_- 决定。对于带有严重干扰的信号，适当的回差可以避免输出脉冲的抖动。施密特触发器的跳变速度受到晶体管开关速度的限制，很难应用到宽度小于 $1\mu s$ 的脉冲。

四、集成运放组成的施密特触发器

我们在第二章讨论过用集成运放组成的比较器，引入正反馈回路，如图 4-17(a) 所示，就可加快转换过程和产生回差，组成施密特触发器。这是一个电压串联正反馈回路，当 U_i 升高时， U_o 和 U_j 都降低，使得运放的差模输入增加。图中的 U_r 是参考电压。

我们先计算反馈电压 U_f ，由图易见：

$$\frac{U_o - U_f}{R_1} = \frac{U_f - U_r}{R_2}$$

由此得到：

$$U_f = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_r \quad (4-4)$$

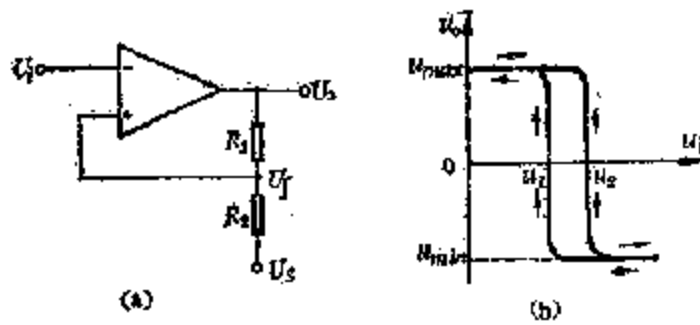


图 4-17 运放组成的施密特触发器

现在我们讨论两个极端情况，一个是输出电压达到最小值 U_{min} ，这时反馈电压也达到最小值 U_1 ：

$$U_1 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{min} \quad (4-5)$$

当 $U_i > U_1$ 时，反相输入端的电势高于同相输入端，这个状态就能维持稳定。另一个极端状态是输出电压达到最大值 U_{max} ，这时反馈电压也达到最大值 U_2 ：

$$U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{max} \quad (4-6)$$

当 $U_i < U_2$ 时，反相输入端的电势低于同相输入端，这个状态就能维持稳定。显然， $U_1 < U_2$ ，其差值就是回差：

$$U_2 - U_1 = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{max} - U_{min}) \quad (4-7)$$

这是一个有回差的施密特触发器，当 U_i 在 (U_1, U_2) 的范围以外时，它只能维持一个稳定状态；当 U_i 在 (U_1, U_2) 的范围以内时，两个极端状态都是稳定的，触发器总是保持在原先的极端状态。图 4-17(b) 给出了输入-输出关系，两个极端状态之间的转变发生在 U_i 上升经过 U_2 或下降经过 U_1 时。应当说明，当运放接有正反馈而成为触发器时，同相和反相输入端不能看成是虚连接，实际上在这个电路中， U_1 与 U_2 总有较大差别，从而保证了两个极端状态的稳定。当 U_i 在 U_1 与 U_2 之间时，平衡状态 $U_i \approx U_o$ ，即 $U_o \approx (1 + R_1/R_2)U_i - (R_1/R_2)U_o$ ，是不稳定的，轻微干扰就使运放迅速转移到一个极端状态。

运放组成的施密特触发器采用元件少，工作稳定可靠，转换电平回差都极易调整，因此获得了愈来愈广泛的应用。通用型运放虽受到转换速度的限制，但可以应用于生物电脉冲。专门设计的高速运放可以应用到宽度小于 $1\mu s$ 的脉冲。

第四节 脉冲发生器

正弦波整形后可以得到矩形脉冲波，也称为方波，再通过微分可以得到尖形脉冲波，所以这些脉冲波可以从正弦波获得。产生各种脉冲波的非正弦式振荡器统称为张弛振荡器 (relaxation oscillator)，本节将介绍几种主要的张弛振荡器。

一、多谐振荡器

1. **集基耦合多谐振荡器** 方波包含丰富的谐波,直接产生方波的电路称为多谐振荡器 (multivibrator)。最常见的集基耦合多谐振荡器就是把两个反相器连接起来,组成正反馈环路,如图 4-18(a) 所示,通常画成图 (b) 的更对称形式。

这个电路有两个暂稳状态,这就是一个三极管截止,另一个三极管饱和的状态,例如 T_1 截止, T_2 饱和。这时 T_1 主要通过 R_{b1} 获得基流, C_2 从 R_{c1} 获得的充电电流也供应短时间的基流。 T_1 截止是由于 C_1 原先充有电量,当 T_2 的集电极电势突然下降到接近零值时, T_1 的基极就被迫处于负电势。这个状态是不能持久的,因为 C_1 将通过 R_{b1} 和 T_2 放电,

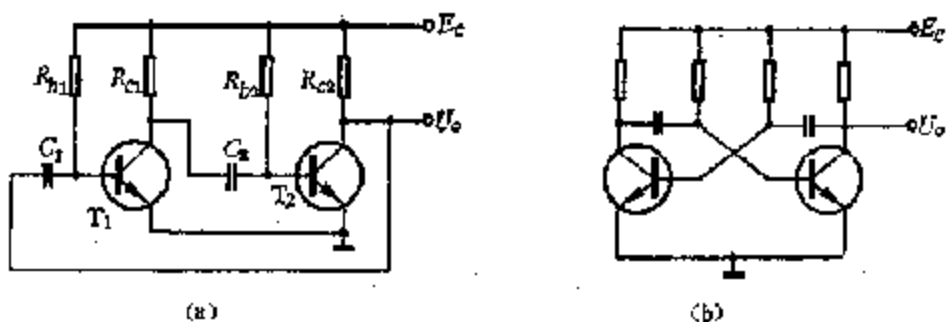


图 4-18 集基耦合多谐振荡器

当 C_1 放电完毕时, T_1 开始导通,正反馈过程使 T_1 一直导通到饱和, T_2 截止,进入另一个暂稳状态。电路不断在两个暂稳状态之间转变,产生持续振荡,并且在任一个晶体管的集电极输出方波。方波的周期可以这样估计,电容每次充电的电压接近于 E_c ,电容开始放电时在基极电阻 R_b 上的电压接近于 $2E_c$,放电结束时, R_b 上的电压接近于 E_c ,电路的时间常数是 $R_b C$,这里 R_b 和 C 是任一侧的元件参数,因此:

$$T \approx 2 \cdot R_b C \ln \frac{2E_c}{E_c} = 1.4 R_b \cdot C \quad (4-8)$$

这个电路很简单,但输出波形不好。这是由于电容 C_1 在三极管 T_1 开始导通后通过 R_{b1} 充电,延长了脉冲的上升沿。这个电路的最严重缺点是存在着一个稳定状态,这就是两个三极管都饱和的状态。在电源接通后,电路有时会停留在稳定状态而不起振,也容易由于各种干扰而停振。这个电路现在只应用在较简单的装置中,所以它的各种改进形式都不讨论了。

2. **集成运放组成的多谐振荡器** 集成运放可以组成很好的多谐振荡器,如图 4-19 (a) 所示。与图 4-17(a) 比较, $U_s = 0$, 正反馈回路中的 R_2 接地,反相端通过电容 C 接地。并且增加了负反馈电阻 R ,这些改变使得这个电路发生持续振荡。

我们首先考察没有电阻 R 的情况,这时电容 C 上的电压 U_c 长期维持不变(忽略运放偏置电流),这个电路只有输出电压为 U_{s1} 和 U_{s2} 的两个极端状态是稳定的,最低和最高反馈电压分别由 (4-5) 式和 (4-6) 式给出,其中 $U_s = 0$, 即:

$$U_{s1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{s2}, \quad U_{s2} = \frac{R_1}{R_1 - R_2} U_{s1} \quad (4-9)$$

当 $U_{n1} < 0 < U_{n2}$ 时我们总有 $U_{n1} < U_1 < 0 < U_2 < U_{n2}$ 。由图 4-17(b) 可见, 当 $U_o > U_1$ 时, $U_o = U_{n1}$ 的状态是稳定的; 当 $U_o < U_2$ 时, $U_o = U_{n2}$ 的状态是稳定的; 当 $U_1 < U_o < U_2$ 时, 这两个极端状态都是稳定的, 但平衡状态 $U_o \approx U$ 是不稳定的, 它迅速转变到一个极端状态。

当有负反馈电阻 R 时, 两个极端状态都成为不能持久的暂稳状态。在 $U_o = U_{n1}$ 时, $U_o = U_1$, 维持这个极端状态的条件是 $U_o < U_2$ 。由于 $U_o < U_{n2}$, 输出端通过电阻不断给电容充电 (包括前期的反向放电), 使 U_o 逐渐升高, 并且趋向 U_{n2} 。当 U_o 刚达到 U_2 时, 这个状态立即变得不稳定, 正反馈过程使运放迅速转变到另一个极端状态 $U_o = U_{n2}$ 。这时 $U_o = U_2$, 维持这个极端状态的条件是 $U_o > U_1$ 。由于 $U_o > U_{n1}$, 电容 C 通过电阻 R 不断向输出端放电 (包括后期的反向充电), 使 U_o 逐渐降低, 并且趋向 U_{n1} 。当 U_o 刚达到 U_1 时, 这个状态立即变得不稳定, 正反馈过程使运放迅速转变到另一个极端状态 $U_o = U_{n1}$, 于是电容又开始正向充电过程。这样一来, U_o 不断在 U_1 与 U_2 之间连续变化, 产生三角波, U_c 则在两个极端值 U_{n1} 与 U_{n2} 之间跳跃式变化, 产生方波, 如图 4-20 所示。显然, 即使 U_o 偶然超出 (U_1, U_2) 的范围, 经过一次充电或放电就落在这个范围内, 所以这个电路的起振毫无困难, 也不会由于干扰而停振。

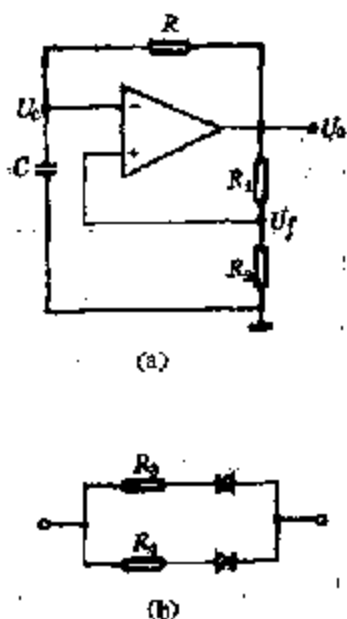


图 4-19 运放组成的多谐振荡器

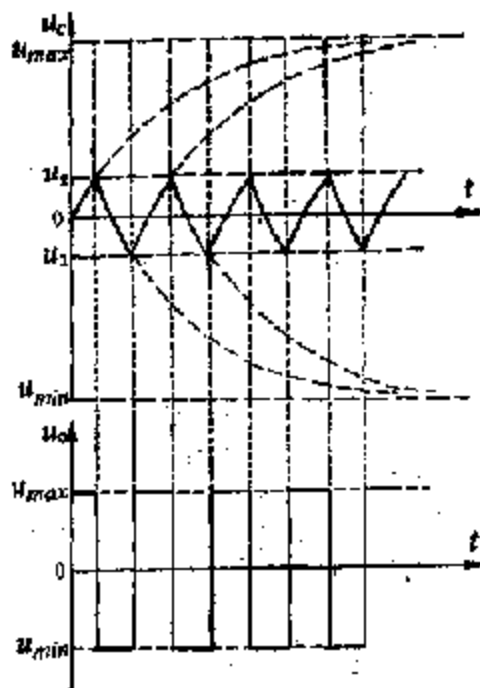


图 4-20 电容上的电压和输出波形

这个电路充电或放电的时间很容易计算, 充电开始时电阻上的电压是 $U_{n2} - U_1$, 结束时是 $U_{n2} - U_2$, 假定 $U_{n1} = -U_{n2}$, $U_2 = -U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{n2}$, 电路时间常数是 RC , 充电和放电时间是相等的, 由此得到周期 T 为:

$$T = T_{充} + T_{放} = 2RC \ln \frac{U_{n2} - U_1}{U_{n2} - U_2} = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (4-10)$$

改变 R 、 C 、或比值 R_2/R_1 都可调节振荡器的周期。运放两个输入端的电压分别为 U_p 和 U_n ，它们都在 (U_{11}, U_{12}) 的范围内变化。运放的输入电压不应超过允许值，所以比值 R_2/R_1 不能太大。另一方面，电容的充放电曲线愈来愈平坦，比值 R_2/R_1 愈大则振荡器周期的随机涨落愈大。这个比值也不能太小，它应当保证 U_p 有足够的振荡范围。电阻 R 的选取应使电容的充放电电流远大于运放的偏置电流。这个电路发生的方波，高电平和低电平持续时间相同，如果用图 4-19(b) 中的两条并联支路代替电阻 R ，使正、反向电流通过不同支路，就可获得各种占空系数的方波。这个电路可产生 $0.1\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 的方波，特别适用于数千赫的情况。

运放组成的多谐振荡器波形良好，可靠性高、制作简单、体积小、频率可调范围宽，所以在医疗仪器中获得广泛应用。

二、单稳态触发器

单稳态触发器 (monostable multivibrator) 有一个稳定状态和一个暂稳状态，在外界脉冲的触发下，它由稳定态转变到暂稳态，持续一段时间后自动回到稳定态，在此期间输出一个矩形脉冲。当触发脉冲满足一定条件时，输出脉冲的幅度和宽度完全由电路元件决定，与输入脉冲宽度无关。图 4-10(c) 和 (d) 中的反相器就是这样的电路，它的稳定态是三极管饱和，暂稳态是三极管截止，输出脉冲宽度由 (4-3) 式给出。这两个电路可产生宽度为数微秒到数十微秒的延时脉冲。我们现在给出一个由集成运放组成的单稳态触发器，如图 4-21 所示，它可以毫无困难地产生宽度为数十微秒到毫秒的延时脉冲。

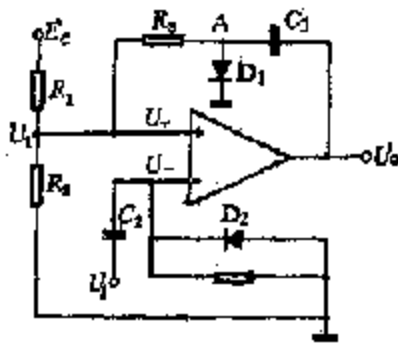


图 4-21 运放组成的单稳态触发器

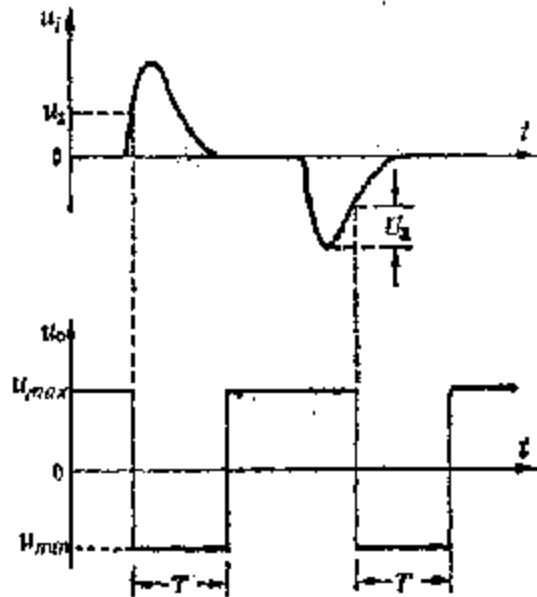


图 4-22 单稳态触发器的延时脉冲

这个电路只有一个稳定状态，即电容 C_1 没有充、放电的电流，所以

$$U_+ = U_- = \frac{(R_4//R_3)}{(R_4//R_3) + R_1} E_c = \frac{R_4 R_3}{R_1 R_3 + R_4 R_3 + R_2 R_4} E_c > 0 \quad (4-11)$$

这里忽略了二极管 D_1 的正向压降。

在没有脉冲输入时, $U_- = 0 < U_+$, 所以稳定状态是 $U_i = U_{+...}$ 。当输入脉冲上升, U_- 超过 U_+ 时, 输出电压立即由 $U_{+...}$ 跳变到 $U_{-...}$, 经过电容传递, 图中A点的电势由零就变到 $-(U_{+...} - U_{-...})$, 二极管 D_1 立即截止, U_+ 跳变为 $U_+ - \Delta U$, 理论计算得到 ΔU 为:

$$\begin{aligned} \Delta U &= -\frac{(R_1//R_2)}{(R_1//R_2) + R_3} (U_{+...} - U_{-...}) \\ &\approx -\frac{R_1 R_2}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_2 R_1} (U_{+...} - U_{-...}) \end{aligned} \quad (4-12)$$

电路设计应使 $U_+ < \Delta U$, 这个条件就是 $\frac{R_1 R_2}{R_1} < \frac{U_{+...} - U_{-...}}{U_+}$ 。这时 U_+ 为正值, 而且 U_+ 和 $U_+ - \Delta U$ 都不超过运放允许输入电压的限度。此后电容 C_2 通过 $R_3 + (R_1//R_2)$ 放电, 然后反向充电, 使 U_+ 趋向于 U_+ 。如果输入脉冲在这个过程中已经消失, U_- 已回到零电平, 那么在 U_+ 为正值时, 输出电平立即跳变返回 $U_{+...}$, 输出一个延时脉冲。此时二极管 D_1 导通, 电容通过它反向放电, 很快恢复稳定状态。

图 4-22 表示在正、负脉冲作用下的延时脉冲, 在正脉冲作用下, 输出脉冲发生在输入脉冲上升到 U_+ 时; 在负脉冲作用下, 输入脉冲在下降时由 D_2 给电容 C_2 充电, U_- 基本不变, 如果输入脉冲的幅度足够大, 当脉冲上升使 U_- 超过 U_+ 时, 电路立即产生一个延时脉冲。由此可见, 输出脉冲总是在输入脉冲的上升沿之后出现。理论计算表明, 输出延时脉冲的宽度为:

$$T = (R_3 + (R_1//R_2)) \ln \frac{1 + (1 + R_2/R_3)(U_{+...} - U_{-...})/E_s}{1 + R_3/(R_1//R_2)} \quad (4-13)$$

当 $U_{+...} = -U_{-...} \approx E_s$ 时, 上式成为

$$T = [(R_1//R_2) + R_3] \ln \frac{3 + 2R_1/R_2}{1 + R_3/(R_1//R_2)} \quad (4-14)$$

集成运放组成的单稳态触发器, 性能稳定, 波形良好, 脉冲宽度和触发电平都极易调节, 制作简单, 所以在医疗仪器中获得广泛应用。

三、单结晶体管振荡器

1. 单结晶体管 (uni-junction transistor) 这是只有一个 PN 结的半导体器件, 但与普通二极管不同, 它的基极从两处引出, 又称为双基极晶体管。单结管的结构

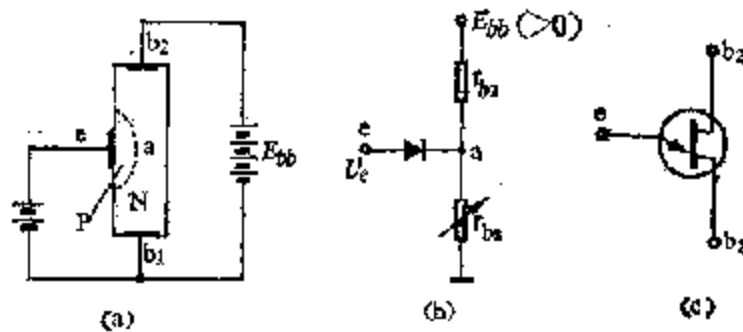


图 4-23 单结晶体管

如图 4-23(a) 所示, 从一片 N 型半导体两端引出两个基极, 在大约中部位制作一个 PN 结, 从 P 型半导体引出一个发射极, 图中还给出了三个电极间所加的电压。单结管可用图 4-23(b) 中的电路等效, ea 之间是一个二极管, 两个基极 b_1 和 b_2 至 a 点之间都有一段半导体的电阻。当二极管导通时, 它发射的载流子都流向低电势的 b_1 , a 与 b_1 之间的少数载流子大大增加, 电阻大大减少, 因此这段电阻用一个可变电阻表示, 这是单结管的一个非常重要的特点。单结管的符号如图 4-23(c) 所示, 由于载流子从 e 向 b_1 发射, 所以表示发射极的箭头稍偏一些。

我们首先计算图 4-23(b) 中 a 点的电势, 当发射结未导通时为:

$$U_a = \frac{r_{e2}}{r_{b1} + r_{e2}} E_{bb} = \eta E_{bb} \quad (4-15)$$

式中 η 称为分压比, 它是由单结管的结构所决定的一个重要参数, 一般为 0.3~0.8。

图 4-24 给出了当 E_{bb} 一定时, 射极电流与射极电压间的关系曲线。曲线从 U_e 为零开始直到 P 点的一段是二极管未导通的情况, P 点称为峰点, 该点处的电压称为峰点电压 U_p , 约为 $U_a + 0.7V = \eta E_{bb} + 0.7V$, 电流称为峰点电流 I_p , 通常为数微安。二极管导通以后, 由于 r_{e1} 随着电流的增加而急剧减少, U_e 随着 I_e 的增加而减少, 这与普通器件

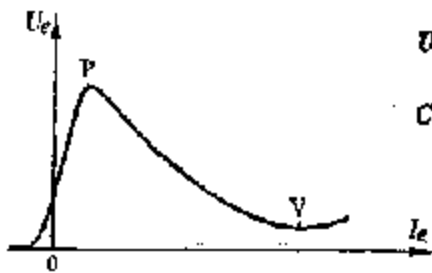


图 4-24 单结管的特性曲线

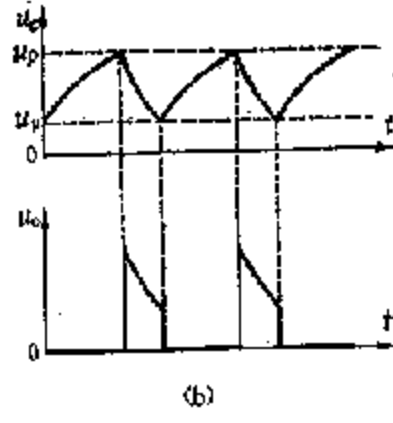
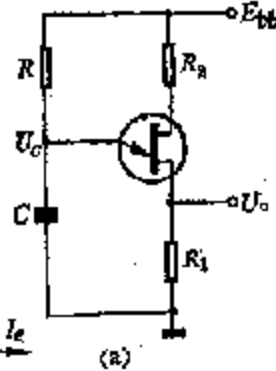


图 4-25 单结管张弛振荡器

上电压随电流的增加而增加的情况正好相反, 称为负阻现象。由线下降到最低点 V 后停止下降, 这个点称为谷点, 这时的电压 U_v 称为谷点电压, 通常为 2~4V, 电流 I_v 称为谷点电流, 通常为数毫安。此时单结管内发射极 e 与第一基极 b_1 之间的一段半导体中的少数载流子密度已达到饱和状态, I_e 继续增加时, 载流子密度不再增加, U_e 也只是极轻微上升。这条特性曲线可分为三段, 峰点以前称为截止区, 峰点与谷点之间称为负阻区, 谷点以后称为饱和区。

最后说明两点: ①图中的特性曲线只是示意性的, I_p 比 I_v 大上千倍, 很难按比例画出; ② E_{bb} 增加时, 特性曲线将上升, 主要是 U_p 大约与 E_{bb} 成正比例地增加, U_v 和 I_v 只是轻微增加, I_p 大致与 E_{bb} 成反比例地减少。

2. 单结管张弛振荡器 单结管在负阻区时, 电流增加使基区中的电阻和电压减少, PN 结的压降增加, 再促使电流增加, 这是器件内部的正反馈过程。因此, 单结管可以不加外部正反馈电路而组成各种振荡器, 图 4-25(a) 是应用最多的单结管张弛振荡器。

图中的电路接通后出现两路电流, 一路流过 R_2 , 单结管的基区和 R_1 , 在 PN 结附近的

基区中产生一个分压 U_1 。由于 r_{b1} 和 r_{b2} 在单结管未导通时的为数千欧， R_1 和 R_2 通常约为100 Ω 或更少些，它们对分压没有显著影响，这个分压 U_1 仍为 ηE_1 ，另一路电流经电阻 R 向电容 C 充电，电容上的电压 U_c 不断上升。当 U_c 达到单结管的峰值电压 U_p 时，单结管开始导通，进入负阻区。这时单结管内部的正反馈过程使电流急剧增加，此后电容器急剧放电， U_c 急剧下降。当 U_c 下降到谷点电压 U_v 时，如果电阻 R 不足以提供谷点电流，电容继续放电， U_c 继续下降，引起PN结正向压降减少，电流 I_c 随之减少。 I_c 的减少使 U_c 上升，PN结正向压降又再减少， I_c 也随之继续减少。这个正反馈过程使 I_c 减少到零，直至出现反向电流，单结管迅速恢复原来的截止状态，完成一次循环。然后电容又开始充电，进行第二次循环。在这个振荡过程中，电路只有一个暂稳态，就是单结管截止，电容不断充电，这个暂稳态被破坏后又迅速恢复原状。

图4-25(b)给出了电容器的电压 U_c 和第一基极的电压 U_1 的波形。 U_1 的波形是电容器放电期间产生的尖形脉冲波。 U_c 的波形是平稳上升，然后急剧下降，这种波形称为锯齿波。振荡器内频率主要由电容 C 的充电时间常数 RC 决定，改变 C 或 R 就可以调节频率。用恒流源代替电阻 R_1 ，可以获得良好的锯齿波形，这时电容 C 的充电电流保持恒定，所以 U_c 与充电时间成正比地上升。

最后指出，为了保证电路的振荡，通过电阻 R 的电流在峰点电压 U_p 时应大于单结管的峰点电流 I_p ，否则电容的电压 U_c 不能上升到峰点电压 U_p ，单结管不能导通。通过电阻 R 的电流在谷点电压 U_v 时应小于谷点电流 I_v ，否则单结管导通后将不能自行截止。由于 I_p 比 I_v 大上千倍，所以这个范围是很宽的， R 或恒流源的大小通常由实际试验来确定。由于单结管张弛振荡器的结构简单，调节容易、波形良好、频率可调范围宽，所以获得了极广泛的应用。

四、间歇振荡器

图4-26的电路称为间歇振荡器(blocking oscillator)，可以作为脉冲信号源。图中的变压器称为脉冲变压器，它的基本原理与普通变压器相同，只是实现磁耦合的磁路不是砂钢片，而是在高频下导磁率较高、电阻率较大的铁氧磁心或铁莫合金磁心。此外线圈绕制时还应当尽量减少匝间电容，避免它的影响。

电源 E_1 开始接通时，立即通过电阻 R_1 提供基流，使三极管导通。这时开始了一个正反馈过程，集电极电流 I_c 的增加在磁心中产生感应电动势，它在原线圈中的方向是反电动势从两点处流入，在副线圈中的方向为迫使电流从两点处流出。副线圈中的电流通过电容 C_1 增加了基流 I_b ，这又导致 I_c 的增加。这个正反馈过程使三极管迅速进入饱和状态，这时 $U_c \approx 0$ ，产生了很陡峭的脉冲前沿。

在三极管饱和期间，我们可以忽略 R_1 提供的基流，也忽略退耦电阻 R_2 上的压降，因为 R_2 通常很小，而且电流大部分是由退耦电容 C_2 提供的。在饱和期间，集电极可看成是接地，原线圈中的感应电压为 $U_1 \approx E_1$ ，副线圈中的感应电压为：

$$U_2 = (n_2/n_1)U_1 \approx (n_2/n_1)E_1 \quad (4-16)$$

它们都维持不变，这里 n_1 和 n_2 是两个线圈的匝数。三极管的基极电势在正反馈过程结束时突然升高到 U_2 。副线圈提供的基流 I_b 也就是电容 C_1 的充电电流，当电容逐渐充电后，

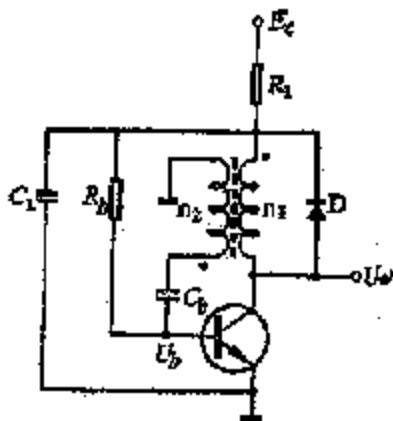


图 4-26 自激式间歇振荡器

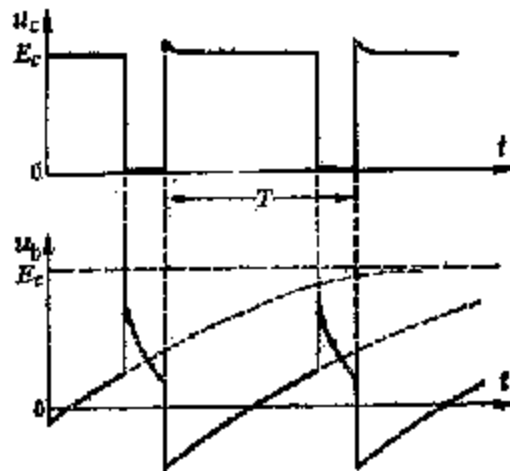


图 4-27 自激式间歇振荡器的波形

副线圈的电压有一部分降落在电容上, 基极电势逐渐降低, 基流 I_b 逐渐减少。

维持三极管饱和的条件是 $I_b \leq \beta I_c$ 。原线圈中的电流一部分用来抵消副线圈中电流的磁化作用, 另一部分是用来产生感应电动势的磁化电流 I_m 。前一部分为 $(n_2/n_1) \cdot I_c$, 因为磁化作用是与匝数成正比的。后一部分则是与时间成正比地增长, 因为感应电动势与电流的变化率成正比, 而且在饱和期间, 感应电动势维持 E_c 不变。因此饱和条件为:

$$\frac{n_2}{n_1} I_c + I_m = I_b \leq \beta I_c$$

$$\text{或} \quad \left(\beta - \frac{n_2}{n_1}\right) I_b \geq I_m = \frac{E_c}{L} t \quad (4-17)$$

这里 L 是原线圈的自感系数, β 总是远大于 n_2/n_1 的。

基极电势由于电容充电而逐渐降低, 当基流减少到不能满足饱和条件时, 三极管立即脱离饱和状态, 进入放大区。这时开始了另一个正反馈过程, 基流 I_b 的减少导致磁化电流 I_m 的减少, 原线圈和副线圈中的感应电动势随之减少, 基极电势又再下降, 促进了三极管的截止。这时集电极电势迅速上升到 E_c , 由于原线圈中的电流不能立即停止, 它感应出下正上负的电势, 迫使二极管导通, 形成环流。这个环流很快就停止了, 集电极电势有短促的过冲, 幅度为二极管的正向压降。

三极管截止时, 基极电势由于电容 C_2 上的电压而迅速下降到 $-U_c$, 电容 C_2 将通过副线圈和 R_1 向电源放电。放电过程较慢, 副线圈中的感应电动势可以忽略。电容放电完毕后, 基极通过 R_3 获得基流, 三极管又进入放大状态, 立即出现了产生第二个脉冲的过程。如此周而复始, 电路产生了持续振荡, 波形如图 4-27 所示。三极管截止期间, 电路处于静息状态, 所以这个电路称为间歇振荡器。

电容器在三极管饱和期间的充电时间常数 $\tau_1 = R_1 C_2$ 远小于三极管截止期间的放电时间常数 $R_3 C_2$, 所以脉冲的占空比很小, 振荡周期基本上等于放电时间。放电开始时, 电阻 R_3 上的电压是 $E_c + U_c \approx (1 + n_2/n_1) E_c$, 放电结束时, R_3 上的电压是 E_c , 所以放电时间为:

$$T \approx R_2 \cdot C_2 \ln(1 + n_2/n_1) \quad (4-13)$$

这就是振荡周期。

间歇振荡器的主要优点是：输出功率大，占空系数小，脉冲前后沿都很陡峭。如果在脉冲变压器上增加一个副线圈来产生输出脉冲，幅度和极性的选择都很方便，也便于输出电路的隔离和阻抗匹配。因此间歇振荡器在医学仪器中获得很多应用，例如针麻机等。间歇振荡器的缺点是周期的精确性较差，而且脉冲变压器难以集成化和微型化。当脉冲频率很高，上升和下降沿很陡时，寄生参数的影响很大，波形失真严重，所以不能在精密仪器中应用。

第五节 基本逻辑电路

逻辑变量是只具有“真”、“假”两个值的量，自然界和工程技术中只具有两个状态的事物是广泛存在的，例如开关的通或断，指示灯的亮或灭，人的生或死，一个数学式的成立或不成立，神经脉冲的有或无等等，这些事物都可以作为一个逻辑变量。在逻辑运算中用0和1两个数码代表逻辑值，0代表“假”，1代表“真”。在逻辑数学中，我们称0与1互补，或互为反相。

在电子学电路中，一个电压变量如果只取高、低两个电平，每次在这两个电平之间转换都是快速的，就可以作为一个逻辑变量。逻辑变量在高、低电平都可以停留任意长的时间，所以逻辑电路全部用直接耦合。这是与脉冲电路不同的，脉冲电路可以用交流耦合。这两种电路的共同点是要求在高、低电平之间快速转变，这是与直流放大电路的基本区别。**正逻辑**把低电平作为逻辑值0，高电平作为逻辑值1，**负逻辑**则相反，我们只使用正逻辑。本节讨论基本的**逻辑运算** (logical operation) 及其实现电路——**门电路** (gate circuit)。

由于数码0和1同时也是具有数值的数字，各种算术运算都可以借助逻辑运算来完成，所以逻辑电路又称为**数字逻辑电路** (digital-logical circuit)。

一、逻辑运算和门电路

基本逻辑运算有**与、或、非**三种，我们将依次介绍，同时简单讨论实现这些运算的门电路。

1. **与运算和与门 (AND)** 逻辑与运算的符号为 \wedge ，这种运算规定如下：

$$0 \wedge 0 = 0; 1 \wedge 0 = 0 \wedge 1 = 0; 1 \wedge 1 = 1 \quad (4-19)$$

这种运算规律和数学取小运算 $\min(x, y)$ 完全一致，也和算术乘法相同，又称为逻辑乘。在不发生混淆的地方，我们用乘号代替逻辑与的符号，有时还可以省略。对于任意逻辑变量，我们很易证明：

$$\begin{aligned} 1 \cdot A &= A \cdot 1 = A; 0 \cdot A = A \cdot 0 = 0; A \cdot A = A; \\ A \cdot B &= B \cdot A; (A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C) \end{aligned} \quad (4-20)$$

上面最后两个式子就是算术运算中的对易律和结合律。这些等式的证明，只要在A取0和1两种数值时成立就可以了。

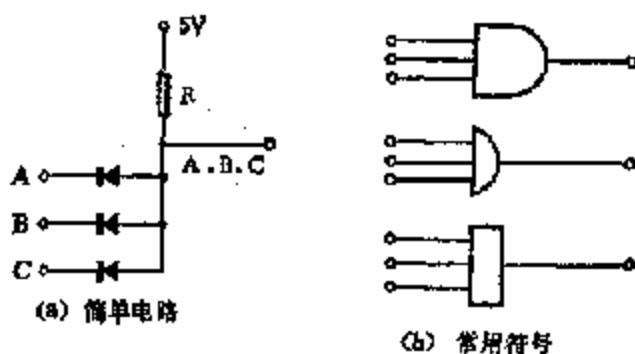


图 4-28 与门

图 4-28(a) 是实现三个逻辑量与运算的门电路，称为与门，图 4-28(b) 是与门的常用符号，输入端可以多一些，也可以少一些。

这种电路实现与运算的原理是明显的，因为输出端的电势被最低电势的输入端钳位，所以输入端全为高电势时，输出端才能是高电势。这就是说输入全为 1 时，输出才为 1，否则为 0。这个简单与门的主要局限性是①输出低电势时比输入端高一个二极管正向压降，因此一个逻辑量连续通过 2~3 个这样的门电路后，代表 0 值的低电势就不再符合要求。②输出端为高电势时，向负载供应电流的能力受电阻 R 的限制，负载电流过大时，代表 1 值的高电平将不再符合要求；③当输入端电势变化时，输出端电势的变化总要落后一些时间，称为门电路的延迟时间，它主要产生于二极管导通状态和截止状态之间的转换时间。

2. 或运算和或门 (OR) 逻辑或运算的符号是 \vee ，这种运算规定如下：

$$0 \vee 0 = 0; 0 \vee 1 = 1 \vee 0 = 1; 1 \vee 1 = 1 \quad (4-21)$$

这种运算规律和数学取大运算 $\max(x, y)$ 完全一致，也和算术加法很相近，差别在于最后一个式子，但我们仍称为逻辑加。在不发生混淆的地方，我们用加号代替逻辑或的符号。对于任意逻辑变量，我们很易证明：

$$1 + A = A + 1 = 1; 0 + A = A + 0 = A; A + A = A; \\ A + B = B + A; (A + B) + C = A + (B + C) \quad (4-22)$$

上面最后两个式子是算术运算中的对易律和结合律。这些等式的证明方法与前面类似。

图 4-29(a) 是实现三个逻辑量或运算的门电路，称为或门，图 4-29(b) 是或门的常用符号，输入端可以多一些，也可以少一些。这种电路实现或运算的原理是明显的，

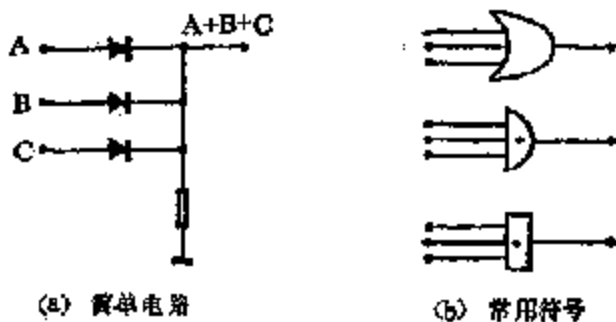


图 4-29 或门

因为输出端的电势被最高电势的输入端钳位，所以输入端有一个高电势时，输出就是高电势。这就是输入端有一个1时，输出即为1，否则为零。这个电路的局限性与简单的与门相似，不再讨论了。

3. 非运算和非门 (NOT)

逻辑非运算就是逻辑否定，它的符号是在逻辑量上加一横。这种运算规定如下：

$$\overline{0} = 1, \quad \overline{1} = 0 \quad (4-23)$$

这种运算规律和算术中的 $1-x$ 相同。对于任意逻辑变量，我们很易证明：

$$\overline{\overline{A}} = A, \quad A \cdot \overline{A} = 0, \quad A + \overline{A} = 1 \quad (4-24)$$

实现非运算的电路称为非门，它实际就是一个反相器，可以采用图 4-10 (a) 中的电路。由于集成电路中不易制作电容，所以集成电路中的非门采用图 4-30 (a) 中的电路，(b) 是非门的常用符号。这个电路的工作原理很简单，当输入在 0.6V 以内时，三极管截止，输出高电势，接近于电源电势。当输入在 1.2V 以上时，输入端的二极管截止，三极管导通并且饱和，输出电势约为 0.3V 的饱和压降。这就是说，输入 0 时输出 1，输入 1 时输出 0，实现了非运算。我们从这里看到①输入端对于代表 0 值的低电势的

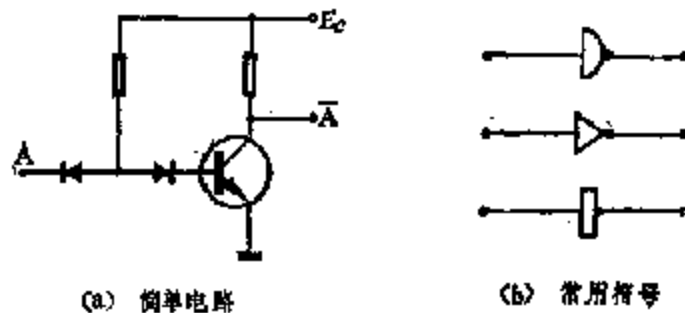


图 4-30 非门

要求比对于代表 1 值的高电势的要求更严格，所以各部分电路中的低电势应当有较好的一致性。②输出端电势不但不会逐级恶化，而且比输入端有所改善，这是由于三极管是有源器件，而简单的与门和或门只使用无源器件（二极管、电阻）。③这种简单电路向负载提供电流的能力较差（由电阻决定），而接收负载电流的能力较强（由三极管的饱和电流决定）。④三极管的延时在由饱和变为截止时较大，所以简单非门的延时主要发生在输出由 0 变 1 时。

4. 逻辑代数和逻辑电路 反复进行与、或、非三种基本逻辑运算就构成逻辑代数。由一些基本逻辑变量经过若干次逻辑运算得到的逻辑量称为逻辑函数，前面讨论的简单门电路的输出量都是输入变量的逻辑函数。逻辑运算式中的运算次序是先进行非运算，然后进行与运算，最后进行或运算。括号可以改变逻辑运算的次序，先进行括号内的运算，后进行括号外的运算。非运算把一长横加在一个逻辑式上时可以代替括号，即先进行这个逻辑式的运算，后进行非运算。

逻辑代数是用电路来实现的，它由各种门电路连接组成。逻辑电路可以分为两大类，一类称为组合逻辑电路，它的输出变量完全由输入变量的当前状态决定；另一类

称为时序逻辑电路，它的输出变量与输入变量的过去状态有关，也就是与输入变量的变化顺序有关。我们说时序逻辑电路具有记忆功能，因为它记住了输入变量过去的状态。时序逻辑电路必定包含有正反馈环路，本章后面讨论的触发器都属于时序逻辑电路，组合逻辑电路则不包含反馈环路。

二、集成门电路简介

半导体集成电路是在一片半导体晶体上作成很多互相连接的元件，完成一定的功能。它可以分为模拟电路和数字逻辑电路两大类，前者以运放为代表，后者以各种门电路为基础。半导体集成电路中的主要元件是各种晶体管，其次是电阻，完全不用电容和电感，十分必要时可在外部连接这些元件。

集成门电路可分为两大类，一类以半导体三极管为主要器件，称为双极型；另一类以 MOS 型场效应管为主要器件，称为 MOS 型或单极型。

1. 双极型集成门电路 双极型集成门电路以与非门 (NAND) 为基础，这就是先对全部输入量进行与运算，后进行非运算，这就是说，输入端最少有一个 0 时，输出为 1，否则输出为 0。图 4-31(a) 是与非门的原理图，它是把图 4-28(a) 和图 4-30(a) 结合得到的，这种门电路称为 DTL 逻辑，因为它主要由二极管和三极管组成，前面一组二极管起到与的作用，后面的三极管则起到非的作用。图 4-31(b) 是图 4-31(a) 的变形，它用多发射极的二极管代替正极互相连接的二极管，集电结和发射结各自起到二极管的作用。这种门电路称为 TTL 逻辑，它主要由两个三极管组成，前一个多发射极三极管完成与运算，后一个三极管完成非运算。图 4-31(c) 是常用符号。

与非门只有一个输入端时成了非门。在与非门后面再连接一个非门成了与门。在与非门前面对于每个输入端各接一个非门成了或门，因为这时最少有一个输入为 1 时，输出为 1，否则为 0，这就是或运算。因此，与非门可以完成一切逻辑运算。与非门是有源器件，输出电平不会逐级恶化，逻辑量可以连续通过多级门电路，其级数只受延时的限制。DTL 与 TTL 逻辑电路都是以与非门为基础的，但也常在集成电路内部把一些

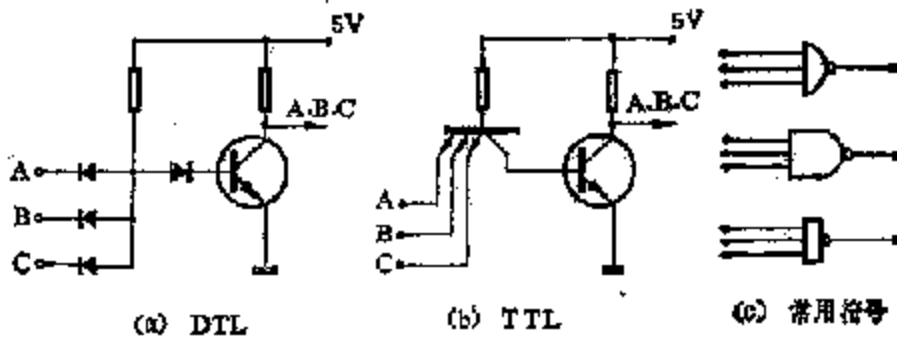


图 4-31 与非门

与非门连接成与门、或门和或非门。

TTL 门电路是目前使用最广泛的逻辑电路系统，它的电源电压是 5V，抗干扰能力不及 DTL 逻辑电路，但速度较快。实际的集成门电路比这里的原理图要复杂些，在输出端还有放大器和跟随器，用来保证逻辑电平符合要求 and 增加带负载能力。此外还有

一些其他种类的双极型门电路，由于在医学仪器中很少应用，我们不介绍了。

2. MOS 型门电路 MOS 型门电路可分为 P 沟道、N 沟道和互补型三大类。P 沟道 MOS 型场效应管的电流是从源极流向漏极，通常使用 -15V 或 -20V 的负电源。N 沟道 MOS 型场效应管的电流是从漏极流向源极，使用正电源，电压现已降到 5V ，可以和双极型集成电路直接互相连接。图 4-32 是这三种 MOS 型集成电路的基本门电路，分别称为 P-MOS、N-MOS 和 C-MOS 型门电路。图 4-32(a) 是 P-MOS 型的正逻辑与非门。P 沟道 MOS 管当栅极为高电势时截止，低电势时导通到饱和。图中上边的 MOS 管是用来代替负载电阻，它的栅极连到负电源，所以总是导通的。当输入全为高电势时，它们连接的 MOS 管截止，输出通过负载管与负电源连通，处于低电势。当至少有一个输入为低电势时，相应的 MOS 管导通，这些 MOS 管的跨导比负载 MOS 管大得多，导通时可近似地看成短路，所以输出端处于高电势。在正逻辑中，这就是与非运算。

图 4-32(b) 是 N-MOS 型或非门 (NOR)，它的工作原理与 P 沟道 MOS 型相似，只是电源换成了正电压，栅极处于低电势时，MOS 管截止。因此，输入全为低电势时，输出为高电势；至少有一个输入为高电势时，输出端为低电势，这就是正逻辑的或非运算。图 4-32(c) 是 C-MOS 型或非门，其中每个输入端各连接一个 N 沟道 MOS 管，它们互相并联，这些输入端还各自连接到一个 P 沟道 MOS 管，它们串联起来作为负载。C-MOS 型或非门的工作原理与 N-MOS 型或非门完全相同，唯一的区别在于输入全为低电势时，全部负载管才能够导通，输出端通过它们连接到电源。当至少有一个输入为高电势时，串联的负载管截止，避免了无用的电流消耗，而且负载管的跨导也可以作得大些，增加它们向负载提供电流的能力。

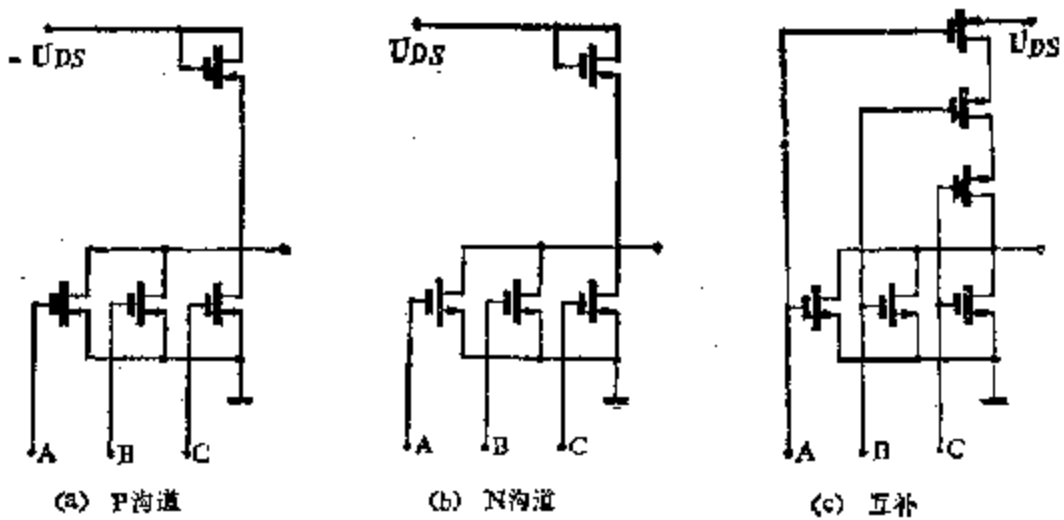


图 4-32 MOS 型逻辑门电路

双极型门电路中多余的输入端可以悬空，MOS 型门电路中多余的输入端不能够悬空，与非门应当接高电平，或非门应当接低电平。这是由于 MOS 型门电路的输入阻抗很高，悬空时将累积静电荷，使电路工作不稳定，甚至损坏门电路。

三、门电路的主要性能指标

在使用各种类型门电路时，必须对它们的主要性能有些基本了解，现介绍如下。

(1) **逻辑电平：**它包括逻辑0值和1值的输出电势和允许输入电势。显然，0值的输出电势必需低于最高允许输入电势，1值的输出电势必需高于最低允许输入电势，这样才能容受传输损失和具有适当的抗干扰能力。1值的输出电势和0值的输出电势的差值称为**逻辑摆幅**。电源电压愈高则摆幅愈大，抗干扰能力愈强，但延迟时间也愈大，运算速度愈慢。TTL门电路的摆幅通常约为2~3V，MOS集成门电路当使用较高电压时较大些，分立元件门电路的摆幅可作得更大，特制的抗干扰集成门电路也可达到较高的摆幅。

(2) **输入电流和输入阻抗：**双极型门电路在输入为逻辑0时，发射结导通，输入电流约为1mA，输入为逻辑1时，发射结截止，输入电流约为数十微安。MOS门电路在逻辑电平不改变时几乎不消耗电流，但由于栅极与源漏间有数皮法的电容，在逻辑电平转换时，电容充、放电将有不到1 μ A的电流。MOS门电路的输入阻抗很高（ $10^8\Omega$ 以上），双极型门电路则很低。

(3) **输出电流和输出阻抗：**在输出为逻辑0时吸收负载电流，逻辑1时向负载提供电流，前者的能力通常大于后者。MOS型门电路的最大输出电流不到1mA，双极型门电路约为数毫安，功率驱动门电路还可更大些。双极型门电路在输出逻辑0时，输出电阻约为10~20 Ω ，逻辑1的输出电阻约大十倍，MOS型门电路的输出电阻约为数千 Ω 。

(4) **延迟时间和开关时间：**延迟时间为输入信号电平转变50%到输出电平转变50%的时间。当输入方波足够陡峭时，从输出信号上升10%到90%幅值的时间为导通时间，从幅值的90%下降到10%的时间为截止时间，它们的平均值为开关时间。延迟时间略小于开关时间，后者TTL型门电路约为数纳秒，P-MOS型门电路略小于1 μ s，N-MOS和C-MOS型还要小些。

(5) **功率：**TTL型门电路的空载功耗通常为每门数十毫瓦，P-MOS型每门不到1mW，C-MOS型更低。

门电路的集成度主要受工艺水平的限制，芯片的功耗和引线数也是制约因素。作为独立门电路使用的集成电路，通常不超过6个门。包含更多门电路的集成电路，在芯片内部相互连接，组合成为功能更复杂的单元。

MOS型门电路的工艺比双极型简单，功耗小、集成度高、价格较低，但速度较慢。P-MOS的工艺最简单，N-MOS次之，C-MOS较复杂些。在医疗仪器中，P-MOS型的运算速度通常已经足够，所以应用较广泛，但N-MOS型由于与双极型兼容，应用逐渐增多。双极型集成电路主要应用于大、中、小型计算机中，微机则几乎完全采用各种MOS型集成电路。

第六节 双稳态触发器

门电路可以组成多种振荡器和触发器(trigger)，我们在本节只介绍由门电路组成的**双稳态触发器**(flip-flop)，它们是时序逻辑电路的基础，有极广泛的应用。

一、RS 触发器

1. 基本的双稳态电路 两个非门互相连接成正反馈环路，就组成了一个最简单的双稳态电路，如图 4-33 (a) 所示。由于正反馈，这两个非门的输出端只能处于高、低两个电平，任何中间电平都是不稳定的。例如 A 点电势上升时，经过两个非门放大后，又使它更上升，直至达到最高电势为止。A 点电势下降时，经过两个非门放大后，又使它再下降，直至达到最低电势为止。最高和最低电势代表逻辑 1 和逻辑 0，它们都是极



图 4-33 双稳态电路

端状态，偶然波动不能使它脱离，所以都是稳定的。当 A 点为 0 时， G_1 的输出使 B 点为 1， G_2 的输出使 C 点为 0，因此 A 点的 0 便维持住了。当 A 点为 1 时， G_1 的输出使 B 点为 0， G_2 的输出使 C 点为 1，因此 A 点的 1 便维持住了。图 4-33 (b) 是把 (a) 中的电路画成更对称的形式，它有两个互补的输出端 Q 和 \bar{Q} ：当 $Q = 0$ 时， $\bar{Q} = 1$ ，当 $Q = 1$ 时， $\bar{Q} = 0$ 。这两个状态都是稳定的， $Q = 0$ 时称为 0 状态， $Q = 1$ 时称为 1 状态，这个电路称为双稳态电路，它在这两个状态间转变的过程称为翻转。这个电路没有触发输入，不能自动翻转，它处于哪个状态，在电源接通时由一些偶然因素决定，例如门电路的延迟和放大倍数，以及电路布线的分布电容等。

2. 直接控制的 RS 触发器 把图 4-33 中的非门换成有两个输入端的与非门，我们就得到最简单的 RS 触发器，如图 4-34 (a) 所示。当 \bar{S} 和 \bar{R} 都为 1 时，触发器维持原

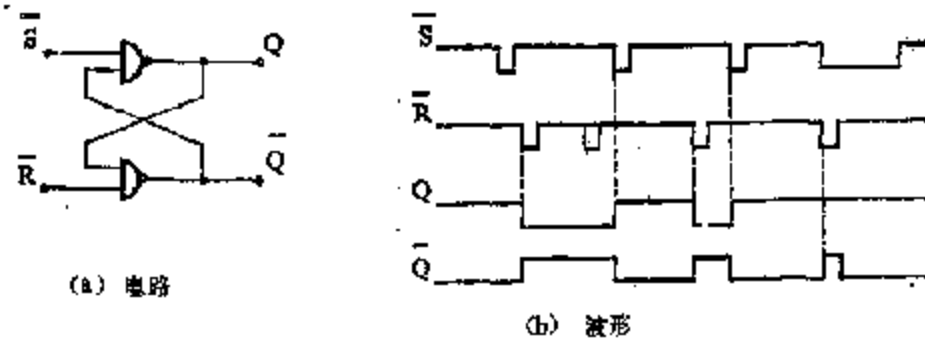


图 4-34 直接控制的 RS 触发器

状态。 \bar{S} 的一个负脉冲使 Q 被置为 1， \bar{Q} 为 0，称为置位。 \bar{R} 的一个负脉冲使 Q 被置为 0， \bar{Q} 为 1，称为复位。由于这两个输入端的 0 电平对触发器起控制作用，1 电平则不起作用，所以采用逻辑非的符号。如果 \bar{S} 和 \bar{R} 同时为 0，则两个输出端同时为 1，不再互补。如果 \bar{R} 和 \bar{S} 同时回到 1，则正反馈环路使 Q 和 \bar{Q} 又成为互补，但 Q 为 0 或为 1，完全由一些偶然因素决定，难以预测。因此， \bar{R} 和 \bar{S} 通常是不允许同时为 0 的，但如果可以保证 \bar{R} 和

\bar{S} 不同时间到 1, 这种情况也是允许的。图 4-34(b) 是当 \bar{R} 和 \bar{S} 出现一系列负脉冲时, Q 和 \bar{Q} 的波形, 图中 \bar{S} 的第一个负脉冲和 \bar{R} 的第二个负脉冲不起作用, 最后 \bar{R} 和 \bar{S} 的负脉冲同时来到, 但 \bar{S} 的负脉冲较迟结束, 触发器的状态由它决定。正反馈的作用是加快翻转过程和维持两个逻辑状态的稳定。由于输出端连接到门电路的输入端, 各种干扰可使触发器在 $\bar{R} = \bar{S} = 1$ 时翻转。因此当引线太长或负载太重时, 输出端还应通过一个门电路, 使外引线与输入端隔离开来。

简单的 RS 触发器应用在很多过程 (如测量、吸氧或输液等) 的控制电路中, 它接受过程开始或结束的脉冲信号, 启动各种设备的开关或阀门。这种电路简单可靠, 几乎完全取代了由三极管、电阻、电容等分立元件组成的双稳态电路, 所以我们不介绍这些电路了。

3. 时钟控制的 RS 触发器 图 4-34 中的 RS 触发器是由 \bar{R} 和 \bar{S} 直接控制的, 在负脉冲前沿出现时立即转变到新状态, 这种操作方式称为**异步操作** (asynchronous operation)。现代仪器中通常有很多触发器, 并且要求它们的状态转变过程基本上同时发生, 称为**同步操作** (synchronous operation)。这些仪器中由一个振荡器连续发出固定频率的脉冲, 称为**时钟脉冲** (clock pulse), 通常记作 CP。仪器中全部触发器的翻转, 都在时钟脉冲控制下发生, 实现同步操作。图 4-35(a) 是实现同步操作的 RS 触发器, 它比简单的 RS 触发器增加了两个由时钟脉冲控制的与非门, 称为**钟控 RS 触发器**。

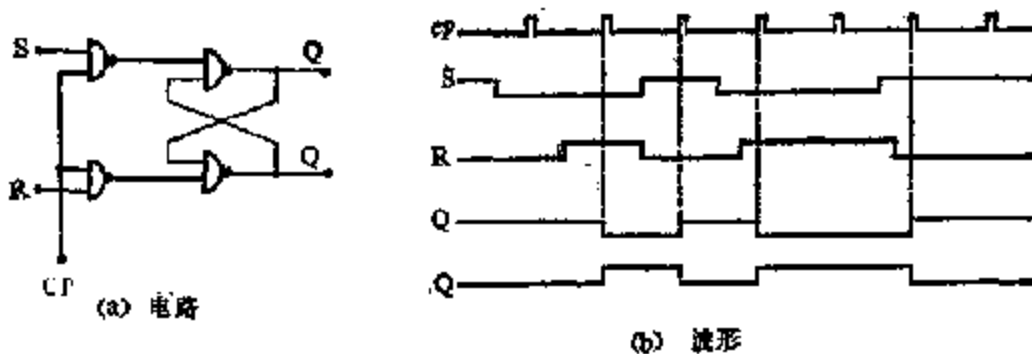


图 4-35 时钟控制的 RS 触发器

在时钟脉冲不出现时, $CP = 0$, 两个与非门都被封锁, 触发器保持原状态不变, 在时钟脉冲出现时, 两个与非门的输出分别为 \bar{S} 和 \bar{R} , 直接加在基本触发器的输入端上。因此, 当 $R = S = 0$ 时, 触发器不改变; 当 $R = 0, S = 1$ 时, 触发器被置位; 当 $R = 1, S = 0$ 时, 触发器被复位; 这三种情况在时钟脉冲结束时, 触发器的状态不再改变。R 和 S 不允许同时为 1, 因为在这种情况下, 时钟脉冲出现时, 两个输出端同时为 1, 不再互补, 时钟脉冲结束后, 正反馈环路使两个输出端又成为互补, 但 Q 为 1 或 0, 完全由一些偶然因素决定, 难以预测。表 4-1 是这种逻辑关系的真值表, Q_n 为第 n 次时钟脉冲出现前的状态, Q_{n+1} 为这次时钟脉冲结束后的状态。图 4-35(b) 是输入和输出的波形图, 从 R 和 S 端输入的通常不是短脉冲, 而是维持时间较长的电势, 它们不允许在时钟脉冲期间改变, 否则触发器的工作不稳定。

表 4-1 钟控 RS 触发器真值表

S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	不定

二、主从式触发器

钟控 RS 触发器不允许 R 和 S 输入端在时钟脉冲期间改变, 这使它的应用受到很大限制, 因为输入端可能直接或间接来自这个触发器本身或其它触发器的输出端, 它们在时钟脉冲期间是会改变的。消除这种限制的办法很多, 图 4-37 的主从式触发器 (master-slave flip-flop) 是其中一种。这种触发器由两个触发器串连构成, 前一个称为主触发器, 后一个称为从触发器, 由反相时钟控制。在时钟脉冲出现时, 主触发器按照输入端的情况改变, 从触发器被封锁, 输出端保持原状态。时钟脉冲消失时, 从触发器接受

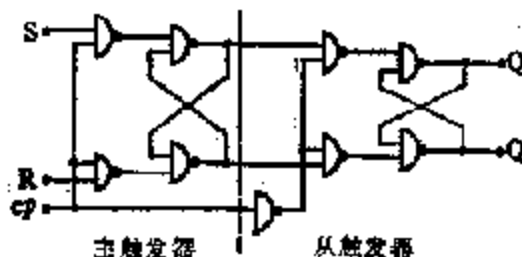


图 4-36 主从式 RS 触发器

了主触发器的状态, 并且在输出端表现出来。另一类触发器的输出端在时钟脉冲前沿出现时立即翻转, 但输入端在时钟脉冲期间的任何变化都不再发生任何影响。在时序逻辑电路中, 全部触发器必须采用输出端都在时钟脉冲前沿或都在后沿翻转的类型, 这两种类型不能混合使用。

二、几种常用触发器

主从式或其他复杂形式的 RS 触发器, 很容易连接成具有各种逻辑功能的触发器, 如图 4-37 所示, 左侧是主从式的电路图, 右侧是符号, 现在分别说明这四种触发器的逻辑功能如下。

(1) **T 触发器** 这种触发器就是把 Q 输出端连到 R, \bar{Q} 输出端连到 S。由真值表 4-1 可见, 当 R 与 S 互补时, Q 总是变得与 S 相同, 因此 T 触发器的逻辑功能可用下式表示:

$$Q_{n+1} = \bar{Q}_n \quad (4-25)$$

这就是说, 每来一次时钟脉冲都使触发器翻转一次。图中还有不受时钟控制的直接复位和置位的输入端, 下面各种触发器也可能有这样的输入端, 为了使图清晰而未画出。

(2) **D 触发器** 这就是把 S 输入端称为 D, 它经过一个非门连接到 R 输入端。由真值表 4-1 可见, 时钟脉冲总是使 Q 变得与 D 相同, 因此 D 触发器的逻辑功能可用下式表示:

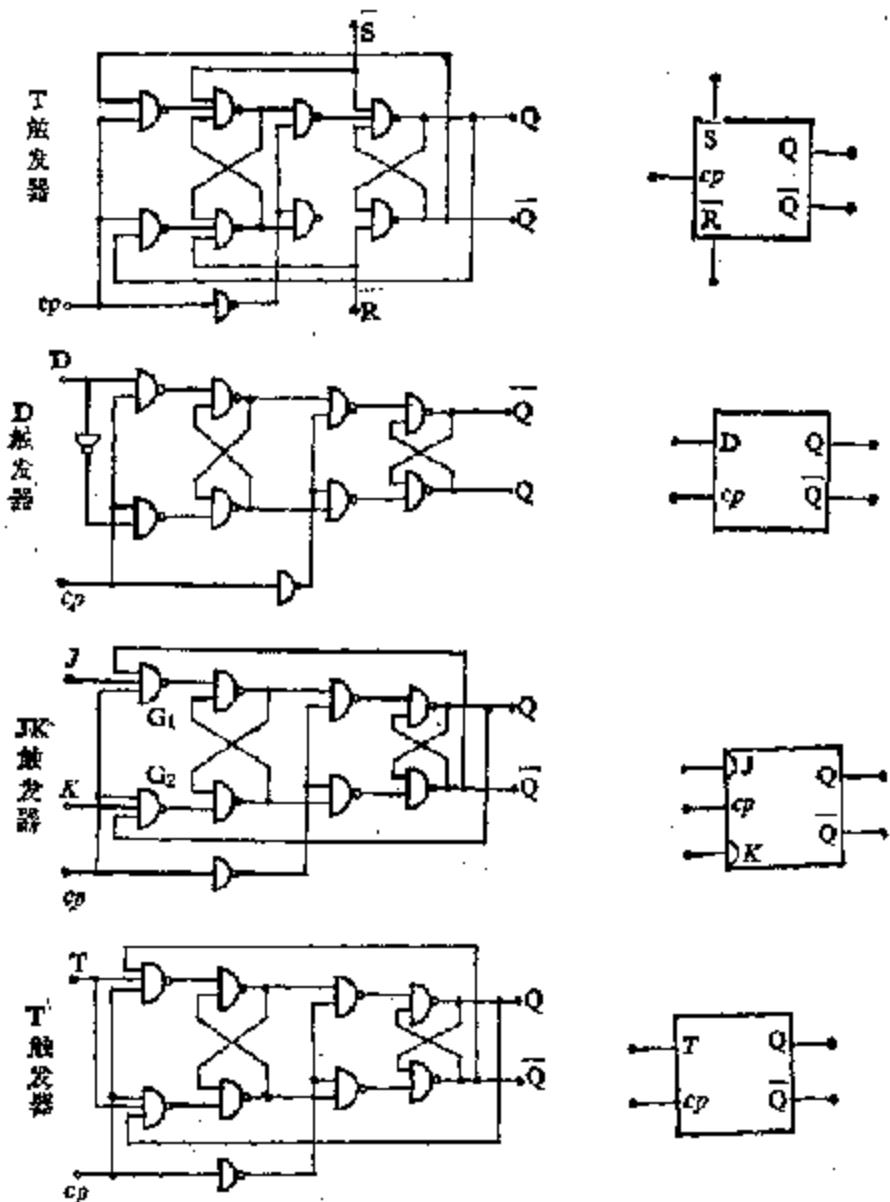


图 4-37 几种常用触发器

$$Q_{n+1} = D$$

(4-26)

(3) **JK触发器** 这就是在T触发器的两个输入与非门处各增加一个(或若干个)输入端, S处称为J, R处称为K。显然, $J = K = 0$ 时, 输入门被封锁, 触发器的状态不改变; $J = K = 1$ 时, 它的功能与T触发器相同, 每个时钟脉冲都使触发器翻转一次。现在我们说明当J与K互补时, 它的功能与RS触发器相同。例如当 $J = 0, K = 1$ 时, 门 G_1 被封锁。如果 $Q = 0$, 则门 G_2 也被封锁, 触发器不改变; 如果 $Q = 1$, 则门 G_2 开启, 触发器被置为0, 即经过一次时钟脉冲后, Q总是转变为与J相同。JK触发器的逻辑功能总结在真值表4-2中。

(4) **T'触发器** 这就是把JK触发器的J, K两个输入端连在一起, 称为T。显然 $T = 0$ 时, 触发器不改变, $T = 1$ 时, 每次时钟脉冲都使触发器翻转一次。

表 4-2 JK 触发器真值表

J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}_n

在集成技术发展到一个芯片可包含数十个门电路以后,除了简单的 RS 触发器以外,人们已很少用门电路来组装各种复杂的触发器。这是因为集成技术提高以后,引出端子数就成为集成度的一个严重制约因素。把门电路连接成触发器可以节省引出端子,一片集成电路通常包含 2 个、4 个或 8 个独立的触发器。当包含更多触发器时,它们连接成具有更完整功能的单元。

第七节 脉冲的计数和显示

一、计 数 制

现在普遍使用的计数法是十进制 (decimal notation),这是由于人们在生产和生活中长期使用屈指计数方法形成的。十进制计数的含义是这样:①共使用十个符号,称为数码 (digit),这就是由 0 逐渐加 1 得到的自然数:0、1、2、3、4、5、6、7、8、9;②每个数码代表的数值大小与它在数字串中的位置有关,位置决定权重 (weight),而权重都是十的整数幂;③整个数字串的数值是每个数码乘以权重后得到的数值之和。例如:

$$609.75 = 6 \times 10^2 + 0 \times 10^1 + 9 \times 10^0 + 7 \times 10^{-1} + 5 \times 10^{-2}$$

这里的十称为基数 (radix)。任何自然数都可作为基数,以自然数 n 为基数时称为 n 进制。

在逻辑电路中,逻辑值的“真”和“假”以电势的高和低来代表,在逻辑代数中以数码 1 和 0 来表示。因此,在数字电路中很自然地采用二进制 (binary notation),它只需要 0 和 1 两个数码。例如十进制中的 609.75 在二进制中表示为:

$$10\ 0110\ 0001.11 = 1 \times 2^9 + 0 \times 2^8 + 0 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 0 \times 2^3 \\ + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 + 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2}$$

人们在日常生活中除了用十进制外,还用 60 进制,例如角度和时间的分和秒,我们并不使用 60 个数码,而是用十进制计数法来表示从 0 到 59 的数,例如 $45^\circ 38' 46''$ 等等,这时用“°、’、”等分隔符号来表示权重。由于人们已经习惯于十进制,在数字电路中也可以用二进制来表示十进制,每四位二进制数表示一个十进制的数码,并且放在十进制计数法的相应位置上,称为二进制 (binary-coded decimal notation),也常常简称为十进制。例如十进制数 609.75 在二进制中表示为:

$$0110\ 0000\ 1001.0111\ 0101 = (0 \times 2^8 + 1 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5) \times 10^2 + \\ (0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0) \times 10^1 + (1 \times 2^8 + 0 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + 1$$

$$\times 2^0) \times 10^3 + (0 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2) \times 10^{-1} + (0 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 1 \times 2^4) \times 10^{-2}$$

十进制数与四位二进制数的对照，列在表 4-3 中。本书只用到正整数，以后将不再使用小数点，也不讨论负数的表示方法。

我们知道一切算术运算的基础是两个一位数的加法运算规律，包括进位规律，这在二进制中特别简单，即：

$$0+0=0, 0+1=1+0=1, 1+1=10 \quad (4-27)$$

上面最后一个式子表示逢 2 进位。在二进制中，加法运算要复杂一些，在每组四个二进制数码内部适用二进制的加法规律，但当相加达到 1010 时即进位，并且把这些数码清除为 0000。由于二进制或二进制都只使用 0 和 1 两个数码，这与逻辑代数相同，所以一切数学运算都可由组合逻辑电路来完成，电子计算机中就是这样作的。我们只讨论每次加 1 或减 1 的计数器，其它复杂运算现在几乎全用电子计算机来进行，通常已不再用门电路来组合各种算术运算电路，所以我们不讨论了。

二、二进制计数器

计数器 (counter) 的功能是计算脉冲个数，它在核医学中用来自动计算 γ 射线的脉冲，临床检验中自动计算红细胞，在很多医学仪器中用来计算时间，这就是计算一个固定频率的振荡器发出的脉冲个数，此外还有很多其他应用。计数器同时也可以作为分频器，这就是每次输入 n 个脉冲后发出一个脉冲， n 为任何自然数。由于频率极低的振荡器不易制作，而且也不易整形成方波，例如心脏起搏器和很多医用仪器中，都用分频器从较高频率的振荡器获得低频方波。

1. 二进制异步计数器 最简单的二进制计数器如图 4-38 上部所示，这是由三个 T 触发器组成的三级计数器。计数脉冲连接到最低位触发器的 CP 输入端，每个触发器的 Q 输出端连接到相邻高位触发器的 CP 输入端。在计数开始时，全部触发器清零。当输入第一个计数脉冲时， Q_0 由 0 变 1，输入第 2 个计数脉冲时， Q_0 由 1 变 0，产生了一个完整的正脉冲。相邻高位触发器对这个脉冲进行计数，以后各级触发器都是如此类推，这就实现了逢 2 进位的功能。

图 4-38 下部是在均匀时钟脉冲作用下，各级触发器的波形图，我们假定这些触发器都在脉冲的下降沿翻转。由于门电路的延迟，高位触发器的翻转时间实际比低位触发器稍迟，恰似波纹的推进。由于各个触发器的 CP 脉冲在时间上不一致，所以称为**波纹式异步计数器 (ripple counter)**。这种计数器通常已不用独立的 T 触发器来组装，而是在集成电路内部连接成完整的计数器，每个集成计数器通常为 4 级、8 级、12 级或 16 级，它们的 \bar{R} 端连在一起， \bar{S} 端分别引出，因此可以共同复位和分别置位。当级数较多时，Q 通常不引出，各级的 \bar{S} 也连在一起。

由图 4-38 下部易见，各级触发器的 Q 输出端组合起来表示二进制数 $Q_2Q_1Q_0$ ，注意这是简单组合而不是逻辑乘或算术乘，这个数字量就是输入脉冲的个数，它用十进制数表示在图的最下行。这个三级计数器的最高计数是：

$$2^2 + 2^1 + 2^0 = 2^3 - 1 = 7$$

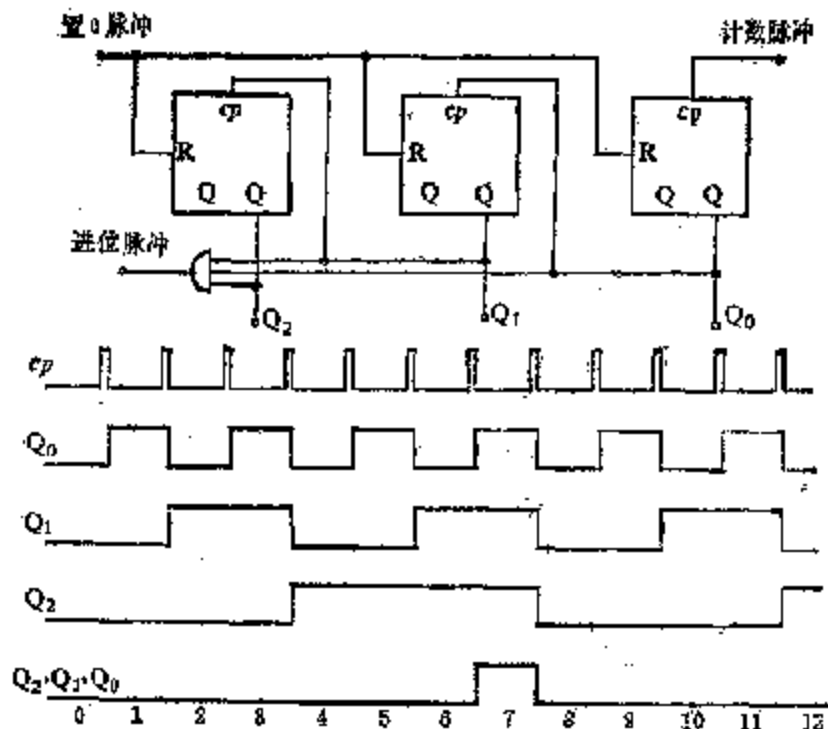


图 4-38 三级二进制异步计数器

二进制计数器的级数是根据需要决定的， n 级计数器可以计算 $2^n - 1$ 个脉冲。脉冲数超过这个范围时，它先成为全零，然后重新开始计数。采用集成计数器时，每次增加一片集成电路，高位多余的级数是毫无关系的。

由前面的讨论和图 4-38 下部可见，二进制计数器可以作为分频器， Q_0 的频率是计数脉冲频率的一半， Q_1 的频率是 Q_0 频率的一半，如此类推。如果输入脉冲是均匀的，输出也是均匀的方波，高电平与低电平的持续时间相同。为了获得占空系数很小的方波，可以用分频器输出脉冲去触发一个单稳态电路，也可把计数器的一些输出端用与门组合起来，例如 $Q_2 \cdot Q_1 \cdot Q_0$ ，此外还有一些其他方法。

2. 二进制同步可逆计数器 前面讨论的是加法计数，但有些情况我们需要减法计数，例如预置一定的时间，当减至零时去触发一些控制装置。我们在后面还将遇到有时用加法，有时用减法，经常切换的情况。加法和减法的切换必须在各级触发器的 CP 脉冲不出现时进行，前面介绍的简单电路不能应用，因为高位触发器的 CP 脉冲太宽了。我们在这里介绍同步计数器 (synchronous counter)，用 JK 触发器或 T 触发器组装较为简单。

二进制加 1 的规律是 0 加 1 得 1，1 加 1 得 0，同时向高级进位；减 1 的规律是 1 减 1 得 0，0 减 1 得 1，同时向高级借位。这就是说，最低位的触发器在每个计数脉冲作用下翻转一次，高位触发器在作加法时，在低位全为 1 时翻转；在作减法时，在低位全为 0 时翻转，这就是二进制中的进位和借位规律。图 4-39 (a) 是这样设计的三级加法计数器，(b) 是三级减法计数器，它们都由 T 触发器和与门组成。图中的输入端 C 接逻辑 1，或接低位计数器的进位或借位信号，为了清晰，图中没有画出复位线路。

图 2-40 是二进制同步可逆计数器 (synchronous binary reversible count-

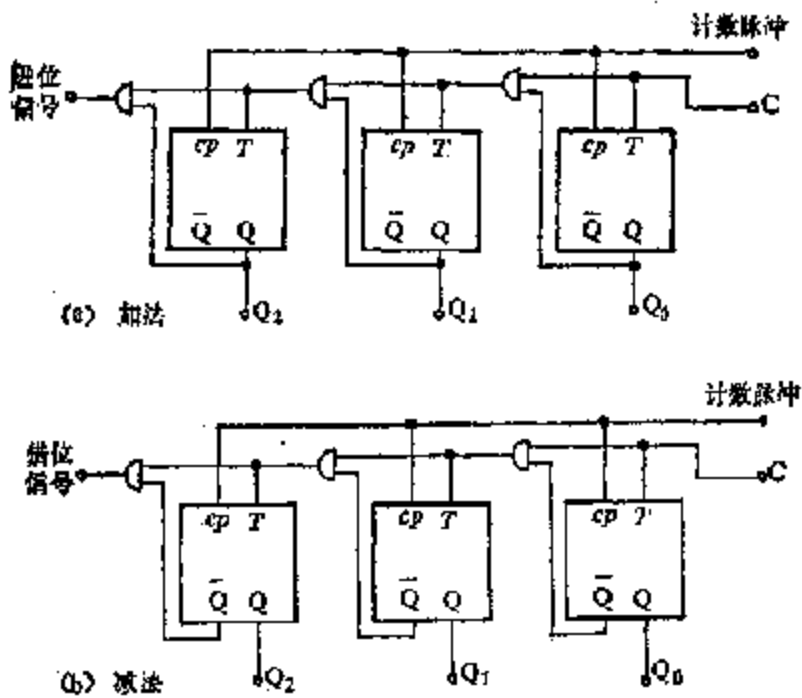


图 4-39 二进制加法和减法同步计数器

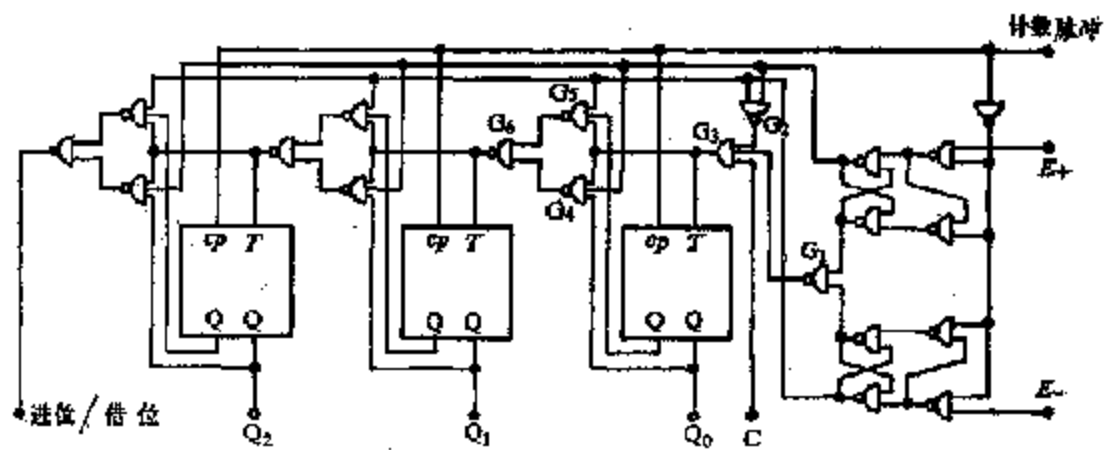


图 4-40 三位二进制可逆同步计数器

er), 它由两条输入线 (E_+ 和 E_-) 控制加法、减法或不计数。这两条输入线首先各自通过一个由反相时钟控制的简单 D 触发器, 它们的信号只在时钟脉冲消失时被接受, 在时钟脉冲期间维持不变。输入端 C 接逻辑 1, 或接低位计数器的进位/借位信号。控制线 E_+ 或 E_- 都为 0 时, 门 G_1 的输出为 0, E_+ 和 E_- 都为 1 时, 门 G_2 的输出为 0, 这两种情况都使门 G_3 的输出为 0, 进而使各级触发器的 T 输入端都为 0, 计数器被封锁, 不进行计数。在其他情况, 门 G_1 和 G_2 的输出都为 1, 对门 G_3 不起作用。在 E_+ 为 0, E_- 为 1 时门 G_4 的输出为 1, 对门 G_5 不起作用, 门 G_1 和 G_3 串联成为与门, 这个电路与图 4-39(a) 相同, 成为加法计数器。在 E_+ 为 1, E_- 为 0 时, 类似的讨论可见这个电路成为减法计数器。可逆计数器的级数较多时, 使用的触发器和门电路很多, 连接也很复杂。现在已经

作成4~12级的集成可逆计数器，使用很方便。还应说明，有些集成电路不用 E_+ 和 E_- 控制，而是用 CP_+ 和 CP_- 两个脉冲分别进行加法和减法计数。

三、十进制计数器

由于人们习惯于十进制，在需要直接显示结果的地方，使用十进制比二进制方便得多。十进制计数器 (decade counter) 采用二-十进制计数法，这就是用四个二进制数码表示一个十进制数，如表4-3所示。由表可见，十进制加法计数达到1001后，再加1时应返回到0000，同时发出进位脉冲；减法计数在达到0000后，再减1时应成为1001，同时发出借位脉冲。集成的十进制计数器通常是与二进制兼容的，它用一条输入线来控制计数制的转换。

表4-3 十进制计数

加法	十进制数	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	减法
	0	0	0	0	0	
	1	0	0	0	1	
	2	0	0	1	0	
	3	0	0	1	1	
	4	0	1	0	0	
	5	0	1	0	1	
	6	0	1	1	0	
	7	0	1	1	1	
	8	1	0	0	0	
	9	1	0	0	1	
	10	1	0	1	0	
	11	1	0	1	1	
	12	1	1	0	0	
	13	1	1	0	1	
	14	1	1	1	0	
	15	1	1	1	1	

集成的4级二进制计数器可用外加电路改变为十进制计数器，我们以加法计数器为例来说明这种方法，电路如图4-41上部所示。当计数达到1001时，门 G_1 的输出为0，门 G_2 的输出立即转变为1，封锁门 G_3 。由于计数器在 CP 下降沿后翻转，这时计数脉冲已消失，门 G_3 被封锁，它的输出仍为1，由 G_2 和 G_3 组成的RS触发器的输出不再互补。下次计数脉冲到来时，门 G_1 的输出成为0，计数器复位，门 G_1 的输出也随之成为1，门 G_2 和门 G_3 组成RS触发器的状态不改变。这次脉冲消失时，门 G_1 的输出立即转变为1，门 G_2 的输出随之转变为0。这时解除了门 G_2 对于门 G_3 的封锁，也结束了门 G_2 输出的复位脉冲，同时经过反相，输出一个进位脉冲。这个RS触发器在计数脉冲作用下不再改变状态，直至计数器中的计数达到1001，又重复上述过程。计数脉冲的个数和波形，门 G_1 、门 G_2 和门 G_3 输出的波形给出在图4-42中，为了清晰，扩大了门电路的延时。

图4-41下部是十进制加法计数器的波形图，我们假定各级触发器都在 CP 脉冲的下

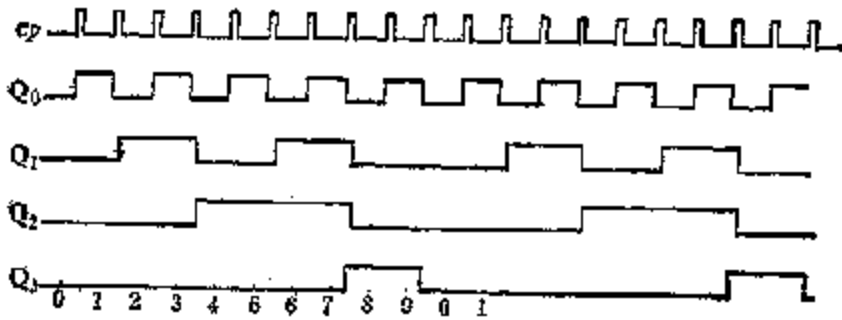
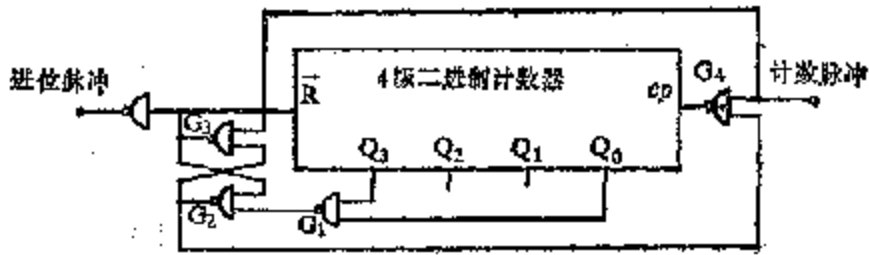


图 4-41 十进制计数器

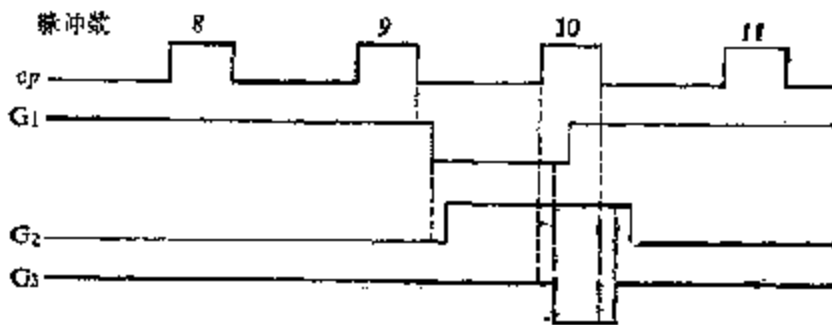


图 4-42 清零电路波形图

降沿翻转，但复位脉冲在左前沿起作用。有些集成计数器的 \bar{R} 脉冲封锁 CP 脉冲，这时图中的门 G_3 可以省略。由图可见，十进制计数器可以作为分频器，在输入脉冲的十个周期中， Q_3 和 Q_0 都只有一个脉冲输出，成为十分频， Q_3 的占空系数为 $1/10$ ， Q_0 的占空系数为 $1/5$ 。 Q_1 在十个周期中有两个脉冲输出，但分布不均匀，在某些情况中不能作为五分频。

在医学应用中，我们常常需要计算时间。由于每小时 60 分，每分 60 秒，所以需要 6 进制的计数器和分频器。集成计数器通常都是二进制和十进制，其它进位制的计数器需要用独立的触发器组装或用二进制计数器改装。图 4-41 中的电路稍加修改就可把二进制计数器改装成任何进位制的计数器。例如电路中门 G_1 的输入改为 Q_3 和 Q_0 时，计数顺序将成为 $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5$ ，然后返回 0，这就是六进制的计数方法。应当注意，这个电路只适用于 CP 脉冲下降沿翻转的计数器，对于 CP 脉冲上升沿翻转的计数器，电路还要作些修改。各种进位制的减法计数器和可逆计数器都可用这方法由二进制计数器改装，但计数器需要有各级独立的置位端才能实现，我们不作详细讨论了。

四、数字显示

脉冲计数装置必须有显示设备供人们观察，通常使用十进制计数器和显示管。

1. 八划显示管及其译码器 十进制中的数码现在普遍使用八划管显示，这种管子的具体结构有辉光、荧光、液晶和发光二极管等多种，八划管各划位置如图 4-43 (a) 所示，(b) 为各个字符的形状。各种八划管所显示的数码外形有正体和斜体等多种形式，此外还有一个圆点，可显示小数点的位置。有些显示管省略了短划 h ，成为七划管，除了 4 字形状稍有差别外，其它字符形状与八划管一致。七划管的使用也非常普遍。

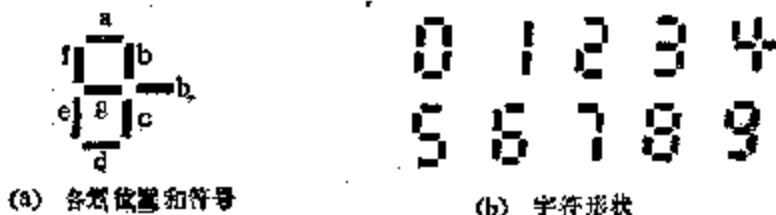


图 4-43 八划管

八划管中各划都是十进制计数器中四个触发器的输出端 Q_3 、 Q_2 、 Q_1 、 Q_0 的逻辑函数，例如短划 a ，只有在显示 1 和 4 两个字符时是暗的，这两个字符的二进制码是 0001 和 0100，我们假设 $a = 1$ 时亮， $a = 0$ (即 $a = 1$) 时暗，因此：

$$a = Q_3 \cdot Q_2 \cdot \bar{Q}_1 \cdot Q_0 + \bar{Q}_2 \cdot Q_1 \cdot \bar{Q}_0$$

这个逻辑式的意义是先对两项分别作与运算，然后对它们的运算结果作或运算。实现这样两重运算的门电路称为与或门，现在已经集成化。与或门可以用两级与非门组成，图 4-40 可逆计数器中各个触发器之间的连接，就是这样组成的与或门。显然，只有当图中 G_1 或 G_2 的输入均为 1 时，它们的输出才至少有一个为 0， G_3 的输出才能够为 1，这就是与或运算。八划管和七划管的译码器需要使用八个或七个有较多输入端的与或门，当使用与非门组合时，需要的集成电路就更多了。现在七划管的译码器已制成完整的集成电路，它的输入端是 Q_3 、 Q_2 、 Q_1 和 Q_0 ，输出端是这些输入变量的逻辑函数 $a \sim g$ 。八划管也可以使用七划管的译码器，另外增加一个与非门给出 h 就可以了。现在还把计数器

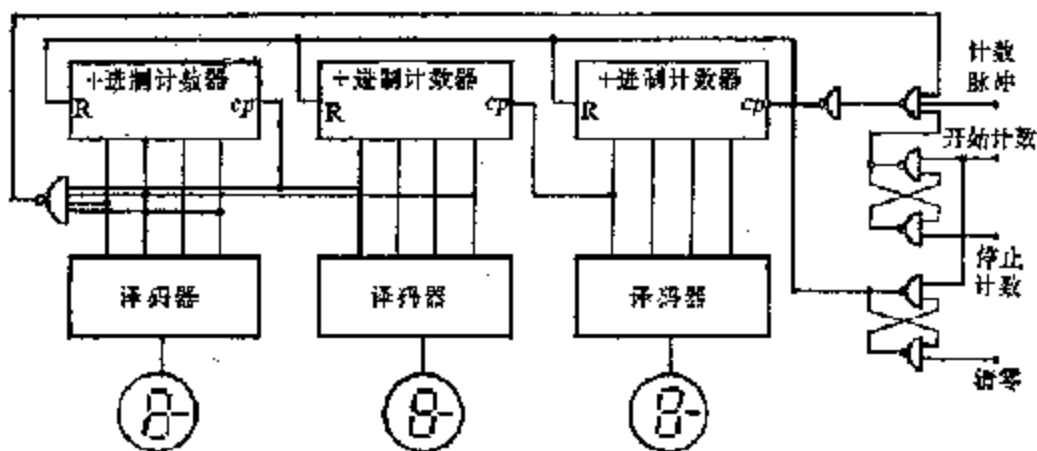


图 4-44 计数和显示装置

和译码器作成一块集成电路，有的还包括了七划显示管，使用就更方便。我们通常已不用门电路来组装译码器，所以不给出门电路组合图或逻辑式了。

2. 计数和显示装置 一个完整的计数装置包括若干个十进制计数器、译码器和显示器，此外还应当包括一些控制电路，如图4-44所示。在开始信号和停止信号处于1时，清零信号置0，然后回1，计数器全部复位。开始信号使计数脉冲控制门开启，停止信号则封锁计数脉冲控制门。我们知道，计数满时将自动清零，然后重新开始计数，这样就会将过多的脉冲数误为过少。因此在计数将满时应当封锁计数脉冲，使它不能进入计数器中。三级十进制计数器的最大计数为999，图中电路在脉冲数达到990时即封门。

第八节 模数和数模转换

各种医学仪器中检测的主要是可以连续取各种值的量，如血压、体温、血氧分压等，这些量经过各种换能器转换成电压或电流，都可以连续取各种值，这些量称为模拟量 (analog quantity)。各种生物电的电压都可以连续取各种值，所以也是模拟量。这些模拟量如果转换为用数码表示的数字量 (digital quantity)，读数更为方便，而且精度也比读取仪表指示值要高。我们只讨论变化缓慢的模拟量的转换问题。

一、数模转换

用数码表示的各种数字量 (例如计数器中的脉冲数) 在驱动仪表或记录装置，或控制一些模拟量 (例如气流量或输氧量) 时，都需要转换为模拟量。此外，通常在模数转换 (A/D) 时也需要利用数模转换 (D/A) 电路。

最简单的数模转换电路就是权电阻网络和运放，如图4-45所示。

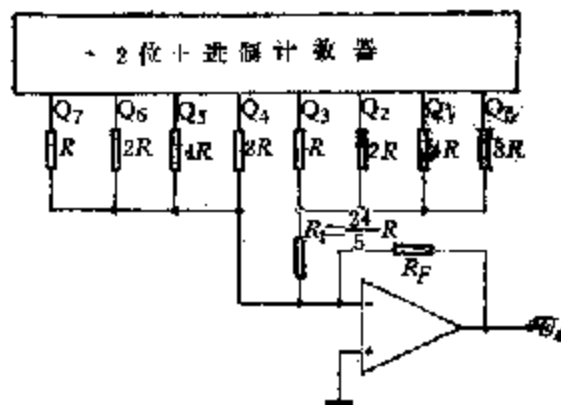


图 4-45 数模转换

我们假设各个触发器都是理想的，逻辑0的电势为0，逻辑1的电势为E，两个逻辑电平的输出电阻都为0。因此，每个触发器的输出电势可表示为QE，Q是逻辑值0或1。从这个电阻网络可见，组成一个十进制数字的四位二进制数码为一组，经过不很复杂的理论计算可证明，图中两电阻网络的等效电动势U'、U''和等效内阻R'分别为：

$$U' = \frac{U}{15} (8Q_7 + 4Q_6 + 2Q_5 + Q_4) \quad (4-23)$$

$$U'' = \frac{E}{15} (8Q_3 + 4Q_2 + 2Q_1 + Q_0) \quad (4-29)$$

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} = \frac{15}{8R}, \quad R' = \frac{8}{15}R \quad (4-30)$$

这个等效内阻与 R_1 串联后成为:

$$R'' = R_1 + \frac{8}{15}R = \frac{24}{5}R + \frac{8}{15}R = \frac{80}{15}R = 10R' \quad (4-31)$$

由此得到这个电阻网络总的输出电流为:

$$I = \frac{U'}{R'} + \frac{U''}{R''} = \frac{E}{80R} [(8Q_3 + 4Q_2 + 2Q_1 + Q_0) \times 10 + (8Q_3 + 4Q_2 + 2Q_1 + Q_0)] \quad (4-32)$$

式中 Q_3, \dots, Q_0 为计数器中各级触发器输出的逻辑值0或1, 上式括号中的数正是计数器中的数字量的数值。这个电阻网络把计数器中的数字量转换为电流模拟量, 运放输出的电压模拟量为:

$$U_0 = -R_2 I = -\frac{E_2}{80R} E [(8Q_3 + 4Q_2 + 2Q_1 + Q_0) \times 10 + (8Q_3 + 4Q_2 + 2Q_1 + Q_0)] \quad (4-33)$$

这个模数转换电路很容易推广到更多位的情况, 但它的精度是不高的, 误差的来源主要是各个触发器的逻辑电平不理想和不一致, 其次是触发器的输出电阻的影响, 和电阻网络中各个电阻比值不准确。现在模数转换电路已制成完整的集成电路(内部通常不包括运放), 所以我们不讨论它的各种改进形式了。

二、模数转换

模数转换的方法很多, 我们只讨论随动式模数转换电路, 它适用于变化缓慢的模拟量, 而且电路控制原理最简单。这个电路的原理如图4-46所示, 它的精度完全由数模转换网络决定。图中 U_x 是输入的模拟量, 计数器中的二十进制数记作 X , 转换后的输出电流是 $I_x = KX$, K 是转换系数。运放 IC_2 的负反馈回路用两组串联二极管限幅。我们假定运放是理想的。运放 IC_1 的输出电压是:

$$U_f = -R_{f1} I_x = -R_{f1} KX \quad (4-34)$$

运放 IC_2 的输出电压在限幅以前为:

$$U_0 = -R_{f2} \left(\frac{U_x}{R_2} + \frac{U_f}{R_1} \right) = -\frac{R_{f2}}{R_1} \left(\frac{R_2}{R_1} R_{f1} KX - U_x \right) \quad (4-35)$$

显然, 当输出负电压时, 应当增加 X , 输出正电压时, 应当减少 X 。

由图易见, 当 IC_2 的输出电压 U_0 为足够负时, T_1 饱和, T_2 截止, 可逆计数器的 $E_+ = 0$, $E_- = 1$, 计数器进行加法计数, X 将增加; 当 IC_2 的输出电压 U_0 足够正时, T_1 截止, T_2 饱和, 可逆计数器的 $E_+ = 1$, $E_- = 0$, 计数器进行减法计数, X 将减少; 当 IC_2 的输出电压 U_0 在0附近时, T_1 和 T_2 都截止, 可逆计数器的 $E_+ = E_- = 1$, 计数器停止计数。

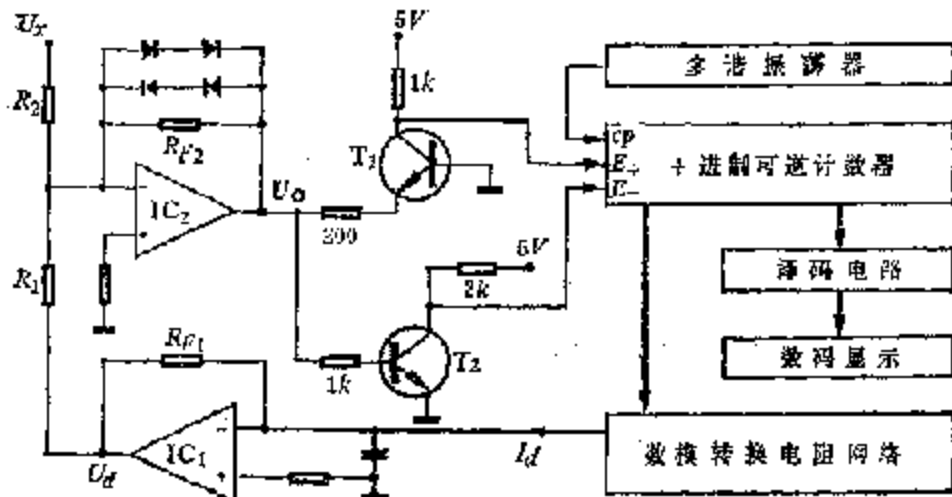


图 4-46 模数转换原理图

因此，在平衡时：

$$U_x = \frac{R_2}{R_1} R_{f1} K X \quad (4-36)$$

适当选择和调节电阻，我们很容易达到 $U_x = X$ ，这就是用数字把模拟电压 U_x 的伏特数显示出来。当 U_x 变化时， X 随着改变，所以称为随动方法。 $1C_1$ 的反相输入端用一个小电容接地是为了减少计数器中各个触发器翻转时间不一致发生的 I_d 波动。

多谐振荡器的频率只影响模数转换的速度，对于转换精度没有影响，因此不需要很稳定的频率。图 4-47 是由四个非门组成的多谐振荡器，电容 C 给 G_1 和 G_2 提供一个正反馈回路，门 G_3 提供一个负反馈回路，门 G_4 使输出端与振荡器隔离，提高振荡器的稳定性。这个电路自行起振毫无困难，上升和下降沿都很好。当 $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ ， C 由 $0.001\mu F$ 到 $1\mu F$ 时，频率可由数百赫到数百千赫，完全适合这里的用途。

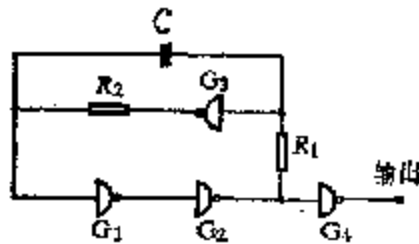


图 4-47 四个非门组成的多谐振荡器

习 题

- 4-1 脉冲有哪些主要参数？
- 4-2 电容负载对脉冲波形有什么影响？ RC 分压电路的原理和优点是什么？
- 4-3 脉冲微分电路的原理是什么？矩形脉冲经过微分电路的波形怎样？
- 4-4 试述计数器电路的原理。如果计数率在每秒 $0 \sim 10000$ 次的范围内，脉冲幅度为 $5V$ ，

$C_2 = 300\text{pF}$, $R = 100\text{k}\Omega$, 问输出电压在什么范围?

4-5 为什么脉冲交流传输时需要箝位电路?最大幅度为 5V 的负脉冲,要求传输后不出现负电势,箝位电路应如何设计?

4-6 什么是反相器?直接耦合和交流耦合电路有何区别?交流耦合反相器在什么情况下产生亚稳态脉冲?

4-7 说明差分鉴幅电路的工作原理。

4-8 射极耦合的施密特触发器的两个转换电压怎样计算?什么是回差?有何优缺点?

4-9 用集成运放组成施密特触发器,要求两个转换电压分别为 2V 和 2.2V ,设 $U_{\text{sat}} = -U_{\text{sat}} = 12\text{V}$,问 R_1 、 R_2 和 U_{ref} 应选取多大较为适当?

4-10 试述多谐振荡器的工作原理,用运放设计一个产生 3kHz 正弦的多谐振荡器。

4-11 用运放设计一个产生 3ms 延时脉冲的单稳电路。

4-12 试述单管张弛振荡器的工作原理。

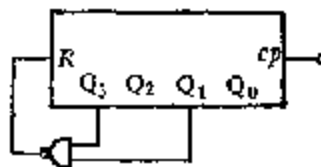
4-13 基本逻辑运算有那几种?如何规定?用什么电路实现?

4-14 集成门电路有些什么基本类型?主要性能指标是什么?

4-15 试述 T_0 、 T^1 、 D 和 JK 触发器的逻辑功能。

4-16 试述二进制计数器的工作原理。

4-17 试述十进制计数器的工作原理,本题附图的十进制计数器的工作为什么不稳定?(原先的二进制计数器为 CP 后沿翻转)



习题 4-17 附图

4-18 什么是数模转换?权电阻转换网络的基本原理是什么?

实验一 不同电路对脉冲传输的影响

目的:

- 1) 通过实验,进一步了解各种电路的性能;
- 2) 利用双踪示波器观察矩形脉冲通过电容负载电路、微分电路、串联和并联削波电路和限幅电路前后的波形。

实验二 施密特电路的研究

目的:

- 1) 通过设计和安装一个施密特电路,进一步了解施密特电路的工作原理;
- 2) 利用双踪示波器观察比较各种幅度脉冲通过该电路的情况。

实验三 多谐振荡器的研究

目的:

- 1) 通过设计和安装运放多谐振荡器,进一步了解多谐振荡器的工作原理;
- 2) 观察改变电阻、电容时波形和频率的变化,并与计算值比较。

实验四 单结管振荡器的研究

目的:

- 1) 设计并安装一个单结管张弛振荡器;
- 2) 改变射极连接的电容的充电电流, 观察振荡的条件;
- 3) 观察射极 e 和基极 b_1 的波形。

实验五 触发器的研究

目的:

- 1) 了解用与非门组装的直接控制的RS触发器、简单的钟控触发器、主从式 T 、 T' 和 JK 触发器的逻辑功能;
- 2) 进一步了解各种触发器的特点。

实验六 可逆计数器

目的:

- 1) 设计和安装一个四级二进制可逆同步计数器;
- 2) 通过观察输入输出波形, 了解可逆计数器工作情况。

实验七 D/A 转换电路

目的:

- 1) 用权电阻网络和运放组装一个二位十进制的 D/A 转换电路;
- 2) 了解 D/A 转换电路的工作原理;
- 3) 了解并观察输出模拟电压和输入数字量的关系。

第五章 整流电路与直流稳压电源

直流稳压电源是电子设备中不可缺少的组成部分。随着科学技术的发展，电子工业为现代医学提供的各种电子仪器，正向着高精度、高稳定性和高可靠性的方向发展，对电源部件提出了更高的要求。近几年来集成化稳压电源的发展很快，它使电子设备的小型化、降低成本和提高可靠性易于实现，因而受到极大重视。

直流稳压电源主要由整流、滤波和稳压电路组成，前者是将交流电变为直流电，后者是在电网电压波动或负载电流变化时能自动维持输出的直流电压恒定，其工作过程可用图 5-1 说明。

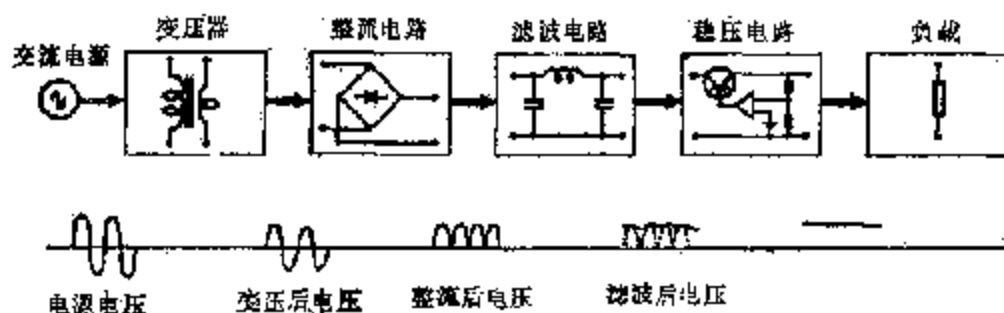


图 5-1 直流电压稳压过程

本章将在简要介绍整流、滤波电路后，着重从串联型的稳压电路讨论稳压原理和一些常用集成化稳压电源的应用实例。另外还将介绍医学电子仪器中常见的直流-直流变换器。

第一节 整流和滤波

整流是利用二极管的单向导电性把交流电变为脉冲直流电的过程。滤波则是利用电容、电感对直流电和交流电所呈现不同阻抗的特点，消除脉动电流的交流成分。

一、半波整流

图 5-2 是单相半波整流电路及其波形，它是把晶体二极管 D 和负载 R_L 串联起来，接到变压器的次级线圈 AB 两端，其电压的瞬时值为

$$U_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \quad (5-1)$$

式中 U_2 是次级线圈正弦交流电压的有效值，变压器原线圈接交流电源。根据二极管的单向导电性，设在交流电的正半周，A 点电势比 B 点电势高，二极管 D 受正向电压作用而导通，产生通过 R_L 的电流 I_L ，在 R_L 上的电压为 U_L ， i_L 和 U_L 的波形与 U_2 相似。在交流电负半周，AB 两点电势倒置，二极管截止，所以输出端是一个单向脉动的直流电。这种电路只利用电源电压的半个周期，因而称为半波整流。由于负载电压 u_L 是一个半波脉动电压，在整个周期内，负载电压的平均值为

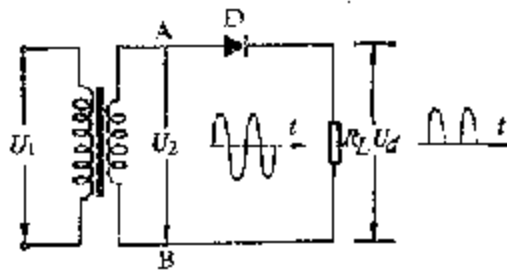


图 5-2 单相半波整流电路

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d(\omega t) \\
 &= \sqrt{2} \frac{2}{\pi} U_2 \approx 0.45 U_2
 \end{aligned} \tag{5-2}$$

半波整流电路简单，但输出直流电压不到电源电压有效值的一半，脉动程度大，整流效率低，不适用于医学检测仪器

二、全波整流

图 5-3 是由两个半波整流电路组成，这样就可以利用交流电的每一个半周，故称为全波整流。变压器的次级线圈具有中心抽头， U_{2a} 和 U_{2b} 两部分电压大小相等，位相差为 180° ，其整流原理是在电源电压的正、负半周时，二极管 D_1 、 D_2 轮流导通，负载 R_L 上

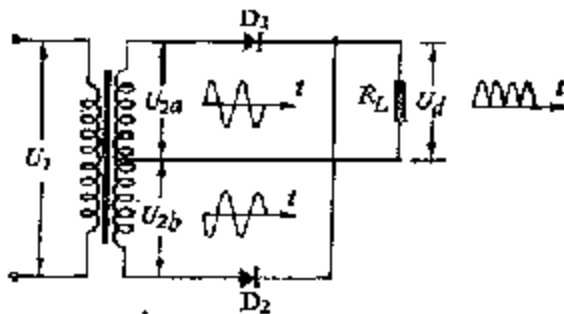


图 5-3 全波整流电路

总有同一方向的电流通过，变压器的中心抽头构成闭合回路，输出电流和电压波形是相同的，在 R_L 上得到的平均值 U_d 为半波整流的两倍，即

$$U_d \approx 0.9 U_2 \tag{5-3}$$

式中 U_2 是 U_{2a} 或 U_{2b} 的有效值，它只是副线圈中全部电压有效值的一半。

由于流经每个二极管的电流平均值只有负载电流的一半，而二极管 D_1 （或 D_2 ）导通时， D_2 （或 D_1 ）所承受的最大反向电压等于变压器次级线圈的全部电压，它等于输出直流电压最大值的二倍。

这种电路的输出电压比较高，电流比较大，而且脉动减少了。它的缺点是变压器次级绕组匝数增加一倍，两个次级线圈中只有半个周期有电流通过，变压器的利用率不高，而且每个二极管承受的反向电压亦较大。

三、桥式整流

图 5-4 是四个二极管连接成电桥形式，称为桥式整流。设电源变压器的次级绕组电压为 U_2 ，正半周时，A 点电势比 B 点电势高， D_1 、 D_3 导通， D_2 、 D_4 截止，导电回路为 $A \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_3 \rightarrow B$ 。负半周时，B 点电势比 A 点高，导电回路为 $B \rightarrow D_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow A$ 。所以在一个周期内 D_1 、 D_3 和 D_2 、 D_4 轮流导通和截止，而流过 R_L 的电流方向不变。输出波形和整流电压平均值为 U_d 与全波整流电路相同。不同点是桥式整流电路的变压器次

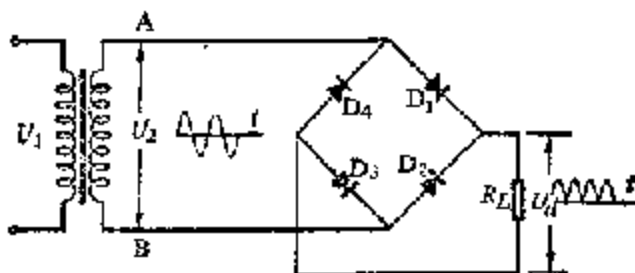


图 5-4 桥式整流电路

级绕组不需要中心抽头，匝数减少一半，正、负半周都有电流通过，变压器的利用率提高了，虽然需要四只二极管，但是每只二极管承受的最大反向电压小了一半。总起来看优点比较多，所以得到广泛的应用。

四、倍压整流

前面介绍的几种整流电路，其输出电压都低于变压器次级绕组的电压，但在实际应用中，有些电子仪器需要高电压小电流供电。在这种情况下，可采用倍压整流电路，其工作原理可用图 5-5 说明。当 U_2 为正半周时，A 点电势高于 B 点电势， D_1 导通， D_2 截

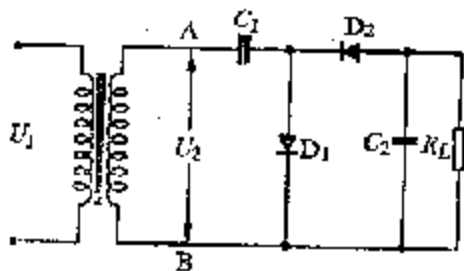


图 5-5 倍压整流电路

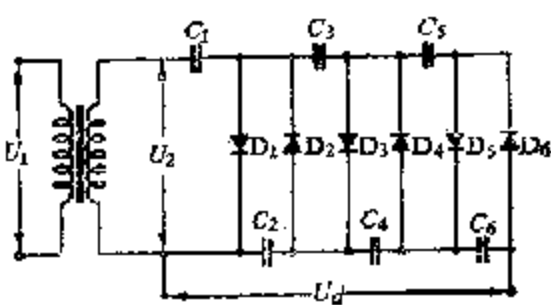


图 5-6 六倍压整流电路

止，电流向电容 C_1 充电，导电回路是 $A \rightarrow C_1 \rightarrow D_1 \rightarrow B$ ，如忽略 D_1 的正向压降， C_1 的最大电压近似为 $\sqrt{2} U_2$ 。当 U_2 为负半周时，B 点电势高于 A 点电势， D_1 截止， D_2 导通，此时 U_2 与电容 C_1 的已充电电压叠加起来对 C_2 充电，导电回路是 $B \rightarrow C_2 \rightarrow D_2 \rightarrow C_1 \rightarrow A$ ，忽略 D_2 的正向压降和 C_1 放电的电势降落， C_2 的最大电压近似为 $2\sqrt{2} U_2$ ，当输出电流很小时，其电压平均值 U_d 可认为是

$$U_d \approx 2\sqrt{2} U_2 \quad (5.4)$$

这时 D_1 所承受的最大反向电压也是 $2\sqrt{2} U_2$ ，如再接一个二极管和一个电容器，或

多个二极管和电容器，就可获得三倍压、多倍压的整流电路，而每只二极管所承受的最大反向电压，基本上仍是 $2\sqrt{2}U_2$ ，除了 C_1 的耐压等于 $\sqrt{2}U_2$ 外， C_2 、 C_3 等的耐压都是 $2\sqrt{2}U_2$ ，见图5-6。

这种电路的优点是可以从低电压的交流电源获得很高的直流输出电压，降低了变压器次级绕组绝缘层、电容和二极管的耐压要求。但当负载电流较大，即 R_L 较小时，由于和负载并联的那只电容放电的速度远远大于充电的速度，电容上的电压不易保持，使输出电压迅速下降，而且脉动程度也较大，故它只适用于高电压、小电流的电子仪器。这种电源特别适用于小功率激光器，因为它在激光管未导通时有较高电压使它启辉，导通后电压迅速降低，使用安全，工作可靠。

五、滤波电路

整流电路可以把交流电转变为单一方向的脉动电压和电流，但脉动程度较大，不能满足电子仪器的供电要求。因此，常在整流电路的后面加一级滤波电路，它的作用是将脉动电流中的交流成份滤掉，以获得平滑的直流输出。常用的滤波电路有电容滤波、电感滤波和 π 型滤波等。

1. 电容滤波 图5-7(a)是电容滤波电路，从阻抗观点看，电容对交流成份的阻抗很小，提供了输出电压中交流成份的通道，使负载上的交流成份减少。从能量观点看，电容在电压高峰期充电，储存能量，在电压下降时，对负载放电，使负载上经常有比较平滑的电压和电流。全波或桥式整流电路在一个周期内电容的充放电次数比半波整流多一倍，充放电时间缩短，故输出电压的波形更加平滑。为了使滤波效果较好，滤波电容要求较大，一般常用到几百到几千微法。

2. 电感滤波 图5-7(b)是电感滤波电路，它的原理是电感元件在负载电流增加时，产生与电流方向相反的电动势，以减少电流增加的速度，在电流减少时，产生与电流方向相同的电动势，延缓电流减少的速度。这就是说，电感元件对交流成份有很大阻抗，使负载电流的脉动程度减小，从而得到一个较平滑的直流输出电压。从能量观点看，电感元件在电流高峰时，储存了磁场能量，在电源电压下降时，这个能量又转化为负载上的电能，使输出电流比较平滑。

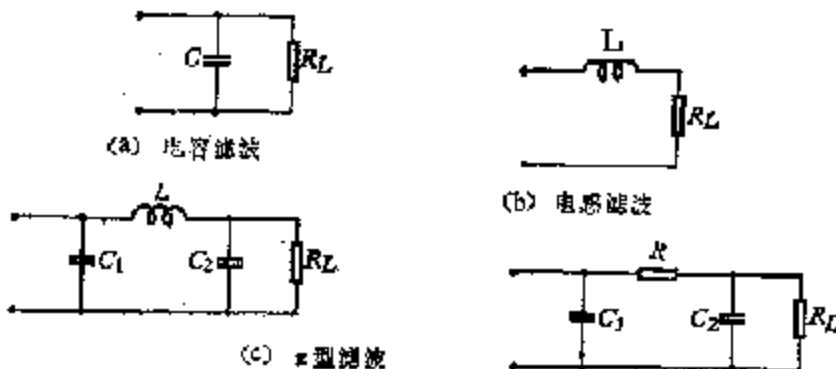


图5-7 几种常见的滤波电路

3. π 型滤波 这种滤波可看成是由二个电容滤波和一个电感滤波组成，如图5-7(c)，整流输出先经 C_1 滤波，再经 L 和 C_2 滤波，因此滤波效果更好。由于电感元件较为

笨重，且价格较高，在实际应用中，常用一个电阻 R 来代替电感 L ，组成 RC 的 π 型滤波器。

4. 纹波系数 上面介绍的各种整流电路和滤波电路，由于其整流和滤波效果各不相同，所以输出电压或电流除了直流成份外，还包含有交流成份。交流成份中含有各种不同的谐波，而且其幅值也不一样，半波整流的一次谐波最大，全波整流的一次谐波消灭，二次谐波最大。谐波次数愈高，幅值愈小。整流和滤波后的输出电压或电流的脉动程度，用纹波系数 γ 表示，其定义是

$$\text{纹波系数 } \gamma = \frac{\text{负载上交流分量的总有效值}}{\text{直流分量}}$$

纹波系数越小，输出的电压或电流就越平滑。

第二节 串联式晶体管稳压电路

经过整流和滤波以后，虽然能够把交流电转变成比较平稳的直流，但纹波仍然相当大，而且交流电网电压的波动和负载电流的变化，都会引起输出直流电压的变化。为了解决这个问题，通常在整流滤波之后增加稳压电路。在第一章中已讨论过硅稳压管的稳压电路，这种电路的优点是结构简单、经济，但由于受到稳压管的稳定电压、最大稳定电流等参数的限制，使输出电压不能任意调节，输出电流的变化范围较小，稳定精度不高。在要求输出电压可调、输出电流变化较大和稳定度较高的场合，采用串联式晶体管稳压电路，可得到较好的效果。

一、简单的串联式稳压电路

稳压管稳压电路，实际上是通过并联于负载两端的稳压管中电流的变化，引起调整电阻 R 上电压降的变化来达到稳压作用的。如果用一个可变电阻取代调整元件，并将它与负载串联，如图 5-8 (a) 所示，当输入电压 U_i 或输出电流 I_o 发生变化而引起输出电

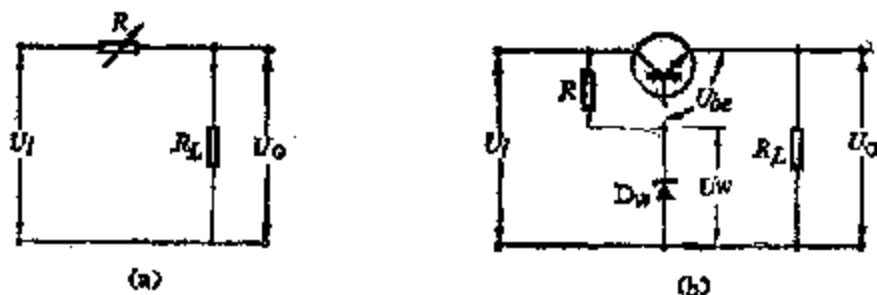


图 5-8 简单的串联稳压电路

压 U_o 变化时，可变电阻的阻值也相应的自动改变，从而保持输出电压的稳定，这就构成了串联式的稳压电路。由于晶体管的基极电流对集电极电流具有控制作用，这就使它具有一个可变电阻的性质，因此用它作调整电阻，可以实现稳压的目的。图 5-8 (b) 是一个简单的串联式稳压电路，它用三极管代替可变电阻 R 作为调整元件，叫做调整管。电阻 R 和稳压管 D_w 组成简单稳压电路，连接到调整管的基极，使基极电压 U_b 保持稳定，此稳定电压就是稳压管的稳定电压 U_w ，称为参考电压或基准电压。这个电路可看成是由一个射极跟随器来输出稳压管所稳定的电压，称为射极输出式稳压电路，其输出电

压为 $U_{ce} = U_{ce1} + U_{ce2}$ 。由于基射压降 U_{be} 是比较稳定的，电源电压的变化只引起集射电压 U_{ce} 发生改变，而输出电压则几乎不受影响。同样地，负载电流的变化也只引起 U_{ce} 的很小改变。因此，调整管工作在正常放大区，稳压管工作在稳压范围内，这种电路与简单稳压管稳压电路的效果相同，但因三极管的射极电流可以比稳压管的工作电流大很多，所以这种电路可提供较大的负载电流。

二、常用的串联式稳压电路

上面讨论的简单串联式稳压电路，由于 U_{ce} 和 U_{ce2} 在电源电压改变或负载电流改变时，还会发生微小变化，稳压性能不够理想，而且输出电压不能调节，为此常采用带有放大环节的稳压电路。图 5-9 是带有放大环节的串联式稳压电路，主要由四部分组成。

(1) **取样电路** 由 R_1 、 R_2 和 R_w 组成分压器，将输出电压 U_o 取出一部分作为反馈电压加到放大管的基极，电位器 R_w 是调节输出电压用的。

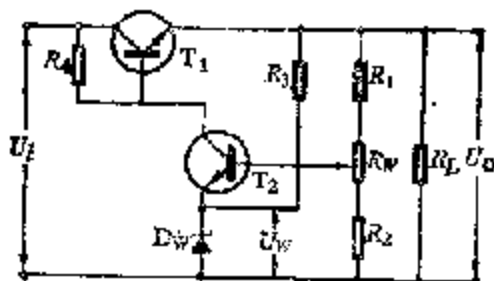


图 5-9 带有放大环节的串联式稳压电路

(2) **基准电压电路** 由稳压管 D_w 和 R_3 组成基准电路，从电路中取得稳定性较好的直流电压，将它作为参照标准，同时也使 T_2 得到合适的工作点。

(3) **比较放大器** 放大器由 T_2 、 R_1 组成，其中 T_2 起放大作用， R_1 是集电极负载电阻。放大器的作用是把取样电压相对于基准电压的变化量加以放大后去控制调整管 T_1 ，以提高控制的灵敏度。

(4) **调整环节** 由工作于线性区的功率管 T_1 来担任调整管，它的基极电流受放大器输出信号的控制，电路的稳压原理是当电网电压 U_i 上升引起输出电压 U_o 升高时，取样电路 R_2 上的电压 U_{R2} 跟着增加，由于稳压管 D_w 两端电压 U_w 可认为不变，所以 U_{R1} 也随之增加， I_{R1} 的增加引起 I_{R2} 的增加，因而集电极电压 U_{ce2} 减小，又因为 $U_{ce2} = U_{ce1}$ ，所以引起 I_{ce1} 的减小，使 T_1 的管压降增加，这样就可以起到调整 U_{ce1} 的作用，使输出电压 U_o 不能上升，达到稳压的目的。电网电压 U_i 降低时稳压过程则相反，结果使 U_o 也随下降，而维持 U_o 基本不变。负载电阻和电流发生变化时，同样的调节过程维持 U_o 基本不变。

总之，从上面分析可见，所谓稳压，实际上就是用输出电压的不稳定量与基准电压比较，并且放大后去控制调整管，以达到稳定输出电压的目的。由于这种电路包含有放大器，使输出电压的微小变化能控制调整管管压降较大的变化，故稳定度比图 5-8 (b) 中的简单稳压电路提高很多。

三、改进的串联式稳压电路

上面介绍的串联稳压电路是最基本的电路，采取多种改进措施可以提高稳压效果。现在介绍两种主要措施，如图 5-10 所示。这里先用 T_1 和 T_2 组成复合管代替图 5-9 中的调整管，增大 β 值 ($\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$) 和输出电流的能力，然后用 T_3 和 T_4 组成差分放大器

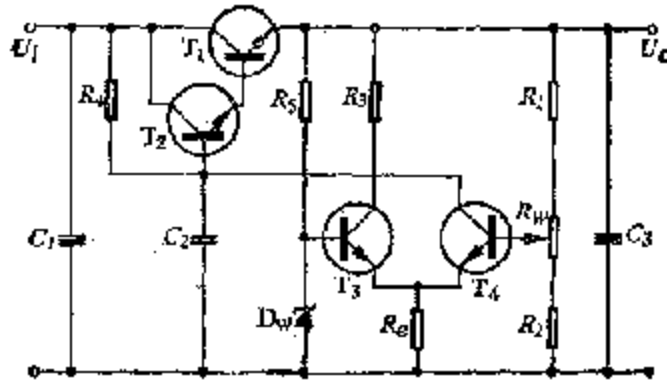


图 5-10 改进的串联式稳压电源

代替图 5-9 中的单管放大器。此外还增加了滤波电容 C_1 、 C_2 和 C_3 ， C_2 在基极滤波，效果更为显著。

这个稳压电源的工作原理是这样的，当输出电压过高时，取样电压高于稳压管的基准电压， T_4 的集电极电流增加，复合调整管的基极电流减少，使输出电压回落。输出电压下降时，调节过程则使它回升。用差分放大器代替单管放大器的优点很多，首先是复合调整管中的基流不再通过稳压管，使它的工作电压不受给出电流的影响，同时差分放大器可以减少温度漂移。

串联式稳压电路还可以采取很多改进措施，用恒流源代替 R_4 可以减少输入电压波动的影响，用恒流源代替 R_6 可以增加差分放大器的差模放大倍数和减少温度漂移。另外用一个辅助电源给差分放大器的集电极供电，在输出电压与取样电压相差不大时，可提高差分管的集射电压。更为主要的改进措施是补偿基准电压的温度漂移。这些措施不准备详细讨论了。

四、稳压电源的保护电路

稳压电源中经常采取一些保护措施，避免在负载电流过大或输出短路时被烧毁。图 5-11 是一个典型的保护电路，它还是很多集成稳压器中的组成部分。为了清晰起见，差分放大电路用运放的符号表示，调整管和基准电压电路以及滤波电容都没有画出来。这个电路有两种保护作用，第一是在正常工作对限制输出电流，第二是在输入与输出电压相差过大时（这通常是输出被短路），减少输出电流，以免调整管因消耗功率过大而被烧毁。

下面先讨论限流保护作用，这时 U_1 与 U_0 相差较小， D_w 截止， R_5 没有电流通过。负载电流从 R_3 通过，它是电流取样电阻，调整管也通过 R_4 向限流晶体管 T 提供微量基流，使它处于接近截止的状态。当负载电流较大时， R_5 的压降增大，表流管 T 的基极电

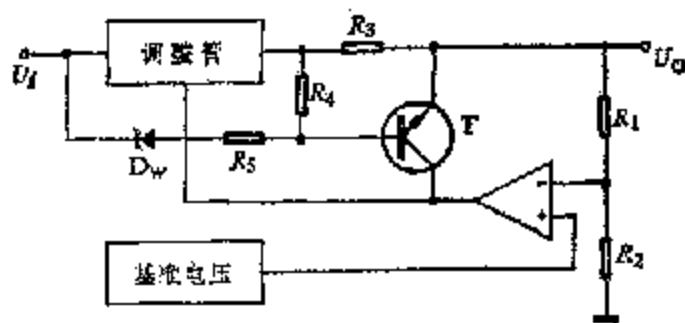


图 5-11 稳压器的保护电路

流增加，它的集电极电流夺走了调整管的一部分基流，使负载电流不能再增加。最大负载电流 I_m 可以这样估计，限流晶体管充分导通时的基射压降约为 $0.6V$ ，所以

$$I_m \approx 0.6/R_3 \quad (5-5)$$

当 R_3 的单位为 Ω 时， I_m 的单位为 A 。当负载电阻过于小时，输出电压将下降，使负载电流不超过 I_m ，这时稳压器失去了稳定输出电压的作用。

现在讨论减流保护作用，当 U_i 与 U_o 相差较大时，稳压管 D_w 导通， U_i 通过 D_w 和 R_5 向限流晶体管 T 提供基流，它的集电极电流夺走调整管的全部基流，调整管处于截止状态。这时限流晶体管的基射压降是由 U_i 通过 D_w 、 R_5 向 R_1 和 R_2 提供的电流来维持的。因此，当输入电压和输出电压相差过大时，例如输出短路，输出电压反而减少，这样就起到了减流保护作用。

五、稳压电源的主要性能指标

使用稳压电源时要了解它的性能，衡量稳压电源性能的指标有特性指标和质量指标两种，前者是指明使用范围，后者则表明稳压质量的好坏。

1. 稳压电源的特性指标

(1) 输出电流 I_o ：输出电流的大小决定于调整管的最大允许功耗

$$P_{max} \geq I_o (U_{i,max} - U_{o,min}) \quad (5-6)$$

式中 $U_{i,max}$ 是输入电压的最大值， $U_{o,min}$ 是输出电压的最小值，这是调整管的最大可能压降。在使用稳压电源时不应过载。

(2) 输出电压的调节范围：从图 5-9 中得知输出电压

$$U_o = \frac{R'_1 + R'_2}{R'_2} (U_w + U_{o,s}) \quad (5-7)$$

式中 R'_1 是 R_1 加上电位器 R_w 动点上边电阻值， R'_2 是 R_2 加上 R_w 动点下边电阻值。因为 U_w 一般比 $U_{o,s}$ 大很多，所以上式可写成

$$U_o \approx \frac{U_w + U_{o,s}}{\frac{R'_1 + R'_2}{R'_2}} \approx \frac{U_w}{\pi} \quad (5-8)$$

式中 $n = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ，称为分压比。由于 n 的大小可以通过 R_w 调节，因此输出电压由 n 和基准电压 U_w 决定，当 U_w 选定时，分压比 n 的调节范围为：

$$n_{\max} = \frac{R_2 + R_w}{R_1 + R_2 + R_w} \quad (5-9)$$

$$n_{\min} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_w} \quad (5-10)$$

式中 R_w 是电位器的电阻值。一般 $n = 0.4 \sim 0.8$ ，于是得到输出电压的调节范围是

$$U_{\max} = \frac{U_w}{n_{\min}}$$

$$U_{\min} = \frac{U_w}{n_{\max}}$$

由于 n 就是参考电压波动量与输出电压波动量的比值， n 值不可取得太小，否则稳压效果是不好的。

2. 稳压电源的质量指标

(1) **稳定性**：又叫电压调整率或稳压系数。在负载电流和环境温度保持不变的情况下，由于电网电压 U_i 的变化引起输出电压 U_o 的相对变化的比值，用 s 表示，即

$$s = \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta U_i / U_i} \quad (5-11)$$

一般稳压电源的电压调整率 $s = 10^{-2} \sim 10^{-4}$ 。 s 的大小反映电网电压的变化影响输出电压变化的程度。 s 愈小，稳压电源的稳定性能愈好，它是衡量稳压电源质量好坏的重要指标。

(2) **输出电阻 R_o** ：它是表示在电网电压和环境温度不变的情况下，由于负载电流的变化 ΔI_o 引起输出电压的变化 ΔU_o 的比值，即

$$R_o = \left| \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \right| \quad (5-12)$$

R_o 的大小反映负载电流发生变化时，输出电压维持恒定的能力。 R_o 愈小，说明负载电流的变化对输出电压的影响愈小。由于 ΔI_o 与 ΔU_o 的变化相反，故 R_o 取绝对值。

R_o 的测定方法 将稳压电源的输入电压保持不变，输出端接规定负载电流的负载 R_L ，然后改变 R_L 值，观测负载电流的变化量 ΔI_o 和相应的输出电压的变化量 ΔU_o ，由 (5-12) 式可求得稳压电源的输出电阻。

(3) **最大纹波电压**：稳压电源输出电压中带有交流电压成份，称为纹波电压。纹波电压的大小是用来衡量整流、滤波和稳压等部分的综合滤波效果，纹波电压愈小愈好，一般稳压电源的最大纹波电压在毫伏的数量级。

(4) **温度系数 K_T** ：当电网电压和负载电流都保持不变时，由于环境温度的变化 ΔT ，引起输出电压的漂移 ΔU_o ，用温度系数来表示，即

$$K_T = \frac{\Delta U_o}{\Delta T} \quad (5-13)$$

它是用来衡量温度变化对输出电压的影响程度。

第三节 集成稳压电源

集成稳压器就是把稳压电路中的大部分或全部元件制作在一块基片上，形成一个完整的电路。采用集成稳压器可以改善性能、提高可靠性，并且促进电子设备的小型化和轻量化。现在生产的集成稳压器可分为单片（半导体）集成电路和混合集成电路两种，国内大多数产品是单片集成电路。由于集成电路内部不能制作大容量的电容器，所以滤波电容总是在外部连接的。采用集成稳压器制成的直流电源称为集成稳压电源。

一、三端集成稳压器

三端集成稳压器是最简单的稳压器，它有三条引出线，外形与晶体三极管相似。7800系列的工作原理与图5-10的电路基本相同，只是增加了补偿温度漂移的措施，改进了灵敏度和稳定性，并且增加了限流保护电路。它的三条引出线与图5-10中的输入电压 U_i 、输出电压 U_o 和公共地线完全对应。7900系列是稳定负电压的三端集成电路，工作原理与7800系列相似。图5-12(a)是7800系列的典型应用电路，图5-12(b)是用7800系列与7900系列结合，同时给出正、负电压的典型应用电路。它们的滤波电容都是在外接连接的，它们的输出电压不能调节。

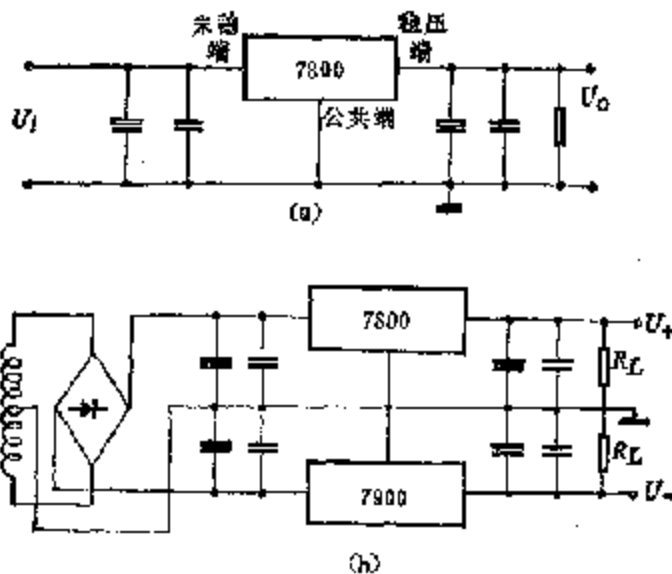


图 5-12 三端集成稳压器的典型应用电路

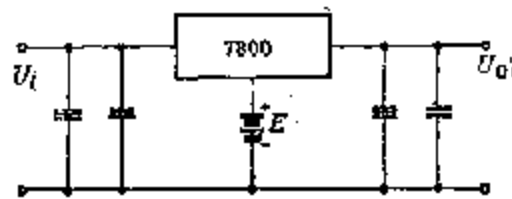


图 5-13 改变输出电压的原理

三端稳压器附加一些外部电路就可以获得连续可调的输出电压，设三端稳压器在图 5-12 的电路中的输出电压是 U_s ，当按照图 5-13 连接时，输出电压就是 $U_s + E$ ，当然输入电压必须大于 U_s ，否则稳压器就失去控制作用。图 5-14 (a) 是获得连续可调电压的实际电路，由图可见：

$$U_o = U_s + E \quad (5-14)$$

$$E = U_s + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s \quad (5-15)$$

从这两个式子得到：

$$U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (U_s + U_{1s}) \quad (5-16)$$

为了获得小于 U_s 的输出电压， E 必须为负值，因此需要用负的输入电源 $-U_{1s}$ 。图 5-14 (b) 是一个获得在大范围内可调的输出电压的实际电路，图中从 $\pm U_{1s}$ 引到运放两侧的电源线是运放的电源线。从运放两个输入端电压相等的条件得到：

$$E + \frac{R_3}{R_3 + R_4} (U_o - E) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s$$

由此得到：

$$E = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_2 (R_1 + R_2)} U_s \quad (5-17)$$

可见运放的输出电压 E 可为正值或负值，代入 (5-14) 式得到：

$$U_o = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_s \quad (5-18)$$

当然， U_s 总是正电压，而且 U_{1s} 必须大于 U_s 。

三端稳压器由于使用方便，价格低，深受欢迎，在医疗仪器中也获得日益广泛的应用。

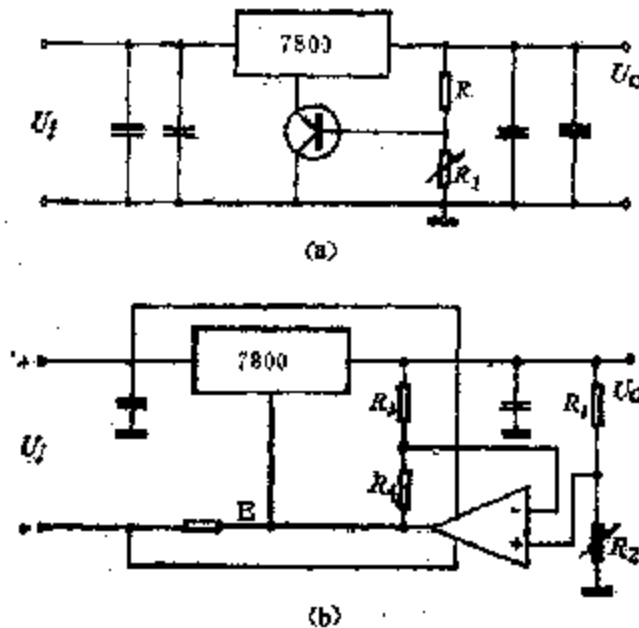


图 5-14 用三端稳压器组成连续可调稳压电源

二、5G11 集成稳压器

这是一种应用很广的集成稳压器，它有十个引出端，因此使用起来也就比较灵活，而且性能有了很大改进。这种稳压器的内部电路虽然比较复杂，但它的基本原理是与图 5-10 和图 5-11 相同的，因此这十条引出线的作用都可用这两个图的相应位置来说明。这种对应关系由图 5-15 给出， T_1 和 T_2 是调整管， T_3 是限流管。应当说明，5G11 的内

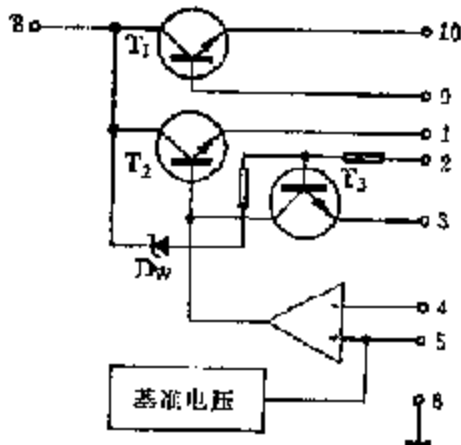
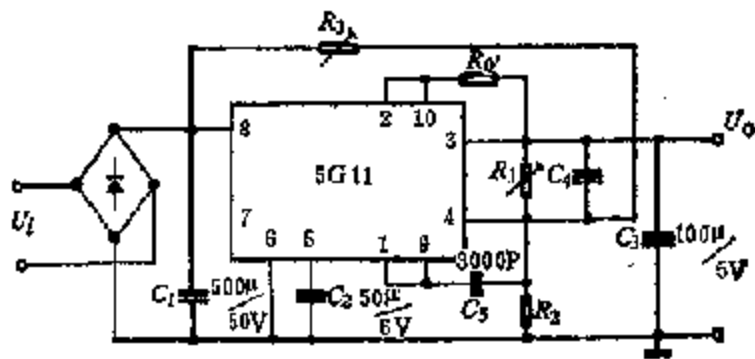
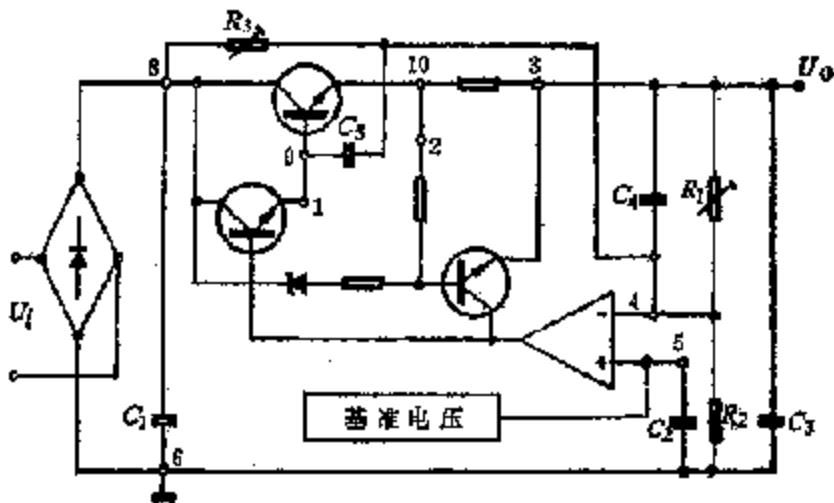


图 5-15 5G11 集成稳压器的引出端示意图



(a) 连接图



(b) 模型电路

图 5-16 5G11 的典型接法

部电路与这个图是不同的，而且在这个图中没有对应于引出端 7 的位置，这个引出端悬空或与 6 短接时不起作用，当它比公共端 6 高出 $2U_{ce}$ ，而且能够提供足够基流时，稳压电路失去控制作用，输出电压约等于输入电压。分压电阻和限流电阻都在稳压器外部连接。

图 5-16 是 5-11 (a) 集成稳压器的典型连接方法；(b) 是分立元件的简单模型电路。图中 R_1 和 R_2 是电压取样电阻， R_3 是限流取样电阻， R_3 的作用是把电源电压的波动更快传输到比较放大器，电容 C_1 是把输出电压的波动更快传输到比较放大器， C_1 、 C_2 和 C_3 就是图 5-10 中的滤波电容， C_3 是为了消除振荡而连接的。

这种集成稳压器的性能优良，使用方便，输出电压大约可在 3.5~24V 的范围内任意调节。

三、W723 稳压器

这是一种应用广泛的集成稳压器，它的输出电压可在 2~37V 的范围内调节。通常使用的引出线有十条，图 6-17 给出了它们与图 5-11 中电路相对应的位置。当然，W723 的内部线路是与这个图不同的。

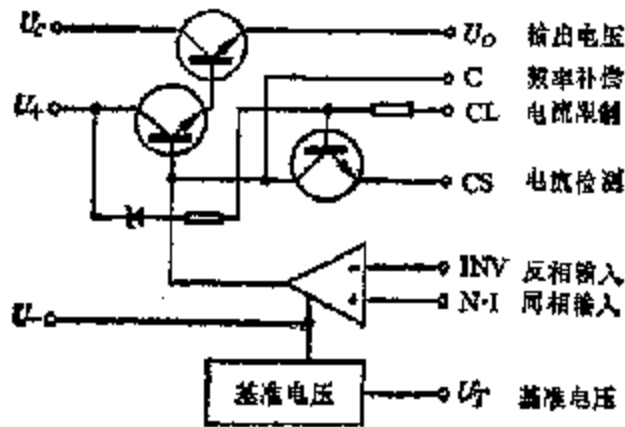


图 5-17 W723集成稳压器引出端示意图

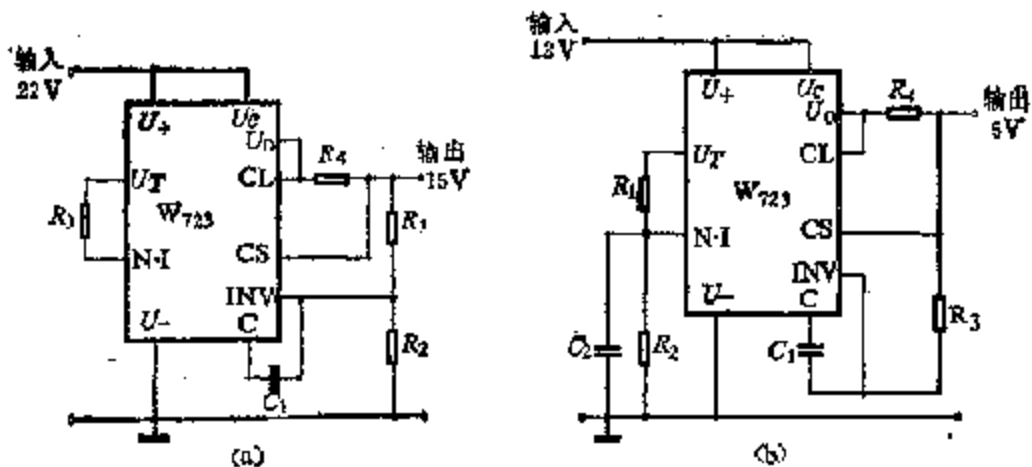


图 5-18 使用W723作为稳压电源的两种典型接线方法

W723的基准电压约为7V，图5-18是它作为稳压电源时的连接方法，图5-18(a)是输出电压大于7V的连接方法，电阻 R_2 的引入是为了使放大器的偏置电流在两端产生的电压大致平衡；(b)是输出电压小于7V的连接方法，基准电压分压后连接到放大器的同相输入端，比较放大器的反相端经电阻 R_2 连接到输出端， C_1 为比较放大器的频率补偿， R_3 用来平衡比较放大器的偏置电流，同时将电容 C_1 与低阻抗输出端隔离。

第四节 直流电压变换器

将直流电压变成各种不同的直流高压的电路叫**直流电压变换器**，这种变换器的需要是多方面的，有的是为了避免公共地线，如在病床和基础医学研究中，仪器产生物体在公共地线时，极易受到50Hz市电的干扰，使仪器不能正常工作；有时为了避免仪器漏电对病人的危害，而采用浮地接法，使前级放大器的零电势与主放大器的零电势（或被测物体的零电势 ϕ ）相隔离。还有些情况是因为工作环境没有或不宜使用交流市电等，因而需要从直流低压获得直流高压。本节讨论的直流电压变换器可以解决上面提出的问题。

直流电压变换器的基本原理是用原有的直流电源给自激振荡器供电，即利用晶体管作为断续开关，控制直流电源的接通和断开，由此产生的高频电压，经变压器变压、高频整流、滤波和稳压，获得所需直流电压，图5-19是直流电压变换器框图。这种变换器广泛应用于各种仪器中的示波管或光电倍增管等高电压小电流器件。直流电压变换器除了解决前面问题外，还有以下优点：由于高频方波电压发生器产生频率（一般在1到几十千赫）比市电（50Hz）频率高，输出变压器的体积、滤波电容的容量和体积、滤波线圈的电感和体积都可以大大减小；电源过载时，方波发生器自动停振，具有电源自动保护作用，所以这种电路得到广泛采用。缺点是内阻较大，输出的高压稳定性较差。

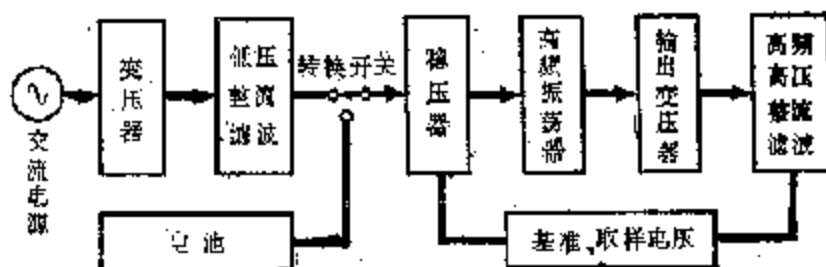


图 5-19 直流-直流变换器方框图

直流电压变换器框图中的交流变压、整流、滤波和稳压的原理如同前述，下面只介绍直流低压变换成高频交流电压及稳压问题。

将直流变成交流的电路称为**直流-交流变换器**，在各种医用仪器中的小功率变换器就是一个晶体管振荡器。图5-20是常用的间歇振荡式变换器的原理图，各部分连接如图所示， U_0 是供给振荡器的直流电源。这个电路与图4-26的自激式间歇振荡器相似，只是采用了两管推挽式，限流电阻 R 连接在射级，并且两管共同。这个电路的工作过程与图4-26中自激式间歇振荡器的差别只在于没有基极电阻和反馈电路中的电容，因为第一个晶体管的截止可以借助于另一个导通管在变压器中产生的感应电动势。由于两管轮流

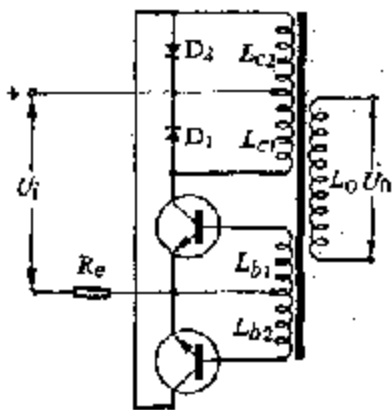


图 5-20 间歇振荡式变换器

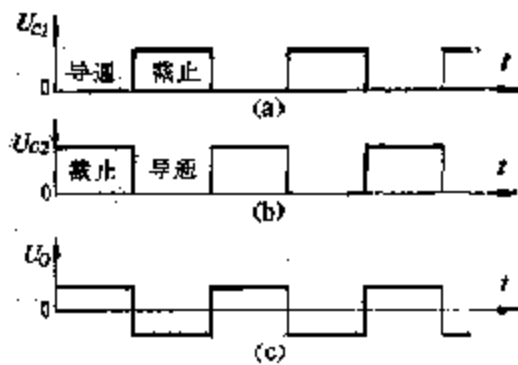


图 5-21 直流-交流变换极振荡波形图

饱和与截止，所以在两管的集电极便形成了方波电压，如图 5-21 (a)、(b) 所示。经变压器耦合作用，在 L_0 也形成了方波交流电压 U_o ，见图 5-21 (c)。再经高频整流、滤波和稳压后，便可得到直流输出电压 U_o 。由于交流频率较高，输出电压在千伏以上时，纹波也很容易由滤波电路削减到数毫伏。为了稳定输出电压，通常从输出端通过一电阻连接到一高压稳压管，另一电阻作为分压器，从一个中间抽头引出，然后分别接到低压电源稳压器中的比较放大器的两测，如图 5-23 所示，图中的两个二极管是在高压电源变化过大时保护比较放大器，低压电源稳压器中另外还要有一个低压稳压管作为它的参考电压。当高压输出升高时，低压电源稳压器使供电的电压降低，振荡减弱，高压输

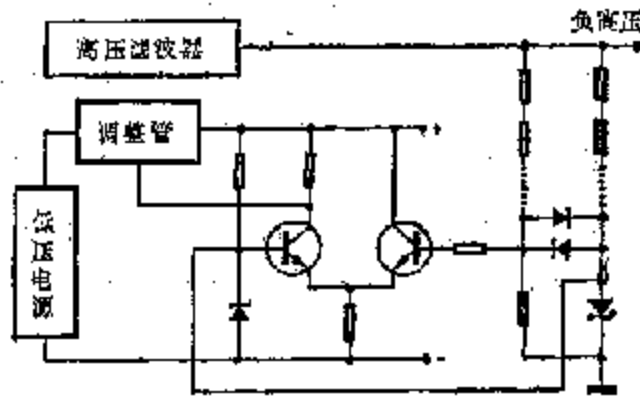


图 5-22 高压输出稳定低压电路原理图

出回降。反之亦然，这样就可使输出电压稳定。为了保证稳定性，高压取样的分压比不能过小，高压稳压管的电压也不能太低，对于大约千伏以上的高压输出，稳压管通常为 100~300V。因此，如果高压有接地端，则整个低压部分处于对地数百伏的电势（正或负的），故必须单独供电。如果使用交流电网，应有单独的副线圈和整流滤波电路。如果是直流供电，则应有一组单独的电池，对地绝缘。这种高压电源在监护病房、手术室和核医学中都很普遍。

图 5-23 是国产 XDXL-3 型心电图示波器电源部分的直流-交流变换电路。输入直流电压为 24V， T_1 、 T_2 和变压器组成直流-交流变换器，工作频率约 4kHz，输出

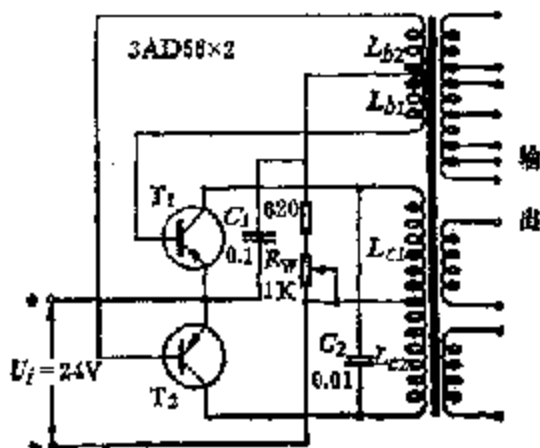
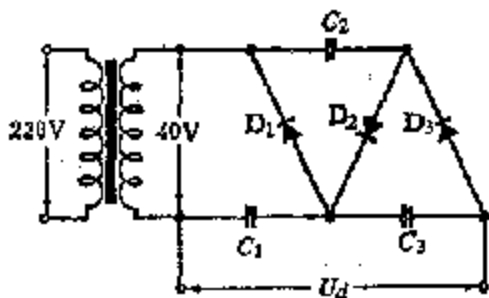


图 5-23 XDXL-3型心电图向量示仪
电源部分直-交流变换电路

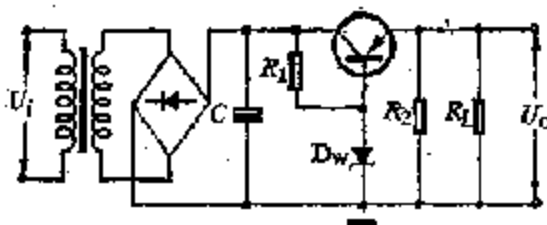
可实现多组供电，电容 C_1 在电路中的作用是使 L_c 的交流信号直接加于晶体管的基极和发射极之间。电阻 R 和电位器 R_w 是偏置电路， C_2 是高频脉冲旁路电容。

习 题

- 5-1, 试简述单相半波整流、全波整流和桥式整流的工作原理，并比较它们的特点。
- 5-2, 有一电阻性负载 R_L ，要求有 6V 直流电压和 80mA 的直流电流供电，若用 (a) 单相半波整流供电；(b) 单相全波整流供电；(c) 单相桥式整流供电，试分别求出电源变压器副绕组电压有效值。
- 5-3, 在桥式整流电路中，若有一个二极管断路，电路会出现什么现象？若有一个二极管短路，电路会出现什么现象？若有一个二极管方向接反，电路会出现什么现象？
- 5-4, 选用 RC 型滤波器，如图 5-7 (c)，已知 $U_1 = 12V$ ， $R_L = 2k\Omega$ ，要求 $U_2 = 8V$ 时，求 R 的数值？
- 5-5, 本题附图是倍压整流电路，试算出每个电容上的最大电压值和极性，并估计 U_0 等于多大？
- 5-6, 附图 5-6 所示的电路，在电源电压升高或降低时，试分析其稳压过程，并标出输出电压的极性。



习题 5-6 附图



习题 5-6 附图

- 5-7, 中频调整型的集成稳压器由哪几部分组成，试分析各部分的作用。
- 5-8, 什么叫直流电压变换器，试简述自激式直流电压变换器的工作原理。

实验一 直流稳压电源参数的测量

目的:

- 1) 了解串联型直流稳压电源的工作原理;
- 2) 学习稳压电源主要参数的意义及测量方法。

第六章 生物医学传感器

随着现代科学技术的迅速发展，生物医学仪器的种类愈来愈多，可以用仪器测量的生物体指标日渐增多。生物医学仪器已成为生物医学研究、诊断、治疗、自动监护等工作中必不可少的手段，是医学现代化的重要支柱。

一般生物医学测量仪器的构成原理，如图 6-1 所示，可分为三个主要部分，即传感器（包括电极和换能器），放大和信号处理部分，显示和记录部分。换能器的功能是把生物体上的非电量待检测信号转换为可供测量的电信号，而电极可在生物体上直接取出生物电信号。但是测量生物体内活性物质浓度的一些电极，并不是直接取得生物电信号，而是需要经过一定变换，例如测量氢离子浓度（pH 值），氧分压（ PO_2 ），二氧化碳分压（ PCO_2 ）等指标所使用的电极。所以有些电极实际也是换能器，故在本书中统一称为传感器。

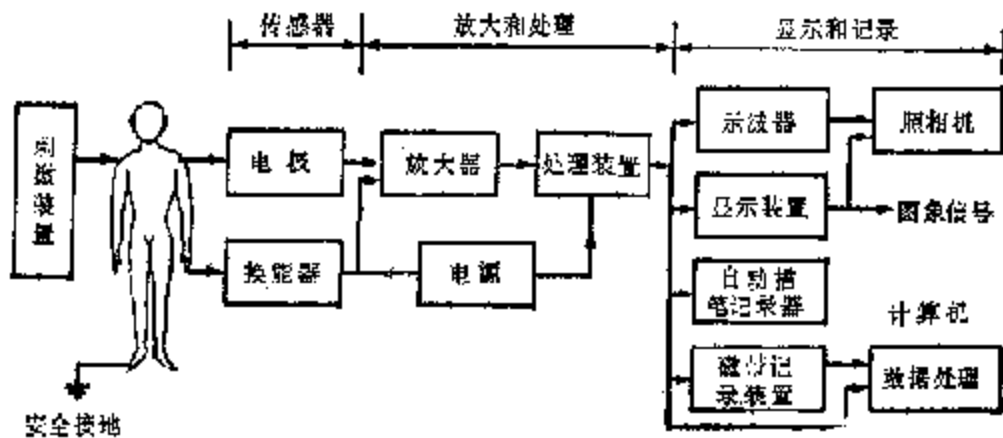


图 6-1 生物医学测量仪器构成原理图

对于测量某项具体的生理指标，选用什么样的传感器，就可大致确定这一仪器的原理及其组合方案。选用的传感器能否准确地转换和测量这个生理指标，这对整个仪器来说是十分关键的问题，所以通常仪器的研制者和使用者对此都非常重视。

在生物医学测量中遇到的指标是十分复杂的，每种指标都具有各自的特点。因此，在设计、购置和使用测量仪器时，应该了解待测指标的特点，特别要知道其幅度与频率范围。这对于选择由什么样传感器和放大器组成的测量仪器，保证测量工作迅速、准确地运行是很必要的。如果这方面考虑不周，在使用中往往会出麻烦，或是仪器响应频率范围不够、灵敏度不足，或是出现严重干扰。为此，我们选择一些生物体测量中常见的指标列在表 6-1，供读者参考。需要指出，这些生理指标的范围在不同的资料上报导的数据稍有不同，这是因为测量目的、测量方法和测量条件不同造成的。

本章主要介绍一些常用的生物电测量用电极，医用换能器，离子敏感传感器和生物传感器等构成原理、特性及其在生物医学中的一些应用。

表 6-1 常用生理指标的测量范围

生理参量		幅度范围	主要频率范围 (Hz)
心电	表面电极	10 μ V~5mV (典型值1mV)	0.05~80
	心脏电极	(典型值50mV)	0.05~80
	胎儿心电	(典型值10 μ V)	3~100
脑电	头皮电极	10 μ V~200 μ V (典型值50 μ V)	0.5~100
	颅内电极	10 μ V~100mV (典型值500 μ V)	0.5~100
肌肉电图		20 μ V~1mV	10~5000 (或10~2500)
细胞内电极		-100 μ V~+200 μ V (典型值100 μ V)	DC~2000 (或1~10000)
细胞外电极		(典型值50 μ V)	DC~1000 (或1~1000)
视网膜电图		0~1mV (典型值100 μ V)	DC~25 (或0.05~20)
眼电图		0.05~5mV (典型值100 μ V)	DC~50
胃电图		(典型值20mV)	0.05~20
平滑肌电图		0.5~100mV	DC~1
血压	动脉 (直接式)	30~300mmHg	DC~20 (或DC~100)
	静脉 (直接式)	-10~+20mmHg	DC~20
	收缩压 (间接式)	50~300mmHg	—
	舒张压 (间接式)	20~60mmHg	—
脉搏波		可变	0.1~20 (或0.1~50)
心音		可变	主要20~3000 (一般为2~2000)
容积脉搏		可变	DC~20
心输出量		3~40升/分	0.05~60 (或DC~60)
心率		45~180次/分	0.75~3
主动脉血流速度		13~22厘米/秒	DC~50
血流量		0.05~200毫升/秒	DC~50
毛细血管血流速度		0.3~0.7毫米/秒	DC~50
呼吸流量		250~300毫升/秒 (峰值3000毫升/秒)	DC~2
呼吸频率		0.2~0.4/秒	0.2~0.4
体温	口腔	36.7°C~37.7°C (正常值)	—
	腋窝	36.0°C~37.4°C (正常值)	—
	直肠	36.8°C~37.8°C (正常值)	—
	体温测量范围	35°C~42°C	—
皮肤电阻		1~500k Ω	—
人体电阻		100~2000 Ω	—
PO ₂		0~800mmHg	DC~1
PCO ₂		1~100mmHg	—

第一节 生物电测量用电极

在生物电测量时,生物体与测量仪器之间必须有一定形式的接触,这个工作就由电极来完成。一般需要使用一对电极,把生物体产生的生物电引导出来,送到放大器的输

入端进行放大。

熟悉电路测量的技术人员也许认为生物电测量用电极，就是一种简单地测量生物体上两点间电势差的探头。实际上电极并不那么简单，因为生物体内导电是离子的定向移动，而电极及导线导电则是电子移动。因此，电极实际是一种变换器，把离子导电转变成电子导电，这种变换是在组织和电极的界面进行的。电极的作用和种类是复杂的，在使用过程中也会遇到很多问题。现围绕这种转换过程的基本原理和电极的电特性，简要介绍各种生物电测量用电极的构成原理和特点。

一、电极电位

为了说明电极电位的产生、变化和特性，现分下面几个问题说明。

1. 电极电位的产生 如图 6-2 所示，PP' 为电极与电解质的界面，C 是电极所含金属原子， e^- 是其中的自由电子，电解质的水溶液中含有同电极金属同样元素的阳离子 C^+ 和阴离子 A^- 。从界面处通过的电流有：①与电极中电流方向相反运动的电子，②在电解质中与电流方向相同的阳离子，③与电流方向相反的阴离子。由于电解质内没有自由电子，而电极内没有自由运动的离子，要使电荷通过界面而形成电流，必须在界面处产生某种化学反应，才能使这些电荷携带者之间互换电荷。这种化学反应的一般式如下，

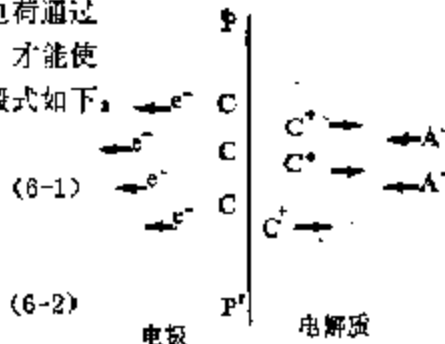
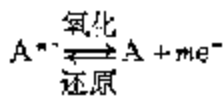
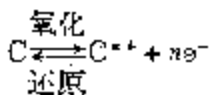


图 6-2 电极与电解质界面

式中 n 为 C 的原子价数， m 为 A 的原子价数。对 (6-1) 式，假定电极是由与阳离子相同材料的金属制成的，因而在界面处这种材料能够发生氧化反应，而变成一个阳离子及自由电子，阳离子进入电解质，电子作为电荷携带者留在电极里。式 (6-2) 给出了有关阴离子的反应，当阳离子到达电极-电解质的界面时，它可被氧化为中性原子附在电极上，同时放出一个或多个自由电子到电极中去。这两种反应一般都是可逆的，因而还原反应也同样在进行。实际上，当没有电流通过电极-电解质界面时，这些反应仍然进行，但氧化反应速率与还原反应的速率相等，通过界面的电流为零。由于化学反应使界面处的阳离子浓度和阴离子浓度发生变化，结果在金属电极和电解液的界面处的两侧形成异种电荷的双电层。这个双电层具有一定的电势差，称为电极电位，或叫电极电势*。

2. 标准电极电位 从以上的讨论可知，电极电位的大小应与电极的金属特性和电解液中含有金属离子的有效浓度（活度）之间存在一定的依赖关系。这个关系应遵守 Nernst 公式：

$$E = \frac{RT}{nF} \ln \frac{a_+}{K} \quad (6-3)$$

*：按规定应叫电极电势，但是考虑到医学上一股都用电极电位，为了读者学习方便，故本书用电极电位。

式中 E 为电极电位 (伏特), R 是气体常数, $R = 8.31$ 焦耳/度·克分子, F 是法拉第常数, $F = 96487$ 库仑, T 为绝对温度, n 是金属离子的价数, a_+ 是溶液中正离子的活度 (以每升中含有的克离子数表示), K 是与电极的金属特性有关的常数。把各常数代入式 (6-3), 并化为常用对数式:

$$E \approx 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg \frac{a_+}{K} \quad (6-4)$$

当温度为 25°C 时 (即 $T = 298\text{K}$), 上式成为

$$E = \frac{0.0591}{n} \lg \frac{a_+}{K} \quad (6-5)$$

可见电极电位的大小, 在一定温度下, 与离子的有效浓度和金属电极本身特性有关, 式 (6-4) 可变换为以下形式

$$E = 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg a_+ - 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg K \quad (6-6)$$

在离子活度 $a_+ = 1$ 克离子/升的特殊情况下, 上式右边第一项为零, 此时电极电位为 E_0 ,

$$E_0 = -2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg K \quad (6-7)$$

E_0 是金属浸入含有该金属离子活度为 1 克离子/升的溶液中, 当达到平衡 (在接界面没有电流通过) 时得到的电极电位, 称为该金属的**标准电极电位**。每种金属的标准电极电位是一个常数, 它与金属的种类和表面特性有关, 显然还与温度有关。如果把 E_0 代入 (6-6) 式得

$$E = E_0 + 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg a_+ \quad (6-8)$$

上式是测量离子有效浓度的基本公式, 如果在一定温度下测得电极电位 E 值, 又已知该金属的标准电极电位 E_0 , 就可由 (6-8) 式计算离子的有效浓度 a_+ 。

我们在测量某个电极的电极电位时, 必须规定一种电极作为标准电极, 即定它的电极电位为零, 然后测量待测电极与标准电极的电位之差, 所测值就是待测电极的电极电位。一般公认的 (规定的) 标准电极为氢电极, 定义它的标准电极电位为零。也有采用甘汞电极作为标准电极, 即取它的标准电极电位为零。显然用不同的标准电极测量, 待测电极的电极电位值不同, 这点必须注意。表 8-2 列出常用电极材料的标准电极电位, 是在 25°C 条件下, 用氢电极作为标准电极测得的数据。

8. 电极的偏移电位 把两种不同金属电极放在有效浓度为 1 克离子/升的某电解液中, 在这两个电极间将产生电位差, 这个电位差即为两个电极电位的差值, 称其为电极的偏移电位 (offset potential)。由于电解质成分和电解液浓度不同, 电极材料不同, 其偏移电位也大不相同。即使是同种金属制成的电极, 因多种原因使其表面特性产生变化, 也会产生一定的偏移电位。在生物电测量中, 这种偏移电位将严重影响被测信号漂移。为此, 要求使用同种金属构成的电极, 且让其表面特性保持一致, 使电极的偏移电位减到最小。测量生物电用的电极一般是直接连到前置放大器的输入端, 前置放大

表 6-2 各种材料电极的标准电极电位

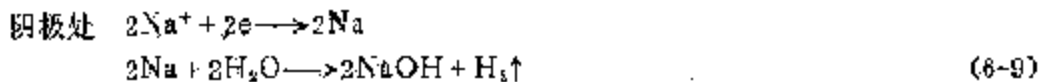
金属和反应	标准电极电位(V)
$\text{Al} \rightarrow \text{Al}^{3+} + 3\text{e}^-$	-1.706
$\text{Zn} \rightarrow \text{Zn}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.763
$\text{Cr} \rightarrow \text{Cr}^{3+} + 3\text{e}^-$	-0.744
$\text{Fe} \rightarrow \text{Fe}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.409
$\text{Cd} \rightarrow \text{Cd}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.409
$\text{Ni} \rightarrow \text{Ni}^{2+} + 2\text{e}^-$	-0.230
$\text{Pb} \rightarrow \text{Pb}^{2+} + 2\text{e}^-$	0.126
$\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^+ + 2\text{e}^-$	0.000(根据定义)
$\text{Ag} + \text{Cl}^- \rightarrow \text{AgCl} + \text{e}^-$	+0.223
$2\text{Hg} + 2\text{Cl}^- \rightarrow \text{Hg}_2\text{Cl}_2 + 2\text{e}^-$	+0.268
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^{2+} + 2\text{e}^-$	+0.340
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^+ + \text{e}^-$	+0.522
$\text{Ag} \rightarrow \text{Ag}^+ + \text{e}^-$	+0.799
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^{3+} + 3\text{e}^-$	+1.420
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^+ + \text{e}^-$	+1.680
$\text{Pt} \rightarrow \text{Pt}^{2+} + 2\text{e}^-$	+0.86

器的输入阻抗即为测量电极的偏移电位的负载，如输入阻抗为 $2\text{M}\Omega$ 左右，电极的偏移电位通过输入阻抗放电需经过数小时才能达到平衡。为了减少放电时间，不影响生物电信号的测量，在使用电极前常用导线将新电极短路浸在 0.9% 食盐水中数小时。因电解液中的电极在其接界面处产生双电层，如果电极的双电层不稳定，其电极电位将变化，产生噪声。只有保证电极-电解质接界面相对稳定，在生物电测量中才可避免电极电位的波动。为此，在测量时，常把导电膏放在电极与生物体之间，或者使用“浮动”电极。

二、极化电压

如上所述，在电极与电解质（或生物体）之间没有电流时，因电极与电解质之间的氧化还原反应产生电极电位。当有电流通过电极-电解质时，则可观测到电极电位会有变化，这是由于电极发生了极化。

1. 电极的极化 如图 6-8 所示，当有电流通过放在氯化钠溶液中的两个铂电极时，将伴随有下述电解反应：



电流通过电极-电解质而产生电解反应，使电极电位发生变化，这种现象被称为电极的极化。把有电流通过（极化）时的电极电位与无电流通过（平衡）时的电极电位的差值称为极化电压，或叫超电压。因为电解反应使两电极表面处产生不易导电的氢气（阴

极)和氧气(阳极),以及增加了 OH^- (阴极)和 H^+ (阳极)。这些不易导电的气体和离子浓度的变化,可增大接界面处的等效电阻,改变电极电位。

2. 极化电压对生物电测量的影响

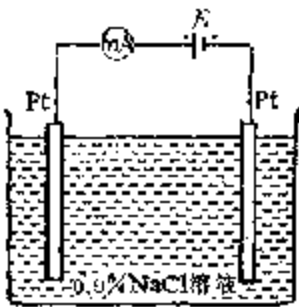


图 6-3 电极工作示意图

在生物电测量时,要考虑如何避免电极的极化作用,否则将产生电极噪声,甚至因极化电压过大而无法测量。两电极外接电源形成回路电流时,产生的极化电压方向与外接电源的电动势方向相反,它的大小可达1~2伏。由于极化电压的方向与外加电动势的方向相反,所以极化的结果可等效为电极间的电阻增大,使电路中的电流显著减弱。有时甚至能使电流小到接近零,使测量无法进行。在用两个电极引出生物电信号电压时,这个极化电压可等效为信号源的内阻,若测量用的前置放大器的输入电阻不够大,而且电极的极化电压较大,那么将使信号源内

电压降增大,因而输给放大器的信号电压将降低。

根据电解反应可知,极化电压的大小应与通过电极和电解液的电流大小、通电时间长短和电流的频率有关。电流越大,时间越长,极化电压就越大;电流的频率越低,极化电压也就越大,测量直流电信号时,极化电压最大。所以在生物电测量时,要尽量提高前置放大器的输入阻抗,借以减少通过电极和电解液的电流,减小极化电压,增大输给放大器的待测信号电压。另外,还要注意测量时间和电信号频率对测量的影响。

三、极化电极和非极化电极

电极的极化电压 U_p ,不但与通过它的电流 I 有关,而且还与电极材料和电解液有关。图 6-4 是在生理盐水中作的 U_p-I 特性曲线。由图可见,白金电极中流过少量电流就产生很大的极化电压,而银-氯化银电极虽然通过较大电流,产生的极化电压却很小。前者叫做极化电极,后者叫做非极化电极。一般生物电测量用的金属材料电极,如常用的心电图和滴电图电极,均属极化电极。而金属和该金属盐组成的电极为非极化电极,例如 Ag-AgCl 电极、Hg-HgCl 电极、Zn-ZnSO₄ 电极等等。下面以常用的银-氯化银电极为例,分析非极化电极的极化电压小的原因。

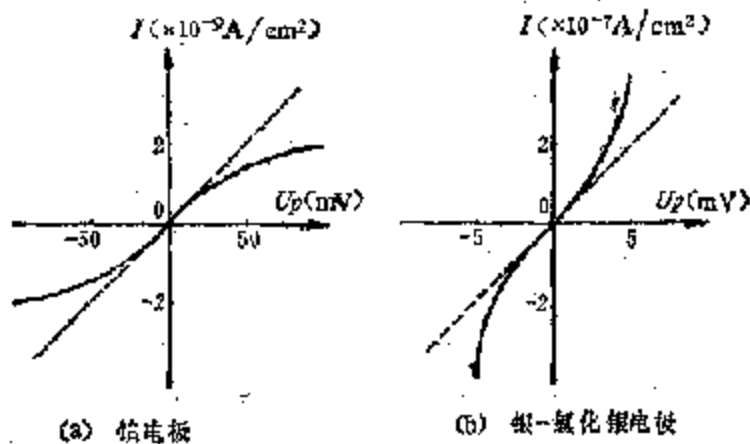


图 6-4 U_p-I 特性曲线

银-氯化银电极主要有两种，一种是在纯银板（或丝）表面电镀一层氯化银，另一种是在银丝周围放银粉和氯化银粉混合物，加压成棒状后放入 400℃ 烤箱中烘烤数小时即可制成。前者使用寿命短些，后者寿命较长。银-氯化银电极放入含氯离子的电解液中测量时，其化学反应如下



从反应式可看出， Ag^+ 形成后与溶液中的 Cl^- 组成 AgCl ， AgCl 略溶于水，大部分从溶液中析出，沉积在电极表面。 AgCl 是化合或沉积物附在电极上，还是分解为 Cl^- 和 Ag^+ ，与化学常数 K_s 有关系， K_s 称为溶积度。在反应平衡状态下， Ag^+ 和 Cl^- 的活度的乘积等于溶积度。

$$a_{\text{Ag}^+} \cdot a_{\text{Cl}^-} = K_s \quad (6-13)$$

在生物体中 Cl^- 浓度相当高（活度略低些），另一方面， AgCl 的溶积度为 10^{-10} 数量级，这意味着 $\text{Ag}-\text{AgCl}$ 电极和生物体液接触时， Ag^+ 的活度很低。现将反应式（6-11）按（6-8）公式写出 $\text{Ag}-\text{AgCl}$ 电极的电极电位公式为

$$E = E_0(\text{Ag}) + 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg a_{\text{Ag}^+} \quad (6-14)$$

式中 $E_0(\text{Ag})$ 为 Ag 的标准电极电位， a_{Ag^+} 为 Ag^+ 的活度。利用（6-13）式将上式变换为

$$E = E_0(\text{Ag}) + 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg \left(\frac{K_s}{a_{\text{Cl}^-}} \right)$$

$$\text{或} \quad E = E_0(\text{Ag}) + 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg (K_s) - 2 \times 10^{-4} \frac{T}{n} \lg (a_{\text{Cl}^-}) \quad (6-15)$$

上式右侧第一、二项都是常量，第三项由 Cl^- 活度决定，又因生物体液的 Cl^- 活度较大，基本上不受电极反应过程的影响，所以 $\text{Ag}-\text{AgCl}$ 电极放在含 Cl^- 的生物体液中，其电极电位较稳定，极化电压很小。

近年来，为提高生物测量的稳定性和精度，采用银-氯化银材料制成的液体注入式电极进行生物电测量越来越多，这种电极在数量和质量方面都发展很快，其构成如图 6-5 所示。这类电极的特点是使用银-氯化银材料，又都带有一个注入导电膏或导电盐溶液的凹坑，银-氯化银电极表面不直接与皮肤接触。贮存在凹坑里的导电液体不易脱水失效，因此可以长期保持电极与皮肤之间的阻抗稳定。电极在皮肤表面有小的移动时也不会使电极电位产生变化，且极化电压较小，从而可使信号测量具有较好的稳定性和精度。

测量生物电时，常需要把电极直接安放到体内被观测部位，这种电极称为体内电极。体内电极又分为两大类，一类是**经皮电极**，有下列几种：

针电极 用注射针头，针灸针或不锈钢丝制成，针杆涂上一层绝缘漆，针尖裸露，另一头焊接一根导线，如图 6-6 所示。使用时将针插入皮肤到达被测量部位。例如测量

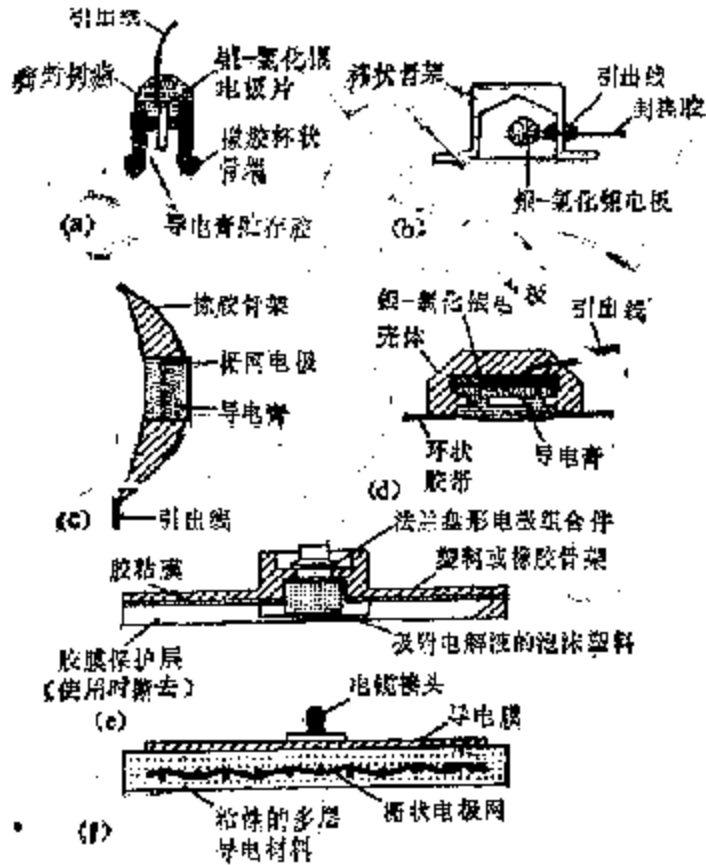


图 6-5 几种不同结构的液体注入式电极

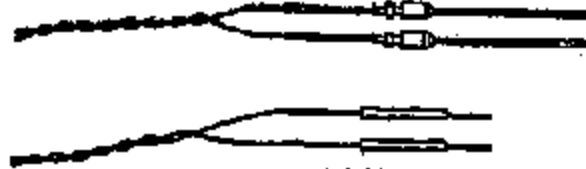


图 6-6 针电极

肌电图、动物心电图等用电极。

线电极 当需要长时间测量生物体的肌电或神经电位时，为使电极不脱落，并使被检测者不感到痛苦，常采用经皮线电极。这种电极常用直径为 25~125 μ m 的卡马 (Karma) 合金或不锈钢丝制做。将电极尖端裸露，其余部位全用绝缘漆绝缘，并将针尖部位弯成钩状，如图 6-7 所示。在使用时，把针钩挂在注射针头管内，用注射针插进肌肉内，将线针头部的弯钩钩在待测部位，然后退出注射针。由于弯钩较半，又因线电极很细或成螺旋状，很柔软，可在患者没感到多大痛苦的情况下进行较长时间的测量。用这种体内电极测量肌电信号，其电压可比体表电极大 5~7 倍。

同轴电极 在一支细注射针腔内插进一根金属丝（或两根金属丝），金属丝周围用绝缘漆或环氧树脂与针尖绝缘，注射针头作为其屏蔽层，如图 6-8 所示。这种电极仅对针尖所在部位的肌电变化进行测量。

另一类是**埋藏电极**，如进行动物实验时，希望在动物正常活动时连续或定时观察其生物电的变化。为此，常把电极植入体内，并将微型发射机或治疗机（如心脏起搏器）

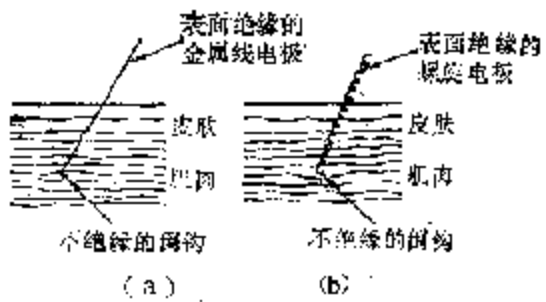


图 6-7 金属线电极

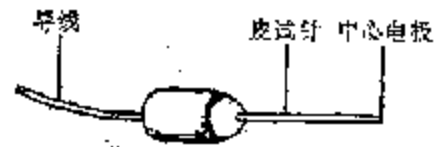


图 6-8 同轴电极

也埋植在体内。这种电极都是由实验者视其欲测部位的情况而自行设计。例如测量脑部皮层面电位用电极，是由一直径为 2mm 的银球及连接线制成的，银球装在塑料制的圆柱体壳内，连线从圆柱体中心引出。使用时在欲测部位的颅盖骨上钻一小孔，把圆柱体底部的银球放在大脑皮层表面，然后用丙烯酸酯材料把电极组件固定在颅盖骨上。

体内电极要求具有较好的机械强度和化学稳定性，所以用金属材料，不使用银-氯化银。因此，体内电极属于极化电压较大的极化电极。体内电极放在体内和体液接触，也存在金属与电解液的界面，有电极电位和极化电压的问题，因此，必须注意克服其影响。

四、微电极

在电生理学研究中，为了测量细胞的电活动，常把极微小的电极插到细胞内部测量细胞膜内外的电位差，所以这种电极除需要有一定的机械强度外，还必须具有极细的测量尖端，常用的约 0.5~5μm 左右，称为微电极。从其构成上来分有二大类：

1. **金属微电极** 金属微电极可用不锈钢丝、铂铱合金丝或碳钨丝等制作。把金属丝剪成适用的长度，在其端部用电解法腐蚀成极细的尖端。除尖端外，其余部分用绝缘漆涂上一层薄层。然后，把它牢固地装配在手柄上，如图 6-9 所示。这种电极的阻抗较低，但因受极化电压影响，电极电位不稳定，噪声较大。



图 6-9 金属微电极

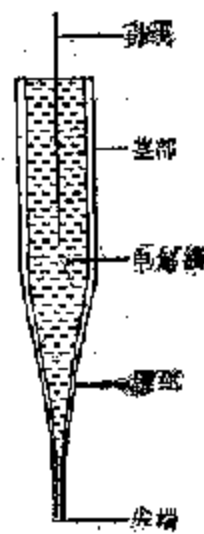


图 8-10 玻璃微电极

2. 玻璃微电极 玻璃微电极是用玻璃毛细管拉制成颈缩形后, 将管腔内填充电解液的电极, 如图 6-10 所示。常用的微电极是在拉制成的玻璃管腔内充以 3M KCl 溶液, 这样电极尖端与组织液之间形成液体接界。不同电解液相接触时, 在接界面处由于离子浓度不同和离子迁移率不同, 而形成扩散电位差, 影响测量。选用氯化钾溶液, 可减小扩散电位差对测量的影响, 因为 K^+ 和 Cl^- 的迁移率相同。

五、电极的阻抗与测量法

1. 体表电极的阻抗 用体表电极测量生物电信号时, 信号源的内阻大小主要受电极的阻抗影响。而电极的阻抗值除与电极构成材料特性和面积大小、通过电流大小有关外, 还同通过的频率大小有关。在生物电测量中, 考虑电极阻抗的数量级大小, 应当选用多大输入阻抗的放大器才合适, 这是测量者必须关心的问题。

电极和电解液的接界面处存在双电层, 它除了产生一个电极电位之外, 还有一定的电容。由于双电层之间的距离很小 (在分子数量级), 单位面积的电容量是比较大的。因此, 每一个电极都表现出一定的阻抗。电极的阻抗是比较复杂的, 在生物体组织上要精确地测定电极阻抗值是困难的, 因为它和很多因素有关。电极阻抗这一名词, 本应是指每一个电极的阻抗, 不包括电极之间的生物体组织的阻抗, 但这一名词实际是表示两个电极的终端之间这一段电路的总阻抗, 即包括两个电极的阻抗和两电极间的生物体组织的阻抗。其等效电路如图 6-11 所示。图中电极 1 的等效阻抗是由电极与电解液接界面

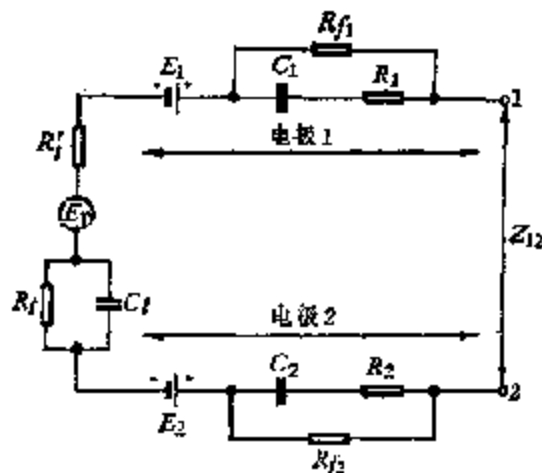


图 6-11 两个体表电极放在生物体上测量的等效电路

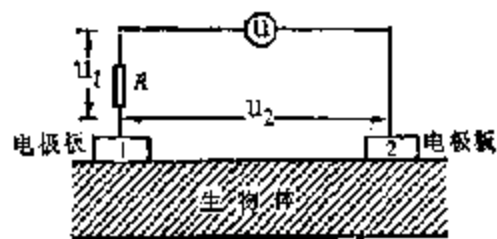


图 6-12 测量电极和生物体总阻抗的电路

面处的电阻 R_f 和电容 C_f , 以及在电极通过直流 (或频率很小) 电流时产生极化电压的等效电阻 R_{f1} 组成, 而 E_1 为电极 1 与电解液的接界面处产生的电极电位。电极 2 亦然。图中的 E 为待测的生物电信号电压, R_f 和 C_f 为组成生物体组织的细胞等效电阻和电容, R_f 为生物体液的等效电阻。由于影响这个总阻抗 Z_{12} 的因素较多, 理论计算十分复杂, 而且很不准确, 所以一般采用实验测量法, 测量电路如图 6-12 所示。把两个金属电极 (或 Ag-AgCl 电极) 浮置在机体上, 在电极与皮肤间放导电膏或生理盐水纱布垫, 或者用两个体内电极插入体内。图中 u 为外加的正弦波信号源电压, 取某一频率值和电压值。由图可知

$$u_1 = iR, \quad u_2 = iZ_{12}$$

$$\text{则 } Z_{12} = \frac{u_2}{u_1} R \quad (6-16)$$

u_1, u_2 可实际测得, R 为已知电阻值, 由(6-16)式可求得总阻抗。如果保持电压 u 一定, 变换一次信号源的频率, 可求出一个相对应的 Z_{12} 值, 如果在 $10\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 范围内做多次测量, 就可得出一组相对应的阻抗值, 由此可绘出电极和生物体的总阻抗的频率特性曲线, 如图 6-13 所示。由图可以看出, 电极的面积越大则阻抗越小, 如脑电图 (EEG) 电极面积比心电图 (ECG) 电极的面积小, 所以前者阻抗大, 后者阻抗小些。直流电阻比高频阻抗大得多, 但在 $10 \sim 100\text{Hz}$ 的低频范围内, 总阻抗大致与直流电阻相差无几。频率大于 100Hz 时, 总阻抗将随频率增加而下降。其它各种电极的总阻抗频率特性虽具体数值不同, 但测量方法和基本变化规律是一致的。

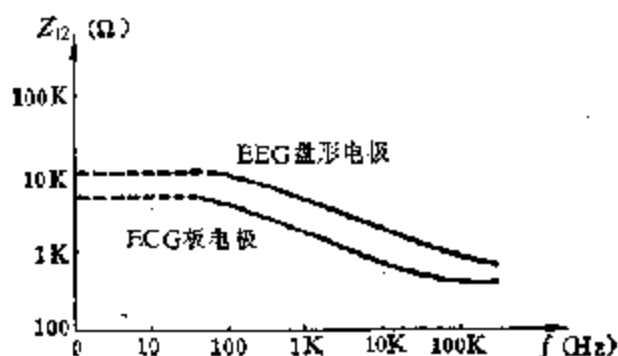


图 6-13 电极和生物体总阻抗-频率特性曲线

2. 微电极的阻抗 金属微电极和玻璃微电极的阻抗基本类似, 只是前者阻抗较小, 后者阻抗较大。下面以玻璃微电极为例, 简要说明微电极的等效电路和阻抗检测方法。其等效电路如图 6-14 所示。图 (a) 是在细胞膜电位测量时, 将玻璃微电极 A 插入待测细胞内, 在体液中放一参考电极 B 的原理图。由于玻璃微电极插入细胞内的等效电路比较复杂, 可将其近似等效为图 (b) 所示, 其中 E_p 为待测细胞膜电位, R_c 应为等效

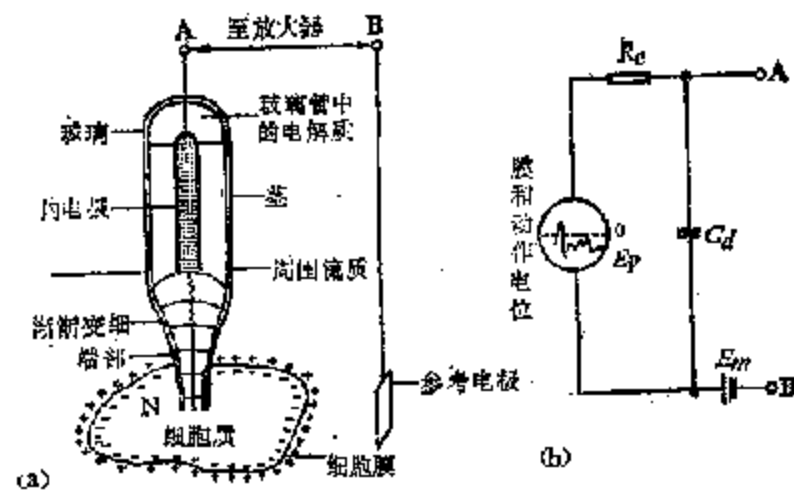


图 6-14 玻璃微电极测量细胞膜电位的等效电路

电容中电容之总和，但主要为填充在玻璃微电极管尖端的电解液的电阻，一般可高达 $100 \sim 200 \text{ M}\Omega$ 。 C_1 为等效电路中的总电容，约几十皮法左右，其中主要是玻璃微电极内液与组织液之间存在的分布电容。 E_1 为玻璃微电极的内电极（金属或 Ag-AgCl ）与管内填充液之间的电极电位、微电极尖端内的电解液与细胞内液之间的扩散电位，以及参考电极的电极电位之和。由上述等效电路可知，用玻璃微电极测量细胞膜电位时，因有电容 C_1 旁路高频信号，所以易造成高频失真。为了弥补这个问题，要求用负电容放大器。

在使用玻璃微电极时，常常要测量其等效电阻值，可采用图 6-15 所示电路。将待测玻璃微电极放在生理盐水中，另放一个参考电极 B（它与玻璃筒中放的金属丝最好是同种的），在 B 电极与地之间加一个低输出阻抗的方波电源，电压约 10 mV ，用 U_0 表示它。在电极输入引线（与地线）间接入一个已知电阻 R ，用定阻电压表测量电阻 R 两端的电压为 U_1 。如设待测的微电极电阻为 R_x ，则

$$\text{因为 } IR = U_1$$

$$U_0 = IR + R_x I$$

所以

$$R_x = \frac{U_0 - U_1}{U_1} R \quad (6-17)$$

如果适当取 R 值，恰好满足 $U_1 = \frac{1}{2} U_0$ ，由 (6-17) 式可知， $R_x = R$ 。一般在测试装置中， R 值可采用 $1、2、5、10、20、50、70、100 \text{ M}\Omega$ 等多个电阻串成一排，由开关控制选取 R 值，当迭某 R 值时，恰好 $U_1 = \frac{1}{2} U_0$ ，这个 R 值就等于待测的微电极电阻 R_x 。

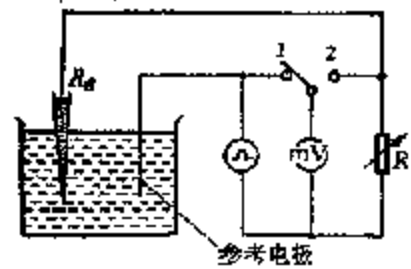


图 6-15 测量玻璃微电极电阻的装置

第二节 生物医学用换能器

医生诊断疾病如果全靠自己的感觉器官进行望、触、叩、听，这种诊断方法是粗略的，只能是定性的。随着科学技术的发展，在医学各领域中采用近代电子仪器作定量检测、处理生物体中各种非电性的物理量和化学量愈来愈广泛，对于促进医学科学的发展起了重要的作用。在检测生物体非电量过程中，必须先通过换能器把非电量变换为电信号，才能应用电子仪器加以处理。因此，生物医学用换能器已成为目前生物医学仪器研究中的重要课题之一。

换能器 (transducer) 的种类很多，因被测量的生物体指标种类不同，或使用目的和使用情况不同，而有各种不同的专用换能器。近来换能器发展很快，新方法、新品种不断出现，种类繁多，其分类方法亦各异。本章是按变换原理，将换能器分为两类：一类是把被测非电量直接变换为电压（或电流）信号，称为直接型换能器；另一类是把被测非电量变换为电阻、电感、电容等电学量，称为间接型换能器。这种间接型换能器需外加驱动电源把阻抗变化转换为电压信号。

在生物体指标测量中，各种类型的换能器都是用于把生物体非电量现象最终变换为相应的电信号，经放大后再进行记录或显示，如图 6-16 所示。例如测量心音、血压、脉搏、血流量、体温等非电生理参量，都是按照这种测量原理。

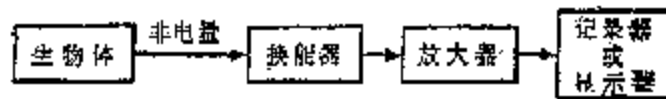


图 0-13 生物体非电量测量原理图

本节主要介绍当前医学中常用换能器的构成原理、性能及其一些应用。

一、选用换能器的特点

由于生物体内各种现象都是互相联系的，在换能器感受和变换的过程中，往往有多种物理的或化学的现象同待测量的信号混杂在一起。医用换能器的任务是从多种现象中取出欲测量的量，并把它转换为电信号（电压或电流）。这时，换能器将遇到种种制约和困难。例如，把心音换能器放在胸壁上测量心音，胸壁上除心音外，还存在呼吸产生的振动波，躯体各部分活动产生的振动波，以及体外传来的振动波等引起的噪声。一个好的心音换能器应对心音信号有较高的灵敏度，并能顺利地排除各种干扰噪声，提高信噪比。

医用换能器的具体要求如下：

(1) **具有较高的灵敏度和信噪比：**灵敏度就是输出电信号与输入非电量指标变化量的比值。灵敏度高的换能器能够从微弱的非电量信号得到较大的输出电信号，使其便于用电子仪器测量和处理。换能器同时还应当有较高的信噪比，即变换后的信号电压大，噪声电压小。如果变换后的信号和噪声都很大，信号将被噪声淹没而无法分辨。这就要求换能器尽量排除生物体内外的噪声，并且换能器本身没有或只有很小的附加噪声。在选用换能器时，这两方面指标必须同时兼顾。有些高灵敏度换能器，由于抗干扰能力很差或本身的附加噪声过大，信噪比很低，不宜采用。

(2) **具有良好的线性和快速响应速度：**换能器的线性好，表示变换后的电信号与被测的非电量在较大变化范围内成比例关系，即变换不失真。响应速度快，表示换能器的输出信号能跟随输入被测量的变化而变化。如果响应速度慢，输出信号不能及时跟随输入量变化，表现滞后。例如，水银温度计的水银柱上升或下降滞后于待测的温度变化，当待测的温度较快地上下波动时，水银温度计不能反应出这种波动。热敏电阻的阻值随温度变化较快，即滞后较小，响应速度快，则可反应出较快的温度波动。

(3) **具有良好的稳定性和互换性：**医用换能器受环境条件变化的影响要越小越好。例如，周围的温度、湿度、光、振动等等对换能器性能的影响要小。在体内使用时，还要考虑到受生物化学环境的影响。要求在环境变化情况下，输出信号仍保持比较稳定。在长期使用中，其再现性好，动作失误少。并且要求同种型号的换能器性能基本相同，如果互相替换，一般应不影响测量数据。

(4) **对被测生物体的影响要小：**医用换能器在使用中，有时必须对被测对象施加压力、通电、冷却、加热、光照射、放射线照射或用药物等等。这些往往在技术上是不得已的，但一定要尽量减少对被测生物体的刺激或损伤。否则，由于对被检查者生理的或心理的影响，将使测量数据产生较大偏差。

(5) **频率特性和阻抗符合要求：**换能器的通频带要覆盖被测信号的频率范围，这样可以减少幅值失真与位相失真。换能器的通频带通常应比信号频率范围稍大一些，但是道

频带不能太宽，否则将使噪声增大，降低信噪比。换能器的阻抗与其相连接的放大器输入阻抗要匹配，否则，将影响变换后的信号正常输出。

(6) **使用简单、操作方便、消毒容易**：在应用换能器时，有时需要使用插管、穿刺、粘着、采血等技术或作组织切片等手术。如果使用和消毒方法过于复杂，难度较大，会给应用和推广造成困难。

(7) **体积小、重量轻、坚固耐用**：换能器的大小应比被测部位小。要求经久耐用，寿命较长。

(8) **对被测生物体必须充分的安全**：无论是对生物体引起物理的或化学的作用，都必须确保患者的安全。在生物体内使用时，不能有凝血、过敏或中毒，还应减轻患者的不舒适感。有时为了安全，甚至不惜降低一些其它性能指标。

实际选用换能器时，要根据测量对象的具体要求和特点，对各种性能指标统一考虑，既要有所侧重，又要全面兼顾。

二、直接型换能器

这种换能器不需要外加驱动电源作能源，就能直接将生物体的非电量变换为电压（或电流）信号。下面介绍几种这类换能器的构成原理和应用。

1. **光电池** 光电池是一种将光能直接变换为电能的换能器。光电池的本质也是一个PN结，它的构造通常是在一块P型硅片上利用热扩散方法生长一层极薄的N型扩散层，形成一个PN结。在硅片的上下两面制做一对电极，就构成一个硅光电池单体，如图6-17。当光线照射到光电池上时，其中一部分被光电池吸收，使半导体中的电子空穴对随着光强相应增加，因而N区少数载流子空穴显著增多。在内电场作用下，N区的空穴可跃过阻挡层到达P区，而电子则不能跃过阻挡层。P区的载流子与此相反。结果使P区显正电极性，N区显负电极性，光电池上下两电极之间产生光生电动势。在光连续照射下，如果外电路不通，PN结的内电场被削弱，光生少数载流子的漂移将与多数载流子的扩散达成新的平衡，如图6-18所示。在光照足够强，外电路的电阻较大时，PN结的内电场几乎完全被抵消，光生电动势就达到了最大的极限值，硅光电池约为0.6V。

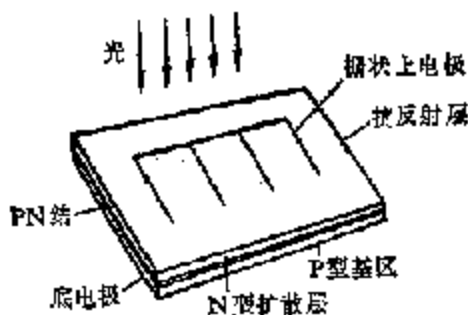


图 6-17 硅光电池构成原理图

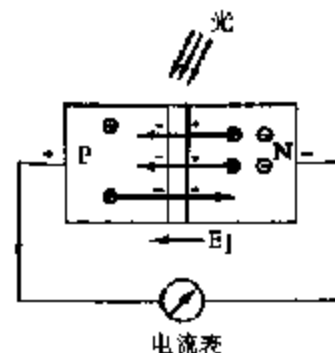


图 6-18 光生电动势产生原理

光电池的产生的光电流大小与被测光的照度成正比。在光电变换中，就是利用它的这种特性。光电池的种类很多，其中常用的主要有硅光电池和硒光电池两种，其构成原理基

本相同。在光电容积脉搏计中常使用硅光电池作为光电变换器件，如图 6-19 所示。生物体组织对波长大于 $0.6\mu\text{m}$ 的红光和近红外光吸收的较少，但是血液却极易吸收这种光线。特别是对波长为 $0.7\sim 0.8\mu\text{m}$ 范围的光线，无论是氧合血红蛋白还是还原血红蛋白都能大量吸收。用灯光（红光）照射于指尖部，当指尖血液充盈时，红光透过的少，否则透过的多。指尖血管中的血液容积变化，反映了心脏的搏动情况。利用光电池把透过指尖的光强变化转换为相应的电压信号，经过放大电路放大后记录下来的波形就是光电容积脉搏图。

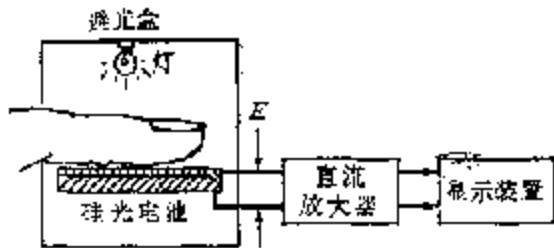


图 6-19 光电池式光电容积脉搏计原理



图 6-20 热电偶构成原理

光电池容易变质，寿命较短，不能经久耐用，所以用它作光电变换元件，特别是用于容积脉搏计上已日渐减少，逐渐被其它光敏元件代替。

2. 热电型换能器 热电偶就是这种典型的换能器，其构成原理如图 6-20 所示。在康铜丝的两端分别用铜导线作两极，当两种金属丝的两个接头处（1、2）有温差，即一端处于高温，另一端处于低温，在其两极间就产生温差电动势，接成闭合电路即形成电流。温差电动势与两接触点处的温度 T_1 与 T_2 的关系近似为

$$E_{12} = \alpha(T_1 - T_2) \quad (6-18)$$

式中 α 为热电偶灵敏度，它由两种金属特性决定。公式 (6-18) 是在 $(T_1 - T_2)$ 不太大的情况下才近似成立的线性关系式。例如测 $T_1 - T_2 = 0\sim 50^\circ\text{C}$ 的温度范围，可近似为线性关系。如果 T_1 为标准温度（例如取 0°C 或 100°C ），当测出温差电动势后，可由 (6-18) 式得出 T_2 的温度值。

这一热能和电能的互相转化现象称为热电效应，也叫温差电效应。它是 Seebeck 于 1823 年发现的，所以也称为 Seebeck 效应。

热电偶在生物医学研究中的应用仍较多，因为制造简单，长时间使用稳定性好，可做得很小，例如插到导管内或注射针头中送入体内测量某些部位的温度。另外，用它测量口腔内（或体内）与体表的温度差也很方便。特别是用它测量红外线热辐射具有独特的优点，因为它能较好地排除周围温度对测量的影响，可得到高精度的测量数据。

表 6-3 列出几种常见的金属热电偶的热电极材料，并给出了它们的主要成分及与铂配成热电偶后，在热端温度为 100°C ，冷端温度为 0°C 时的热电势值（温差电势值）。

3. 压电型换能器 第三章已讨论过石英晶体的压电效应。此外，常用的压电材料还有酒石酸钾钠晶体，铁电陶瓷和锆钛酸铅陶瓷等等。在这些压电材料片上施加压力时，其两表面就产生异种电荷，并有相应的电压输出，如图 6-21 所示。压电材料所以具有压电效应，是因压电材料结构中电荷分布的不对称性以及晶格变形所造成的内部电荷的相对移动，使两表面处的电荷发生变化而显出带电性。

表 6-3 几种常见的金属热电极材料

材料名称	成分	和铂配成热电偶后, 热端温度100°C, 冷端0°C时热电势
镍铂	94%Ni, 2%Al, 2.5%Mn 1%Si, 0.6%Fe	-1.02~1.38mV
铂铈	90%Pt, 10%Rh	+0.84mV
铂	Pt	0
铜	Cu	+0.71mV
铁	Fe	+1.57~+1.93mV
镍铬	80%Ni, 10%Cr, 1%Fe	+2.77~+3.13mV
考铜	50%~57%Cu 43~44%Ni	-3.82~-4.18mV
康铜	60%Cu 40%Ni	-3.4mV

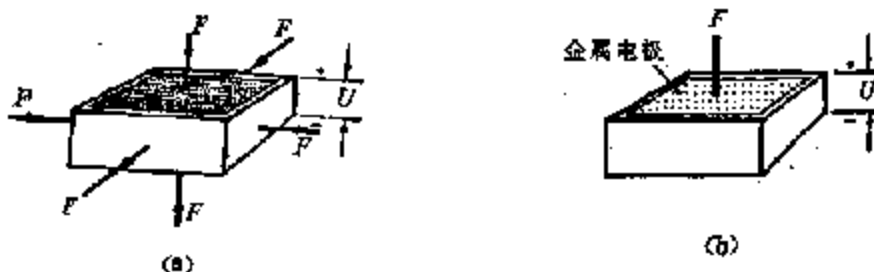


图 6-21 压电现象原理图

压电材料表面产生的电荷变化量 ΔQ 与所受力的变化量 ΔF 成正比, 即:

$$\Delta Q = D \Delta F \quad (6-19)$$

式中 D 是表示不同压电材料的灵敏度常数。如果把压电材料两个相对表面的极板看成是平行板电容器, 不难得出, 两极间的输出电压变化量 ΔU 与施加的变力 ΔF 之间存在下式关系

$$\Delta U = \frac{D \cdot \Delta F}{\epsilon A/d} \quad (6-20)$$

式中 A 极板面积, d 为两极板间距离, ϵ 为压电材料的介电系数。可见, 对于一定大小的压电材料和电极, 两极间的电压变化量 ΔU 与所施加的力的变化量 ΔF 成线性关系(这时的 D 、 ϵ 、 A 、 d 都是恒量)。但必须指出, 这种线性关系只是在一定的频率范围内成立。

用压电材料做成的换能器称为压电换能器, 在医学上广泛用于测量血压、眼压、心内压、颅内压、心音和超声波诊断等方面。这种换能器具有频率响应好, 方向性强等特点, 并且可以抑制体内、外的噪声。因此压电型心音换能器(又叫拾音器)和超声波换能器(又叫探头)均有独特的优点。国内外心音计上使用的心音换能器种类很多, 但近十多年来, 用压电材料组成的直接传导型拾音器越来越多。这种拾音器如图 6-22 所示。图中 1 是塑料底座, 2 是压电陶瓷片, 3 是惯性质量(它通过球形绝缘接触子同压电材料相接触), 5 是弹簧(给惯性质量加一定的预应力, 使接触子和压电陶瓷间能可

靠地接触), 6 是压紧外环用的弹簧, 7 为外环 (在外环中的空间 4 注满硅油, 用以改善振动系统的频率特性), 8 是外壳, 9 是输出引线之一, 10 为外壳盖板, 11 为弹簧 (用它压紧压电材料, 同时也是输出引线之一)。把这种心音拾音器的上下任何一面置于人体胸壁的表面, 胸壁

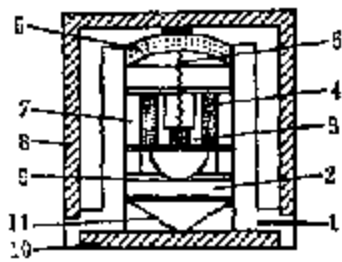


图 8-22 压电材料直接传导型拾音器构造图

的振动 (心音和心杂音等) 传递给压电陶瓷一个随心音变化的力, 于是变换成心音电信号输出。这种换能器具有频率响应好, 灵敏度高, 体积小, 重量轻, 抗干扰能力强等优点。因为心脏的搏动, 呼吸的振动和人体的颤颤等等都是振动现象, 这些振动现象都可以用这种换能器测量。但必须注意选择换能器的频率特性, 使其符合被测对象的频率范围。

超声波诊断仪使用的压电型换能器是利用压电材料的压电效应, 把振荡器输出的交流电压变换为机械振动 (超声波), 而且还可以把机械振动 (超声波) 变换为电压信号。制作探头用的压电材料, 一般是石英晶体, 硫酸锂晶体, 钛酸钡陶瓷或锆钛酸钡陶瓷等。超声探头的振子 (晶体片或陶瓷片) 的形式基本上分为两种, 一种为分割型, 另一种为非分割型。前者发射超声波和接收超声波是分别由两块压电材料各自完成的, 后者是同一压电材料片兼作超声波的发射和接收用。超声波诊断仪上现在多采用非分割型探头, 而超声多普勒探测仪器上则多用分割型的探头。

4. 电磁感应型换能器 用电磁感应原理制成的换能器有多种, 本节主要介绍电磁血液流量计的结构和工作原理与空气传导型电磁感应拾音器的构成原理。

电磁血液流量计的探头 电磁血液流量计是用于测量生物体血管中血液流量的仪器。这种仪器目前被认为是测量完整血管中血液流量的标准方法, 对较大的血管, 其准确度可达 +5%, 1mm 以上的血管均可测量, 所以使用较广。探头的结构原理如图 6-23

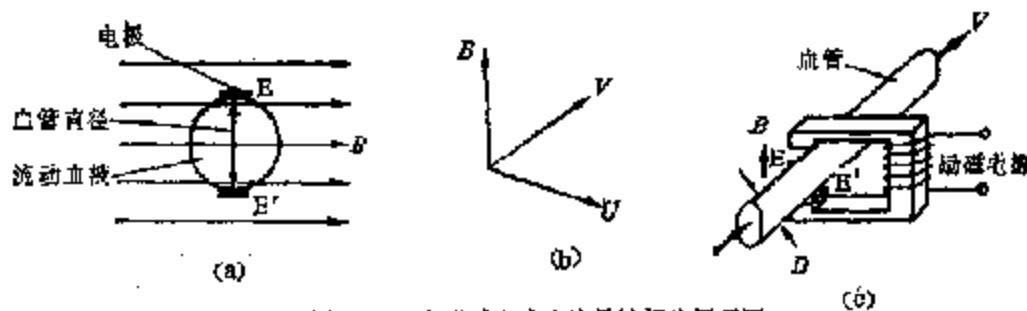


图 8-23 电磁感应式血液流量计探头原理图

所示。图 (a) 是直径为 D 的圆形血管, 管内为血液 (可看为导体), 管壁的上、下放置一对引出电极, 并放在磁感应强度为 B 的磁场中。图 (c) 是其示意图。当励磁电源接通后, 在血管处有一定的磁感应强度 B , 方向和血管内血流速度 (V) 的方向互相垂直。如果血管内血流的流速方向指向纸面内, 根据电磁感应原理可知, 在电极 E 上可引出感应电压 (U), 而 U 与 B 、 V 的方向互相垂直, 如图 (b) 的直角坐标所示。在这种情况下电极引出的感应电压 U 的大小为

$$U = 10^{-3}DBV \quad (6-21)$$

式中 B 的单位为高斯, D 的单位为厘米, V 的单位为厘米/秒, U 的单位为伏。血管内部各处的流速是不均匀的, 理论证明, 上式的 V 就是平均流速, 它与流量 Q 的关系为 $Q = \pi D^2 V / 4$ 。当 B 和 D 都已知时, 测量电压 U 就可计算出血管中的流量, 所以称为流量计而不是流速计。电压 U 是很小的, 通常为微伏的数量级。

电磁流量计的探头因测量的对象不同, 其构造型式也是多种多样的, 但其原理都是相同的。例如, 图 6-24(a) 是用于粗血管 (5mm 直径以上), 图 (b) 是用于细血管 (直径为 5mm 以下)。换能器中的磁场以前多用永久磁铁, 由于探头电极产生的极化

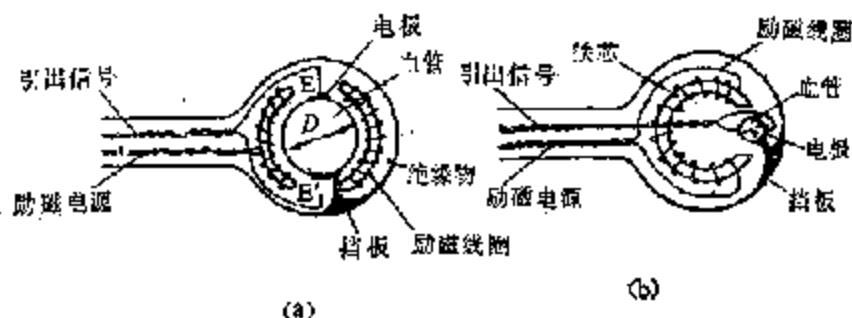


图 6-24 电磁流量计探头构成图

电压较大, 影响测量, 故现在多采用正弦式交流或正负交替式方波的激励电源。但是对于这种电源, 检测回路中磁通量的变化能够感应出很大的干扰电压, 称为变压器电压。即使检测回路尽量保持与磁感方向平行, 残存的变压器电压仍比血液平均流速调制的信号电压大很多倍, 放大电路中需要采取特殊措施来消除这种干扰。

电磁感应型心音拾音器 老式的心音测量仪器中配用的拾音器多数是电磁感应型换能器, 其构成原理如图 6-25 所示。心音的振动通过空气室中的空气传导引起受振膜振动, 和振膜连接为一体的活动线圈也随着振动。把活动线圈放在永久磁铁的磁场中, 在线圈两端将产生感应电压。这种换能器具有几赫兹到十千赫兹的频率特性, 结构坚固, 稳定性好。但由于灵敏度不高, 信噪比低, 所以这种心音拾音器的使用日趋减少。

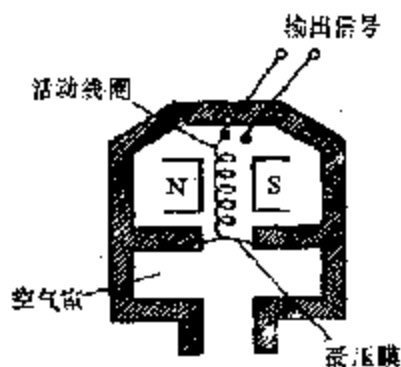


图 6-25 电磁感应型心音拾音器构成原理

三、测量电桥

在讲间接型换能器之前, 先介绍一下在医学测量中广泛应用的测量电桥工作原理。间接型换能器只能将生理指标变换为电阻、电容或电感的变化, 这些电学量还需要再转换为电压或电流的变化量, 才能够进行处理和记录。这种转换常用测量电桥来完成。

1. 直流平衡电桥 这种电桥选用直流电源作为电桥的驱动电源, 如图 6-26 所示。图中 R_x 是测量臂, 而 R_1 、 R_2 、 R_3 是已知电阻构成的桥臂。在测量某一生理量时, 可以调整 R_1 、 R_2 、 R_3 的数值, 使电桥的输出端 c 、 d 之间的电位差为零, 故接在 c 、 d 之间的

检流计或负载电阻 R_L 中无电流流过。此时，电桥为平衡电桥。不难证明，在电桥平衡时，下式成立

$$R_1 = \frac{R_2}{R_4} R_3 \quad (6-22)$$

用这种电桥可以测量未知电阻 R_1 的电阻值。

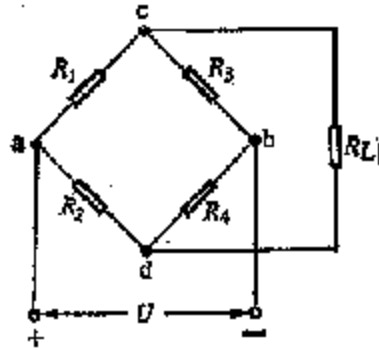


图 6-26 直流测量电桥电路

2. 直流非平衡电桥 在生物医学仪器中用的测量电桥一般都是非平衡电桥。在无待测信号输入时，电桥保持在平衡状态。当有待测信号输入时，电桥就失去平衡，在 c、d 两个输出端产生随待测量变化的信号电压，可用放大器放大后进行记录。放大器或直接记录装置在图中用负载电阻 R_L 表示。这样的电桥在工作过程中是处于非平衡状态，所以称为非平衡电桥。在实际应用这种电桥进行电信号变换，连接放大器或记录器时，常常要用到电桥的输入电阻、输出电阻，以及元件上的工作电流和电桥的灵敏度，下面分别作些介绍。

(1) **电桥的输入电阻和输出电阻**：图 6-26 的 a、b 为输入端，c、d 为输出端。在考虑到一般使用的负载电阻都很大 ($R_L \gg R_1$)，电源的内阻都很小，当电桥处于平衡的情况下，可以证明：

$$\text{输入电阻 } R_{i,ab} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (6-23)$$

$$\text{输出电阻 } R_{o,cd} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \quad (6-24)$$

显然，当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 时， $R_{i,ab} = R_{o,cd} = R$ ，这时输入电阻和输出电阻均等于一个桥臂的电阻值。如果电桥的电源电压为 U ，则通过电桥电路的总电流为 $I = U/R_{i,ab}$ ，而每个桥臂电阻上经过的电流均小于总电流。使用电桥时，一般要求电桥总电流小于换能器件的最大允许电流，这样就可确保换能器件正常工作。

(2) **电桥的灵敏度**：电桥的灵敏度可用电桥测量臂电阻的单位相对变化量引起输出端的电压或电流的变化来表示，即

$$S_v = \frac{\Delta U_o}{\Delta R/R}, \quad S_i = \frac{\Delta I}{\Delta R/R} \quad (6-25)$$

上式的 S_v 和 S_i 分别表示电桥的电压灵敏度和电流灵敏度。

如果电桥的输出电阻较小，输出端接高输入阻抗的放大器或指示器，则可近似地认为电桥处于开路输出状态。这时，如果电桥工作臂的换能器件 R_1 产生变化，则原来处于平衡状态的电桥将产生输出电压 ΔU ，这个输出电压的大小，除和电阻变化量 ΔR 有关外，还与电源电压 U 和桥臂电阻有关。下面以生物医学中常用的等臂电桥为例（即 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ），分别求单臂和多臂功能器件的电阻变化时的输出电压公式。

单臂功能器件的电阻变化时，如图 6-26 所示， R_1 为功能器件，其电阻随待测量变化，即 $R_1 \pm \Delta R$

$$\Delta U = \frac{R_3}{R_1 + R_2 \pm \Delta R} U - \frac{R_4}{R_1 + R_4} U$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ， $\Delta R \ll R$ 时

$$\Delta U = \mp 0.25 \frac{\Delta R}{R} U \quad (6-26)$$

双臂为功能器件时，即电桥中的 R_1 和 R_2 的电阻同时随待测信号变化，且使 $R_1 \pm \Delta R$ 、 $R_2 \mp \Delta R$ ，则

$$\Delta U = \frac{R_3}{R_1 + R_2 \pm \Delta R} U - \frac{R_4}{R_2 + R_4 \mp \Delta R} U$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ， $\Delta R \ll R$ 时，

$$\Delta U = \mp 0.5 \frac{\Delta R}{R} U \quad (6-27)$$

四个桥臂全为功能器件时，即桥臂中的 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 都随待测信号变化，且 $R_1 \pm \Delta R$ 、 $R_2 \mp \Delta R$ 、 $R_3 \mp \Delta R$ 、 $R_4 \pm \Delta R$ ，则

$$\Delta U = - \frac{R_3 \pm \Delta R}{(R_1 \pm \Delta R) + (R_2 \mp \Delta R)} U - \frac{R_4 \pm \Delta R}{(R_3 \mp \Delta R) + (R_4 \pm \Delta R)} U$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ， $R \gg \Delta R$ 时

$$\Delta U = \mp \frac{\Delta R}{R} U \quad (6-28)$$

由以上公式可知，测量电桥输出的电压大小，是由电桥电源电压 U 和桥臂的电阻相对变化量决定的，而且是正比关系。此外，还可看出，输出电压大小和桥臂变化元件多少有关系，当桥臂换能器件作适当配置后，桥臂功能器件越多则输出电压越大。由此可见，提高电源电压和增加功能器件的桥臂，即可提高电桥灵敏度。电源电压的提高受到换能器件允许耗散功率的限制，增加桥臂换能器件可把灵敏度提高 2 或 4 倍，但有时受测量条件的限制而不易作到。显然，电桥的灵敏度取决于换能器的灵敏度，使用者应根据具体情况，选用灵敏度适当的换能器，对于电源电压和器件个数作出最佳选择。

3. 交流电桥 桥式电路使用交流电源驱动时称为交流电桥。这时各个桥臂可以是电阻、电容或电感器件，图中的电阻 R 应改为阻抗 Z ，其工作原理与直流电桥相似。用电容或电感性换能器作为桥臂，交流电桥可将缓慢变化的生理信号调制成为与驱动电源频率相同的交流调制信号。电桥输出信号经过交流放大，相敏检波和滤波后，就可得到波形与待测信号相似的放大信号。由于交流信号比直流信号较易放大，四个桥臂都是电阻时也可以采用交流电桥，但当驱动电源的频率较高时，应在两个相邻桥臂中各用一个小电容与电阻并联，其中一个为可调的，这样可以补偿分布电容的影响，使电桥能够达

到平衡状态。

四、间接型换能器

这种类型的换能器可以把生物体上的被测非电量变换为电阻、电容、电感等电学量。这些电学量的变化可用驱动电源经适当电路（如电桥电路）把它变换为电压（或电流）信号，也就是说，换能器最后输出为电压信号，但这个输出电压信号的能不是取自被测的生物体指标，而是由变换系统中的驱动电源提供的。这类换能器分为电阻式、电容式、电感式等多种。下面主要介绍生物医学中常用的几种这类换能器的工作原理。

1. 热敏电阻 热敏电阻是一种对热敏感的半导体材料，其阻值 R_T 随绝对温度 T 增加而按指数规律减小，即遵守下式关系

$$R_T = R_0 \exp\left[B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \quad (6-29)$$

式中 T_0 通常取某一固定温度，如取室温 293K（即 25℃）， T 为某一待测温度， R_0 为 $T = T_0$ 时的电阻值， B 是由材料性质决定的热敏电阻温度常数，其值一般在 2000~4500K 之间。

由 (6-29) 式可知，当检测温度范围较大时，其阻值随温度变化是指数关系，只有在测温范围很小时，才可近似看为线性关系。如果测温范围较大，可采用补偿电路，使其接近线性关系。例如，制作半导体温度计，为使热敏电阻在 32~42℃ 范围内的阻值与温度保持线性关系，可用图 6-27(a) 所示补偿电路，即选用一个适当的电阻 R_p 与 R_T 并联，这时的总电阻温度特性曲线，在 32~42℃ 范围内近似为直线，如图 6-27(b) 所示。图中曲线 1 是未加补偿电阻前的 $R_T - T$ 曲线，曲线 2 是加补偿电阻 R_p 后总电阻的温度曲线。这种补偿法可适用于 ±10℃ 的量程，其线性度的最大偏离为 0.03℃，已可满足一般体温测量的要求。为了在较大范围内改善热敏电阻的直线性，还可同时采用串联和并联的补偿电阻，或者用运算放大器电流负反馈电路等方法，在这里就不详述了。

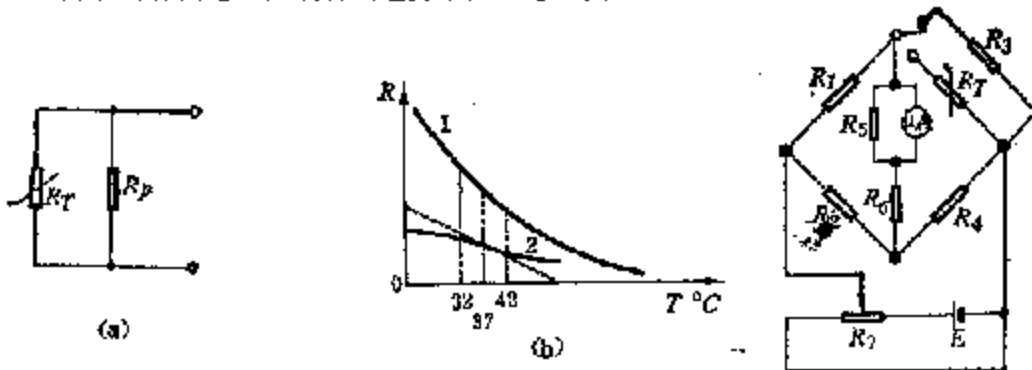


图 6-27 热敏电阻补偿电路

图 6-28 热敏电阻温度计的电路

图 6-28 为热敏电阻测温的典型电路。图中 R_T 为热敏电阻， R_1 、 R_2 是电桥平衡电阻，一般取 $R_1 = R_2$ ， R_3 等于 R_T 的起始电阻（等于温度计下限温度时的热敏电阻值）， R_4 为满刻度电阻， R_5 、 R_6 是对微安表起电流修正和保护作用的电阻。热敏电阻温度计的精度可达到 0.1℃，感温时间可小至 10 秒以下。因热敏电阻会老化，阻值每年约变化 0.1~0.2%，故其精度逐渐变差。

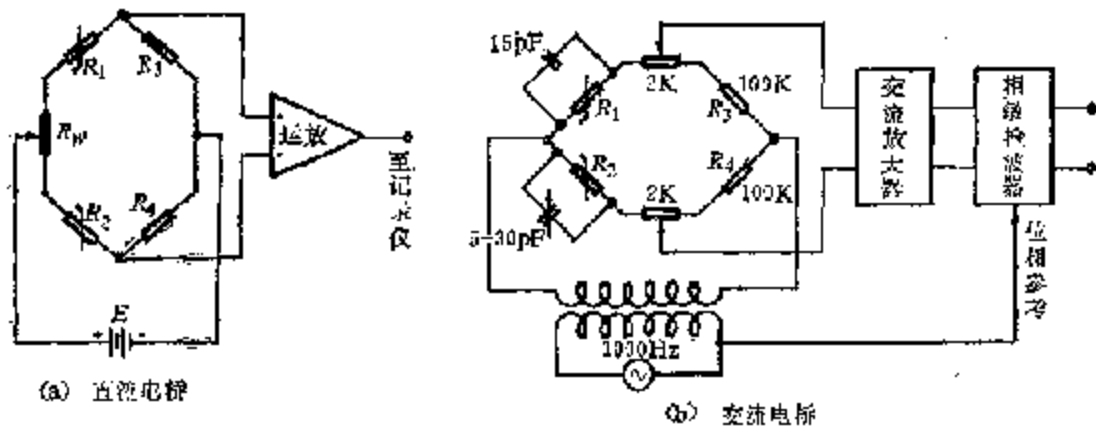


图 6-29 电桥式测温测量电路

在生物医学中常需要精确地测量十分微小的温差，例如测量机体上某两个部位间的温度差值。这时可用两个同样规格的热敏电阻组成电桥式测温电路，如图 6-29 所示。图中电桥的两个对应臂上的 R_1 和 R_2 是阻值相等、温度特性相同的二个热敏电阻，使用时分别放在两个被测部位。 R_3 与 R_4 为两桥臂上的平衡电阻。图 (a) 的直流电桥外接一直流驱动电源 E ， R_W 为调零点用的电位器。电桥输出不平衡电压信号时，由运算放大器放大后进行记录。图 (b) 中采用 1kHz 的交流电源驱动，两个热敏电阻各并联一个电容来调节平衡，输出信号使用交流放大和相敏检波，灵敏度比直流电桥更高，可检出 10^{-4}°C 的温差。

热敏电阻还可做成很小尺寸，如装在皮下注射针头中或放在导管的头部插入体内，对体内各部位的局部温度进行探测。

如果把图 6-29 中的热敏电阻 R_2 放到患者的鼻孔前，由于危重病人经鼻呼吸时，气体温度随着呼吸变化（呼气升温，吸气降温），热敏电阻 R_1 的阻值将随呼吸改变，在电桥输出端输出电压信号，经放大器放大后，由记录仪即可记录下呼吸波，或由监护仪监视患者的呼吸情况。

2. 光敏电阻 前面已经讲述了某些半导体材料遇光以后导电性提高，电阻值减小，例如在可见光和近红外线区内，硫化镉 (CdS)、硒化镉 (CdSe) 为光敏电阻材料，在远红外线区内，硫化铅 (PbS)、碲化镉 (InSb) 为光敏电阻材料。由于硫化镉和硒化镉在可见光和近红外线范围内灵敏度较高，电阻值随照射光强的变化是近似线性的，所以在医学上应用较多。如在光电容积脉搏计、血氧仪、色素稀释法（测量心输出量的一种方法）等测量中多用它作为换能器。光敏电阻光电容积脉搏计如图 6-30 所示。光敏电阻将手指反射光强度随脉搏的变化转换为电阻值的变化，再经过简单的分压式变换电路变换后，在其输出端输出一个随脉搏变化的电压信号。这种光电脉搏变换器输出的电压幅值一般为 $100\mu\text{V} \sim 50\text{mV}$ ，把它作为脉搏信号输给放大器，经放大后进行记录或显示，得到光电容积脉搏图。

光敏电阻的阻值除随光信号变化外，还受温度的影响。通常采用两个相同的光敏电阻代替图 6-29 中的热敏电阻 R_1 、 R_2 ，组成电桥电路，其中一个光敏电阻用于测量光信号，另一个不受光照射，但它们的温度相同。当环境温度变化时，这两个光敏电阻的阻值同样改变，对输出信号不发生影响，这样就起到了温度补偿作用。

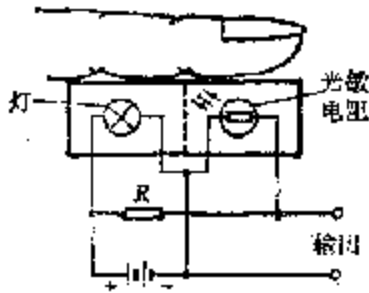


图 6-30 光敏电阻式光
电脉冲计电路

3. 压敏电阻 这种器件又叫应变电阻器 (strain gauge)。目前这种换能器件发展很快, 种类很多, 应用较广。常用的主要有金属丝应变片、金属膜应变片、半导体应变片、硅应变片和导电硅橡胶应变元件等。这些元件常用于测量位移、压力、张力和振动等方面。当压力作用在应变片上引起形变时, 其电阻值就相应的改变。当一条导线(或膜片)被拉长时, 其截面积减小, 于是阻值增大。另外, 应变材料的晶格结构因形变而改变, 使材料的电阻率也相应的改变, 因而电阻值改变。

下面以金属丝应变片为例, 分析其电阻值随应变而变化的规律及其灵敏度, 其它应变电阻器件也遵守这些基本规律

设金属丝截面积为 A , 长度为 L , 电阻率为 ρ , 则其电阻为

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (6-30)$$

当金属丝受应力作用产生形变时, A 、 L 和 ρ 都随着形变而改变。 R 为 A 、 L 、 ρ 的函数, 求 (6-30) 式的微分得

$$dR = \frac{\rho}{A} dL + \frac{L}{A} d\rho - \frac{\rho L}{A^2} dA \quad (6-31)$$

以 (6-30) 式除 (6-31) 式, 并以增量代替微分量, 得电阻相对变化量为

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (6-32)$$

式中右侧第一项为长度相对变化量(或称应变量), 第二项为截面积相对变化量, 二者都与形变有关系, 即

$$\frac{\Delta L}{L} = \alpha P, \quad \frac{\Delta D}{D} = -\alpha \sigma P,$$

式中 P 为压强, α 为弹性系数, σ 为泊松系数 ($\alpha\sigma = \beta$ 为横向压缩系数), D 为金属丝直径, 由这两个公式可知

$$\frac{\Delta D}{D} = -\sigma \frac{\Delta L}{L} \quad (6-33)$$

式中的负号是因金属丝 ΔL 为正时, ΔD 为负。又因为金属丝的横截面积为 $A = \pi D^2/4$, 求其微分得 $dA = \frac{\pi D}{2} dD$

所以
$$\frac{\Delta A}{A} = 2 \frac{\Delta D}{D} = -2\sigma \frac{\Delta L}{L} \quad (6-34)$$

将 (6-34) 式代入 (6-32) 式中得

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\sigma) \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (6-35)$$

式中右侧第一项是形变直接引起的电阻相对变化量, 称为尺寸效应; 第二项是应变使电阻率变化而引起的电阻相对变化量, 称为压阻效应。实验表明, 各种应变电阻器件在一定温度下, 在其弹性范围内, 压阻效应大致与应变量成正比。因此在形变较小的范围内,

应变电阻器件的电阻相对变化量与应变量成正比。

电阻型换能器的灵敏度系数规定为电阻相对变化量和待测物理量的相对变化量之比，所以应变电阻器的灵敏度系数为

$$G = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L}$$

将公式 (6-35) 代入此式，得

$$G = 1 + 2\sigma + \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta L/L} \quad (6-36)$$

由此可见，应变电阻片的灵敏度是由其组成材料的泊松系数和电阻率相对变化量与相对伸长之比决定的。它是比较应变电阻片性能好坏的重要指标，因为不同材料的泊松系数和 $\Delta\rho/\rho$ 不同，所以 G 也不同。理论证明，任何材料的泊松系数都小于 0.5，金属的压阻效应也较小，所以金属应变片的灵敏度较低。半导体应变片的压阻效应较大，它的应变灵敏度比金属丝要高百倍左右，但它有很高的电阻温度系数，即电阻值除了随形变变化外，还受温度变化影响。因而温度补偿就成为一个必须解决的问题。补偿温度影响的最好办法之一是用电桥电路，与图 6-29 基本相同，只是把原先的热敏电阻 R_1 与 R_2 换成两个型号相同的应变电阻片。它们受环境温度的影响相同，温度的作用在电路中互相抵消，所以输出电压信号基本上不受温度影响。实际使用时，常将 R_1 与 R_2 两个应变电阻片粘结在同一个衬片的正反两表面上。当测量生物体指标时，把衬片一端固定，另一端随被测力弯曲，则外层伸长，它的电阻值 R_1 增加 ΔR ，而内层缩短，它的电阻值 R_2 减小 ΔR 。这种办法不但能进行温度补偿，而且还使输出电压提高了一倍，如公式 (6-27) 所示。

这种换能器的频率响应为 0~20kHz 左右，在医学上可用于测量呼吸、血压、脉搏、心内压、颅内压和微拉力、微动等等。例如，导管式压力换能器是由很细小的硅应变电阻片做成的超小型换能器，外型大小为 1.65mm × 5mm 左右。把它装在导管的头部，使用时直接插入体内，可用于测量体内的血压和心内压等。这种换能器的测压范围为 -300~+400mmHg，输出电压可达 20mV/300mmHg。

又如新生儿呼吸监护器，它是用导电泡沫橡胶应变材料装在聚氯乙烯袋内做成床垫。当新生儿呼吸时，身体活动产生压力变化，导电橡胶应变材料将压力变化转换为电阻变化。把这个应变电阻器件接到图 6-31 的放大电路中，作为基极的偏流电阻，新生儿正常呼吸时，在集电极有相应的信号输出，当呼吸停止时，就无输出信号，监护器立即报警。这种换能器的灵敏度较高，对新生儿无负担，工作稳定，使用方便。弹性硅橡胶带也可用作呼吸监视器中的换能器，把它夹在患者胸围部位，其阻值将随呼吸变化，用这种应变电阻器件代替图 6-29 电桥电路中的 R_1 ，其余各臂为固定电阻，电桥即输出随呼吸变化的电压信号，经放大器放大后，由监视器显示

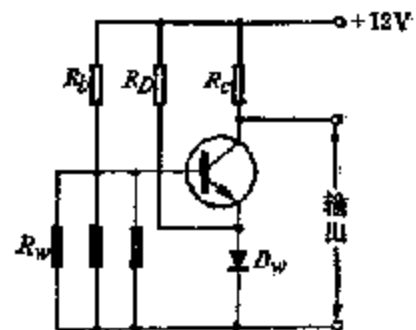


图 6-31 新生儿呼吸监视器电路

出呼吸波形。

4. 压敏晶体管 压敏晶体管换能器的类型有两种，即压敏二极管和压敏三极管，其基本原理相同。压敏三极管的灵敏度较高，使用较广。下面主要介绍压敏三极管换能器的构成原理。

半导体材料制成的PN结具有各向异性的应力效应，对于面接触式的晶体管来说，如果在发射极e上施加一定的压力P，则此局部应力作用通过发射区传至两个PN结（对二极管来说就是一个PN结）。当发射结受到局部应力后，晶体内部的载流子的迁移率和能带差发生变化，从而使结电阻变小， I_e 增大，二极管的电流放大系数增大。接成工作电路时，集电极电流 I_c 因而增大，可在集电极输出一个与压力有关的电压信号。

这种元件有面接触式和压针式等多种。常用的压针式压敏三极管如图6-32所示，接受待测压力的膜片与压针相连，压针的尖端与晶体管的发射极片相接，在晶体管芯的底座上开有两个参考压力孔，用以提供膜片内侧的参考压力。在测量压力时，可将压敏三极管接成共发射极电路，如图6-33所示。当膜片受到外方作用时，输出端就有相应的电压信号输出。

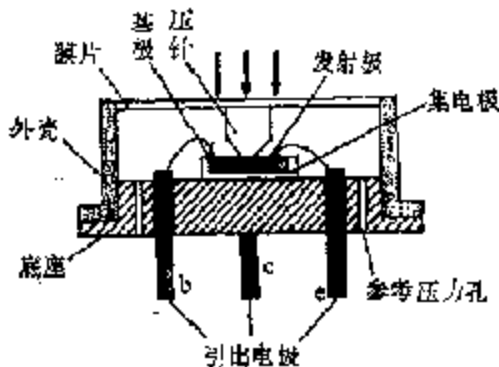


图 6-32 压针式压敏三极管构成原理图

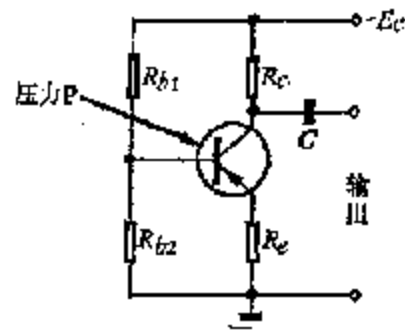


图 6-33 压敏三极管工作电路

压敏晶体管可用来制作脉搏波换能器，检测脉搏波的变化。这种换能器具有灵敏度高，信噪比大，输出阻抗低等优点，但其温度漂移大，重复性和互换性较差，尚有待于改进。

5. 气敏半导体管 某些“非化学配比”（在化合物中的一种原子或离子有过剩或不足的情况，就成为“非化学配比”的化合物）的金属氧化物，如掺有少量杂质的二氧化锡在高温下烧结而成的多晶体，它是一种N型半导体材料。这种材料在较高的工作温度下，选择性地吸收某些还原性易燃气体后，其电导率增大，即电阻值随所在环境的气体成分和浓度的不同而变化，特别是对可燃性气体很敏感，所以把这类材料做成的器件称为气敏半导体管。如国产QN系列气敏半导体元件，在250~300℃的工作温度下，接触可燃性气体，如氢、一氧化碳、甲烷、乙醚、乙醇、天然气等，当浓度在爆炸浓度下限（约百分之几）时，元件的电阻值将从原来在空气中的 $10^6\Omega$ 下降到 $10^2\Omega$ 左右。可燃性气体的浓度越大，气敏半导体阻值下降幅度也越大。

这种气敏半导体管的构成如图6-34所示，它有两组电极，一个是用于加热的电极（a、b），因为它需要在一定的高温条件下才能起作用。另一组是引出电极（c、d）。

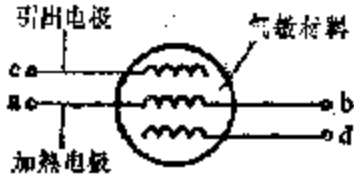


图 6-34 气敏半导体管的构成原理图

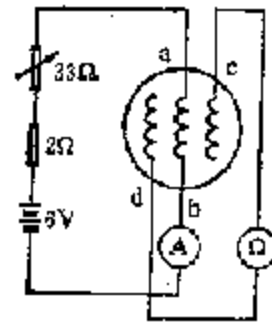


图 6-35 气敏半导体管电阻值测试电路

为了测量由气体引起电阻的变化，加热电极和引出电极的接法如图 6-35 所示。这种测量方法不便于实际应用，因此多将气敏半导体管作为电桥电路的一个桥臂，把电阻值变化转换为电压信号，然后输送给测试电路或控制电路。

在劳动保护和卫生学方面，气敏半导体管对有毒和易燃气体的检测、检漏、防火和自动报警等方面都有广泛的应用。

6. 光电管和光电倍增管 光电管的构造原理如图 6-36 所示。它是由阳极和阴极组成的二极管，管内抽成真空的称为真空光电管，管内充有惰性气体的称为充气光电管。管中的阴极上涂一层碱金属氧化物（如氧化铯）受光面，在光线照射时发射出电子。在阳极和阴极之间连接一电源 E ，使阴极放出的光电子聚集到阳极上，形成电流 I 。用电流表测得的电流强度与被测光的照度近似成比例关系。光电管的波长特性，主要取决于受光面的成分。真空光电管的阴极电流与入射光强基本成正比关系，灵敏度为 $10 \sim 100 \mu\text{A}/\text{lm}$ 。充气光电管的光电变换关系线性较差，但灵敏度稍高些，约为 $40 \sim 150 \mu\text{A}/\text{lm}$ 。

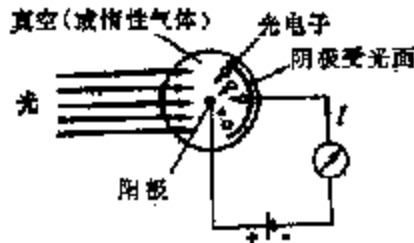


图 6-36 光电管构成原理图

这种器件在生物医学中主要用于光控电路中。例如，在自动记录点滴（输液或输血）速率和数字计数器上作光电交换器件，经光电变换后的信号输给数字电路，然后由数码管显示出记录结果。此外，还可用于各种分光光度计上。光电管的灵敏度较差，多用于被测光较强的场合。在生物医学测量中有时需要检测很微弱的光，这时就应选用光电倍增管。

光电倍增管的构造原理如图 6-37 所示。它是由一个阴极，一个阳极和若干个中间电极（或叫打拿电极）构成的。当光线照射到阴极受光面上时，受光面发射出电子，这些电子首先受到第一个中间电极 D_1 的电场力作用而加速运动，然后射到 D_1 的极板上产生二次电子，二次电子数比光电子数多 $3 \sim 5$ 倍。这些二次电子接着又受第二个中间电极

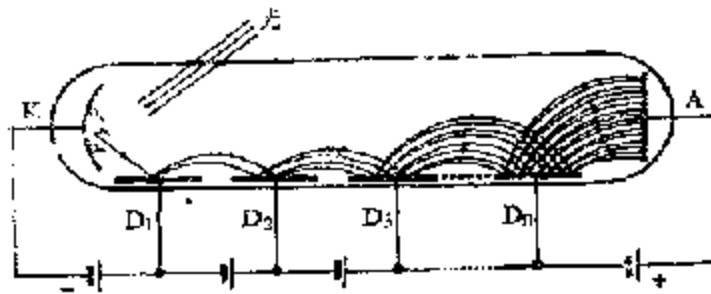


图 6-37 光电倍增管构成原理图

D_1 的电场力作用而作加速运动, 射到 D_2 极板上产生更多倍的二次电子。如此连续运行, 逐级增加二次电子的发射, 经过 10 级或 10 级以上, 可使二次电子比原来的光电子数增加 $10^6 \sim 10^8$ 倍。最后由阳极 A 收集电子形成光电流, 其灵敏度比光电管高很多倍, 可达 2000 A/lm 。

光电倍增管主要在低照度情况下 ($10^{-8} \sim 10^{-9} \text{ lm/cm}^2$), 其响应速度快, 可达 10^{-9} 秒以下。例如, 在医学中测量引入人体内部放射性同位素的射线强度, 当前多用光电倍增管和闪烁晶体 (用铀活化的碘化钠晶体) 连接起来, 成为闪烁计数器。 γ 射线照射到晶体上可产生闪烁光, 每次闪烁光强与被测 γ 射线的量子能量成正比。在液体闪烁计数器中, 测量 H^3 等放射性同位素的 β 射线, 在荧光液体中发出闪烁光, 其光强也是与 β 粒子的能量成正比。由于闪烁光很微弱, 需要用灵敏度高的光电倍增管进行光电变换。光电流经过数百千欧的电阻, 就可输出幅度达到数百毫伏以上的电压脉冲, 用于测 γ 射线或 β 射线的计数。此外, 光电倍增管还可用来测量极微弱的化学发光, 已在卫生学检验中得到应用。

7. 光敏二极管和光敏三极管 前面讲过的光电池, 实际上就是半导体 PN 结光敏二极管的一种, 因 PN 结的面积小, 这种光敏二极管的输出电流很小。光敏三极管的输出电流和灵敏度都较高, 其构成原理如图 6-38(a) 所示。三极管的基极和集电极的接触面积很大, 基极和发射极之间的面积较小, 光线可以直接照射到基极, 使基极增加电子空穴对。基区中的电子易被集电极吸取, 从而使基区中空穴增多, 引起基极电位升高。其结果使得电子从发射极流向基极以平衡过剩的空穴, 但电子在基区中与空穴相结合的很少, 大量电子流入集电极, 总的集电极电流远大于光照产生的光电流。这种三极管比相应的 (接触面相同的) 二极管的电流大 $(1 + \beta)$ 倍。

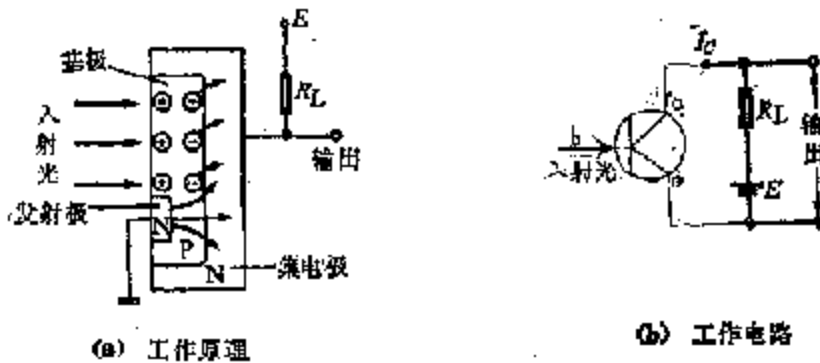


图 6-38 光敏三极管

光敏三极管使用时应接电源 E 和负载电阻 R ,基极可以悬空,如图6-38(b)所示。光敏三极管对红光和红外光具有灵敏度高、响应速度快、频率响应好等优点,是用于生物医学测量的良好换能器件,在很多仪器中都可采用。

在使用光敏三极管时,应注意光电流、耐压极限、耗散功率、环境温度等额定指标,不要超过,否则将会缩短其寿命或烧坏。

血液对于红光和近红外光是一种高度不透明的液体,近红外光在一般生物体组织中的穿透性要比在血液中大几十倍,故可用光敏三极管作成灵敏度较高的指尖容积脉搏计的传感器。

8. 电容式换能器 电容式换能器有多种,下面仅列举两例。

差动电容位移换能器 图6-39是由两个电容器构成的差动电容位移换能器。这两个电容器的公共极板(中间板)和可作直线移动的拉杆连接在一起。当拉杆随被测位移量移动时,公共极板也随着改变位置。因此,两电容器的板间距也跟着改变,一个增大,一个减小。所以一个电容减小,另一个增大。把这两个电容分别作为交流电桥的两个对应桥臂,另外两个桥臂用一定阻值的电阻。这种变换电路原理同图5-29(b)类似,用这种电桥可把待测的位移量(生物体微动)变换成相应的电压信号。

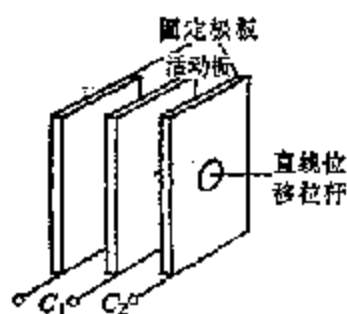


图 6-39 差动电容位移换能器构成图

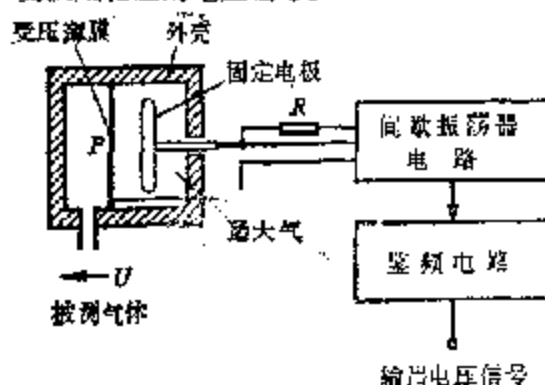


图 6-40 电容式压力换能器工作原理

用这种换能器做的测量仪器,灵敏度高,最高可分辨 $0.2\mu\text{m}$ 的位移变化,频率响应为 $0\sim 500\text{Hz}$ 。在医学中常用于测量生物体的微动现象,例如测量心音和血管的脉相等。

电容式压力换能器 呼吸阻力计上测量气体流速用的压差计,就是这种换能器,如图6-40所示。这种换能器里面有一个受压薄膜,当薄膜两面发生压强差时,薄膜产生移动。在薄膜对面平行放置一个绝缘良好的固定电极,由薄膜(金属的)与固定电极构成一个电容器。其电容大小随薄膜离固定电极的位置变化而改变。电容器控制间歇振荡器充放电路的时间常数(RC),或控制 LC 振荡器的振荡频率,由 C 的变化转换成相应的频率变化,即对载波进行调频,然后通过鉴频电路转换为电压信号,这个电压信号与所测压强成比例。这种换能器也可用于测量流动气体的压强,然后由柏努利方程求出气体的流速。

这种换能器的构造简单、稳定性好、灵敏度高、频率特性好,但易受温度和湿度的影响,所以应在温度和湿度比较恒定的环境中工作。

9. 差动变压器式换能器 当前在医学上使用较广的差动变压器式换能器的构成原理如图6-41所示,由一初级线圈 P 和两组匝数相同、几何形状完全对称的次级线圈 S_1 、

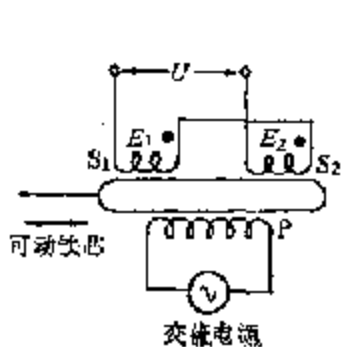


图 6-41 差动变压器式换能器原理图

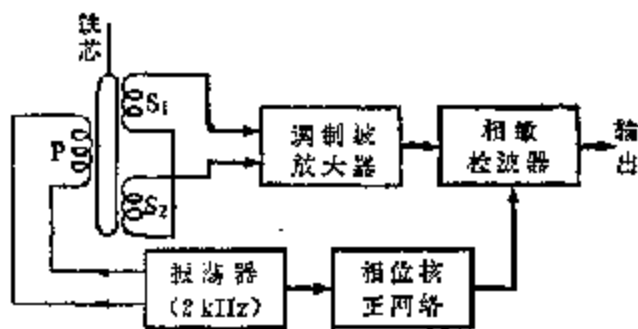


图 6-42 用差动变压器式换能器测量的原理图

S_2 组成，在线圈中间放一可动的铁芯(铁氧体)。初级线圈接低频交流电源作为励磁电源，在两个次级线圈 S_1 、 S_2 上分别产生感应电压 E_1 、 E_2 。如果铁芯位于两个几何对称放置的次级线圈正中，则感应电压 $E_1 = E_2$ ，由于次级线圈 S_1 与 S_2 是反极性串接的，在这种情况下，次级线圈总的输出电压 $U = E_1 - E_2 = 0$ 。如果有待测量作用，使铁芯位置变化，以致改变了互感量的对称性，则 E_1 与 E_2 不相等，这时产生输出电压 $U = E_1 - E_2$ 。由于变换后的输出信号是调制信号，必须经过放大和相敏检波后才能显示或记录。图 6-42 为实际使用的测量仪器的原理图。

这种换能器的灵敏度比较高，如果初级线圈上加 1V 的电源电压，铁芯有 1 μ m 的位移时，次级可获得 0.2~1mV 的输出电压。很明显，提高初级线圈励磁电源电压，就能提高灵敏度，增大输出信号。但励磁电源电压不能增加过大，否则，因铁芯的磁化非线性

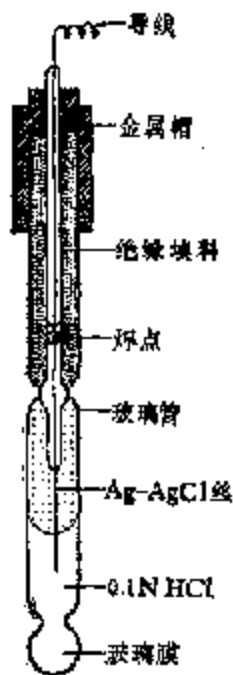


图 6-43 pH玻璃电极构造图

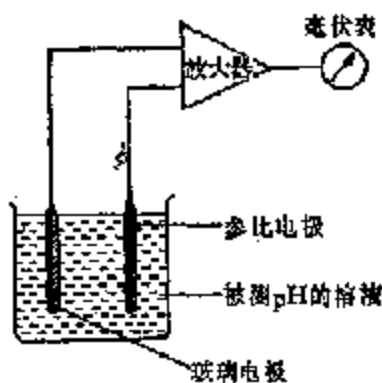


图 6-44 用玻璃电极测定溶液 pH 装置示意图

性增大，使信号波形失真。另外，也会使线圈损耗增大而发热。这种换能器通常采用 1~10V，频率为 50Hz~20kHz 的交流电源作为初级线圈的励磁电源。差动变压器式

换能器广泛用于测量生理学中的微小位移、力和压强。例如，用于测量膀胱内压、血压和眼压等等。

第三节 检测生物体内离子与血液气体传感器

由于生物体内的离子在很多生理过程中起着重要作用，因此，在医学上特别重视开发检测生物体内离子浓度和血液内氧分压 ($P'O_2$)、二氧化碳分压 (PCO_2) 的传感器。目前在临床医学和基础医学研究中已广泛使用这类传感器，下面简要介绍几例。

一、玻璃膜电极

如果用特制的玻璃膜把两种不同的电解液隔开，因膜两侧的两个界面处阳离子交换过程，以及离子扩散作用，使玻璃膜两侧产生电位差。当玻璃膜内侧的电解液氢离子浓度保持不变时，这时膜两侧的电位差大小只随膜外侧待测电解液中氢离子浓度改变。根据这种原理制成的电极可用来测定溶液的氢离子浓度，这种电极称为 pH 玻璃电极，其构成如图 6-43 所示。这种电极的电阻可高达 $100\sim 1000M\Omega$ ，应使用高阻抗的晶体管电压表测量。图 6-44 是用玻璃电极测量待测溶液 pH 值装置的示意图。图中的参比电极一般选用饱和甘汞电极，放大器为高输入阻抗的直流放大器。

氢离子玻璃膜电极的膜是柯宁玻璃薄膜，如果改变玻璃膜的组成成分，还可以制成各种离子选择玻璃电极，例如检测 Na^+ 、 K^+ 、 Li^+ 、 Ag^+ 等玻璃电极。

二、离子敏感场效应管传感器

离子敏感场效应管 (ion sensitive field effect transistor) 传感器，可缩写为 ISFET 传感器。这是 1970 年 Bergveld 首先提出的一种新型传感器，近年来发展很快，在生物医学中应用也很盛行。这种传感器可用集成电路技术作到小型化，使头部直径小到 $200\sim 500\mu m$ ，极易插入生物体内，进行实时测量体内各种离子浓度。这种传感器还具有灵敏度高、可靠性好、响应速度快、阻抗容易变换、温度容易补偿等优点，所以发展快、应用广，已成为当前引人注目的一种新颖的传感器。

ISFET 传感器的构成是以增强型金属氧化物绝缘场效应管 (MOSFET) 为基础。MOSFET 的工作电路如图 6-45 所示。当栅极电压 $U_g > 0$ 时，在 P 型基片靠近绝缘膜处形成薄的 N 型导电层， U_g 越大，导电层的电荷越多，N 通道越宽。因而，当 U_{ds} 一定时， I_D 随 U_g 变化。

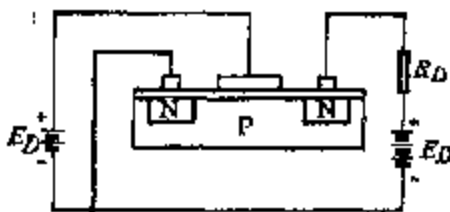


图 6-45 MOSFET 工作原理

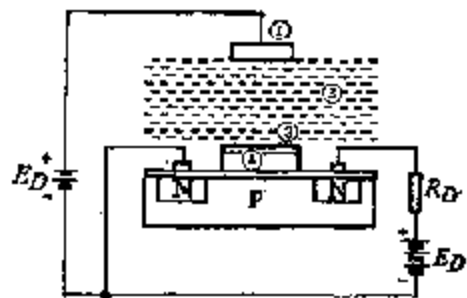


图 6-46 ISFET 工作原理

ISFET 传感器的工作原理基本与 MOSFET 工作原理相同,只是 ISFET 传感器采用一种特殊技术处理的离子敏感膜覆盖在绝缘栅上,如图 6-46 所示。如用 SiO_2 或 Si_3N_4 、 Al_2O_3 、 Ta_2O_5 膜,就可测定 H^+ 浓度,其中 Ta_2O_5 膜的选择性最好。用含有缬氨霉素或冠乙醚等离子交换物质的聚氯乙烯 (PVC) 膜覆盖在绝缘栅板上,可以检测 K^+ 浓度。上述两个工作电路的栅极 (S) 和漏极 (D) 完全一样,只是衬极不同。图 6-46 中的①是参比电极,②是待测溶液,③是离子敏感膜,④为绝缘栅极。栅极电势 U_g 为

$$U_g = E_n - U_n - \left(i_0 + \frac{RT}{ZF} \right) \ln a_i \quad (6-37)$$

上式中 E_n 为参比电极电势, U_n 为参比电极在待测溶液中的电极电位, $U_i = -\frac{RT}{ZF} \ln a_i$ 为栅极上的离子敏感膜与待测溶液间的 Nernst 电势。由 (6-37) 式可知,栅极电势 U_g 取决于待测溶液中的离子有效浓度 a_i 大小。在图 6-46 中,栅极电压 U_g 直接控制漏极电流 I_d , 因而用漏极输出电流 (或电压) 就可测得待测溶液中的离子浓度。

这种电极已用于连续测量口腔内齿龈下的 pH 值,配合内窥镜测量胃内各部位的 pH 值,也可把 ISFET 装在探针前端,插到血管内连续监视血液的 pH 值。

三、测量生物体血液气体电极

在临床和基础医学研究中,为诊断生物体的心脏功能,如肺不张、肺扩张、房间隔缺损等疾病,需要在生物体内及时地或连续地测且血液内的 PO_2 、 PCO_2 和 pH 值等。当前作这方面测定较好的自备仪器是血液气体分析仪,配有氧电极、二氧化碳电极和 pH 电极。下面简单介绍这些电极的构成和工作原理。

1. 氧电极的构成和工作原理 氧电极的工作原理如图 6-47 所示。在测定时,测定

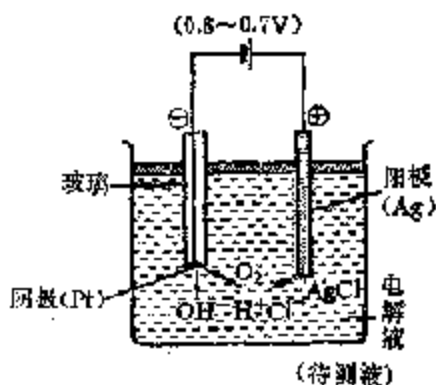


图 6-47 氧电极工作原理

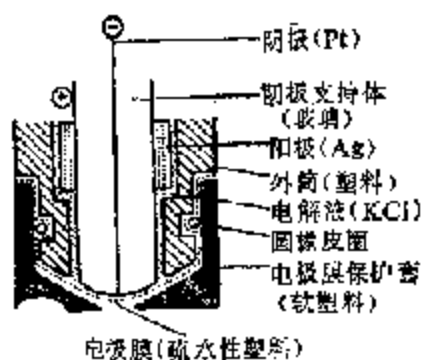
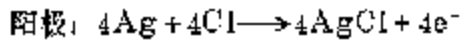


图 6-48 Clark 电极的构成原理

电极和参比电极分别浸放在待测血液中。测定电极用铂、金或银 (表面用玻璃绝缘下端露出金属电极)。参比电极采用甘汞电极或银-氯化银电极,因为被测血液中含有 Cl^- , 故也可用银丝。当在两电极间加 0.6~0.7V 电压,且测定电极接在电源的阴极上,就可产生下列反应:



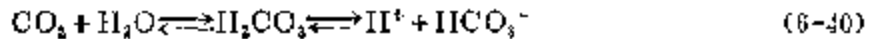


(6-39)

在这个电解过程中, 电路中的电流与待测血液中的 O_2 浓度成正比, 而且在这个电压范围内, 电流强度基本上与电压无关。因此, 极谱氧电极的电流强度可以测定血液中的氧分压 PO_2 。在实际工作中, 阴极的铂很容易被“毒化”, 特别是电极浸入含有蛋白质的介质中时, 蛋白质会沉积在电极表面上, 从而减少电极的有效面积, 使电流下降。

目前在医学中常用的氧电极是 Clark 电极, 其构成如图 6-48 所示。测定电极 (Pt) 与参比电极 (Ag) 都放在同一电解液 (0.1N KCl) 中, 共同组合为一体, 被测血液与电极不直接接触, 使用 25 μm 左右厚的聚丙烯电极膜罩在电解液的外面上。在测量时, 把 Clark 电极放在血液中, O_2 透过聚丙烯透气膜到 Clark 电极内的电解液中, 当两电极间加 0.6~0.7V 电压, 通过测量电解反应电流, 即可测得血液中的 PO_2 。这种电极不仅能测血液中的 O_2 含量, 还可测定气体中的 O_2 浓度。Clark 电极还可作得很小, 将其装到注射针内部测量血管内的血液氧分压, 如图 6-49 所示。

2. 二氧化碳电极的构成和工作原理 二氧化碳电极的构成同 Clark 电极基本类似, 如图 6-50 所示, 在电极管内放一定浓度的 NaHCO_3 和 KCl 溶液, 在该溶液中加入玻璃膜 pH 电极, 用易透过 CO_2 的聚四氟乙烯薄膜将电极管内的电解液与管外的待测血液隔开。在测定血液中的 PCO_2 时, 把电极下端浸入血液中, 血液内的 CO_2 通过聚四氟乙烯电极膜, 与膜内电解液进行化学反应, 结果将改变膜内电解液的 pH 值。化学反应式为



如果待测血液内的 CO_2 浓度比电极膜内电解液的 CO_2 浓度高, 这个化学反应向右进行, 使 pH 值降低。反之, 待测血液内 CO_2 浓度低于膜内电解液的 CO_2 浓度, 化学反应向左进行, 使 pH 值增高。这样, 用电极管内部的玻璃膜 pH 电极测定管内电解液的 pH 值, 就可决定血液中的 CO_2 浓度, 它可换算为血液的 PCO_2 值。

图 6-50 所示的二氧化碳电极是广泛用于体外血液测定的电极, 内部装有玻璃膜 pH 电极, 所以体积较大, 不能用于血管内测量。目前有人试用金属氧化物电极和 ISFET 电极测定血液中的 CO_2 浓度, 这样可以大大减小电极的体积, 但现在尚无成熟的产品。

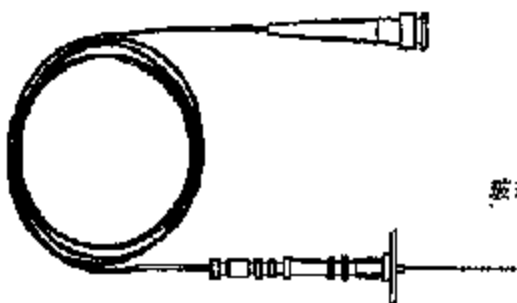


图 6-49 针形氧分压电极

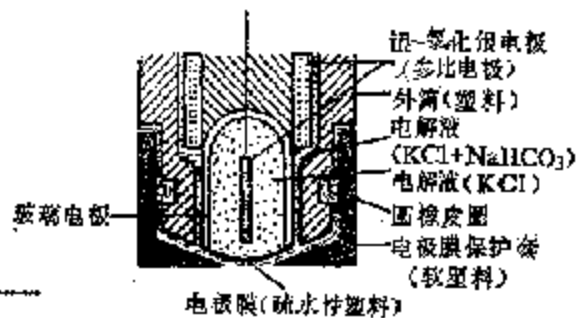


图 6-50 二氧化碳电极的构成原理

3. 经皮测定血液气体电极 为了无损测定体内动脉血液的 PO_2 与 PCO_2 , 把电极放在皮肤表面。对接触电极的皮肤表面加热到 42~43 $^{\circ}\text{C}$, 使细动脉血管扩张, 血流

显著加快,皮内的血液量增加, O_2 量也随着增加。这时皮肤的血液与动脉血液很相近,于是 O_2 与 CO_2 可从动脉化的毛细血管网内血液中扩散到皮肤表面,再用氧与二氧化碳电极分别在体表测定 PO_2 与 PCO_2 。下面分别说明经皮氧电极与二氧化碳电极的构成原理。

经皮氧电极 如图 6-51 所示,由电极主体(包括加热皮肤用热源),膜座(包括一次性膜)与膜盖板(皮肤加热板)三部分组成。将电极膜贴在膜座上,并在膜中心处放少量电解液,然后把它插到电极主体上,盖上面盖板。测定时,把经皮电极安放在胸、腹、手腕等部位的皮肤上。为了使测定部分的电极膜和皮肤接触良好,需要涂少量生理盐水,然后用粘带系紧。

经皮二氧化碳电极 如图 6-52 所示,其构成和经皮氧电极类似。主要差别是,在电极主体部分内装一玻璃膜电极,由于这种电极的电阻抗很大,所以在传感器内部安放一个缓冲放大器。另外,电极膜是使用 $10\mu m$ 左右的聚四氟乙烯膜,电极膜内放的电解液含 $NaHCO_3$ 、 KCl 和乙稀、乙醇溶液。测定方法同经皮氧电极一样,但经皮二氧化碳电极的稳定性和线性比经皮氧电极差些,虽然在测定范围内可基本满足要求,但在装置方面还有待进一步改进,在测定的数值方面还应加以适当修正。

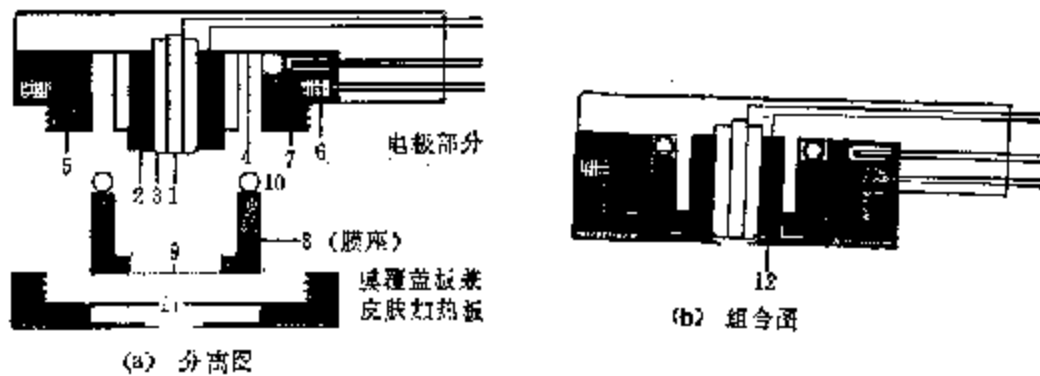


图 6-51 经皮氧电极的构成图

- 1.铂极(Pt测定电极); 2.银极(Ag); 3.玻璃膜; 4.电极支持体; 5.加热丝(金属); 6.电热丝; 7.热敏电阻; 8.膜座(塑料); 9.电极膜(20 μm 聚四氟乙烯膜); 10.圆环; 11.皮肤加热板; 12.电解液(含80%乙醇二氧的0.5MCl、0.02MH₂PO₄溶液)

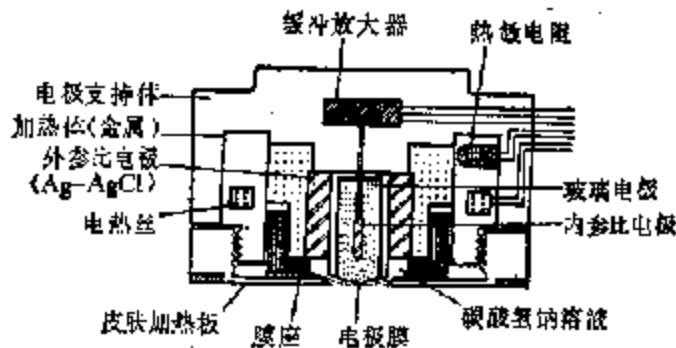


图 6-52 经皮二氧化碳电极的构成原理

第四节 生物传感器

生物传感器 (biosensor) 的研究和开发工作是从六十年代初期开始的, 近些年来获得飞速发展, 现已有很多种专用于医药学和环境卫生领域检测的生物传感器, 如酶传感器, 免疫传感器, 酶免疫传感器, 微生物传感器, 药物传感器等等。在生物体内存在多种互相选择性亲和的特殊物质, 如酶-底物、酶-辅酶、抗原-抗体、激素-受体等等。如果把它们的一方固定化在载体 (膜) 上作为分子识别元件, 就可有选择地测定另一方。这种利用各种生物或生物物质作元件的传感器, 称为生物传感器。这种传感器具有特异性强、响应速度快、使用方便等优越性, 已有部分进入实用化阶段。生物传感器现正从单一功能型向多功能型、高灵敏度和微型化方向发展, 不久将会开发出能同人类的味觉和嗅觉相媲美甚至更优越的传感器。本节仅对部分生物传感器的构成原理和使用情况作一简要介绍。

一、酶传感器

酶传感器是最早问世的一种生物传感器, 早在 1962 年 Clark 就提出了酶传感器原理, 于 1967 年由 Updike 等制成了第一代的酶传感器。因为酶具有对特定化学物质选择性识别的能力, 因此可用它来测定有机化合物和与之相关的物质。如果将酶结合在具有微孔的聚四氟乙烯或聚丙烯酰胺膜上, 然后将这个膜和含有待测物质的待测溶液相接触, 这时酶和它的对应底物发生选择性识别, 在膜上发生反应, 产生电活性物质, 然后用氧、氢等电极, 或 ISFET 电极测量与底物浓度相应的电流或电压。下面列举几例酶传感器的构成原理。

1. 葡萄糖传感器 如图 6-53 所示, 在酶膜上固定葡萄糖氧化酶, 在膜内溶液中放

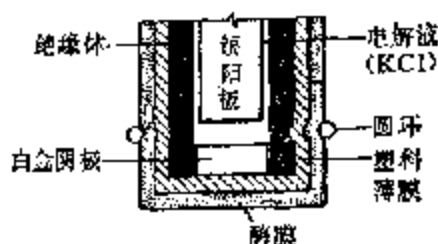


图 6-53 葡萄糖传感器构成原理图

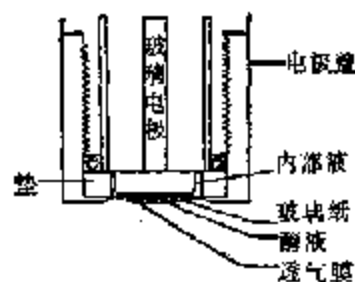
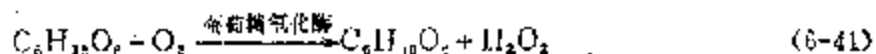


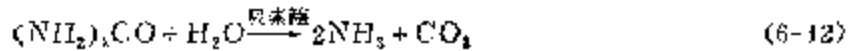
图 6-54 尿素传感器构成原理图

一个 Clark 氧电极, 就成为葡萄糖传感器。当待测液中的葡萄糖与酶膜上的葡萄糖氧化酶作用, 产生下列反应



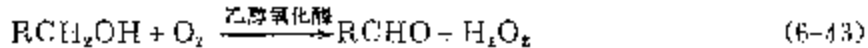
可见, 葡萄糖浓度大, 参加反应的分子数多, 则消耗待测液中的氧分子也多, 因而透过聚丙烯透氧膜的氧气减少, 流过 Clark 氧电极的电流相应减小。经过 5~10 分钟电流稳定, 这时就可依电流值大小定出待测液中的葡萄糖浓度。测定葡萄糖量是临床诊断糖尿病和血糖值的重要指标, 所以这种可快速测定葡萄糖含量的传感器, 在医学上很适用, 目前正在推广使用中。

2. 尿素传感器 如图 6-54 所示, 即在透气膜上固定尿素酶, 在酶膜内放一个二氧化碳电极 (参阅图 6-50), 尿素经尿素酶作用的反应式为:



即分解为氨和二氧化碳, 通过二氧化碳的聚四氟乙烯膜可把氨隔开。通过二氧化碳电极测得的电压值, 就可换算出尿素浓度。这种传感器可在 2~5 分钟内测定出血液中的尿素含量。

3. 酒精传感器 酒精经乙醇氧化酶作用时消耗氧, 而生成醛和过氧化氢,



故可利用氧电极测定氧消耗量, 然后换算成酒精浓度。

酶传感器是将酶固定在多孔高分子膜上, 然后再将膜密封在电极上组成的, 在这种传感器中, 酶膜的透析性能将直接影响到传感器的性能。因此, 如何制成透析性能好, 使用寿命长的酶膜是一个极为重要的问题, 迄今研究酶传感器的工作重点都集中在如何提高酶膜上。

二、微生物传感器

微生物传感器的构成及其工作原理与酶传感器基本类似, 但其分子识别元件是采用对待测定物具有选择作用的微生物, 将它直接包埋固定在高分子膜上。微生物传感器多数是死活的微生物, 所以固定时一般采用温和方法。然后将这个微生物固定化膜密封在测量电极上, 便构成微生物传感器。微生物传感器从原理上可区分为两类, 一类是以微生物的呼吸活性为测定指标; 另一类是以它的代谢活性物质为测定指标。下面分别说明其构成和工作原理。

1. 呼吸活性测定型微生物传感器 其构成如图 6-55 所示, 把活的好氧微生物固定在多孔性醋酸纤维素膜上, 然后将这个膜装在氧电极的透气膜上, 就成为这种微生物传感器。将它插入含有待测物的液体中时, 由于待测有机化合物向微生物膜内扩散, 被微生物同化 (摄取) 后, 使微生物的呼吸活性增强, 耗氧增多, 因而扩散到氧电极的氧气浓度下降, 其下降值可由氧电极的电流变化测出。待测液中的待测化合物越多, 微生物呼吸活性越强, 耗氧越多。故可用这种微生物传感器测定待测定的有机化合物浓度。

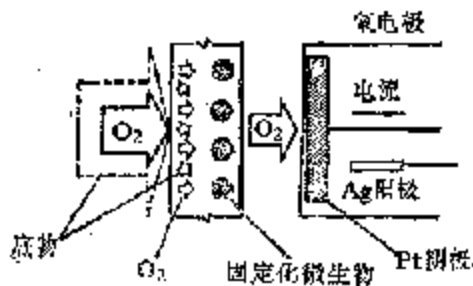


图 6-55 呼吸活性测定型微生物传感器的构成原理

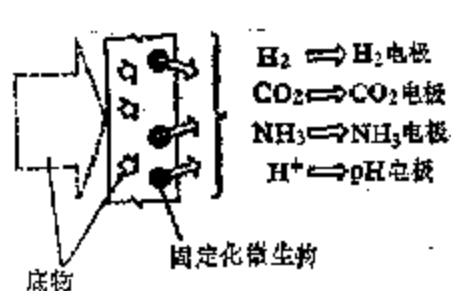


图 6-56 电极活性物质测定型微生物传感器的构成原理

为了提高测定的精确度, 必须选择对被测物质有特异作用的微生物。目前, 根据特异作用研究出来的微生物传感器已有几十种。例如, 测定葡萄糖的微生物传感器, 是选

用具有选择性的摄取葡萄糖的细菌，如活的荧光假单胞菌，将这种菌用包埋法固定在胶原膜中，然后装在氧电极上，就制成为检测葡萄糖的微生物传感器。又如，测定醋酸的微生物传感器，是将对醋酸有选择性摄取作用的芸苔丝孢酵母固定多孔醋酸纤维素膜上，再把它装在氧电极上，就构成为检测醋酸的微生物传感器。

2. 电极活性物质测定型微生物传感器 其构成原理如图 6-56 所示，由固定化微生物膜和专用电极组成。当选定的微生物摄取待测有机化合物后，生成各种代谢产物，其中含有电极活性物质（即同电极反应的物质）。所以，用专用电极来检测代谢的活性物质，就可测定出待测液中的待测有机化合物含量。例如，用“生氢菌”固定化膜摄取待测液中的糖类物质后产生氢气，然后用氢气电极检测 H_2 量，即可换算出糖类物质的含量。这种测定方法所用的氢气电极是燃料电池型氢电极，它是以铂为阳极，过氧化银（ Ag_2O_2 ）为阴极，中间充有磷酸缓冲溶液。当氢气在阳极处发生化学反应时，由电极可测得其相应的电流值。

微生物传感器与酶传感器相比，其稳定性优于酶传感器，灵敏度无显著差别，但反应速度稍慢一些。目前，这种传感器已开始供实际检测使用。由于微生物的功能极其复杂，还有很多未知功能，如果能弄清楚一些微生物的特殊功能，将会研制出更多选择性好、灵敏度高的微生物传感器。

三、免疫传感器

酶对低分子底物选择识别能力较强，但对高分子底物选择识别能力较差。为了能够在选择性地检测分子量较大的分子，如肽类激素、蛋白质等，而采用免疫测定法。免疫传感器是利用抗体与抗原的识别功能和结合功能构成的。把抗体固定在膜上或固定在电极表面上，当将其放到待测液中，利用抗体对待测液中的抗原识别和结合功能，识别与其相对应的抗原，形成稳定的抗原抗体复合物，该复合物可诱发膜电位或电极电位的变化。利用这种现象制成的免疫传感器，如图 6-57 所示。

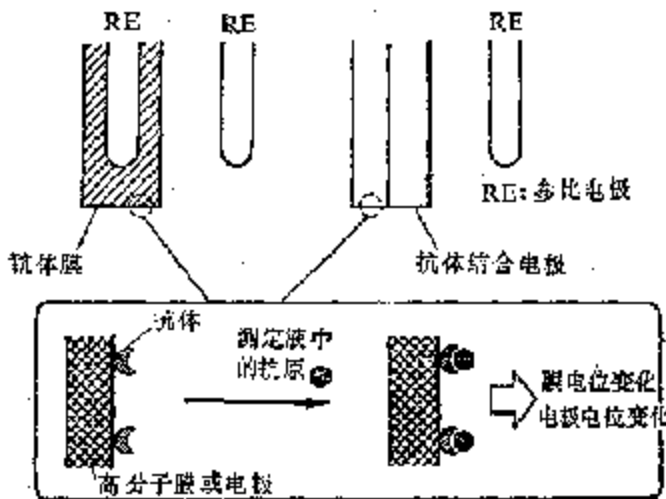


图 6-57 免疫传感器构成原理

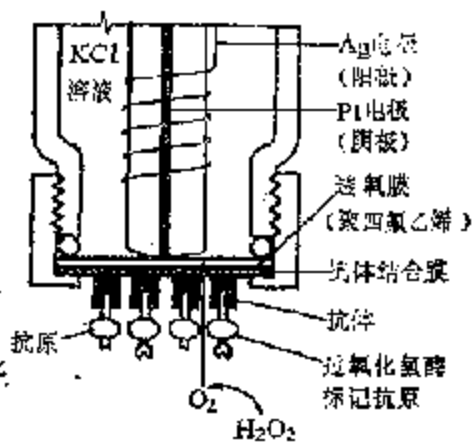


图 6-53 酶免疫传感器构成原理

例如，测定血清中的白蛋白的免疫传感器，就是把白蛋白抗体固定在膜上，使该膜能够选择性地识别白蛋白。由于抗体膜表面结合有抗体，因此在中性或酸性条件下抗体膜

带正电荷,而球蛋白带正电荷,白蛋白带负电荷。当抗体膜接触待测电解液时,如果抗原与抗体结合,在抗体膜表面吸附白蛋白,使膜上正电荷密度减小,膜电位随着相应降低。利用电极测定其电位变化,就可测定出白蛋白量。这是自动检测血液或尿中的高分子成分(如血清蛋白、抗体、肽类激素等)的一种既科学又简便快速的方法。

为了提高免疫传感器的灵敏度和响应速度,使其能检测微量成分,还可利用标记酶的化学放大方法组成酶免疫传感器。酶免疫传感器的基本构成原理如图 6-58 所示。在电极下面或表面上放一抗体固定化膜和由标记酶结合的抗原,形成一个稳定的复合体。例如,用过氧化氢酶为标记的酶免疫传感器,是将抗体膜放到含已知适量的过氧化氢酶标记的抗原溶液中,发生抗原抗体反应。因参加复合反应的都是标记酶的抗原,然后洗去膜上没参加结合反应的抗原。这时再将此免疫传感器放入酶活性测定液(如 H_2O_2)中,由于膜表面结合的过氧化氢酶标记抗原,使 H_2O_2 分解,产生 O_2 。透过透氧膜,使氧电极的电流值增大到一定值。如果被测液中除放已知适量的过氧化氢酶标记的抗原外,还含有非酶标记的待测抗原时,这时被测液中的非标记抗原(待测物)和酶标记抗原相互竞争的与膜上的抗体相结合,被测液中的待测物越多,膜上吸附(结合)的酶标记抗原就越少。然后把这个传感器再放到酶活性液中,由氧电极测量的电流值将随着待测物的增加而减少。因而,根据传感器的电流变化值,就可推算出待测物的含量。

四、药物传感器

治疗各种疾病要使用各种各样的药物,如何用药法疗效最佳,这是临床医生非常关心的问题。随着近代科学技术的发展,已能定量测定药物在血液中的浓度。通过测定体内各部位血液中的药物浓度,可反映药物在体内的动态分布情况。当前定量地分析生物体内试样中的药物浓度方法很多,但其中最引人注意的新方法是生物传感器法。即利用酶、抗体、微生物等具有分子识别功能的生物物质和电化学器件组成的生物传感器。测定生物体试样中药物浓度用的生物传感器,称为药物传感器。诸如用于测定药物的酶传感器、免疫传感器、酶免疫传感器、微生物传感器和 ISFET 传感器等都属于药物传感器。这类传感器的工作原理如前所述,在这里仅具体列举青霉素传感器一例加以说明。它是由氢离子敏感场效应管传感器和青霉素酶固定化膜组成的,即在对氢离子有特异响应的栅极绝缘膜上,再放一个青霉素酶固定化膜。当待测试样中的青霉素受固定化在膜上的青霉素酶分解,使被测液中的氢离子活度改变,同时由 ISFET 传感器检测氢离子活度,然后将其换算为待测溶液中的青霉素浓度。

由于这种传感器刚开始使用,尚局限于测定离体试样中的药物浓度,还不能在体内连续测定各不同部位血液中的药物浓度。此外,还存在复合膜重复性差,体积大等不足之处。随着半导体集成技术的发展,可将抗原抗体或微生物等和 FET 半导体器件适当组合为集成器件,实现小型化,提高药物传感器的灵敏度和特异性。可以预见,药物传感器也将和其它生物传感器一样,很快运用到医学、药学和临床化验等各个领域。

习 题

- 6-1 何谓电极电位?何谓电极的极化电压?是否电极电位大,极化电压也大?
- 6-2 电极电位的大小主要是由什么决定的?电极电位对生物电测量有何影响?如何排除这种影

响?

6-3 极化电压大小与哪些因素有关? 如何减少极化电压? 极化电压对生物电测量有何影响? 并说明为什么。

6-4 Ag-AgCl 电极是否必须在氯化物溶液中共极化电压才小? 试说明为什么?

6-5 试比较极化电极和非极化电极的不同点。

6-6 在选用电极测量各种生物电时, 为减小电极对测量的影响, 应当如何挑选测试电极?

6-7 试说明液体注入式心电图电极有何优点?

6-8 用一对电极测量生物电时, 画出其等效电路, 并说明各等效元件代表什么? 各对生物电测量有何影响?

6-9 试说明使用玻璃微电极检测生物电信号时产生高频失真的原因, 如何克服?

6-10 玻璃微电极的阻抗较高, 如何测量其阻抗的大小? 测量阻抗大小有何实际意义?

6-11 选用压电换能器时, 应当注意哪些要求? 并说明为什么?

6-12 试说明光电容双球计的工作原理。

6-13 用铜铟和铂组成的热电偶, 如果冷端为 20°C , 热端放入直烫中, 测得温差电势为 0.12mV , 问直烫内温度为多少?

6-14 用电磁流量计测量一个动脉血管的血流量, 已知磁感应强度为 2000 高斯, 血管半径为 5mm , 血管壁厚为 0.5mm , 从两极引出的电动势为 0.2mV , 试求血流速度和实际血流量各为多少?

6-15 如果测量电桥中四个桥臂的电阻相等, 都是 100Ω , 问其输入电阻和输出电阻各为多少? 并说明其大小对生物体指标测量有何影响?

6-16 测量电桥输出给放大器的电压信号大小取决于哪些量? 各应当如何选择才合适?

6-17 试分析热敏电阻阻变计的工作原理。

6-18 试用热敏电阻设计一个简单的呼吸监护器的工作原理图 (不必计算元件数值)。

6-19 试用应变电阻器件设计一个简单的呼吸监护器的电路原理图 (不必计算元件的数值)。

6-20 试用气敏半导体管设计一个简单的矿井下自动报警装置的原理图 (不必算元件数值)。

6-21 试说明差动电容换能器的构成原理和主要特性。

6-22 为什么用玻璃膜电极可以测定待测液的 H^+ 浓度?

6-23 试说明用 ISFET 换能器测量 K^+ 浓度的原理, 这种测量方法有何优点?

6-24 试说明二氧化碳电极的工作原理。

6-25 试说明经皮测定血液气体电极的工作原理。

6-26 试举例说明肌电传感器的构成和工作原理。

6-27 从工作原理划分生物传感器有几类? 各有何特点?

6-28 试说明免疫传感器的工作原理。酶免疫传感器与免疫传感器有何不同?

6-29 试画出青霉素传感器的构成原理图, 并说明其工作原理。

6-30 试比较酶传感器, 微生物传感器, 免疫传感器, 药物传感器等四种传感器的异同。

实验一 医用电极的制造及其特性的测量

目的:

- 1) 掌握银-氯化银电极的制造方法。
- 2) 通过实验进一步了解极化电极和非极化电极的特性。

实验二 应变电阻器的制造及其应用

目的:

- 1) 掌握用半导体应变片制造应变电阻器的方法;
- 2) 了解在医学测量中使用应变电阻器的方法。

实验三 医用传感器在医学测量中的应用

目的:

- 1) 了解各种医用传感器在医学测量中的使用法;
- 2) 加深对各种医用传感器的工作原理和特性的理解。

(本实验可用演示实验教学)

第七章 医用仪器的显示和记录装置

生物体的各种电信号可由放在生物体上各种电极引出，而生物体上各种非电性的生理参量则可用各种换能器分别变换为相应的电信号。这些生物信号一般都是非常微小的，不能直接用于观察和记录，要完经过放大器适当放大后，再输给显示器或记录装置。

所谓生物体信号显示器，就是以图线形式显示出随时间变化的生理参量，如心电、脑电、心音等；或经过模-数转换或数据处理后以数字形式显示所需的生理参量。生物信号记录器指的是，把上述的图形或数据直接描绘或记录在图纸、磁带或胶卷上，可以保存较长时间。

生物体信号的变化情况是比较复杂的，有缓慢变化的信号，如血压、肠蠕动、肌肉收缩等，也有较快变化的信号，如心电、脑电、心音等。表7-1给出几种显示、记录装置的工作频率范围及其适应的生物体信号。在观察研究不同的生理参量时，应采用适合于该生理参量要求的显示或记录装置，才不致于反应出不真实的结果（即不失真）。

表7-1 各种显示和记录装置频率范围

记录装置种类	频率响应范围(Hz)									适合的实例
	0	1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁷	
数字式显示器	■									体温
自动平衡式记录器	■	■								体温、血压、脉搏数
机械偏转式记录器	■	■	■							心电、脑电、心音
振子示波记录装置	■	■	■	■						肌电、心音
示波器	■	■	■	■	■	■	■	■	■	肌电、向量心电、超声反射
磁记录器	■	■	■	■	■					心电、脑电、肌电、心音

将显示器或记录器看得过于复杂，会有碍于使用者充分发挥仪器的使用能力。如果为了收听新闻或音乐，都要去弄懂收音机内部的复杂电子线路是没有必要的。同样，对显示器或记录器的使用者来说，为了利用它，完全弄懂显示器或记录器的复杂电子线路和机械结构，也是没有必要的。因此，本章只对显示器和记录器作简单的、一般性的介绍，以供选择和使用参考。

第一节 屏幕式显示装置

屏幕显示是在一个圆形或近似方形的屏幕上显示出两个变量之间函数关系的图线。屏幕通常是垂直放置的，垂直方向作为Y轴，水平方向作为X轴，屏幕上显示波形图线的

轨迹是表示函数关系 $y = f(x)$ 。自变量 x 通常是时间 t ，图线轨迹将表示出信号 y 随时间 t 变化的情况。显示波形变化的仪器称为示波器。

一、示波管

示波器所以能为我们提供可见的图形，是由于它有一个核心部件示波管，在它上面可以给出被测信号的波形。示波管的“描笔”是电子射线，称为电子束。电子射线的惯性很小，因此偏转速度可以非常快，频率响应可达到数百兆赫。示波管的“绘图纸”是荧光屏，当电子射线的能量传给荧光屏时，引起屏上的荧光粉发光，于是在屏面上出现可见的射线运动轨迹。

示波管的内部结构如图 7-1 所示，主要分成三个区域：①**电子枪**，它产生电子束并使电子束聚焦及加速；②**电子束偏转区**，它有两对互相垂直的偏转板，偏转板可以与示波管外的电压放大器相连接。于是，被测的变化信号经放大器放大后到达偏转板，偏转板产生变化的静电场。当电子束经过偏转板时，就受到变化的电场力的作用而偏转，然后投射到荧光屏上。③**荧光屏**，荧光屏在示波管的正前，内侧涂有荧光或磷光物质。当电子束打在荧光屏上，电子射线的能量传给荧光粉，引起荧光粉发光，于是屏幕上出现可见的射线运动轨迹。

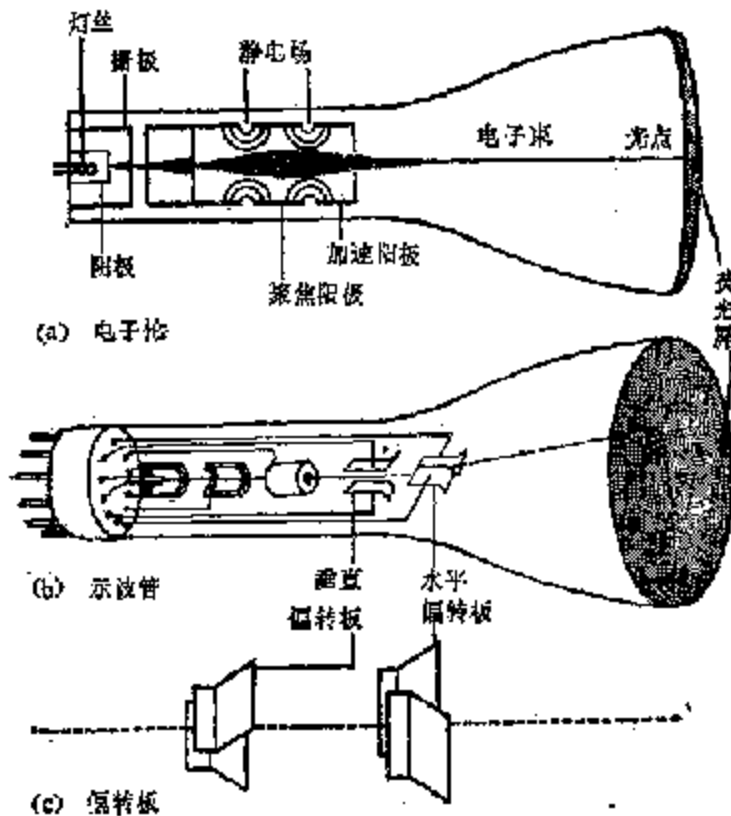


图 7-1 示波管的结构

电子束轰击屏幕后消失，在原来被轰击的地方，辉光仍然保持一段时间，这现象称为余辉。我们所以能在屏幕上观察到连续的图形，除了人眼的残留特性外，正是利用屏幕的余辉。不同的荧光物质发光的颜色和余辉时间都不相同（表 J-2）。根据余辉时间

表 7-2 各种磷光质的激励时间和颜色

磷光质 型号	颜色		余辉时间	用途
	荧光	磷光		
P_1	黄、绿	黄、绿	中	示波器、雷达
P_2	蓝、绿	绿	中	示波器
P_3	白	白	中、中短	黑白电视机
P_7	蓝、白	黄、绿	蓝、中短、黄、长	医学、雷达
P_{11}	蓝、紫	蓝	中短	摄影
P_{16}	蓝、绿	蓝、绿	可见光、短	电视飞点扫描器
P_{18}	蓝、紫	蓝、紫	很短	电视飞点扫描器
P_{18}	白	白	中	低帧频电视
P_{20}	橙黄	橙黄	长	雷达、医学
P_{22}	红、蓝、绿	三色点阵紫	中	彩色电视
P_{24}	橙黄	橙黄	很长	雷达
P_{24}	黄、绿	黄、绿	长	医学、雷达
P_{32}	绿	绿	中短	示波器
P_{33}	橙黄	橙黄	很长	雷达
P_{36}	绿	绿	中至中长	计算机显示器

的长短，可分为短辉 ($\tau = 10\mu s - 1ms$)，中余辉 ($\tau = 1ms - 0.1s$) 和长余辉 ($\tau = 0.1s -$ 数十秒) 三种。医学上显示心电图、脉搏或超声心动图等波形，常用长余辉管，对于A型超声波、观察细胞放电等的检测，则多用中余辉管。荧光颜色常选择黄-绿色，因人的眼睛对黄-绿色 ($\approx 550nm$) 区最敏感，故目前大多数示波管都采用这一色区。如果需要拍图形进行拍照，以便仔细观察分析或保存，常采用蓝色屏幕的示波管，因照相胶卷对蓝色光更敏感。

二、示波器

从医学专用或实验室专用的复杂示波器到简单便携式示波器，尽管它们有各种各样的类型和形式，但它们主要的组成部分都具有示波管、垂直与水平放大器和触发扫描电路。示波器的基本结构框图如图 7-2。

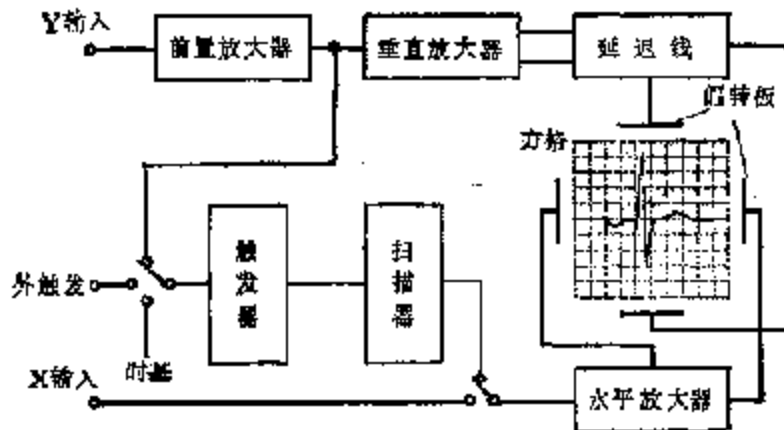


图 7-2 示波器基本框图

1. **垂直放大器** 垂直放大器的主要作用是将被测信号放大到适合于示波管偏转板工作的电压。示波管的偏转板上需加 16~20V 的电压, 才能使电子束偏转 1cm, 为了便于观察微弱信号, 故须在垂直 (Y 轴) 偏转板前接入放大器。此外, 由于水平 (X 轴) 通道中实际有时间延迟, 于是可能出现被测信号已到达 Y 偏转板, 而水平扫描信号还未到达 X 偏转板的情况。这样就不可能显示出被测信号的起始部分。要解决这个问题, 就必须在 Y 轴放大器和偏转板之间插入延迟线, 使信号延迟到达 Y 偏转板。那么, 信号的前沿部分也能在屏幕上显示出来。观察周期性信号的示波器可以不用延迟线。

2. **水平放大器** 示波管中的电子束沿水平方向移动是受示波管中 X 轴偏转板控制, 控制电压通常来自示波器内部产生的锯齿波, 有时也来自外部另一个信号电压。这些电压都较小, 故须在 X 轴偏转板前加上水平放大器。

3. **扫描发生器** 为了在屏幕上描绘出被测信号的波形, 必须通过扫描, 即同时在水平偏转板上加一个扫描电压。通常示波器被用来观察与时间有关的函数, 因此加在水平偏转板上的电压一般是一个随时间作线性变化的锯齿波电压, 所以 X 轴又称为时基。由此可见, 当水平扫描一次所需的时间与被测信号的周期相同, 那么屏幕上就只出现一个波形; 同理, 当扫描时间为信号周期的二倍, 就出现二个波形。如果扫描时间与屏幕上的方格刻度配合使用, 测量人员就可得到垂直放大器输入信号的精确时间信息。

4. **触发同步电路** 为了使信号的特定部分在屏幕上的相同位置重复描绘, 必须使水平扫描与输入信号同步, 即电子束的每一次水平扫描都必须出现在信号的波形的相同点。两者的这一同步功能是由触发电路来完成。触发电路的参考信号源可选自被测信号或外接输入电压。触发电路提供的输出脉冲用来启动扫描发生器, 使它开始产生一个锯齿波电压来驱动电子束匀速扫描 (图 7-8)。

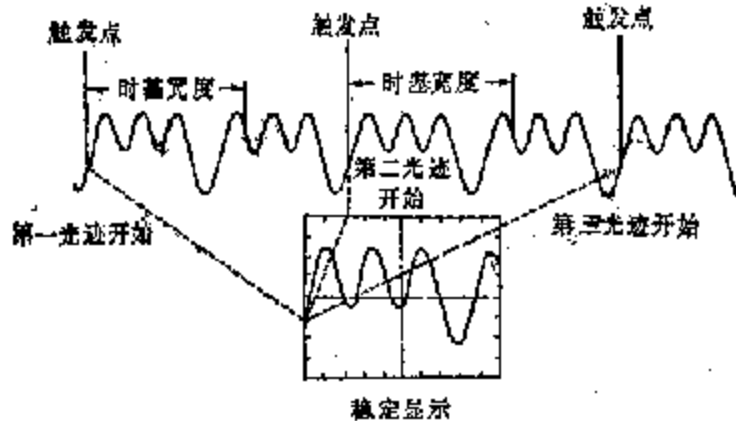


图 7-8 触发同步示意图

以上仅介绍了示波器几项最重要的工作原理。示波器在医学中, 多用于各种记录仪和监护仪上, 以便观察各种生理信号。示波器种类很多, 在具体应用方面, 则应通过阅读仪器说明书和实践, 才能获得正确使用技能。

第二节 数字式显示装置

在测量仪器上, 将测量的结果以数字的形式显示出来, 要比从刻度上读数或从曲线测量方便多了。因此, 目前许多测量仪器上都有数字显示的装置。由于在数字电路中,

数字量都是以一定的代码（如某种编码）形式出现的，因此，数字显示装置通常都由译码器、驱动器 and 显示器等部分组成。图 7-4 是数字显示的原理图，数码显示器（简称数码管）就是用来显示数字、文字或符号的器件。

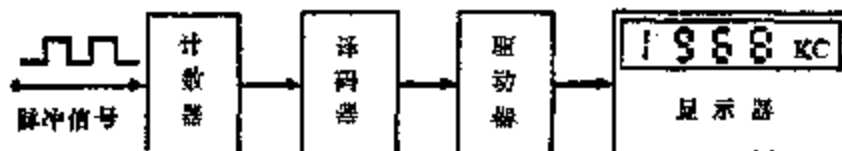


图 7-4 数字显示装置组成原理图

数码的显示方式在医用设备中主要有两种，第一种是字形重叠式。它将不同数码或符号重叠起来，要显示某字、符时，只须使相应的电极发亮即可，如辉光数码管等；第二种是分段式，数码或字符是由分布在同一平面上若干段发光的笔划组成，主要有荧光、液晶和半导体发光二极管等类型。

字形重叠式的辉光数码管因需要很高的工作电压，目前已不多见，故本书不再叙述。分段式数码管有八划和七划两种，这些笔划组成数码的方式已在第四章中说明。但应注意，有些数码管中各个笔划的编号可能与图 4-43(a) 不同，可查阅产品说明书或由实验确定。本节将介绍几种常用的分段式数码管的发光原理和字段控制方式。

一、荧光数码管

荧光数码管是一种真空器件，它的外形和基本结构如图 7-5 所示。图中 (a) 是 YS-13-3 型八段荧光数码管的外形图，图 (b) 是它的管脚图。12 根管脚将管内的电极从管底引出，以便和外电路相连。从图中可以看出，数码管的八个阳极排成“8”字形的七个笔划，外加一个短划，当某一阳极发光时则显示相应的笔划。此外还有一个阳极显示小数点，还应当指出，不同型号数码管的笔划名称和管脚排列法都不一致。

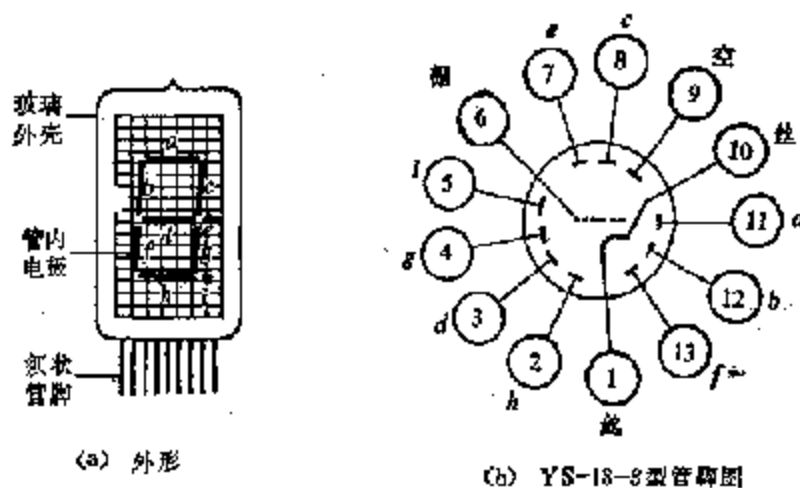


图 7-5 荧光数码管

各阳极发光的控制原理简述如下：图 7-6 为实验电路，当灯丝两端加上额定电压 1.2V 时，因灯丝表面涂有一层逸出功很小的氧化物，由于加热便发射出大量电子。栅极处于 +20V（相对于阴极而言），故阴极周围的电子受到栅极正电场的吸引而加速。大部

分被加速了的电子穿过网状栅极向处于 $+20\text{V}$ 的阳极 c 运动（设此时开关 s 与 c 接通），以高速轰击阳极 c 。由于阳极表面涂有一层荧光粉（氧化铍），当它受到高速电子轰击后便发出绿色的荧光，故 c 段被点亮。在实际电路中，几个阳极同时被接通和点亮，这些发光的字段组成相应的数码。

荧光数码管具有工作电压较低、驱动电流小，显示清晰悦目等优点，但也存在着需要灯丝电源、机械强度较差以及安装不便等缺点。

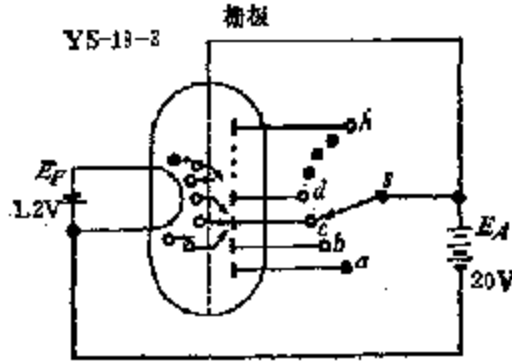


图 7-6 荧光数码管各段发光示意图

二、液晶显示器

液晶为“液晶体”的简称，是一种有机化合物。在一定的温度范围内，它既具有液体的流动性，又具有晶体的某些光学特性，其透明度和颜色随电场、磁场、光和温度等外界条件的改变而变化。因此，用液晶制成的显示器件，便可将上述外界条件的变化显示出来。液晶在电场作用下会产生各种电光效应，现以动态散射效应为例，说明液晶显示的原理。

如图 7-7 (a) 所示，在两电极间夹持一薄层液晶，经特定处理使液晶分子排列整齐，此时液晶对外部入射光没有散射作用，呈透明色。当两极板与电源连接后(图 7-7 (b))，在电场的作用下，预先在液晶中掺杂质形成的离子产生定向运动，离子在运动的过程中，使液晶分子受到碰撞而旋转，破坏了液晶分子的整齐排列，成为无规则的紊乱状态，因

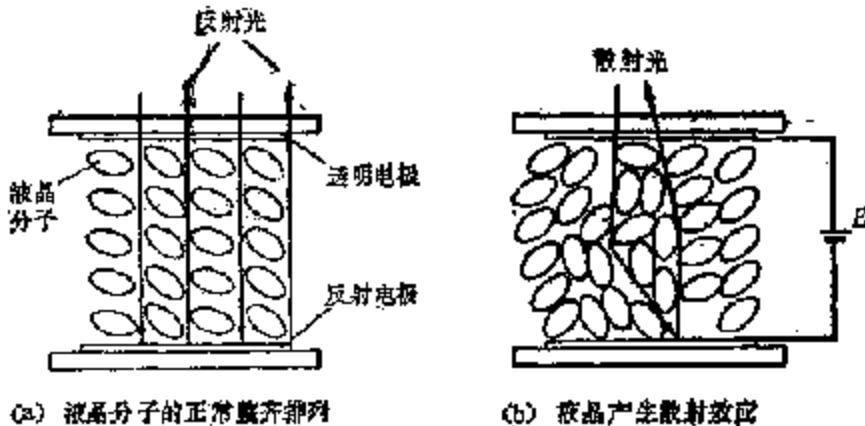


图 7-7 液晶

而对外部入射光产生散射，原来透明的液晶变成了乳白色，这就是所谓“动态散射效应”。当再断开两电极的电压时，经短暂的延迟，液晶又重新恢复到原来的整齐排列状态。

利用液晶可制成分段式或点阵式数码显示屏，分段式显示屏的结构如图 7-8 所示。它是在平面玻璃上喷上二氧化锡的透明导电层，光刻成 7 段，作为正面电极（图 7-8 (c)）。在另一块玻璃上对应的部位制作“8”字形的反面电极（图 7-8 (b)），然后用填料在“8”字形四周制作高约 10 μ m 的液晶盒，灌注液晶后把两块玻璃对合密封（图 7-8(a)）。若在液晶显示屏的正面电极的某段和反面电极间加上适当大小的电压，则该段所夹持的液晶产生散射效应，成为乳白色。这些字段可组成数码和少量字符，如 F、P 和负号等，液晶点阵则可显示数码、全部英文字母和一些符号，形状更为秀美。

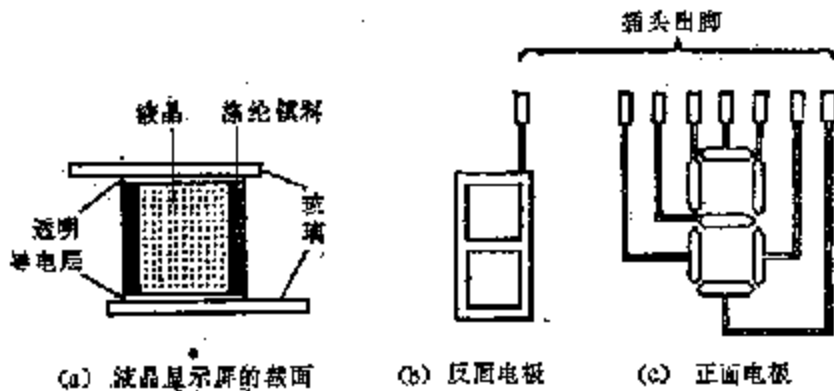


图 7-8 液晶盒原理图

用液晶制成的显示器是一种被动式显示器件，液晶本身并不发光，而是靠外来光能的反射而显示出字符。它具有工作电压低、功耗小（18~80mW/mm²）、具有电光记忆性、屏结构简单等优点，但也存在着显示清晰度差、对比度受光强度和视角的影响较大、寿命较短等缺点。

三、半导体数码管

半导体数码管的字形笔划是用半导体发光二极管组成的，通常又称为发光二极管数码管。它发光的原理如下：发光二极管是用半导体磷砷化镓、镓铝砷或磷化镓等材料制成。当 PN 结加上正向电压后，PN 结的空间电荷区的势垒降低，载流子的扩散运动大于漂移运动，结果 P 区的空穴注入 N 区，而 N 区的电子注入到 P 区。它们注入后与多数载流子相遇时就会发生复合过程。电子和空穴在复合时放出能量，对于这种半导体，在复合时释放出的能量大部分是以光子的形式向外辐射。由于发光二极管是把半导体封装在透明的塑料内，因此我们能看见发光时的光线。所见到的光线颜色由封装的塑料颜色而定，光强度与半导体材料和工艺有关。

半导体二极管也可以制作成点阵式显示器，显示出更丰富多样和形状秀美的字符。这种显示器和数码管具有工作电压低（ $\approx 2V$ ）、功耗小（ $\approx 200mW$ ）、亮度高以及视角广等优点。

第三节 直接描记式装置

在生物医学检测或研究中，除了用屏幕显示进行观察外，还时常需要对被测信号的

变化进行记录，以便进一步分析或保存。直接描记式的装置能起到上述的作用；它是一种模拟量的记录装置，常用于记录各种生理参数随时间变化的情况。根据描笔运动方式和电路控制原理的不同，直接描记式装置可分为两大类，一类是描笔偏转式，另一类是自动平衡式。在这两类记录器中，记录纸都是以匀速在描笔下运动（X-Y记录仪除外），记录纸的运动方向与描笔的运动方向是相互垂直的。因此它记录的结果是函数关系 $y=f(t)$ 的曲线。

一、描笔偏转式记录器

描笔偏转式记录器的构造原理与永磁电表的构造相类似，在永久磁铁的磁场中放一个可转动的线圈，描笔固定在线圈的支轴上。当已被放大的信号电流通过可动线圈时，线圈受到转动力矩作用产生偏转，并带动描笔在走纸上描出被测信号的波形（图 7-9）。由于笔尖和记录纸直接摩擦，以及笔本身的惯性大，限制了这种记录器的上限频率，一般为几十到几百赫。

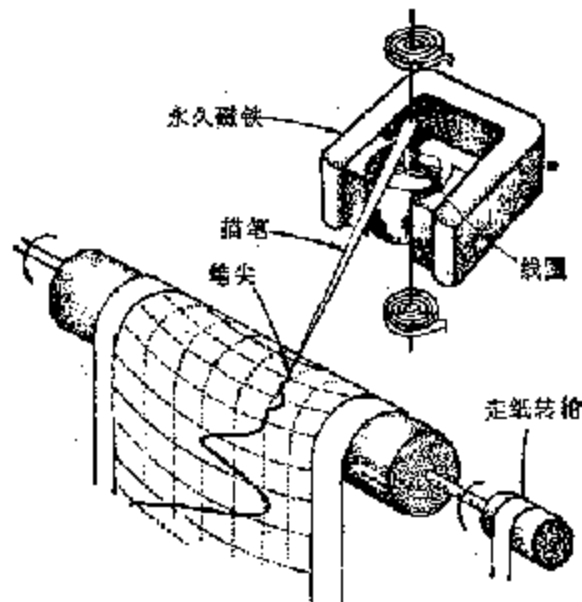


图 7-9 记录器电动笔的结构

描笔种类有多种，下面介绍在医用仪器上使用较多的三种。

1. **接触式墨水笔** 由墨水壶向描笔供给墨水，在专用纸上进行记录。这种记录器也叫墨水笔式记录器，它可以由多个描笔组成，如图 7-10 所示。因此，它可以同时记录多种生理信号。在医学上它常用于生理研究、药理研究以及记录脑电图等。

墨水笔式记录器最大不足之处是描笔运动而记录纸不动时，描记出来的图形不是直线而是一段圆弧，即产生圆弧失真。所以这种描记器要加装一套能矫正圆弧失真的机械装置，才能产生较好的记录效果。

2. **喷射式墨笔** 这种喷射式墨水笔记录器是使用特殊的墨水，由墨水泵压到喷笔中，经极细的喷嘴喷射到记录纸上。喷笔是由极轻的玻璃毛细管制成，放在电动笔上。由于笔与记录纸不接触，无摩擦作用，故惯性小，频率响应高，上限可达 700 Hz 以上。

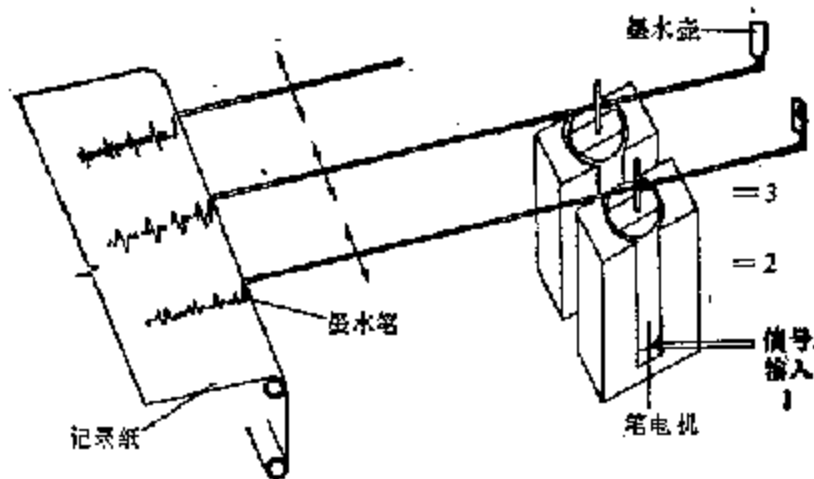


图 7-10 多道墨水笔记录器部分图

同时，在多通道描记时，信号描迹可以互相交叉。但是由于喷嘴易阻塞，维护困难，故只在要求频率响应较高及较精密的医疗仪器中才采用。

3. 热笔 在医学仪器中常用的另一种描笔为热笔。热笔式记录器的结构如图 7-11 所示。其主要特点是不用墨水，描笔用一支内部装有电热丝的金属杆做成，通电流使它加热。由于笔是热的，当热笔在特制的、涂有一层蜡膜的记录纸上描记时，热笔与记录纸接触处的蜡膜熔化，露出纸底颜色。热笔被加热的头部具有一定的长度，但记录纸只在

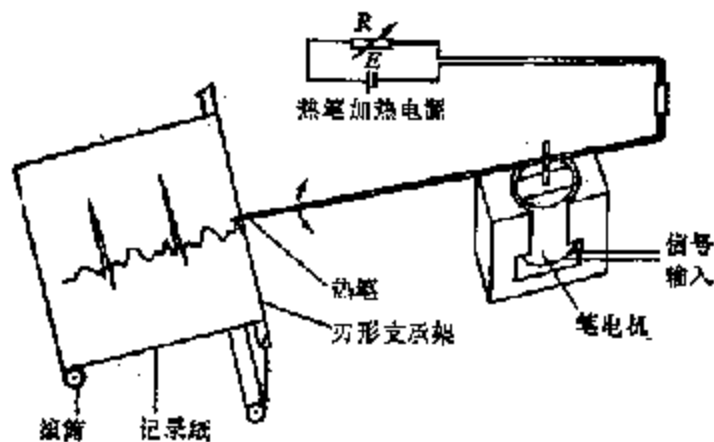


图 7-11 热笔式记录器的记录部分图

刀形支撑架处才和热笔接触，因此能描绘出很细的波形图。热笔的优点在于它不产生圆弧失真，这是由于如果记录纸不动，热笔描出的轨迹就是沿着支架上刃口的直线，而不是弧形。这相当于热笔的使用长度随着偏转角的增长而增大，消除了圆弧失真。热笔比墨水笔还有一个优点，那就是在受到冲击时或者作大幅度值记录时，都不发生墨水飞溅现象。热笔式记录器主要用在心电图机上，也可以组成有数个记录笔的记录仪。

为了比较上述三种描笔的工作特点，现列表 7-3。各种描笔偏转式记录器的共同缺点是在校正圆弧失真后仍有非线性失真，这是因为偏转角 θ 与信号电压成正比，而记录波形高度则与 $\text{tg}\theta$ 成正比。减小偏转角可减少失真。

表 7-3 三种描笔的工作原理和特点

种类	记录原理	特点	应用例
墨水笔	利用负压作用将普通墨水引到记录纸上进行描记	1. 记录线条清晰可长期保存 2. 墨水易飞溅, 有圆弧失真。 (如果有补偿装置可避免) 3. 笔尖易阻塞或滴水不畅, 造成虚线或断线 4. 费用便宜	常用于心电图机
热笔	利用加热到一定温度的热笔与热敏纸(蜡纸)接触, 使接触处变色, 进行记录	1. 使用和维护比较方便 2. 直线描记, 无圆弧失真 3. 记录图形长期保存易模糊	常用于心电图机
喷水电笔	利用喷水泵将特殊处理的墨水通过喷嘴喷射到记录纸上进行记录	1. 频率响应高 2. 加墨水麻烦, 装置复杂, 价格昂贵 3. 笔尖容易阻塞, 维护不方便	可记录心电图、心电图等, 主要用于精密仪器或频率响应高的仪器

二、自动平衡式记录器

这种记录器的描笔不是旋转式, 而是移动式的。描笔安装在一个直线形的滑动架上, 描笔左右两边用尼龙绳拉住并绕在伺服电机的转轴上, 当电机正转或反转时, 描笔则在滑动架上向左或向右移动。由于描笔始终保持在驱动信号为零的位置, 所以又称为零位法。当被测信号变化时, 描笔随之移动, 由于描笔与测量电路上的电位器动点相接, 使电位器上的补偿电压也随之改变, 直到达成新的平衡时, 驱动信号消失为止。所以这种记录器被称为自动平衡式记录器。这种记录器没有非线性失真, 但工作频率范围略低于描笔偏转式。

自动平衡记录器可以在直角坐标轴上, 记录下 $y = f(t)$ 函数的信号。由于补偿方式不同, 这种记录器分为电势差型和电桥型两种。另有一种 X-Y 记录仪, 可以在直角坐标轴上自动描绘二个电量的 (或非电量转换的) 函数关系, 即 $y = f(x)$ 函数的信号。现分别介绍如下:

1. **电势差型自动平衡记录器** 图 7-12 为电势差型自动平衡记录器的构成图。首先被测信号输送到测量电路, 测量电路实际上是一个与伺服电机连动的可变电位器 R , 它两端与一个稳定的基准电源 E 相联接, 组成补偿电路 (图 7-13)。被测信号的电压 E_1 与电位器滑动点上的补偿电压 E_c 比较之后, 其偏差电压 $E_1 - E_c$ 送到斩波器 (直流-交流变换器) 进行调制, 成为交流信号, 经放大后去推动伺服电机。交流电压的位相是由 $E_1 - E_c$ 的正负所决定的。如果 $E_1 > E_c$ 时, 电机正转, 若 $E_1 < E_c$ 则反转。伺服电机转动时, 同时带动测量电位器 R 的滑动触点, 使偏差电压趋向于零, 交流输出也为零, 伺服电机停止转动。因此, 整个装置是个负反馈放大器。由于记录笔是通过齿轮、拉线与伺服电机相连, 因此电机转动时, 记录笔就在滑杆上移动, 并在记录纸上描出相应的曲线。

当记录器作较快速度记录时, 由于快速运行, 描笔到达终点时, 往往发生过冲 (或超调) 现象, 严重时甚至发生来回振荡, 使仪器无法工作。为了使记录器在快速进行时能稳定工作, 把与伺服电机同轴运转的测速发电机的速度电压, 反馈到放大器作为系统

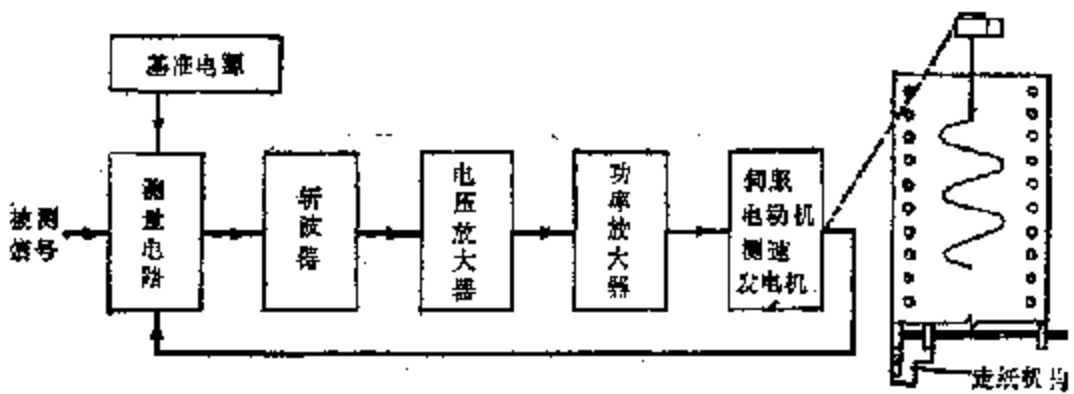


图 7-12 电势差型自动平衡记录器的构成

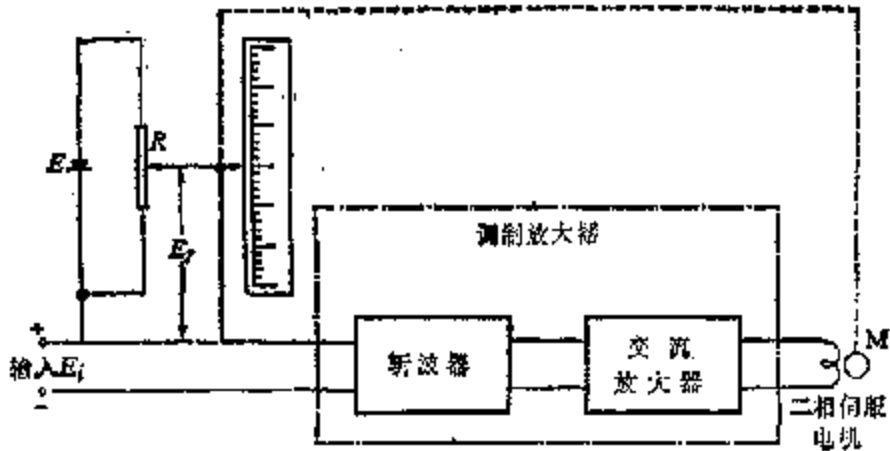


图 7-13 电势差型自动平衡记录器原理

的阻尼，使记录笔在接近平衡时速度下降很快，因而到达平衡后可以不发生过冲现象。

上述记录器只适用于记录直流放大的信号，对于调制式交流信号，则应选用交流电势差式自动平衡记录器。这两种记录器的工作原理基本相同，这里不再论述了。

2. 电桥型自动平衡记录器 非电量信号用阻抗变换器转换为阻抗变化后，可以用电桥自动平衡方法记录，如图 7-14 所示。这种记录器把对应于被测非电量的电阻 R_x 作为电桥的一个臂，由于 R_x 随被测非电量的改变而使电桥不平衡。调制放大器输入端得到这个不平衡电压，把它转变成交流电压，放大后加到伺服电机上，再由它反馈控制可变电

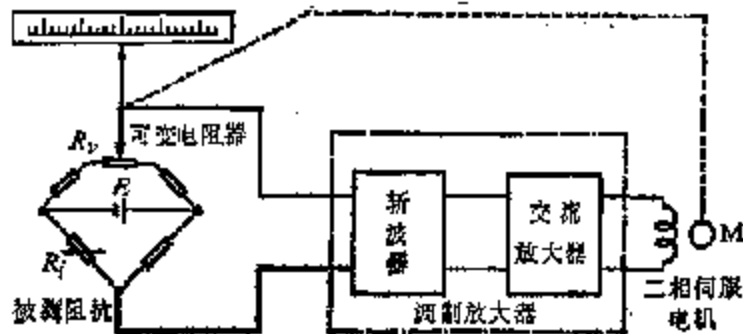


图 7-14 电桥型自动平衡记录器的构成

阻的滑动点的位置。滑动点位置的移动方向是使电桥趋向平衡，当不平衡电压几乎为零时，伺服电机停止转动。这种工作方式与电势差式记录器是完全相同的，也要使用测速发电机来稳定描笔的运动。把可变电阻器的活动点与描笔连接在一起，描笔记录下来的轨迹就是被测的非电量的变化情况。

上述的两种记录器，用电动机带动记录纸，使记录纸的速度与时间成比例，所以是 $y = f(t)$ 的函数记录器。

3. X-Y 记录器 X-Y 函数记录器是由两个独立的随动系统带动，在直角坐标轴图上描绘出两个信号的函数关系，即 $y = f(x)$ 的曲线。仪器的工作原理方框图如图 7-15 所示。它有两组如前所述的电势差型自动平衡记录器，一组控制描笔沿 Y 轴移动，另一组控制描笔沿 X 轴移动。所以，当 Y 输入的被测电压与补偿电压相比之后，所得到的偏差电压决定 Y 轴伺服电机的正转或反转，只有在补偿电路中电位器的滑动点的电压与输入电压相等时，描点才停止沿 Y 轴移动。同理，只有 X 轴的偏差电压为零时，描点才停止沿 X 轴移动。记录纸固定在描笔下的平面上。当有两个输入信号电压分别从 X 轴和 Y 轴输入时，Y 轴输入电压驱动描笔沿滑杆移动；X 轴输入电压则驱动滑杆支架带着描笔沿 X 方向移动。由此可见，描笔描绘的曲线是由两个输入信号共同控制的结果。

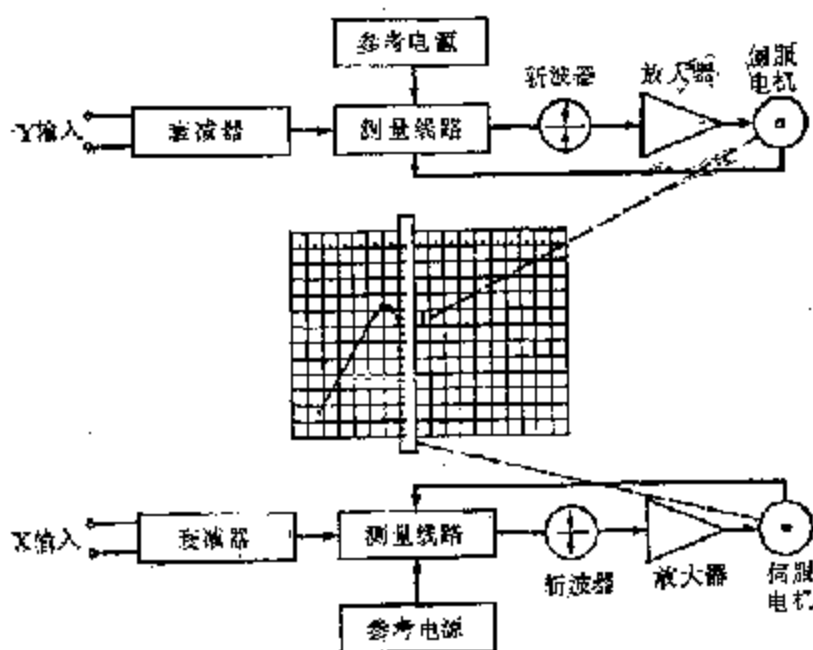


图 7-15 X-Y 记录仪的原理图

X-Y 函数记录器特别适用于缓慢变化信号的记录，在医学上，广泛应用于记录体温、血压、脉搏、呼吸和监护装置上，还可用于气相分析和酸碱度记录等方面，是生物医学实验室和研究室的必备设备之一。

第四节 磁带记录装置

近年来，磁带记录器在生理测量和病人监护中的应用日益增多。磁带记录器与其他记录器相比具有很多特点，如磁带记录器有很宽的频率响应范围 ($\sim 10^6 \text{Hz}$)；记录的信号，

失真度低，适于准确测量，记录信号可以反复重放，便于分析处理和保存，一盒磁带可同时记录多个生理参数，适合长时间连续记录和大量资料存贮，记录信号可以抹除，磁带可以反复使用等。

一、磁带记录原理

磁带记录装置基本结构原理如图 7-16(a)所示，它是由磁带、传送磁带机构、记录磁头、重放磁头、记录放大器和重放放大器等组成。

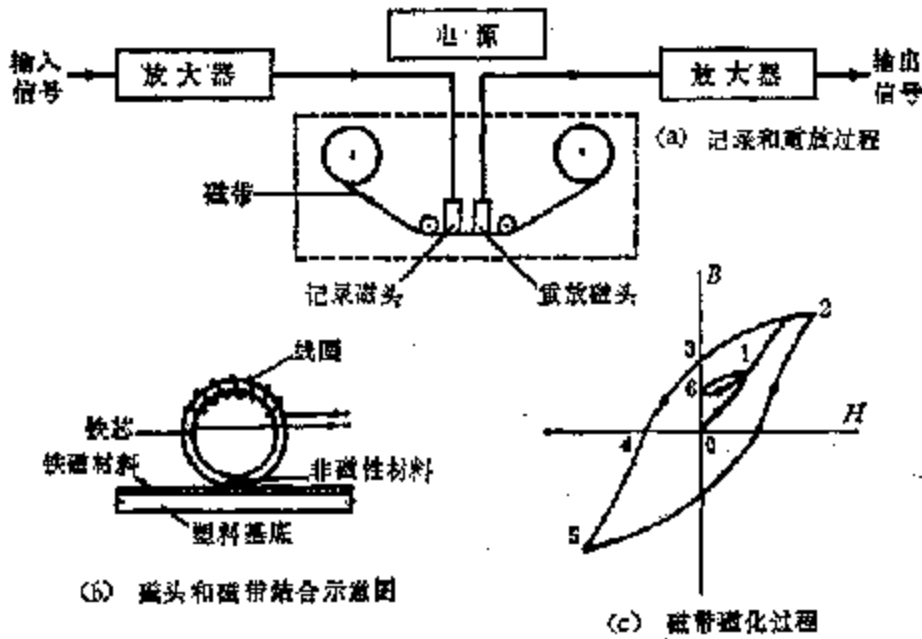


图 7-16 磁带记录器原理示意图

当被测信号输入放大器，经放大后送进记录磁头的线圈中（如图 7-16 (b) 所示），则磁头的铁芯被磁化。铁芯有一开口，其中插入一片非磁性材料的薄片，因此开口处形成了磁隙，有一部分磁力线在开口处可以穿入磁带，从而使磁带表面的磁性粉末被磁化，形成了一层微小的“永久磁体”。当磁带离开记录磁头以后，在磁带表面就留下了剩磁通，剩磁通的大小取决于线圈中的信号电流量。因此一个剩磁化图就记入磁带。

磁带表面的磁性微粒的磁化过程可以用图 7-16 (c) 中的磁化曲线来解释。 H 为磁场强度， B 为磁感应强度。当微粒完全退磁时，曲线回到零点。当线圈中的电流使 H 向正方向增加时，则 B 就沿 0、1、2 的路径增加，直到材料被饱和磁化为止。此时，若将线圈中电流减小到零，使 H 回到 0 处，但是由于铁磁物质的剩磁作用， B 值并不回到零，而是回到 3 处，保持了一定的磁通量。如果线圈中电流较小， H 不能达到饱和磁化，而是从 0 到 1，这时当 H 恢复到 0 时， B 将沿着一个较小的回线到达 6 处。6 处的剩磁较 3 处的剩磁小，因此，只要是磁带上不产生饱和磁化，剩磁的大小基本上可反映信号电流变化的大小。因此可以用磁记录方式来记录信号的变化。在实际仪器中，常采用一些有效措施来改善剩磁通和磁头线圈电流大小的线性关系，以提高记录的精确度。

磁带上已录制的磁信号转换为原来的电信号，称为“重放”。重放时，记录器的重放磁头移近磁带。当磁带匀速地通过重放磁头时，由于磁带上每一处都贮存有反映原信号

大小的磁通量，反映磁通量大小的磁力线将进入磁头并穿过线圈。由于磁带是在移动，穿过线圈的磁力线也就有了变化，这就使线圈感应出与磁通量变化率成正比的感应电动势。重放磁头是接到放大器的输入端，感应电动势经放大器放大后就重现了原来的电信号。

二、模拟式磁带记录装置

这是一种把输入的被测信号，按照原样进行磁化记录的装置。模拟记录要求原始信号与重现信号之间具有良好线性关系，其中有直接记录式，调频式和调幅式等几种。

1. 直接式 直接式磁带记录器亦称DR式，这种类型的仪器主要用于声音信号的记录，结构简单、成本低，录音机多采用这种型式。它的基本原理如前面所述。

由于磁带重放时，在磁头上的感应电动势是与磁通量的变化率成正比，因而直接式磁带记录器的低频响应较差。这种录音机的工作频率范围为几十至几千赫，由此可见，不能用于直流信号，但对于心音等音频信号的记录是适宜的。

2. 频率调制式 频率调制（简称调频式或FM式）磁带记录器的工作频率可从直流至几十千赫，生理信号几乎都包括在这些频率范围内。图7-17为多路调频磁带记录器方框图。

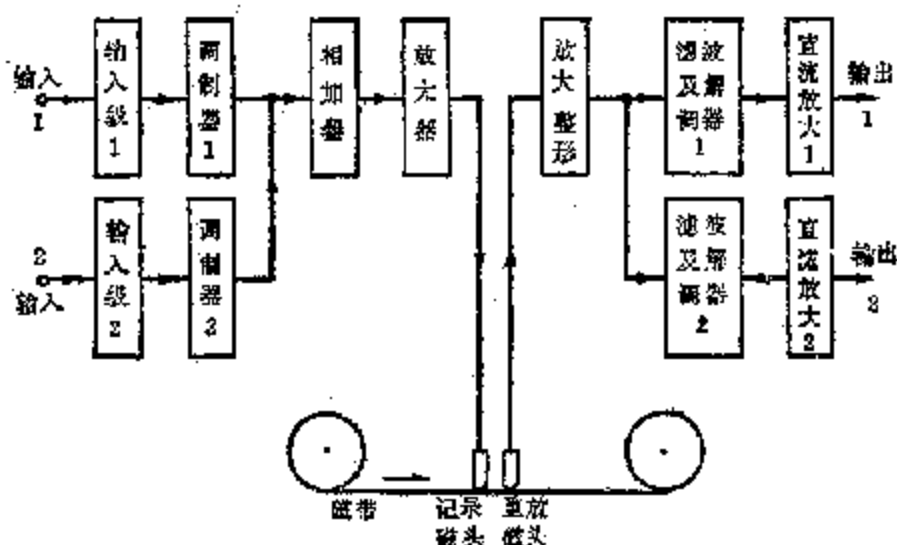


图 7-17 多路调频磁带记录器的原理

在调频磁带记录器中，有一个载波发生器，其中心频率一般选择在仪器的带速下重放输出最大点的附近。在输入信号幅度发生变化时，振荡频率就偏离中心频率，最大相对频偏可达±40%。调频式使重放磁头输出幅度的波动影响大大减少，从而改善了直接记录式的信号跌落现象，记录波形的失真也得到了改善。但是，如果磁带速度不稳定，则将造成与调制频率偏移相似的情况，这样会使记录造成误差，这种现象称为抖动。在这种情况下，采用调幅方式比调频方式的效果更好些。

3. 环形磁带延时记录装置 在病床上对被监护的患者，为了记录不知何时才突然发生的异常生理现象，如果用一般的磁带记录器，必须在长时间使用大量磁带来记录没有临床意义的生理波形。图7-18所示是一种环形磁带记录方法，仅用极少量磁带，就可记

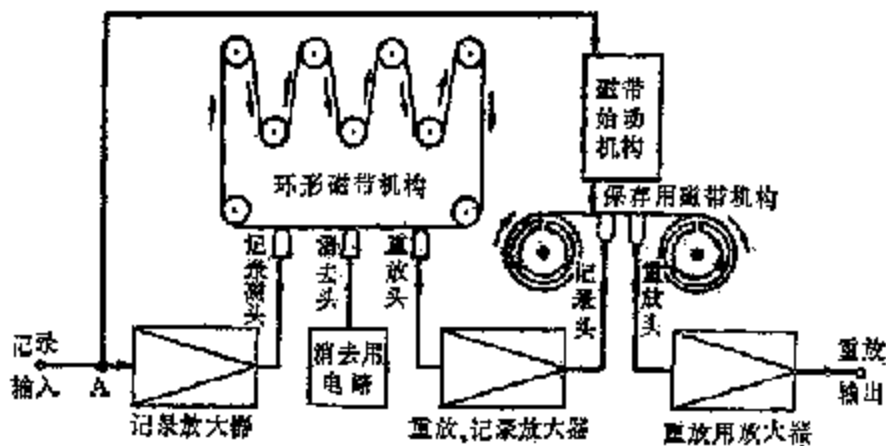


图 7-18 环形磁带延时记录器的示意图

录下来患者病情突发前、后的异常生理现象。

在图 7-18 中, 开机后环形磁带部分不停地进行着记录、重放和消除的循环工作。保存用的磁带记录装置平时停止不动。当患者的病情发作而产生的生理异常信号加到记录输入端 A 时, 它一方面输送到磁带启动机构, 经识别后, 启动保存用的磁带机; 另一方面 A 点的异常信号仍进入记录放大器, 录入环形磁带。环形磁带中的延时信号则被重放而进入重放记录放大器, 并被复录到保存磁带上。当异常信号消失时, 启动机构内的识别机构就关闭保存用的磁带机构。因此, 不仅只用少量磁带就能准确地记录病情突然发作的生理信号, 而且也不必从大量的记录磁带去寻找有用的信号。

三、数字式磁带记录装置

近年来随着数字电子计算机的发展, 出现了数字式磁带记录器。这种记录器首先用电子高速取样技术取出变化的输入信号幅度, 然后由模-数转换器 (A/D 转换) 将取样的模拟信号转换成二进制编码的数字量, 再记录在磁带上。重放时, 数字量经过数-模转换器 (D/A 转换) 变化为模拟量, 经放大后就得到原来的模拟信号。这种记录器的优点在于可以与电子计算机连接, 进行数据处理分析, 便于快速得到计算结果; 缺点在于附属电路复杂, 要求脉冲性杂音极少。现在已有小型化的盒式数字磁带记录装置, 配合微型计算机使用, 非常方便, 而且价格低廉, 应用日益广泛。

习 题

- 7-1 显示装置有那几种类型? 各有什么特点?
- 7-2 电子枪在示波管中起什么作用? 为什么示波管能描绘出被测信号的波形? 从该形曲线上能看出被测信号的什么参数?
- 7-3 在观察心电图时, 用那一种特性的示波管最适合?
- 7-4 描笔记录器有那几种类型? 它们都有那些优缺点?
- 7-5 试说明电势差型自动平衡记录器的工作原理。
- 7-6 能否用普通磁带录音机直接记录心电图信号? 为什么?
- 7-7 在什么情况下采用环形磁带记录器?

7-8 数码显示装置有那几种?哪一种目前在医疗检测仪器上最常用?

7-9 为什么可以用液晶作为显示器,它应在什么条件下才能使用?

7-10 试说明分段荧光数码管的工作原理。

实验一 描笔记录器实验

目的:

- 1) 结合具体的描笔记录器,了解其基本构造和工作原理;
- 2) 学会正确使用描笔式记录器的技术。

实验二 数码管实验

目的:

- 1) 了解分段式数码管的引脚排列、有关参数和使用条件;
- 2) 了解各段如何逐合发光;
- 3) 练习数码管如何与译码器配合方法。

第八章 干扰的抑制和电击的防护

使用电子仪器检测生物信息过程中，最常遇到的问题就是发生电干扰。它不仅能够歪曲检测的结果，产生误诊，严重时使信号淹没在电干扰之中，甚至使仪器无法工作。完全有效地抑制干扰的影响，需要使用者在全面掌握干扰源及干扰传播途径的知识基础上，在实践中灵活应用一般抑制原理，反复试验才能奏效。此外，医用电子仪器不仅大量地应用于人体外部，而且已深入到人体内部，伴随而来的是，由于人们用电不当，常发生一些触电事故。因此了解触电的原因及电击的防护措施也是必要的。

本章将讨论当仪器发生干扰时如何改善的方法和使用电子仪器时应如何注意防止发生电击的措施。

第一节 屏蔽

电磁场的干扰一般是通过两个途径——静电感应和电磁感应——而进入检测系统，以致影响检测结果。其中任何一种干扰，或更常见的是两种类型混合在一起的干扰，都时常发生。屏蔽是抑制电磁场干扰的主要手段，本节将讨论屏蔽低频和高频电磁场干扰的基本原理以及医学检测中常用的一些实际措施。

一、电场屏蔽

我们已知，如果将一个带电荷的物体靠近另一个不带电荷的物体（图 8-1），那么，不带电荷的物体靠近带电荷物体的一端立即会出现相反的电荷，这就是静电感应现象。在一个放大器的输入端引线 A 的附近（图 8-2），如果有一根带着交变电势的导线 B，那么，这个交变电势将使引线 A 感应起一个变动的电势。这个变动的电势与被测信号混合一起进入放大器，影响了被测信号的真实性。

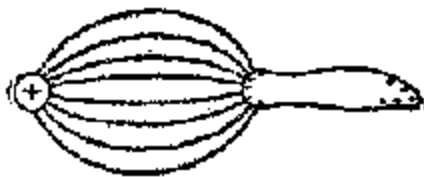


图 8-1 静电感应

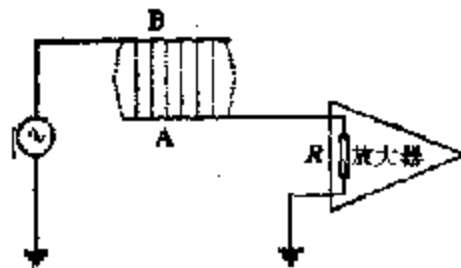


图 8-2 静电干扰

电场感应产生的干扰可以利用静电平衡原理来加以抑制。一个金属导体处于外电场 E_0 中时（图 8-3 (a)），感应电荷产生的内电场 E_i ，很快就会达到和 E_0 相等的量值，而方向是相反的。因此，导体内部的合电场 E ，处处为零，这就是静电平衡状态。如果外电场发生变化，表面电荷立即重新分布，使导体内部的合电场仍保持处处为零。利用这一原理，将金属体内部挖空成一个空腔，如图 8-3 (b)，这时如果把图 8-2 中的输入引线 A 或仪

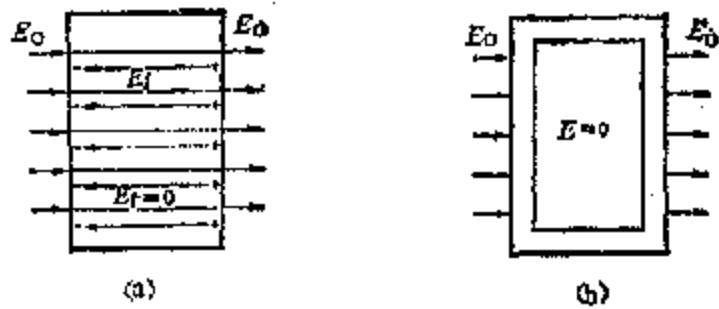


图 8-3 外部电场的屏蔽原理

器放在空腔内部，它们就不会受到外电场的影响。这种现象称为电场屏蔽，这个导体称为屏蔽罩。实际上，屏蔽罩并不用整块金属挖空制造，而是用金属板或金属线网造成。图 8-4 (a) 是屏蔽罩的示意图；图 8-4 (b) 是屏蔽导线，又称隔离线，导线中心为芯线，用作信号接线，芯线外层为绝缘层，在绝缘层上包着一层用金属丝编织成的线网，即为屏蔽层。图 8-4 (c) 示出，当隔离线处于变动的外电场中时，虽然屏蔽层会受到外电场的影响而感生电压，但由于金属屏蔽层接上了地线，因此屏蔽层一直保持着零电势，这样芯线就不受到外电场变动的影响了。屏蔽导线的芯线与屏蔽层之间具有很大的分布电容，例如 SFF-50-1 型高频电缆为每米 103 pF。分布电容使高频信号和脉冲信号幅度衰减，还使脉冲前、后沿延长，这是使用时应注意的。

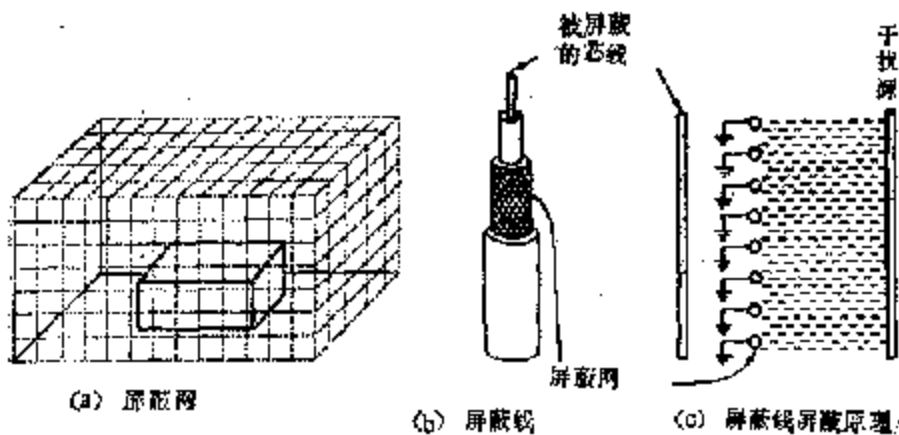


图 8-4 屏蔽网和屏蔽线

屏蔽罩也可使其内部的电力线不传到外部。图 8-5 (a) 表示一空间孤立存在带有电荷 $+Q$ 的导体 A 所产生的电力线，此时负电荷可以认为在无穷远处。图 8-5 (b) 表示用导体 B 将带电物体 A 的外部空间包围起来后的电力线。此时，在导体 B 的内侧有电荷 $-Q$ ，在外侧有电荷 $+Q$ 。由图可见，导体 B 内的带电体 A 仍会影响导体 B 外面的电子仪器，不过 A 在导体 B 的空腔内移动时，导体 B 外部的电场并不改变，起到部分的屏蔽作用。但是，当 A 的带电量有了变化时，导体 B 外面的电场也会变化，引起对电子仪器的干扰。如果将导体 B 接地 (图 8-5 (c))，导体 B 外侧的 $+Q$ 将泄放入地，即导体 B 的电势为零，这样导体 A 产生的电力线被封闭在导体 B 的内部，其外部的电力线消失，

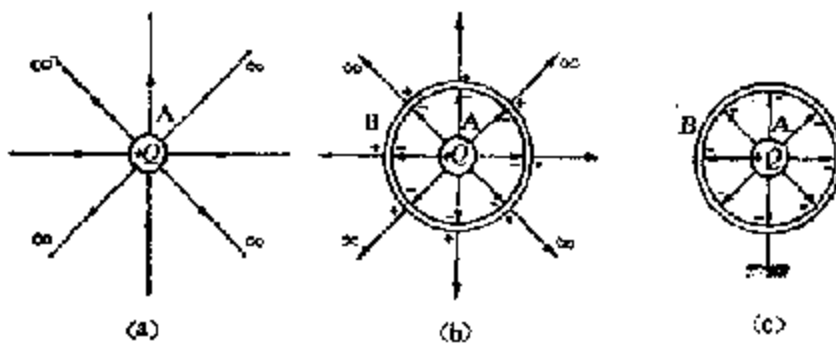


图 8-5 内部电场的屏蔽原理

从而使导体 B 有良好的屏蔽作用。

例如，市电电网中时常出现各种高频干扰，这些干扰通过仪器的电源变压器的初次级间的分布电容耦合，进入仪器内部并影响检测的结果。为了消除这种干扰，可采用电场屏蔽的方法，即在变压器的初次级间加一层铜箔（或绕一层漆包线）作为屏蔽层并接地，如图 8-6 所示。这种变压器称为单屏蔽变压器，它把高频干扰封闭在初级线圈内。如果

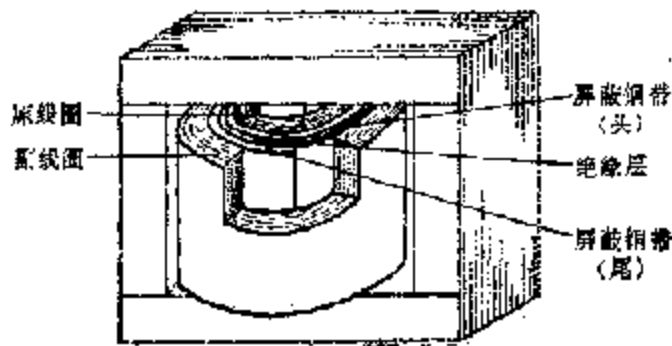


图 8-6 单层屏蔽电源变压器

要求更高些，则在次级外面再加一层屏蔽，使泄漏的高频干扰再次接地，这种变压器称为双屏蔽变压器。但是制造变压器时，应当特别注意，包裹线圈的屏蔽层不应成为封闭的电路，否则将由于屏蔽层包围了大量的交变磁通量而产生强大环形电流，把变压器烧毁。

二、磁场屏蔽

电流通过导线时在其周围产生磁场，磁场的强度与电流的大小成正比。如果电流的大小不断地变化，则在邻近的任何导线上就会产生感应电动势。因此，当检测仪器的输入端的引线或被测的标本处于这种变化的磁场中，就会有感应电动势出现，形成对被测信号的干扰。当然，磁场也可以直接在检测仪器内部产生干扰。

磁场屏蔽主要根据磁场变化频率的不同而采用两种不同的方法。

1. **低频磁场的屏蔽** 磁力线容易向磁导率高的地区集中。具有这种高磁导率的物质为铁和某些特殊的合金，如磁性金属。当将磁源（如线圈、变压器等）放在这种高磁导率物质所制成的罩壳中，则磁源所产生的磁力线将集中在金属罩壳中，而罩壳外面的磁

场将相应减弱(图 8-7a)。相反地,当空间存在着变化的磁场时,可将需要屏蔽的仪器或标本放在磁屏蔽罩内,如图 8-7(b)。此时,外界磁场的磁力线将主要沿屏蔽罩通过,很少进入罩内。

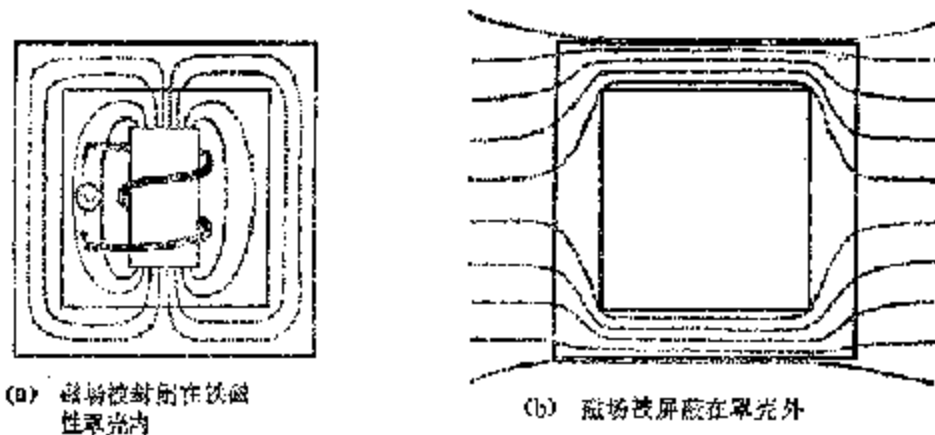


图 8-7 磁场的屏蔽

2. 高频磁场的屏蔽 对于高频磁场,屏蔽罩常用低电阻的非磁性金属材料(如铜、铝等)制造,利用涡流来达到屏蔽的目的。设一金属板垂直放置于高频磁场中,金属板中将感生涡流,涡流又建立自己的磁场。根据楞次定律,涡流产生的磁场总是阻碍原来磁场的变化,因此部分地抵消了穿过金属板的外磁场。由于涡流排斥交变外磁场的作用,金属板将反挡高频外磁场通过,使外磁场的磁力线在金属板旁边绕行,如图 8-8(b)所示。图中 P 点附近区域内将不受外界磁场变化的影响,这种屏蔽方式称为屏蔽物对磁场的排斥。

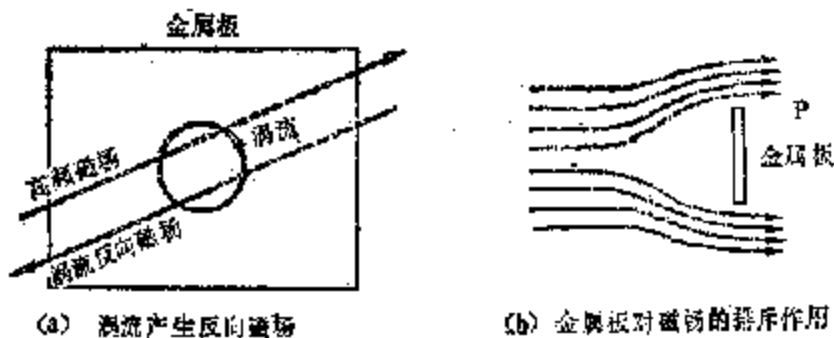


图 8-8 高频磁场的屏蔽原理

金属板内涡流的大小与磁场变化率成正比,频率愈高则磁场变化愈快,涡流也愈大,反磁场也愈大。所以用这种方法屏蔽高频磁场是非常有效的。显然,这种方法对于低频磁场的屏蔽作用是非常微弱的。

三、高频电磁场的屏蔽

我们已知,当 LC 回路发生电磁振荡时,就成为电磁振荡源,在它的周围空间中激发起交变的磁场和电场,并以波的形式向外传播,称为电磁波。所以电磁波实质上是交变的电

场和磁场。当检测仪器处于较强的电磁波辐射的环境中(如附近有电台,高频理疗机等),仪器就会受到高频电磁场的干扰。电磁场中,距离电磁振源小于 $\lambda/2\pi$ 的场叫做近场或感应场。这时,场的特性主要取决于场源的阻抗。如果场源为大电流、低电压(即低阻抗源),则场的主要分量为磁场;如果场源为小电流、高电压(即高频电源),则场的主要分量为电场。距离场源大于 $\lambda/2\pi$ 的场,叫做远场或辐射场。这时,场的特性主要取决于传播电磁波的介质。在空气中,它是同时存在的交变的电场和磁场。为了防止电磁波的干扰,也是根据前面所说的磁场和电场的屏蔽原理,采用低电阻率的金属材料,制成罩壳加以屏蔽。

四、医用屏蔽室

在临床及科研中,诸如脑电图、电生理实验等,被检测的信号都是非常微弱的,如不对外界的电磁干扰进行屏蔽,将无法工作。为此需建立一个良好的屏蔽室。屏蔽室所需要的屏蔽效能视用途而异。一般将干扰衰减到100dB左右的屏蔽效能就可以满足大多数情况的要求。若屏蔽室用0.3mm厚的铜皮完全包起来,再设置一个高频滤波罩来滤除由50Hz电源引起的泄漏,则一般可以获得100dB数量级的屏蔽效能。由于屏蔽室内有患者或实验动物及操作人员,如用铜皮包裹,通风和采光将需高要求,非但不方便,也增加造价。因此,通常都用铜丝网或铁丝网制造,金属丝网屏蔽效能比铜板差得多,采用单层只能获得40~50dB的屏蔽效能。因此,一般采用双层金属丝网,一层铜丝网,一层镀锌铁丝网,二层间距约10cm,丝网的网线间距约为1.5mm。图8-9为双层屏蔽室的示

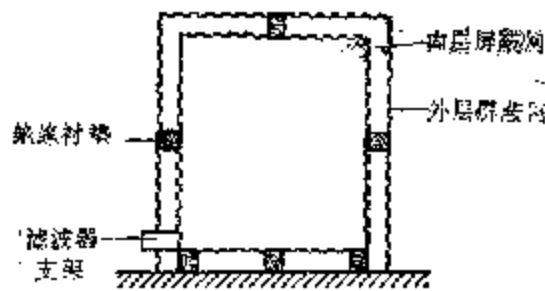


图 8-9 双层网屏蔽室

意图。另外,在门与屏蔽壁之间需装有磷青铜弹簧片来屏蔽间隙的干扰波泄漏进去;整个屏蔽室还要用铜带焊接一圈,终端焊接在总地线上;注意,应单点接地,同时不应把屏蔽网作为仪器的接地点,以免发生地环流,减弱屏蔽效能。

第二节 干扰和抑制

干扰(或噪声)是除了被检测的有用信号以外的一切不需要的信号和各种电磁扰动的总称。干扰来自干扰源,干扰源有的在设备外部,有的在设备内部。设备外部的干扰多来自附近的电动机、汽车发动机等的火花放电、日光灯起辉器的辉光放电以及附近强电台、高频治疗机等产生的射频干扰,其中以交流电源线产生的50Hz的感应为最常见。设备内部的干扰多由于设计不当或元件损坏而引起,如晶体管、电阻等本身的噪声或电

源变压器未加屏蔽等。

本节叙述在不同情况下，如何抑制干扰。

一、交流电源引起的干扰和抑制

干扰的一个主要来源是由于使用交流电源。这是由于交流电源本身会产生交流电干扰，同时电源线也可能把外部空间的高频干扰引进检测仪器的内部。

(1) 使用 50Hz 交流电整流为直流电源时，如果滤波不良，直流电压中将含有交流分量，半波整流时，其杂波为 50Hz；全波整流时，则为 100Hz。此电压传到放大器的前级，经放大后可输出很大的交流干扰。如图 8-10 所示，放大器中虽然没有输入电压，但却有交流干扰电压输出。这种交流干扰叠加在信号电压上，将使被测信号畸变。例如图 8-11 所描记的心电图波形出现了 100Hz 的干扰波，这将影响心电图的阅读和测量。如果干扰波再大，将会把心电完全淹没，以致无法测量。抑制这种干扰的方法是改善电源的滤波，检查滤波电容是否失效或采用直流稳压电源，可减小这种干扰。

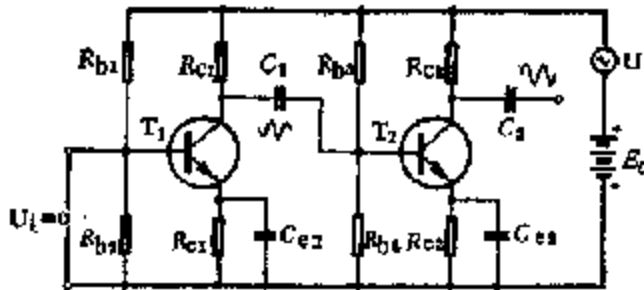


图 8-10 由于电源滤波不良引起的干扰



图 8-11 交流电干扰

(2) 仪器上的电源线，变压器和扼流圈，在它们的周围会产生交变电磁场，若此交变电磁场通过感应耦合到放大器的输入回路，将引起严重的交流干扰。因此，仪器中的电源线、变压器等应加严密屏蔽，屏蔽罩或屏蔽网应接地，并经常检查接地是否良好。其

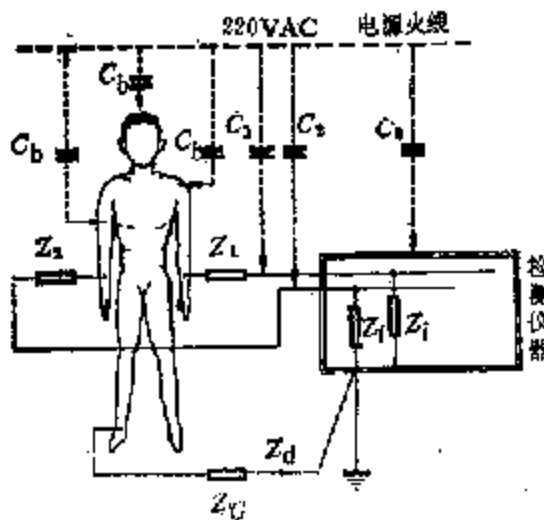


图 8-12 交流电源线引起干扰的途径

他带电仪器应尽可能远离放大器前级和导联线，并把不用的仪器电源线从市电电源插座上拔下。

(9) 在临床或实验室中，由于室内的市电布线与仪器导联线或病人之间存在着分布电容，因此，市电布线与仪器导联线或病人之间将发生交变的电场耦合而产生干扰。从图 8-12 可以看出，市电布线的火线与仪器外壳之间的耦合电容 C_1 所产生的电流直接入地，并不引起干扰，但火线与导联线之间的耦合电容 C_2 和 C_3 产生的电流 i_1 和 i_2 ，通过皮肤-电极间的阻抗 Z_1 和 Z_2 ，再经过接地阻抗 Z_0 流入地，这将在 A、B 两输入端出现一个差模干扰电压 $i_1 Z_1 - i_2 Z_2$ 。图中 C_4 为火线与人体之间的耦合电容，产生的干扰电流 i_3 经接地阻抗 Z_0 流到地，人体为导体，故在人体上各处感应出的电压可看作都相等，此电压称为共模电压，即 $U_{cm} = i_3 Z_0$ 。欲避免共模电压被检测仪器放大而产生干扰，可采用差分放大器，此外也应将室内市电布线加以屏蔽，使干扰封闭在干扰源内，如果干扰仍很严重，则应将标本或病人放进屏蔽室或在屏蔽室内进行检测。

二、空间电磁波的干扰和抑制

各种类型的火花放电（例如天电、日光灯、电机的旋转、开关和继电器的通断等）、附近大功率无线电设备和微波治疗机内的高频振荡器等，都能辐射高频电磁波。这些电磁波能够直接进入医用电子仪器，但更常见的是通过仪器的电源线，电极或柔能器的连接线，或病人的身体而进入放大器的前级，引起对被测信号的干扰。避免这种干扰的方法有：① 仪器用金属外壳屏蔽，并且接地，使电磁波不能直接进入；② 如果电磁波是通过电源线进入仪器，可采用原副线圈间有屏蔽层的电源变压器，同时对电源线加屏蔽，或在检测室的总配电线路上加装高频滤波器；③ 如果干扰是由导联线、病人身体或标本本身所拾取，那么应在屏蔽室内进行检测；④ 找出干扰源（如继电器、电机、日光灯等），加以良好屏蔽。

空间电磁波干扰几乎是无孔不入的，避免它的最好办法是远离干扰源。因此，在建立检测室或电生理实验室时，应特别注意选择地点，尽量远离理疗室、X线机房、电梯以及经常有汽车、电车通行的道路。在铺设地线时，应特别注意不可靠近避雷针的地线，或电力网的地线，更不可把这些地线作为仪器或屏蔽物的接地线。

三、地线引起的干扰及改进

接地不当也会引起干扰，因为任何接地线都存在着电阻和电感，干扰电流通过接地线时，沿地线回路出现一定的电势梯度。此电势差将可能进入放大器前级，引起干扰。

当数个仪器或一个仪器的两部分被分别接地时，由于大地各处的电势不相等，在两个接地点之间存在大地电势差而产生大地环流，此电流流经的回路称为地线环路。

例如，错误地把自来水管当接“地”，如图 8-13 所示，那么传感器和接收器之间的地电势差 U_{gs} ，由于传感器和外壳之间的杂散电容的耦合作用而形成电流回路，此电流经过传感器和信号接收器之间的阻抗将引起干扰。

临床上对病人进行检测时，有时需将两个不同检测项目的仪器同时连接到病人身上。在图 8-14 中，心电图机 I 和另外一个检测仪器 II 都有一个连接到病人身上的接地电极，通过病人，接地导线和大地构成一个回路，这时，病人将处于地线 B 和地线 A 之

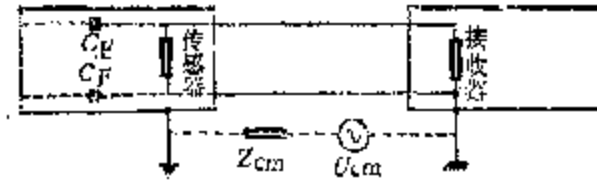


图 8-13 地电位通过杂散电容耦合引起的干扰

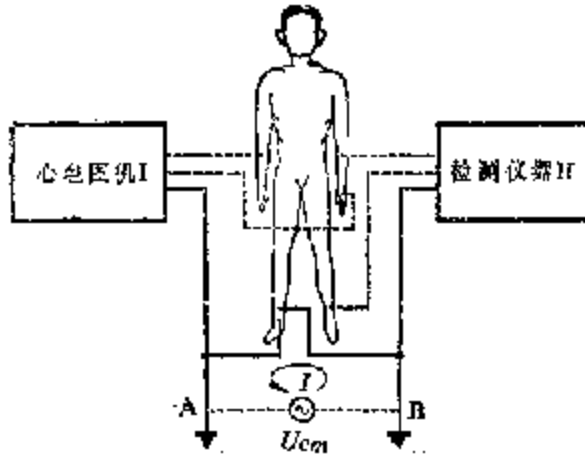
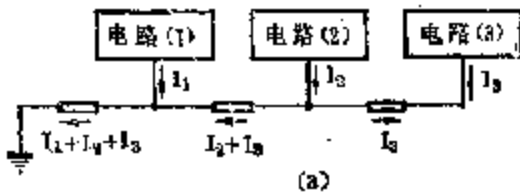
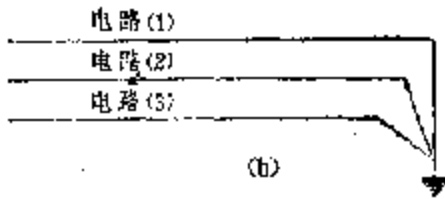


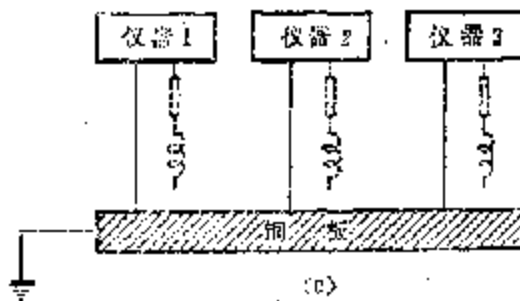
图 8-14 大地环路引起的干扰



(a)



(b)



(c)

图 8-16 各类仪器接地方式

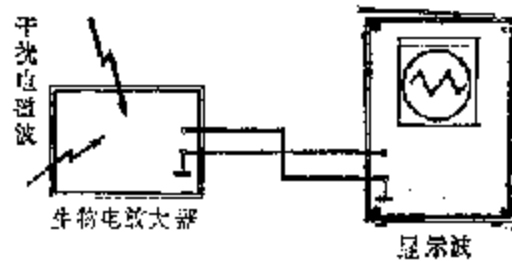


图 8-18 仪器公共端未连接在一起引起的干扰

间的电势差上。由于心电图机每根导联线的电极与皮肤的接触电阻和输入阻抗都不可能完全相等，共模电压 U_{cm} 就变为差模电压，干扰信号将进入检测系统，而影响检测的结果。

消除地线回路干扰的方法是将各仪器的接地线相互串联或把各接地线并联后接到同一点接地，这种接地方法称为单点接地法。

串联单点接地如图8-15(a)所示。当把地线串联时，应把较低电平的电路放在离“地”最近的地方，使其最接近地电势。这种接地法比较简单方便，但显然并不理想，因为各接地点将存在地电势差，只有在各电路电平相差不多时才可采用。

图8-15(b)为并联单点接地方法的示意图。这种连接法可避免地线之间的相互干扰，是经常采用的。但应尽可能缩短接地连线的长度，因为接地线长了，接地线的阻抗亦增大，易拾取周围的电磁干扰。尤其是对高频的干扰更显得敏感。因为频率越高，接地线的阻抗亦随之增大，拾取电磁能的本领亦增大，即感应出的干扰信号越强。

有时公共接地点离各仪器甚远，不可能缩短地线。这时可采用接地排来代替“地”（图8-15(c)）。接地排可用长方形铜板制作，安装在实验台旁边，将各仪器接地线接到接地排上，再将接地排接地。接地排应镀银，尽量降低阻抗。必要时，接地排和仪器接地线应加以屏蔽。尽管屏蔽层也是接地，但它与接地排或地线只在接地点连通，因此它拾取的高频干扰直接入地，对仪器没有任何影响。

四、连接线引起的干扰和改进

1. 仪器与仪器之间错误连接 每台电子仪器的输入和输出的公共端大都连接到它们的机壳上，机壳面积较大，极易接受外界电磁场的影响，因此，如图8-16所示，当两台检测器（如生物电放大器和显示器）的公共端未连接在一起时，放大器外壳拾取到的干扰电磁波便被引到显示器的输入端，使显示器上出现一些杂乱不规则的波形，给测量工作带来极大的误差或困难。

仪器公共端连接不正确还将使仪器内部的干扰发生相互影响。例如生物电放大器和显示器的电源变压器原、副线圈间存在着杂散电容和杂散电导，因此产生漏电流，并引起干扰。图8-17中用等效电源 U_{cm1} 和 U_{cm2} 及内电阻 Z_{cm1} 和 Z_{cm2} 来表示漏电流的作用。由图可见，由于两仪器的公共端未连接在一起， u_{cm1} 和 u_{cm2} 都加到显示器的输入端，经放大后产生的干扰是严重的。避免这种干扰的方法是，必须把仪器的公共端连接在一起，以及在电源变压器原、副线圈间加一屏蔽层并接地。

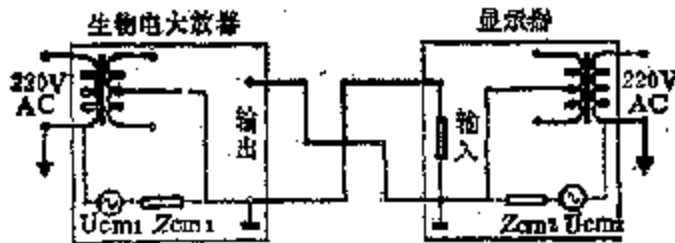


图8-17 仪器不正确连接引起交流干扰

2. 导联线干扰 当生物医学检测仪器的输入线——例如心电图机的某个导联线与电极发生短路时，（导联线断齐、焊接点脱落，线芯铜丝有数根未焊上或折断等），电极

就不再与心电图机有良好的连接。这时，从人体或仪器附近的电源线（或其它干扰源）所产生的电磁场，经人体感应或直接与导联线感应，都能使断开的电极引线有较高的电势，它将引起干扰或使基线跳跃。当电极与人体接触不良时，同样也会出现干扰。这时也可能出现杂乱的、波幅时高时低的棘波或尖波。干扰严重时甚至使描绘笔折断。因此，当显示器出现干扰时，应检查导联线与电极或传感器的焊接点是否良好，有无断折或假焊。

人体皮肤上汗腺的分泌液包含 Na^+ 、 K^+ 、 Cl^- 及其它离子，这是一种电解质。我们知道，当电极与电解质接触时，在交界处将形成双电层。如果电极与电解质发生相对移动，在交界处的电荷分布将受到机械扰动，并引起电极电位的变化。这个变化量称为移动伪差，它是生物电测量过程中发生干扰的重要原因之一。因此，在测量生物电时，应注意电极与机体的接触是否良好，尽可能避免它们之间发生相对运动。此外，生物体表电极多数使用银-氯化银电极，当电极表面的氯化银剥离时，由于接触不良，将出现严重的干扰波。

当把导联线接到人体时，如果导联线布局不当，形成一个较大的回路圈，如图 8-18 (a) 所示，也会引起很大的干扰。导联线周围的交变电磁场将穿过回路圈而感应出交变电压，这个电压进入检测仪器成为干扰波。减少这种干扰可用下述方法：①把导联线或电极线加以屏蔽，使感应电压产生在屏蔽层中而直接入地；②将检测仪器及导联线远离干扰电磁场区域，使干扰电压减弱；③减少回路圈的有效面积，这可以把检测仪器与病人之间的联接线尽可能地绞合在一起，如图 8-18 (b) 所示。这一方法容易做到，而且效果也很好。

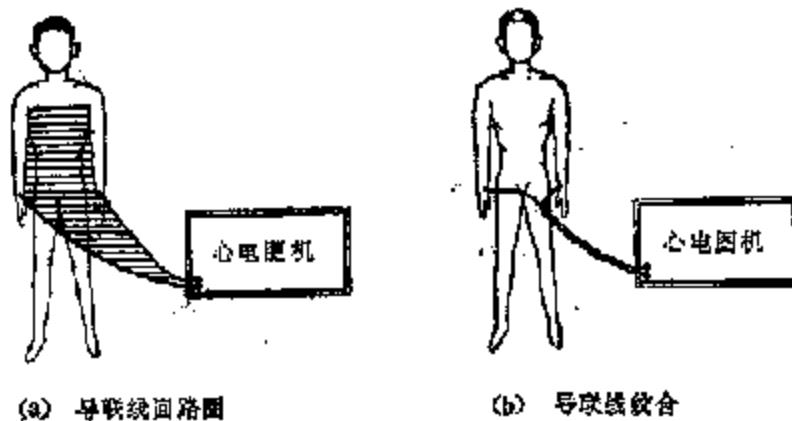


图 8-18 低频磁场的干扰及其抑制方法

五、人体生理活动引起的干扰

人体和动物本身也是一个能够影响检测结果的干扰源，例如肌肉震颤、精神紧张，呼吸运动等都会使心电图、脑电图上出现干扰波，其中以肌肉震颤最易影响测量结果。例如，测量心电图时，电极是与病人的肢体相接触，当电极附近的肌肉发生收缩时，它产生的肌电信号，就会引起对心电图干扰，如图 8-19 所示，这种干扰的频率为 $10 \sim 300 \text{ Hz}$ ，其波形为许多不规则的细微波形。它将间歇或持续地影响心电图波形。避免的方



图 8-19 肌肉震颤引起的干扰

法是使病人保持安静，减少精神紧张，环境保持温暖，避免寒颤。

另外，当病人身上的衣服（特别是化纤类的衣服）、床单等积累了静电荷时，它能通过人体放电而产生干扰。仪器操作人员 and 医生的身上也能携带静电荷，当它们在病人附近操作或走动时，会因静电感应而引起干扰。因此操作人员不宜穿着化纤类的白大衣。目前已研制出防静电的衣料。

综上所述，由于干扰源产生的干扰，一般是通过电容作用的静电感应，互感耦合，公共阻抗的耦合以及电磁辐射等形式传递到被干扰的电子仪器上。避免干扰的方法，总的原则是远离干扰源，用屏蔽法隔离干扰源及尽可能降低接地阻抗。

第三节 电击和防护

医疗电子仪器在目前无论是数量还是种类都大大地增加。发生电击事故，时有发生，特别是某些医疗仪器是穿过人体皮肤的正常保护层而直接连接到病人身体内部，例如放在口内或肛门里的电子温度计和充满导电液的静脉内插导管等，都有发生电击的危险。R. Nader (1971) 和 C. Walfer (1970) 的报告曾指出，每年有 1200 个美国病人死于常规的诊断和治疗中的电击事故。因此，了解发生电击的原因和防护电击的措施，对于使用和设计医疗电子仪器的工作者来说，是非常重要的。

一、人体的导电

人体是由各种组织构成的，不同组织导电性能不同。人体内含有钾、钠、磷、硫、氮以及氢、氧等 50 多种元素。这些元素构成了人体的五种主要组成物质，即水、蛋白质、糖、脂肪和无机盐，其中水约占体重的 60~70%。许多元素是以离子形式存在于水中。人体内常见的正离子有 Na^+ 、 K^+ 、 Ca^{2+} 和 Mg^{2+} ，常见的负离子有 HCO_3^- 、 Cl^- 、 HPO_4^{2-} 、 SO_4^{2-} 以及有机酸和蛋白质。由此可见，人体的体液是由含有多种离子的水构成的，实质上是一种比较复杂的特殊电解质。因此，当对人体加一电压时，这些电解质中的离子将处于电场力的作用下而移动，产生电流。当电流通过人体时，对生命组织的原始作用主要是化学效应和热效应。

整个人体阻抗是非常复杂的。当直流和低频电流通过人体时，由于皮肤阻抗比体内其他部分的阻抗大得多，因而，有时也可以把皮肤阻抗当作整个人体的阻抗。

1. 皮肤阻抗 皮肤最外层是表皮，包括绝缘的角质层，其中含汗腺孔。下一层是真皮，其中有大量血管。皮肤阻抗的大小主要取决于角质层。除此以外，电压的高低对皮肤阻抗也有很大的影响。当电压高时，会引起皮肤角质层绝缘性能变坏，使其阻抗变小，甚至形成短路状态。另外，电流通过皮肤的主要途径是汗腺孔，所以，皮肤的干燥与潮湿程度也能影响皮肤阻抗的大小。干燥和粗糙的皮肤是不良导体，它每平方厘米的阻抗约为 $15\text{k}\Omega\sim 1\text{M}\Omega$ 。当皮肤处于潮湿和出汗状态时，其阻抗值将下降至干燥时的十分之一到百分之一左右。

此外, 电流形式对皮肤阻抗也有很大影响。人体内的电流是离子移动形成的。直流或低频交流电通过人体时将发生极化现象, 这就是在阴极下面的皮肤内聚集过多的正离子, 在阳极下面聚集过多的负离子, 因而形成反电动势, 阻碍电流的流通。高频交流电的方向变化太快, 不会发生极化现象, 故皮肤阻抗显得小一些。皮肤的阻抗随着电流频率升高而降低, 如图 8-20 所示。

2. 组织和细胞的阻抗 电流通过皮肤后, 就进入到组织。组织的阻抗还小于皮肤的阻抗, 其导电性取决于其含水量和相对密度。含水量越大, 离子也越多, 则其导电性越好。例如, 肌肉的含水量为 72%~75%, 筋是 63%, 均因含水量大而为良导体。髓和神经因含水量小且密度大, 是不良导体, 而脂肪, 特别是骨的导电性最差。

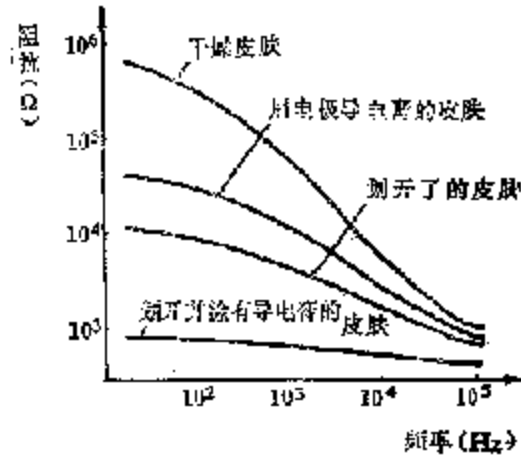


图 8-20 皮肤阻抗与频率的关系

对于直流电, 细胞膜呈现很高的电阻, 而细胞间隙的导电性则很大。在这种情况下, 组织的电阻性质是电阻性的。

当交流电通过组织时, 由于电流方向呈周期性改变, 细胞膜上的电解质浓度也随之变化, 这种极化现象不如直流电通过时那样明显。交流电频率很高时, 极化现象接近于零, 所以组织和细胞对这种电流的阻抗很小。

综上所述, 组织和细胞对直流电有很大的电阻, 而对交流电则呈现出较小的阻抗, 这说明了组织和细胞具有电阻和电容的双重性质。使组织和细胞呈现容抗性的是细胞膜, 即细胞膜实际上起着电容的作用。因此, 组织和细胞的阻抗还和电流的形式有关。高频电的阻抗最小, 低频电次之, 直流电的最大, 如表 8-1 所示。

表 8-1 人体器官电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$)

名称	电阻值	电流		
		高频交流	交流电	直流电
肝		230	1600	3000
肌肉		255	1500	9000
皮肤(干)		435	300000	4000000
皮肤(湿)		435	250000	380000
脂肪		2700	3250	108000
髓(神经)		485	1620	5400
屈丹		11300	15400	22500
脑		630	2170	10700

3. 人体导电 人体是一个非常复杂的导体。由前面讨论可知, 体表有一层导电性最差的皮肤, 体内为导电性较强的体液和具有不同导电性的各种组织。皮肤阻抗通常约为数万欧姆, 当皮肤干燥、粗糙和无损时阻抗高, 反之则减小。去掉皮肤的肢体阻抗约

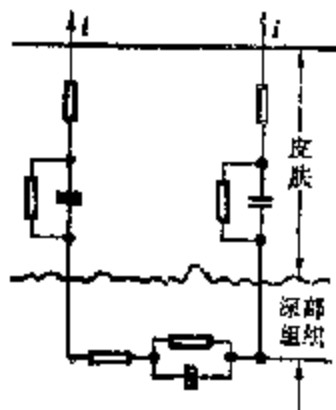


图 8-21 机体的等效电路

200Ω，数十阻抗约为100Ω，在两个肢体间的阻抗大约为500Ω。因此，人体接触带电导体时，有时可以忽略不计人体内部组织的阻抗。由此可见，人体阻抗主要是以皮肤阻抗为主。在生物体表两点间通电时，电流首先通过皮肤，然后经过深部组织，最后又经过皮肤流出体外。所以，整个机体的等效电路如图8-21所示。

直流或低频交流电经过皮肤进入体内，并不是沿最短通电两点间的最短路线，而主要是沿着其间阻抗小的组织，如血管、淋巴管等流通。实际上，人们对电流在人体各种组织中的分布情况了解很少。只有电流通过的组织才会受到电流的作用而引起物理或化学的变化。组织受到电流作用的大小由流经该处的电流密度决定，电流密度过大时，甚至可损坏该处的组织。

一 电击的类型

所谓电击，就是生物体感受到的电冲击。电击可分为两大类，一类称为强电击（又称宏电击，macroshock），它是由体外经过皮肤流进体内，而后再流出体外的电流引起的。另一类是微电击（microshock），它是不经过皮肤阻抗或者只有一端（输入或输出）经过皮肤阻抗而流进心脏组织内部的电流引起的。现分别介绍如下：

1. 强电击 当较高的电压加在人体表面两点间，将有电流通过人体而引起电击，这种外加的电压引起的电击称为强电击或外电极电击。例如，一侧手接触到电源或漏电又未接地的仪器机壳，电流将从手流进，而从另一侧手或脚流出（如果另一侧手接触到绝缘不良的物体，或脚穿绝缘不良的鞋子等）。在体表流动的电流，只能引起灼伤，如果皮肤汗湿或与电源相接触地方的皮肤被灼伤，皮肤阻抗显著下降，将有较大电流通过体内组织，这会引引起肌肉痉挛和使神经受到抑制。特别是当电路路径包括心脏时，50Hz交流电接近100mA通过人体，就会产生心室纤颤（fibrillation），从而危及生命。

2. 微电击 随着医用电子仪器的发展，为了提高检查和治疗的效果，往往把医用电子仪器或器具附件的一部分或全部，用某种方法埋植或插入体内，以便更直接地测量和治疗。例如，目前为了更直接地测量心脏的电活动，从心内导出心电图已成为医院的常规检查。特别是从希氏束附近引导出来的希氏束心电图，更能较好地表示出刺激传导系统的状态而被广泛应用于诊断A-V梗塞等病症。它所采用的方法就是把导管电极经过静脉插到心脏里进行直接测量。另外，有些患者在其本身的起搏机制失效时，需要用体外起搏器的导管穿过血管触到心肌以刺激心脏，使心脏恢复正常跳动。在导管和电极直接接触心脏组织时，如果仪器由于某种原因漏电，那么将有电流直接通过心脏而引起心室纤颤，甚至死亡。发生这种情况所需的电流很小，通常为数十微安，所以称为微电击。目前，考虑到小孩的情况，把微电击的安全值取为10μA，这已为世界所公认。它与强电击不同之点是电流直接流进心脏组织内部而使心脏被电击。因此，微电击引起心室纤颤所需要的电流比强电击所需要的电流小得多。该电流远在医务人员的感知电流以下而不为他们所察觉。患者因微电击而危及生命时，医务人员还不清楚其原因，这就更增

加了微电击的危险程度。因此，凡是心脏与医用电子仪器存在一冲电的联系的患者，都有遭受微电击的危险，对于这种类型的患者，应当加强防护电击措施，并注意严密观察。

三、电击的因素

人体受到电击的伤害程度，与通过人体电流的强度，作用于人体电压的高低，电流的种类、电流通过人体的途径、电压的持续时间以及不同人体的身心健康等都有关。这些因素又是相互关联着，所以电击是非常复杂的问题。

1. 电流强度对电击的影响 人体受到电击所产生的生理反应随通过人体电流强度的不同而不同。图 8-22 表示，对体重为 70kg 的人的双手通过 50Hz 的不同电流值，经 1~3 秒时所发生的各种生理效应。当电流从零增加到刚刚开始有刺激感觉时，称这时的电流为感知电流 (threshold of perception)，其值约为 1mA；当电流继续增加，电击部位的麻刺感亦增强，甚至发生肌肉抽痉；8~10mA 时，手已难以摆脱电源，但仍能摆脱，此时的电流称为摆脱电流 (let-go current)。摆脱电流的定义是被实验者能自动摆脱的最大的电流值。被实验者中，0.5% 的男人摆脱电流阈值为 9.5mA 以上。20~25mA 时，人体已经不能自主，不能摆脱电源，而且感到相当痛苦，呼吸困难，如果不断开电流，会严重到足以引起窒息。心脏对于电流特别敏感，因而最特别危险的。如果 25~30mA 电流流经手-手或手-脚，其中一部分电流经过心脏，通过的电流仅使一部分心肌兴奋，那么将阻断心肌电活动的正常传播，致使心室活动不同步，则心脏的射血功能停止，即发生了心室纤颤。如不及时抢救，数分钟内将导致死亡。当电流达到 6 A 以上时，将引起全部心肌持续收缩、呼吸麻痹和严重的灼伤。由于皮肤阻抗较高，通常灼伤是产生在引入电流的皮肤上，这又引起电流的进一步增大，危及生命。

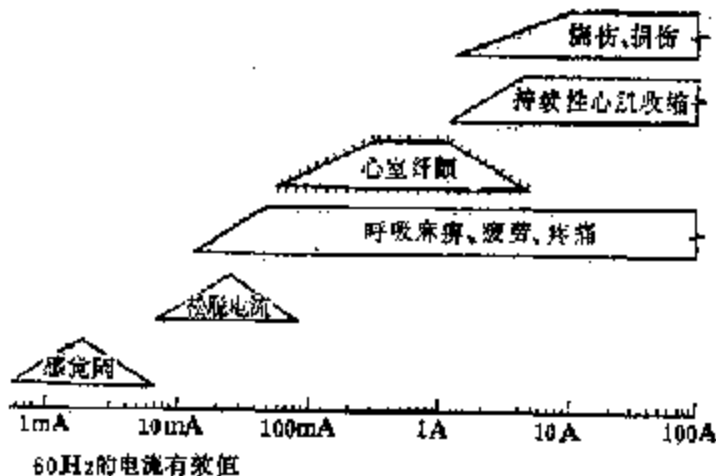


图 8-22 不同电流值引起人体的生理效应

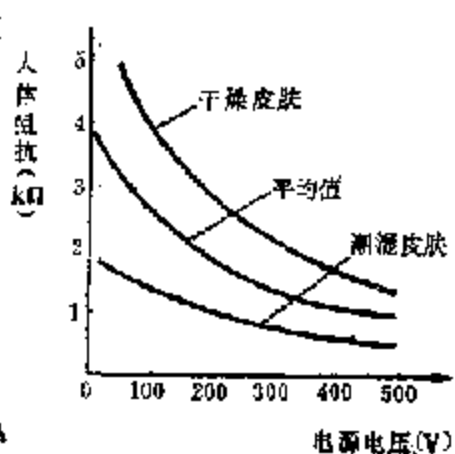


图 8-23 人体阻抗与电压的关系

2. 电压对电击的影响 当人体阻抗一定时，电压越高，通过人体的电流越大，那么电击的伤害程度也越大。然而，通过人体电流的大小，并不与作用于人体的电压成正比，这是由于当电压增高时，人体表皮角质层有类似介质击穿的现象发生，使人体阻抗急剧下降，如图 8-23 所示，此时电流迅速增大，可使电击伤害更为严重。

50Hz 220V 的电压，如果其电流通过心脏，将引起心室纤颤。在生物体上加 1000V 以上电压的电流，通常先引起呼吸中枢麻痹，使呼吸停止，以后才造成心跳停止。电压 220~1000V 所产生的电流可同时影响心脏和呼吸中枢。更高的电压还可引起心肌纤维透明性变，甚至引起心肌纤维断裂，凝固变性。

如果电击时，人体与带电体相接触的电阻很小，这时尽管电压低，也能产生较大的电流，因此仍然危险。一般公认的交流电压安全界限是：对干燥的手为 30V；湿手为 25V，在水中为 10V 左右。

3. 电流频率对电击的影响 频率为 50Hz 的电流对人体电击的伤害程度最为严重。原因是细胞内的离子将以交流的频率作往复运动，当频率为 50Hz 时，离子运动的速度刚好使它由细胞的一端到另一端来回一次。因此离子在细胞内所引起的震动最大，所以破坏性也最大。频率低于此数，则离子的来回次数减少，破坏性亦小；频率增高，则离子在细胞内的移动范围变小，破坏性亦较小。因此，在频率较 50Hz 低的情况下，人体能够耐受较大的电流。例如，人体耐受的直流电流值是 50Hz 电流的 5 倍。在高频情况下，人体能耐受更大的电流。从表 B-2 可以看出，在发生相同的生理效应时，直流电和高频电所需的电流值要比 50Hz 的交流电数值大得多。因此，频率为 20kHz 以上的交流电，危险性反而减小，且可用作物理治疗。

表 B-2 各种电流对人体的作用

作用情况	电流大小	电流类型		交流(mA-有效值)			
		直 流(mA)		男女 (50Hz)		男女 (10000Hz)	
最小感知电流，略有麻感		5.2	5.9	1.0	0.7	12	8
没有痛苦感的电击，肌肉仍自由		9	6	1.8	1.2	17	11
有痛苦感的电击，但肌肉仍自由		62	41	9	6	55	37
有痛苦感的电击，且不能脱离电源		76	51	16	10.5	75	50
有痛苦感的强烈电击，肌肉强直，呼吸困难		90	60	23	15	94	63
可能引起心室纤颤	电击时间0.03秒	1300	1300	1000	1000	1100	1100
	电击时间3.0秒	500	500	400	100	500	500
一定引起心室纤颤		上一项电流值的2.75倍					
由脉冲引起的心室纤颤(直流短时间电击与脉冲放电)		27.0W·S					
50~80Hz的短时间电击与低频高频电流		13.5W·S					

4. 触电的持续时间对电击的影响 一般认为 50Hz, 15~20mA 以下的电流没有致命危险，但并非绝对安全。因为人体耐受电流的能力与电流通过人体的持续时间有关。如果触电时间极短，人体能够耐受大得多的电流而不至于受损伤。反之，触电时间很长，即使电流小，也可能使人致命。对于 50Hz 交流电的电击，在人体上不致引起纤颤的最大电流 $I \approx 116/t^{0.5} \text{mA}$ ，其中 t 是电击的持续时间(秒)。

通过动物实验发现：当电击的时间比心脏搏动周期（心跳一次所需时间）大时，引起心室纤颤的电流值会急剧下降。人的心脏搏动周期约为 0.75 秒，对于极短时间内的电击，在心脏搏动周期之内，发生心室纤颤的可能性很小。因为只有在相当于心电图 T 波波峰顶段（即波峰顶点前后 0.02 秒）的易损期时，电击才最容易引起心室纤颤。因此，极短时间的电击，有可能不包括 T 波波峰顶段的易损期，因而危险性小些。注意：虽然可能性小，但还是有可能发生。反之，电击时间超过心脏搏动周期，因肯定包括 T 波波峰顶段的易损期，所以极易引起心室纤颤而造成伤亡。

5. 电流通过人体的途径对电击的影响 电流通过人体的途径，也是造成电击伤害程度的一个重要因素。如果电流途径上没有脑、心等重要器官，则危险性小些。例如，电流由右手进入从左手流出，或由右手进入而从左脚流出，因电流通过心脏部位，将引起心室纤颤（图 8-24）。反之，电流由一脚进入而从另一脚流出，通常只造成不同程度的灼伤，而对全身影响较轻。

触电致死通常是由于呼吸停止或心脏停跳。呼吸停止可能是由于电流对呼吸中枢直接作用，也可能是由于心脏停止跳动或中枢供应血管之剧烈反应而导致中枢细胞缺氧的结果。心脏停止跳动可能是由于强电流通过心脏时引起心室纤颤的结果。若心脏没有颤动，那就可能是由于刺激心脏血管中枢而引起的。冠状血管的剧烈收缩也可使心脏停止跳动。

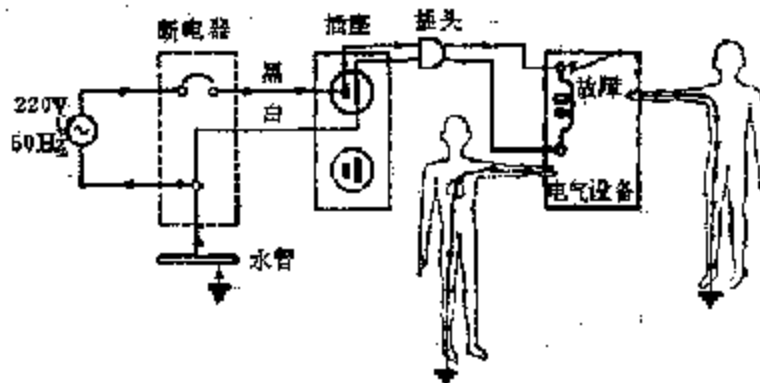


图 8-24 仪器外壳漏电引起的触电

6. 人体情况对电击的影响 电击引起的伤害程度是因人而异的。例如，50Hz 交流电对成年男子的感知电流为 1mA，而对妇女则大约为 0.7mA（表 8-2）。通常，不论是直流电还是交流电，在相同电流强度下，对妇女的伤害程度总是比对男人的厉害些。其原因之一是妇女的皮肤阻抗要比男人的小得多。身体健康的人以及经常从事体力劳动而精神旺盛的人，被电击而受的损伤要比一个有病的人（例如心脏病、结核病、内分泌器官疾病）或酒醉的人受到的损伤为轻。

四、防止电击的措施

不仅医院里的患者必须防护电击，而且患者周围的医护人员及其他工作者都必须防护强电击。下面略述一些防止电击的措施。

1. 防止电击的方法 防止电击的基本方法有三种：①把患者和医护人员能接触到

的导电表面（仪器壳、铁床等）接到同一地线上，即等电势接地；②把病房或检测室内的所有仪器的电源采用与市电完全隔离的供电系统；③对于有电极或导管插进体内的仪器，采用低压直流电源（干电池等）。在实际工作中，常同时把这三种方法结合应用。

等电势接地 良好的低电阻接地，对于防护强电击和微电击都是很重要的。等电势接地系统是把一组检测仪器或一个患者周围所有的仪器及金属物（铁床、金属门窗等）都接到同一的接地排上，以后再接到大地的地线上。如果病房里不止一个病床，则每个病床都应有一个专用的接地排。仪器机壳与接地排之间连接的电阻都不应超过 0.1Ω 。电源插座与地之间应绝对绝缘。

隔离电源（浮地法） 在市电供电系统进入病房或检测室时，加装一个 $1:1$ 的电源变压器，由变压器不接地的次级对各仪器供电，如图 8-25 所示。因为进入各仪器的两根电源线与地都是隔离的，这就截断了漏电流通过人体至地的回路。

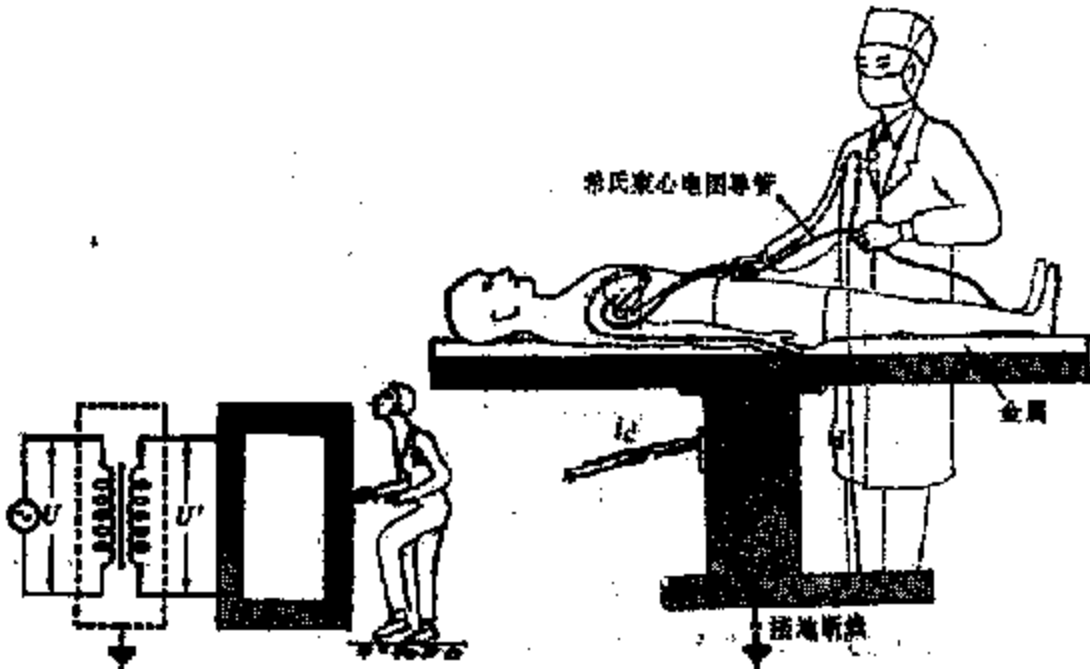


图 8-25 用隔离变压器作浮地保护

图 8-26 希氏束心电图测量中的微电击

低电压供电 隔离电源系统虽可明显地提供对强电击的防护，特别是在易受潮湿影响的地方，但是由于隔离变压器初次级之间存在着足够大的电容，仍可通过微量电流。一旦未加注意，进行心内导管检查，通过的电流可能超出对电敏感病人的 $10\mu A$ 的安全值，以至发生未觉察到的微电击。因此，在使用直接插入体内的检测电子仪器时，采用低电压或干电池供电的仪器，这对于避免微电击的发生，更为安全可靠。

2. 电气系统的检查

地线检查 地线是否良好应经常检查，以保护患者和医护人员的安全。在把电极或传感器插入体内进行检测或治疗之前，首先应检查地线是否处于低的接地电阻。也应当检查三孔插座中接地孔的接地电阻。地线电阻可以这样测量，把 1 安培的电流通过地线并测量地线和中线间的电压，就可测出地线电阻，地线电阻不应超过 0.2Ω 。

机壳漏电流检查 图 8-26 为进行希氏束心电图检测时，仪器或设备的机壳有漏电流而发生的微电击的示意图。希氏束心电图机的线路是浮地的，导管电极的体外金属部分无任何方式的欧姆接地，但是由于手术台的电机漏电，使手术台外壳带电。如果手术台未接地或接地不良，患者的手（或脚等其他部位）与手术台的金属部位接触，当医生插导管电极时，如果医生某部分皮肤与导管直接接触，则电动手术台的漏电流将经过心脏流入导管电极，再经医生的身体通过脚到地构成漏电流通路。医生虽无任何感觉，但患者却可能发生心室纤颤。由此可见，检测用电仪器和设备的外壳是否存在漏电情况是很必要的。

机壳漏电的检测如图 8-27 所示。不管直接与病人接触的仪器，或可能接触到病人的仪器，也不管电源是通或断、电源极性是否正确、仪器控制开关处于任何位置，漏电流都不应超过国家规定的极限值。图 8-28 为一个简单的测量漏电流的电流计线路参考图。这个网络的输入电阻为 $1\text{k}\Omega$ ，与频率无关。灵敏度在低频时为 $100\text{mV}/\text{mA}$ ，它的频率特性在 1kHz 以前是平坦的，超过 1kHz 以后，近似与频率成反比地下降，直至 1MHz 为止。

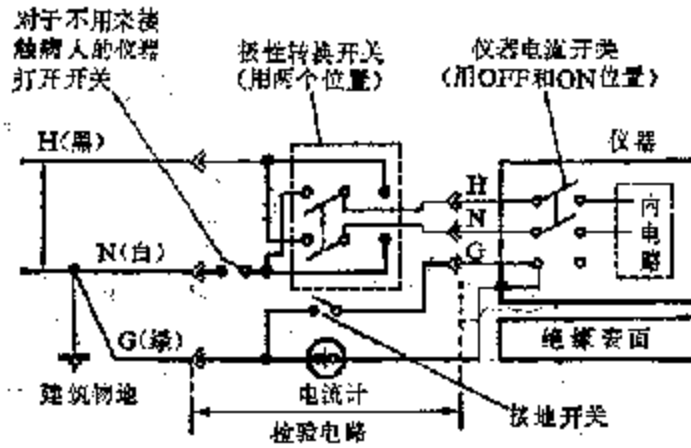


图 8-27 机壳漏电流的检查

导联线、电极联线的漏电流检查 对于与患者直接接触的任一引线，如心电图机、脑电图机、肌电图机的导联线，阻抗图机电极线，心导管电极线及其他体内检测的电极线等，都应首先检测其漏电情况。这些导联线都是与人体低阻抗连接，如果漏电流过大，将引起电击。检测的方法：用图 8-28 的检测电流计，一端接导联线端点，另一端接地，

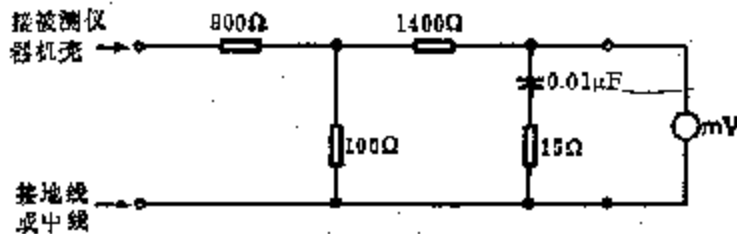


图 8-28 检测漏电流的电流计电路

则可测出漏电流是否超过极限值；此外，还应检测每对导联线之间是否存在漏电情况。

综上所述，采用良好的隔离配电系统、选择绝缘质量高的仪器和设备、定期检查用

电仪器和设备的漏电和接地情况，对于患者和医护人员的用电安全都是非常重要的。

仪器分类和漏电流允许值 我们已知，电流直接流过心肌时，在极小的电流数值内就可发生心室纤颤，而与体表接触的允许电流值却可大得多。因此，直接与心脏有接触部件的仪器与其它仪器的漏电流必须取不同的漏电流允许值。所说的其它仪器包括和人体（非心脏）接触或可能接触的部件与仪器中带电系统完全隔离，和不隔离的两类。根据上述情况，把医用仪器进行型号分类，如表 8-3 所示。

表 8-3 有触体部件的仪器类别和型号

	适用于体表、体腔	适用于心脏
不隔离	B	(C)
与触体部件隔离	BF	CF

C代表心脏，B代表躯体，F代表隔离，表中C型加一个括号，这是由于前面说过的理由，连接心脏的部件必须是隔离触体部件（CF），所以C型实际上是不允许存在的。在我国卫生部对医用电气设备规定标准中，对各类型仪器分别规定允许漏电流值，如表 8-4 所示。

表 8-4. 连续漏电流和患者辅助电流的允许值 (mA)

电 流	D 型		BF 型		CF 型	
	正 常 状 态 下	单 一 故 障 状 态	正 常 状 态 下	单 一 故 障 状 态	正 常 状 态 下	单 一 故 障 状 态
对地漏电流	0.5	1 ^①	0.5	1 ^①	0.5	1 ^①
外壳漏电流 ^②	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.5
患者漏电流	0.1 ^③	0.5	0.1 ^③	0.5	0.01 ^④	0.05 ^④
患者漏电流（在信号输入部分或信号输出部分加电源电压）	—	5	—	—	—	—
患者漏电流（在应用部分加电源电压）	—	—	—	5	—	0.05 ^⑤
患者辅助电流	0.01 ^⑥ 0.1 ^⑥	0.5	0.01 ^⑥ 0.1 ^⑥	0.5	0.01 ^⑥	0.05 ^⑥

注：① 为了减少BF型或CF型诊断设备连到同一个患者身上的困难，应尽可能减少正常状态下的患者漏电流值和患者辅助电流值。

② CF型设备在单一故障状态时的患者漏电流允许值是以卧床条件下不影响心脏功能的电流值为依据的。

③ 对地漏电流值的单一故障状态以限一根电源线断路的情况。

④ 患者辅助电流值的较大值是在基于设计考虑的阻抗体接触设备，并且只适用于频率不小于0.1Hz电流。

⑤ 应用部分不止一个且防护程度又不相同时的设备必须符合最高防护类型的要求。

习 题

8-1 高频屏蔽和电场屏蔽有何不同？

8-2 如果只把交流电子仪器的电源开关关闭，不把电源线从插座上拔出，会不会对附近的医用

电子测量仪器发生干扰? 为什么?

8-3 进行电生理实验时, 发现输出有 50Hz 交流电干扰, 应如何排除?

8-4 为什么接地不良会引起干扰?

8-5 如何检测地线电阻?

8-6 进行电生理实验时, 如何防电磁波干扰?

8-7 进行心电图检测时, 发现有强大交流电干扰, 其致析断描笔, 最大可能性是什么?

8-8 如何预防强电击?

8-9 什么叫做微电击? 如何防止微电击?

8-10 不同大小的电流通过人体时, 将发生什么生理现象?

8-11 设人体的电阻为 $10k\Omega$, 在下列情况下, 一只手与某一个电源输出端的一端不慎接触最危险 (设另一端接地)? (a) 穿电阻为 $20k\Omega$ 的布鞋, 直流电源 $1kV$; (b) 穿电阻为 $10k\Omega$ 的布鞋, 交流电源 $220V$, $50Hz$; (c) 穿电阻为 $60k\Omega$ 的胶底鞋, 交流电源 $1kV$, $10kHz$ 。

8-12 试估计人体能够安全耐受 $220V$, $50Hz$, $50mA$ 的强电击时间多长?

实验一 静电干扰检测

目的:

- 1) 安装一个静干扰检测仪;
- 2) 通过观察电表指针的偏转, 了解实验室内各处静电干扰的情况。

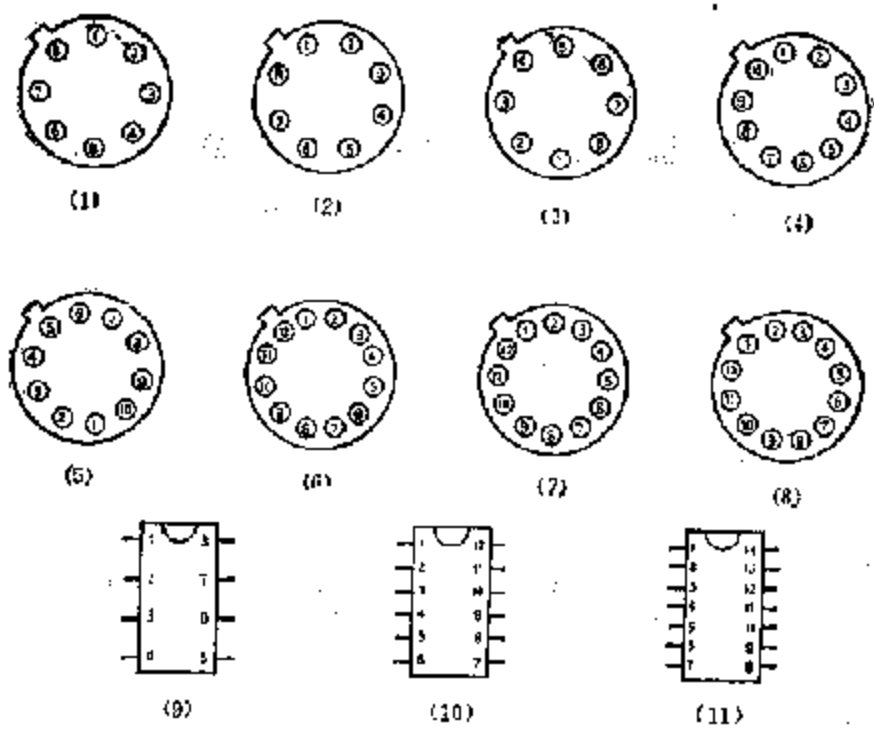
实验二 电子仪器漏电流的检测

目的:

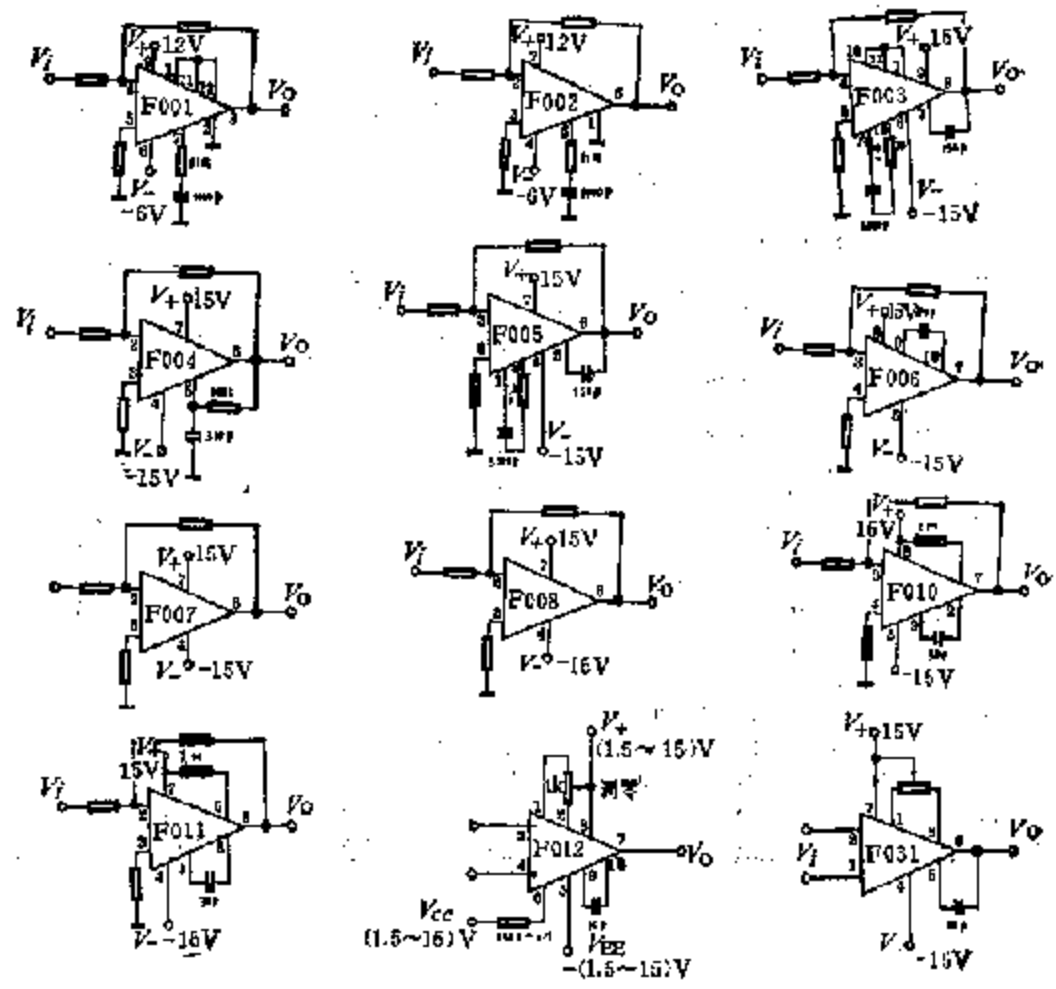
- 1) 按照图 8-26 安装一个漏电流检测器;
- 2) 了解检测电子仪器漏电的方法。

附录一 部分国产集成运算放大器参数表

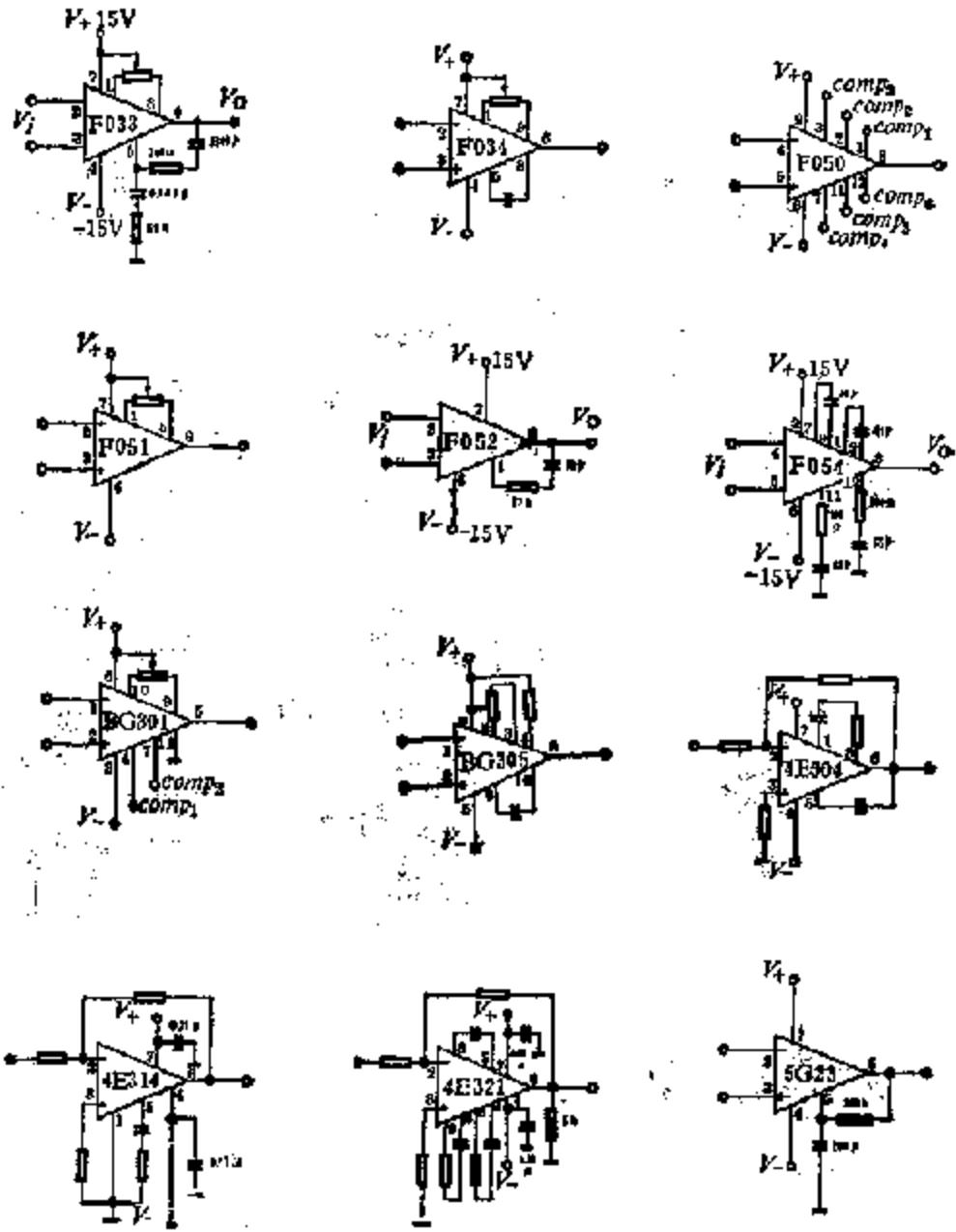
型号	电路名称	电源电压		功 耗 (mW)	输入特性					输出特性		转移特性			封装 排列
		V ₊ (V)	V ₋ (V)		失调电压 (mV)	失调电流 (pA)	输入偏流 (pA)	共模电压 (V)	差动阻抗 (Ω)	最大 输入 输出 电压 (V)	最大 输出 电流 (mA)	开环 电压 增益 (dB)	共模 抑制 比 (dB)	3dB 带宽 (Hz)	
F001	低增益通用型	12	6	150	5	2	7	2.8		±4.5		68	70	100k	(2)
F002	同上	12	6	150	2	1	5	2.5	8k	9	68	80	100k	(2)	
F003	中增益通用型	15	15	150	2	0.1	0.7	±3	50k	±12	88	80	10k	(6)	
F004	同上	15	15	200	2	0.2	1.5	±10	100k	±10	90	80	200	(1)(2)(3)	
F005	同上	15	15	100	2	0.1	0.7	±3	100k	±12	88	80	10k	(1)(6)	
F006	高增益通用型	15	15	90	2	0.05	0.2	±12	500k	24	25	94	86	7	(4)
F007	同上	15	15	120	2	0.1	0.8	±12	500k	±12	94	80	7	(1)(5)	
F008A	同上	15	15	75	10	0.3	0.8	±12	500k	±10	10	88	80		(4)
F010	低功耗型	16	15	6	2	0.05	0.3	±12	500k	20	100	80	7	(3)	
F011	同上	15	15	3	2	0.03	0.2	±12	1M	±10	100	80		(3)	
F012	同上	15	15	6	1	0.01	0.1	±14	800k	±14	110	96	7	(4)	
F031	高精度低漂移	15	15	95	0.5	50pA	0.03	±12	5M	±12	5	120	120		(5)
F033	同上	15	15	150	0.5	150pA	125pA	24	±5M	24	120	96	100		(1)(5)(9)
F034	同上	15	15		2	0.01	0.05	22	5M	±11	±10	120	120		(4)
F060	高速运放	15	15	300	15	0.03	0.1				100				(6)
F051A	同上	15	15	240	20	0.2	1	±3			88	80			(3)
F052	同上	15	15	300	5	0.3	0.8		500k	24	10	100	80		(4)
F054	同上	15	15	150	2	1	8			20	15	80	80		(1)(2)(3)(9)
HC301B	低增益通用型	12	6	180	5	2	7	5.1	8k	9	68	70	100k	(2)	
HC305	高增益通用型	15	15	150	5	0.05	0.10	9	2M	24	108	80	150		(8)
4E304	中增益型	15	15	150	8	0.3	2	±10		±10	88	80			(7)
4E314	低增益型	12	6	150	10	5	15	+0.7 -3.5		±4	88	70			(2)
4E321	高速型	14	14	240	8	5	10	+5 -8		±5	78	80			(7)
5G23	中增益型	15	15	200	3	1	3	±6	100k	±10	88	80	200		(1)
5G24	高增益型	15	15	120	10	0.3	1				86	70			(1)
5G28	高增益、低 功耗型	15	15	6	5	0.2	0.5	±14		±10	103	88			(3)
5G28	高阻抗型	15	15	200	50		10			-10	6	78	66		(4)
8FC1	低增益型	12	6	150	1	0.5	2.5		8k	5	60	80			(7)(10)
8FC2I	中增益型	15	15	150	2	0.1				±20	80	66			(7)
8FC3	高增益型	15	15	180	2	0.1		20		22	10	108	90	1k	(7)
8FC4C	同上	15	15	120	2	0.05	0.3	±13	1M	24	14	94	80	6	(7)
8FC5C	高精度低漂移	15	15	120	1	0.05	0.1	±13	1M	24	14	110	100	100	(7)
8FC8C	高速型	15	15	240	4	0.5	1	±10	500k	20	14	80	80		(7)
8FC9B	低功耗型	5		3	7.5	0.15	0.5	3.5		3.5	88	70			(2)



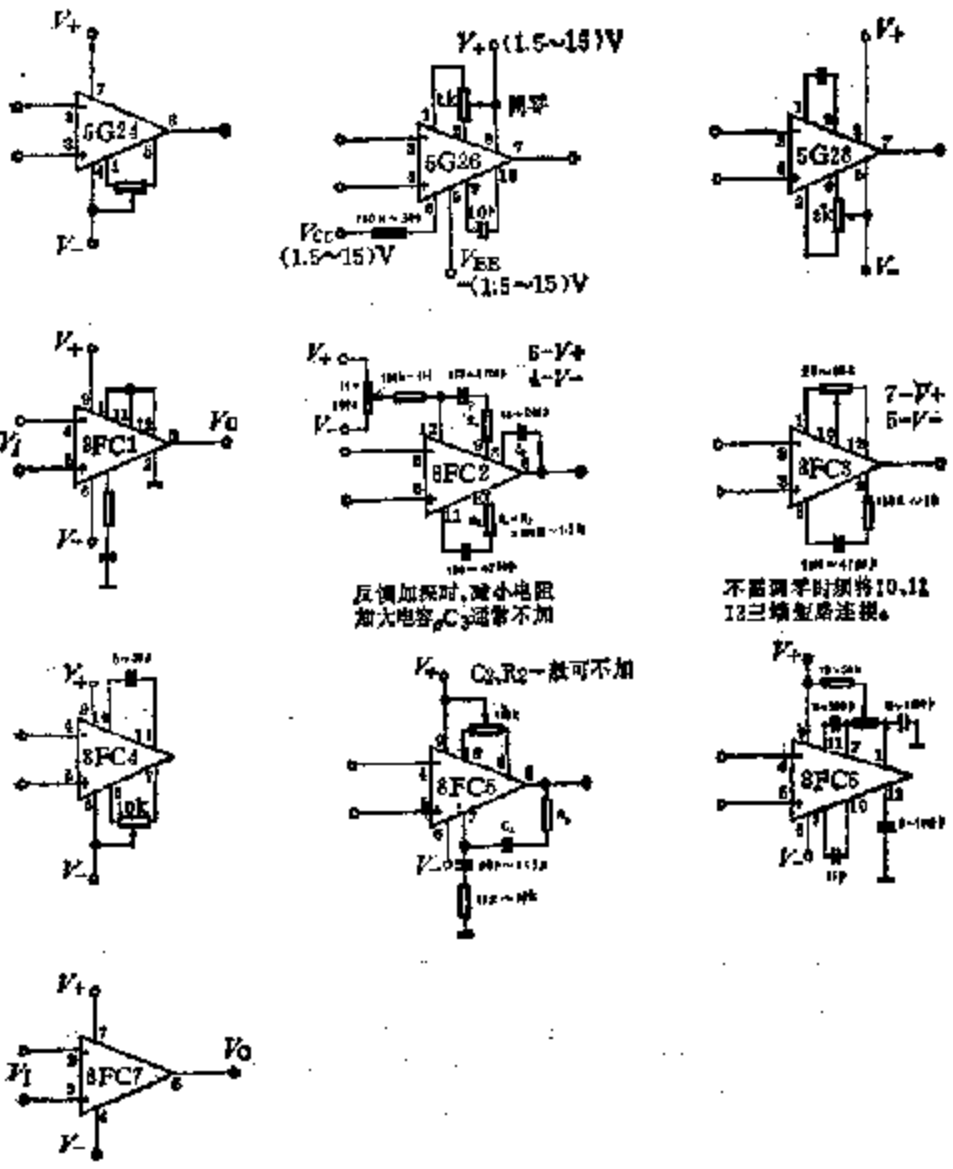
附录一图 3 部分国产集成运放管脚排列



附录一图 3-1 部分国产集成运放管脚引线 (一)



附录一 图 2-2 部分国产集成运放管脚引线 (二)



附录 图 2-3 部分国产集成运放管脚引线 (三)

附录二 部分运算放大器型号对照表

类别	对应号	部标型号	国标型号	国内各厂对应型号	国外对应型号	
通用型	I	F001		4E314, X50, 8FC1, BG301, 5G922, FC31, FC1	μ A702, LM702 μ PC51	
		F002	CF702	4E315		
	II	F004		5G23	DE809	
		F008		X51	μ A709, LM709	
		F005	CF708	4E304	μ PC66	
	III	F006		4E322	μ A741, LM741	
		F007	CF741	F741, 5G24, XFC52	TA.7504	
			CF101	SG101	LM101, μ A101	
			CF201		μ A201, LM201	
			CF801		μ A301, LM301	
	其它	F748			μ A748	
		F1556			MC1556	
	特殊型	低功耗型	F011	CF253		μ PC253
			F012		5G26	
			微功耗	CF7078		CA3078
其它				8FCX, 7XC4, XFC75		
特殊型	高精度型	F030		4E325, FC72	AD508	
		F031		XFC10		
		F032		HG312		
		F033	CF725	8FC5, CF725	μ A725	
		F034		XFC78		
		F07			μ 07	

类别	对应	部标型号	国标型号	国内各厂对应型号	国外对应型号
	型号				
特 殊 型	高	F050		4E502、XFC7-1	μA772
		F051			
	速	F052	CF118	X55、7XCS、XFC6	LM118
		F051		4E321、FC92、XFC7-2	
	型	F055	CF715	8FC6、5G27	μA715
			CF318		LM318
型	宽 带 型	F733		SG012、XFC79、BG323	
		M1437	双纸		MC1437
		F1520			MC1520

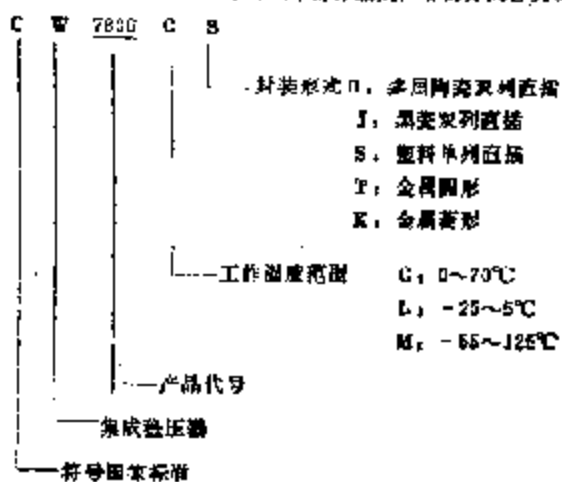
附录三 部分常用集成稳压器主要性能及 国内外型号对照表

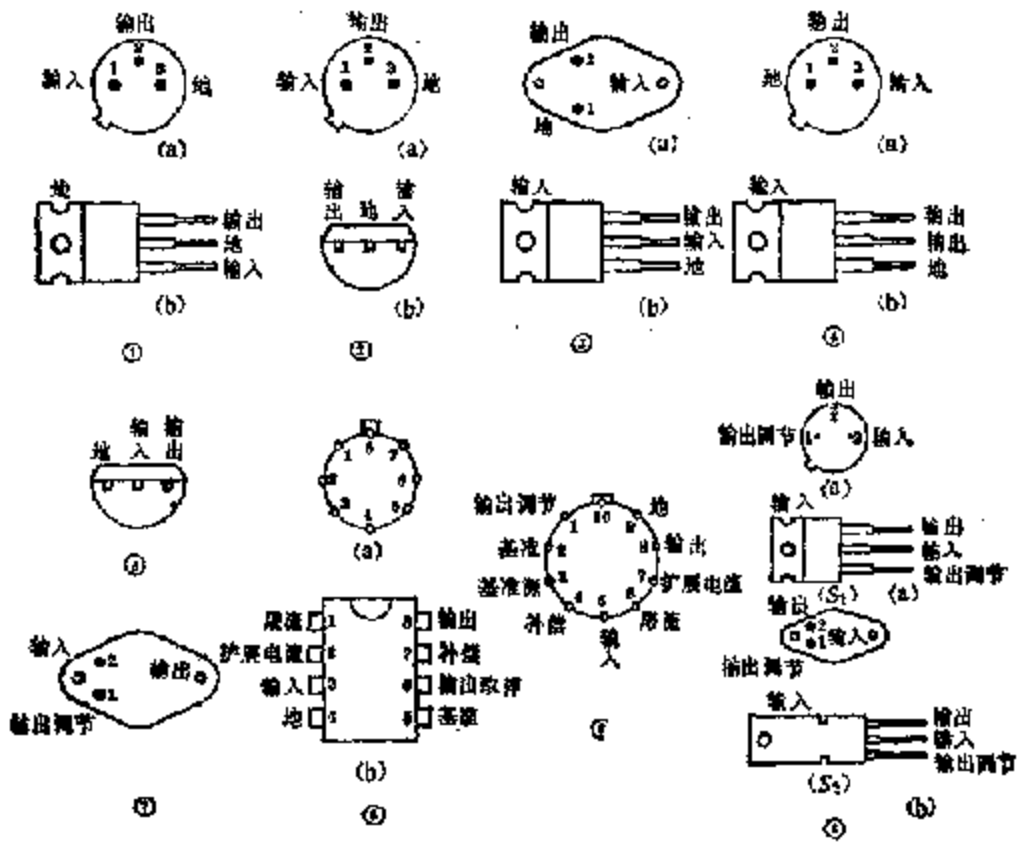
型号**	特征	最大输入电压 (V)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	电压调整率 (mV)	电流调整率 (%)	工作温度范围 (°C)	管脚型*	国外产品 对应型号
三端固定正 集成稳压器	CW78M05	35	5	0.5	8	20	0~70 -55~125	⑤	LM78M05 PA78M05
	CW78M24	40	24	0.6	10	30	0~70 -55~125		LM78M24 PA78M24
	CW78L05	35	5	0.1	55	11	0~70	②	LM78L05 PA78L05
	CW78L15	35	15	0.1	130	25	0~70		LM78L15 PA78L15
三端固定负 集成稳压器	CW7905	-35	-5	1	3	15	0~70 -55~125	③	LM7905 PA7905
	CW7915	35	-15	1	11	12	0~70 -55~125		LM7915 PA7915
	CW79M05	-35	-5	0.5	7	75	0~70 -55~125	④	LM79M05 PA79M05
	CW79M15	-35	-15	0.6	9	65	0~70 -55~125		LM79M15 PA79M15
	CW79L05	-55	-5	0.1	60	50	0~70	③	LM79L05 PA79L05
	CW79L15	-55	-15	0.1	45	25	0~70		LM79L15 PA79L15
多端可调正 集成稳压器	CW105	50	4.5~40	12	(%/V) 0.025	0.03	-55~125	⑥	LM105
	CW205	50	4.5~40	12	0.025	0.03	-25~85		LM205
	CW305	40	4.5~30	12	0.0	0.03	0~70		LM305
多端可调负 集成稳压器	CW104	-50	-0.015~-40	25	0.056	1	-55~125	⑦	LM104
	CW204	-50	-0.015~-40	25	0.056	1	-25~85		LM204
	CW304	-40	0.025~-30	25	0.056	1	0~70		LM304
三端可调正 集成稳压器	CW138	35	1.2~32	5	0.005	(%) 0.1	-55~125	⑧	LM138
	CW238	25	1.2~32	5	0.005	0.1	-25~85		LM238
	CW338	25	1.2~32	5	0.005	0.1	0~70		LM338

型号		特性	最大输入电压 (V)	输出电压 (V)	输出电流 (A)		电压调整率 (mV)	电流调整率 (V)	工作温度范围 (°C)	管脚图	国外产品对应型号
三端可调式集成稳压器	CW127		-40	-1.2~ -3	方形 1.5	圆形 0.5	0.1	0.3	-55~125	(9)	LM127
	CW227		-40	-1.2~ -37	1.5	0.5	0.1	0.3	-25~85		LM227
	CW327		-40	-1.2~ -37	1.5	0.5	0.1	0.3	0~70		LM327

* 集成稳压器管脚图中序号

** 国产集成稳压器的型号命名方法大体上有二种，一种是国家标准规定的命名方法，另一种是各制造厂家各自的命名方法。国家标准型号由五个部分组成，各部分的含义说明如下：





附录三 集成稳压器管脚图

习题答案

- (1-6) 左侧图中 D 截止, $U_{AN} = -13V$; 右侧图中 D 导通, $U_{AN} = -6V$; (1-7) 共有四种串联形式, 电压为 $15.5V$ 、 $8.7V$ 、 $8.2V$ 、 $1.4V$; (1-11) $I_D = 0.12mA$; (2-14) 929Ω , $1.94V$, $0.65V$; (1-16) $0.5V$; (1-17) $2.5K\Omega$; (1-18) $4.1mA$; (1-19) 77 , 220 , 15400 ,
 (2-12) $0 \sim 6V$;
 (3-2) $128mH$; (3-5) $1.59 \sim 15.9KHz$;
 (4-4) $0 \sim 1.8V$ (4-9) $U_{s1} = 2.1V$, $R_1 = 119R_2$, 例如 $R_1 = 12k\Omega$, $R_2 = 100\Omega$;
 (5-2) $13.3V$, $13.3V$, $8.87V$; (5-4) $1K\Omega$; (5-5) $U_{s1} = 58.6V$, $U_{s2} = 113.1V$, $U_{s3} = 113.1V$, $U_s = 169.7V$;
 (6-13) $38.75^\circ C$; (6-14) $6.99cm^3/s$;
 (8-11) (a) $33mA$, (b) $13mA$, (c) $14mA$, 从表 8-3 可知, 情况 (b) 最危险; (8-12) $1.5s$ 。