

610083

中等专业学校教材

电 法 勘 探

——仪器与设备

郑运生 编



地 质 出 版 社

294
S

中等专业学校教材

电 法 勘 探

——仪器与设备

郑运生 编

地 质 出 版 社

内 容 提 要

本教材以国内定型成批生产的几种地面电法仪器为内容,用剖析仪器内部各单元线路的办法,较详细地叙述了仪器的测量原理和工作过程。使学生既能学到分析整机电路的基本方法,又能掌握检查仪器和使用仪器的基本技能。内容共分五章,分别介绍了DDC-2B和DDC-2A电子自动补偿仪,DJS-4A和SJJ-1时间域激电仪,DWJ-1微机激电仪,DBJ-1和S-2频率域激电仪,FX-1和DDW-1低频电磁仪,以及电法勘探的辅助设备。附录中介绍了有关元、器件、辅助设备的性能、规格等内容,可供查用。

本书叙述清楚,图件齐全,着重于实用,适于作为中等专业学校教材及培训班教材,还可供广大物探人员参考。

本书由祝英杰主审,经地质矿产部中等专业学校物探教材编审委员会1985年1月南京会议审定,同意作为中等专业学校教材。

中等专业学校教材 电 法 勘 探 —— 仪 器 与 设 备

郑运生 编

责任编辑 袁 方

地质出版社出版
(北京西四)

地质出版社印刷厂印刷
(北京海淀区学院路29号)

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

开本: 787×1092¹/₁₆ 插页: 13个 印张: 10¹/₂ 字数: 250,000

1986年12月北京第一版·1986年12月北京第一次印刷

印数: 1—2570册 定价: 2.20元

统一书号: 13038·数266

前 言

根据地质矿产部中等地质专业学校物探专业四年制教学大纲的要求和教学安排的需要，编写了物探专业用的电法勘探仪器教材，与《电法勘探——原理与方法》配套使用。

本教材以几种国内定型成批生产的地面电法仪器为内容，着重于整机线路的分析方法和仪器的测量原理。

使用本教材所需要的总学时数约70~80学时，其中实验课占10~20学时。教材的第一、二、五章为必教内容，第三、四章为选教内容，或指导学生自学。

在编写过程中，承蒙上海地质仪器厂、重庆地质仪器厂、北京地质仪器厂、云南省物探队，以及郑州地质学校、昆明地质学校、南京地质学校的热情协助。原稿经昆明地质学校祝英杰老师审阅，提出了宝贵的修改意见。在此一并表示深切的谢意。

由于编者水平有限，书中难免会出现错误和欠妥之处，恳切地希望各位老师和读者批评指正。

编 者

1985年6月

目 录

绪 言	1
第一章 电子自动补偿仪	4
第一节 概述	4
第二节 DDC-2B 型电子自动补偿仪	4
一、主要技术指标	5
二、测量原理	5
三、整机线路分析	7
四、仪器的使用与保养	15
五、仪器的性能检查与测试	17
第三节 DDC-2A 型电子自动补偿仪	23
一、工作原理	23
二、线路介绍	24
第二章 时间域激发极化仪	29
第一节 概述	29
一、 M 积分	29
二、 L 积分	29
三、区域平均值 ΔV_s	29
四、衰减时 $T(B)$	30
五、视极化率 η_s	30
第二节 DJS-4A 型轻便时间域激发极化仪	30
一、DJS-4A型发送机	30
二、DJS-4A型接收机	43
三、DJS-4A仪器模拟器	59
第三节 SJJ-1型激电仪	61
一、概述	61
二、SJJ-1型发送机	61
三、SJJ-1型接收机	67
第四节 DWJ-1 型微机激电仪	78
一、概述	78
二、工作原理	79
三、使用方法	89
第三章 频率域激电仪	91
第一节 DBJ-1型激电仪	91
一、DBJ-1型发送机	91
二、DBJ-1型接收机	97
第二节 S-2型双频数字激电仪	102

一、S-2型发送机	102
二、S-2型接收机	106
第四章 低频电磁仪	118
第一节 FX-1型振幅比相位差仪	118
一、发送机简述	118
二、接收机简述	119
第二节 DDW-1型无参考线虚分量仪	120
一、发送机简述	121
二、接收机简述	123
第五章 电法勘探中的辅助设备	129
第一节 电源	129
一、干电池和使用	129
二、发电机和整流器	129
第二节 导线、电极和线架	132
一、导线	132
二、电极	133
三、线架	134
第三节 野外通话设备	134
一、耳机通话	134
二、对讲机	135
附 录	137
附录一 电子管基本知识	137
一、电子管的结构和简单工作原理	137
二、电子管的使用	138
附录二 振动子的检查与调节	138
一、对正常振动子的要求	138
二、用万用表检查调节振动子	139
三、用示波器检查调节振动子	139
附录三 几种常用的集成电路	140
一、CMOS数字集成电路	140
二、集成运算放大器	155
附录四 DJS-4A型激电仪印刷线路板图	157
附录五 常用的电源、导线及电极的类型及规格	161

绪 言

电法仪器是用于电法勘探,取得电性原始观测数据的主要设备。

电法勘探能否取得好的地质效果,首先需要取得真实、可靠的原始数据。因此对电法勘探仪器提出了以下要求:

1. 仪器的输入阻抗要足够高

电法勘探仪器用于野外观测时,在测量回路中除仪器的输入阻抗外,还存在有测量电极的接地电阻、导线电阻。为使仪器接收到的信号非常接近两测量电极间的被测信号,要求其它电阻对被测信号的分压影响很小,因此要求仪器有足够高的输入阻抗。

2. 要有足够高的电压灵敏度

野外被测信号的强度一般都比较弱,尤其是深部地质体的异常反映更为微弱。如果仪器的灵敏度不高,对微弱异常的变化反映不出来,就很容易漏掉需要找寻的地质体。因此,要求观测仪器有足够的电压灵敏度。在提高仪器电压灵敏度的同时,还要注意提高仪器的信噪比,否则,分辨能力不高,亦会影响观测效果。

3. 要有比较好的抗干扰能力

野外观测受到的干扰因素比较多,如50Hz工业电力网引起的游散电流、地球本身形成的大地电流(天然大地电流法除外)、天然直流电场(自然电场法除外)、甚至地面电法中测量电极的极化电位等,都会给野外观测带来误差。因此,要想保障观测结果的真实性,仪器必须设有排除或减小各种干扰的电路,提高抗干扰能力。

4. 精度要高,稳定性要好

为了满足电法规范中有关野外观测质量评定的误差要求,仪器的精度要高,一致性要好;在野外温度变化很大条件下,零点漂移要小,稳定性要高。因此要从仪器的电路设计、元件的筛选等方面多加考虑。

5. 要有足够的绝缘程度,功耗小、体积小、容易操作

在潮湿阴雨的环境下工作,如果仪器的绝缘程度不高,不仅影响到观测质量,有时还会因漏电烧毁仪器。所以,使用前一定要按照规范要求做绝缘程度检查。

野外观测工作的流动性比较大,仪器体积小轻便、容易操作,可以提高工作效率。

电法仪器的发展和革新,与电法勘探方法的不断创新、电子技术的发展及电子设备换代是分不开的。

我国的电法仪器的制造,从建国以后才开始发展。解放前,电法勘探工作很少,国产的电法仪器几乎是空白。建国以来,由于党和国家对地质事业的重视,特别是人们对物探方法的认识,促进了物探仪器的发展。先后成立了北京地质仪器厂、重庆地质仪器厂、上海地质仪器厂和一些物探仪器的研制机构。电法仪器也就随着发展起来了。

五十年代,我国自制了大批自然电位计和仿苏ЭП-1型电位计,满足了开展自然电场法和电阻率法的需要。该两种仪器内部主要以电工线路为主,由电表指示工作状态。在精度上、体积上及制作工艺上都比较落后。

六十年代,参照了国外同类型仪器,我国开始成批生产了以电子管为主要元件的DDC-2A型电子自动补偿仪,使地面电法仪器的测量精度向前迈进了一大步。这种仪器具有精度高、稳定性好等特点,尽管它较为笨重,但目前还在继续使用。

六十年代末,晶体管技术迅速发展,它以体积小、耗电省、电路简单等特点,逐步取代了体积大、功耗高的电子管。以晶体管为主要元件的电子自动补偿仪问世,为电法仪器向小型轻便化及低功耗方面发展奠定了基础。

七十年代,激发极化法在我国普遍开展。最初进行激发极化法野外观测,使用的是各种自制的手控操作面板配合电子自动补偿仪。后来,用晶体管分立元件组成程序控制电路,并配合可控硅无触点供电开关,制成激发极化半自动控制面板。最后,将控制面板和晶体管电子自动补偿仪组成一个整体,生产了晶体管激发极化仪。

七十年代末、八十年代初,国产线性集成运算放大器和数字集成电路大批生产,为电法仪器的自动化、数字化、小型化提供了物质基础。同时,我国又进口了一些国外比较先进的仪器,这些国外同类仪器电路设计上的优点,对国产仪器技术指标的提高起到了良好的促进作用。

八十年代,进入了计算机时代。计算机具有独特的逻辑判断能力、大存贮量,能高速进行复杂的运算,因而迅速为各个领域所采用。对于电法仪器,带微处理机的仪器必将成为主要发展趋向,它能自动进行数据处理,提高观测精度,并能收录丰富的信息。目前,我国已生产了比较先进的DWJ-1型微机激电仪。

电法仪器发展的第二个趋向是大功率的发送机和高信噪比的接收机,用以检测微弱信号,发现深部地质体的异常。第三个趋向是发展多频或多道的仪器,以取得更丰富的信息;为适应找矿条件日益复杂的需要,还需发展一机多功能。

电法仪器的发展,既依赖于电法勘探方法的发展,对仪器提出更新更高的要求,又有赖于先进的电子技术和高功能高质量的元器件做为物质基础。

目前我国定型的电法仪器,大部分适用于电阻率法和激发极化法。如:

重庆地质仪器厂生产的DDC-2A型(电子管)、DDC-2B型(晶体管)电子自动补偿仪;DJS-2型、DJS-4A型时间域激发极化仪。

上海地质仪器厂生产的SJJ-1型时间域激发极化仪;DBJ-1型频率域激发极化仪。

北京地质仪器厂生产的DWJ-1型微机激电仪(时间域)。

福建三明厂生产的S-2型双频激电仪(频率域)、内蒙古包头青山无线电厂生产的DJ-1型谐波法相位激电仪等等。

我国目前生产的电磁法仪器种类日益增加,计有上海地质仪器厂的DDW-1型无参考线虚分量仪、FX-1型振幅比相位差仪、重庆仪器厂的DPM-1型低频磁化仪、DDS-2型甚低频电磁仪、DDG-1大地工频电测仪、DDR-2型天然场电测仪、PC-1磁偶源频率测深仪等。

国外电法仪器发展的速度比较快,特别是装有微处理机的电法仪器从七十年代末问世以来,仪器花样翻新、性能获得很大改善,并出现了前已叙述的三个发展趋向。如美国EDCON公司的装有微处理机的地相位仪,可以用于电阻率法、激发极化法及电磁法;加拿大Huntec Mark-4激发极化仪,可用于时间域、频率域激发极化法及复电阻率测量;法国CGG公司的万能记录仪,装有程序控制微处理机和小型数字磁带机,能自动控制测量过

程, 并可以进行预处理和存储, 它可以记录六个来自不同信号源的电量信号, 测量道的频宽为 $0 \sim 10^4 \text{ Hz}$ 。这种仪器可以用于激发极化法、大地电磁法、电磁法及电阻率法的测量。

学习电法仪器, 必须具备一定的电子技术基础知识, 如熟悉晶体管、场效应管、可控硅、线性阻件、数字集成电路等元器件的基本特性, 了解振荡器、触发器、放大器等基本电路的组成及工作原理等等。

学习电法仪器, 还要密切结合电法勘探方法。不同方法使用不同类型的仪器, 只有熟悉方法所要观测的参数、可能利用的信息及观测中可能遇到的困难和干扰, 才能了解对仪器性能的要求, 观测什么物理量和怎样计算和整理得到所需要的参数, 从而更好地了解仪器相应部分的功能和工作原理。

本课程的学习方法, 要先从原理方框图入手, 既要了解仪器各大组成部分的功用, 还要将各个部分连系在一起, 建立简单的整机工作过程。然后进入各单元线路分析。分析单元线路时, 要与已学过的典型电路进行对比, 以加深对单元线路中特殊元件功用的认识。通过单元线路分析和信号在各线路中的波形变化, 进一步将各单元连成一个整体, 最后建立完整的整机工作过程。

上好实验课, 是学好仪器课的重要环节。通过实验, 了解仪器内部的结构、元器件的位置布局, 还可以学习仪器测试和使用方法, 培养野外操作使用和简单维修的基本技能。

电法仪器的种类虽然多, 线路又千变万化。但是, 就单元线路的功用和工作原理上讲, 还是有许多相同之处的。线路上的变化都是根据新的要求, 经过演变形成的。只要善于对比, 找差别, 掌握好分析方法, 就能举一反三地去分析认识更复杂的新仪器。这样, 才能适应今后电法仪器飞速发展的形势。

第一章 电子自动补偿仪

第一节 概 述

电子自动补偿仪是直流电法勘探普遍使用的一种电法仪器。除了用来测量地面上两个测点之间人工或天然电场所形成的电位差外，还用来测量建立人工电场时的供电电流强度。该仪器主要用于视电阻率法、充电法和自然电场法。与供电控制面板配合，还可以用于直流激发极化法。

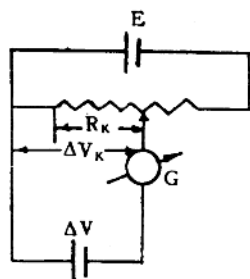


图 1-1-1

通过打在地面上的两根金属电极和导线，把被测电位差引入电子自动补偿仪的输入端。为了减小电极接地电阻和测量导线对被测电位差的分压影响，仪器采用电子自动补偿法测量，用来提高仪器的输入阻抗。

图1-1-1为补偿法测量原理图。 E 为已知电源电压， R 为可调节的已知电阻， G 为机械零点在中间位置的高灵敏度的电流表， ΔV 为被测未知电位差。

选择 ΔV 的极性如图所示，调节可变电阻滑动点的位置，使流经电表 G 的电流为零。即 ΔV_k 与 ΔV 大小相等、极性相反，流经电表 G 的电流互相抵消。根据滑动点位置所指示的 R_k 值，即可求出 ΔV 值：

$$\Delta V_k = \frac{R_k}{R} \cdot E$$

$$\Delta V = \Delta V_k$$

这种用已知电位差去补偿抵消未知被测电位差的测量方法叫做“补偿法”。这种方法，由于测量回路中没有电流流过，因而也就不受回路中其它电阻的分压影响，提高了输入阻抗，保障了测量精度。如果将人工调节变成电子线路自动调节，即为电子自动补偿法。

目前野外常用的电子自动补偿仪有两类，一类是以晶体管为主要元件的DDC-2B型电子自动补偿仪；另一种是以电子管为主要元件的DDC-2A型电子自动补偿仪。两类仪器的测量原理相同，线路组成大同小异，都由输入回路、调制型直流放大器、电流负反馈测量指示三大部分组成。输入回路设有极化补偿器、50Hz滤波器，用来消除干扰电位差的影响。两类仪器的主要特点是输入阻抗高、电压灵敏度和测量精度高、稳定性好。

第二节 DDC-2B型电子自动补偿仪

该仪器由重庆地质仪器生产，线路元件采用各类晶体管和线性集成电路，具有轻便、省电、容易操作等优点。

一、主要技术指标

(一) 测量范围

电位差从0~3000mV共分八档；电流测程与电位差测程共用一个旋钮，每1mV相应表示10mA电流，因受供电开关额定电流的限制，最大电流测程只能到4000mA。

(二) 测量误差

0~1mV和0~3mV测程，误差不大于±3%；0~10mV以上各测程，误差不大于±1.5%。

(三) 输入阻抗

各测程都不小于8MΩ。

(四) 极化补偿范围

最大范围±450mV，分粗、中、细三级连续调节。

(五) 绝缘程度

AB孔、MN孔与仪器外壳之间，或相互之间的绝缘电阻均不小于300MΩ（用1000V兆欧表测量）。

(六) 工作电源

2°干电池十一节。

(七) 供电控制开关的最大功率

2kW，即4A、500V。

(八) 使用环境

温度-20℃~+50℃；相对湿度不大于95%。

二、测量原理

图1-2-1为仪器的原理方框图。

测量电位差时， $\Delta V-L_{48}$ 转换开关打在 ΔV 档。被测电位差 ΔV_{MN} 由MN孔输入，经过极化补偿器、滤波器，消除了电极极化电位、自然电场和50Hz工业游散电流的干扰，送入

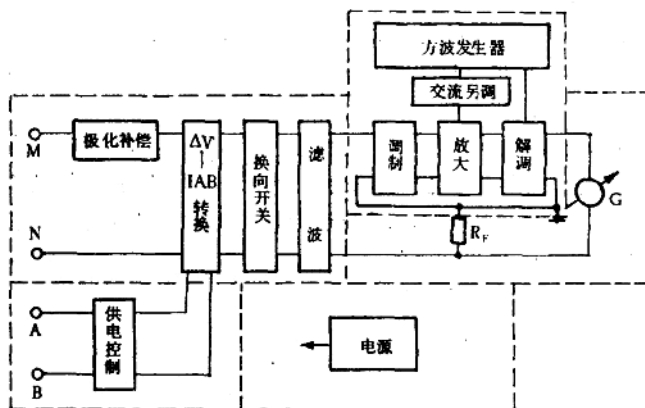


图 1-2-1

调制型直流放大器放大。放大后，以直流电流的形式输出，流经微安表 G 和反馈电阻 R_F ，在 R_F 两端形成反馈电压 ΔV_F 。 ΔV_F 与 ΔV_{MN} 互相串联，组成电流串联负反馈电路，在调制型直流放大器的作用下，使反馈电压逐渐逼近被测电位差，进行电子自动补偿。当 ΔV_F 非常逼近 ΔV_{MN} 时，电路处于动态平衡状态，流经电表 G 的电流不再上升，表针停止偏转，指示出相应的 ΔV_{MN} 值。

测量供电电流强度 I_{AB} 时， $\Delta V-I_{AB}$ 转换开关打在 I_{AB} 挡。被测电位差变成串联在供电回路中的标准电阻两端的电压（即供电电流流经该电阻的电压降），自动补偿后，表针将指示相应的供电电流 I_{AB} 值。

开始测量时，如果表针向反方向偏转，可以搬动换向开关，改变被测电位差输入放大器的极性，使之符合补偿法测量的极性要求，即补偿作用的反馈电压与被测电位差相对放大器而言极性相反。

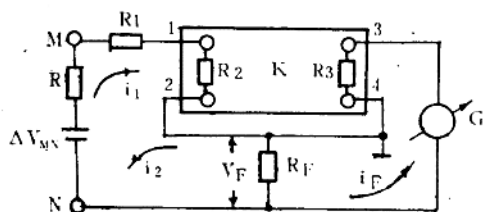


图 1-2-2

调制型直流放大器如何进行电子自动补偿呢？下面用图1-2-2说明电子自动补偿的过程。

图中大框表示一个放大倍数为 K 的调制直流放大器，1、2为输入端，3、4为输出端； R 为测量电极 MN 的接地电阻和连接导线电阻之和， R_1 为输入回路附加电阻，用来防止信号源短路和提高输入电阻， R_2 、 R_3 分别为放大器的输入和输出阻抗， G 为高灵敏度微安表， R_F 为负反馈电阻， ΔV_{MN} 为被测电位差。

MN 孔、 R 、 ΔV_{MN} 、 R_1 、 R_2 和 R_F 组成输入回路； R_3 、 G 和 R_F 组成输出回路，与 K 方框共同构成串联型电流负反馈放大电路。

ΔV_{MN} 输入 MN 孔，在输入回路形成电流 i_1 ，流经 R_2 产生放大器的输入电压。放大后，输出回路有电流 i_F 输出，流经 R_F 产生反馈电压 ΔV_F ，由于与 ΔV_{MN} 对1、2端而言极性相反，所以在输入回路又形成一个与 i_1 极性相反的电流 i_2 ，两个电流相互补偿。最初 $i_2 \ll i_1$ ，流经 R_2 的电流比较大，输出电流 i_F 也比较大，电表 G 的表针从零开始迅速上升。 i_F 的上升，使得 V_F 上升， i_2 也随之上升，使其逐渐逼近 i_1 。

当 i_2 非常逼近 i_1 时，流经 R_2 的电流小到一个非常小的数值，用以维持 i_F 的存在。由于 i_1 是固定不变的，所以， i_F 也不再上升，表针停止偏转， i_2 也不再上升。 i_F 、 i_2 在 i_1 的控制下相对稳定，电路处于动态平衡状态。

i_2 在上升过程中，会不会大于 i_1 呢？不会的。如果 $i_2 > i_1$ ，输出电流 i_F 必然反向，表针反偏回零。 i_2 会不会完全与 i_1 相等呢？也不会的。因为这样必然使流经 R_2 的电流为零，输出电流为零， i_2 也就不存在了。所以， i_2 只能非常逼近 i_1 ，并小于 i_1 。逼近的程度，取决于放大器的放大倍数和输入、输出回路的分压系数。

电路处于动态平衡时，对输入回路有

$$i_2 \approx i_1 \quad \therefore \Delta V_F \approx \Delta V_{MN}$$

对输出回路

$$\Delta V_F = i_F \cdot R_F$$

因此，当反馈电阻 R_F 已知，电路处于动态平衡时， i_F 与 ΔV_{MN} 间的数量关系可求之如

下:

放大器的输入电压

$$\Delta V_{12} = \beta_1 (\Delta V_{MN} - \Delta V_F)$$

式中 $\beta_1 = \frac{R_2}{R + R_1 + R_2 + R_F}$, 为输入回路的分压系数。

输出电压

$$\Delta V_{34} = K \Delta V_{12} = K \beta_1 (\Delta V_{MN} - \Delta V_F)$$

输出回路中的反馈电压

$$\Delta V_F = \beta_2 \Delta V_{34} = K \beta_1 \beta_2 (\Delta V_{MN} - \Delta V_F)$$

式中 $\beta_2 = \frac{R_F}{R_3 + r + R_F}$, 为输出回路分压系数; r 为电流表内阻。整理上式得

$$\Delta V_F = \frac{K \beta_1 \beta_2}{1 + K \beta_1 \beta_2} \Delta V_{MN}, \quad \text{又} \because \Delta V_F = i_F \cdot R_F$$

$$\therefore i_F = \frac{1}{R_F} \cdot \frac{K \beta_1 \beta_2}{1 + K \beta_1 \beta_2} \Delta V_{MN}$$

从上式可以看出, 在 R_F 固定的条件下, i_F 可以表示 ΔV_{MN} 的值, 其精确度与 $K \beta_1 \beta_2$ 值有关, 此乘积愈大, 精确度愈高, 即 ΔV_F 与 ΔV_{MN} 的逼近程度愈高。电路中由于 $K \beta_1 \beta_2 \gg 1$, 所以

$$i_F \approx \frac{1}{R_F} \Delta V_{MN}$$

在电流表满偏度电流一定的条件下, 改变反馈电阻 R_F 的阻值, 可以改变 ΔV_{MN} 的测量范围。

三、整机线路分析

图 1-2-3 为整机原理线路图, 分输入电路、调制型直流放大器、电流负反馈测量指示, 电源及供电控制等五大部分。下面从输入端开始, 逐部分进行分析。

(一) 输入电路部分

这部分电路的功用是消除测量电极的极化电位、自然电场、50Hz 工业游散电流引起的干扰, 将被测的直流电位差送入调制型直流放大器。电路由极化补偿器、 $\Delta V-I_{AB}$ 转换开关、换向开关和滤波器部分组成。见图 1-2-4。

1. 极化补偿器

在直流电桥中, 如果改变相邻两臂电阻的阻值, 破坏电桥的平衡状态, 电桥将会输出不同极性的电压, 其数值将随着阻值的改变大小而变。极化补偿器就是根据电桥的原理设计的。

1.5V 电源 E_3 、开关 K_1 、电阻 $R_{44} \sim R_{50}$ 、 R_{66} 组成直流电桥。其中 R_{48} 、 R_{45} 、 R_{50}

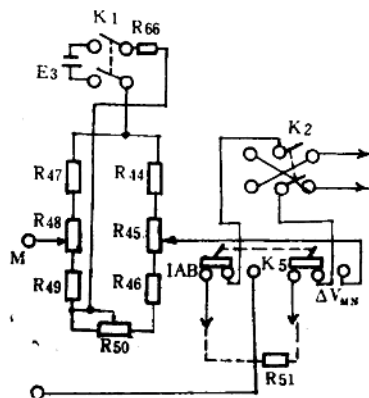


图 1-2-4

分别为粗、中、细范围调节电位器, R_{66} 为电源降压电阻。输出电压分别由 R_{48} 、 R_{45} 的活动端引出, 串联在 MN 输入回路中。

当短路 R_{50} , 并将 R_{48} 、 R_{45} 的活动端都旋到中间位置时, 接通 K_1 , 电桥处于平衡状态, 没有电压输出。根据闭合回路的分压原理, R_{48} 两端的电压降为

$$\Delta V_{R_{48}} = \frac{R_{48}}{R_{47} + R_{48} + R_{49}} \cdot \frac{[(R_{47} + R_{48} + R_{49}) \parallel (R_{44} + R_{45} + R_{46})] \cdot E}{[(R_{47} + R_{48} + R_{49}) \parallel (R_{44} + R_{45} + R_{46})] + R_{66}}$$

将对应的阻值代入上式, 得

$$\Delta V_{R_{48}} = 980 \text{ mV}$$

若以 R_{48} 的活动端在中间位置为起点, 左右旋转调节时, 电桥输出电压的变化范围为 $\pm 490 \text{ mV}$, 即为极化补偿器的粗调补偿范围。同样道理, 可以计算出 R_{45} 中调范围为 $\pm 18 \text{ mV}$, R_{50} 细调范围为 $\pm 1.6 \text{ mV}$, 极化补偿器的总补偿范围为三者之和。实际工作时, 如果总补偿范围低于 $\pm 450 \text{ mV}$ 时, 应当更换电池 E_3 。

2. $\Delta V - I_{AB}$ 转换开关 K_5 及换向开关 K_2

打在 ΔV 位置时, MN 孔输入的电位差送入 K_2 ; 打在 I_{AB} 位置时, 将串接在供电回路中的标准电阻 $R_{51} (0.1 \Omega)$ 两端的电压送入 K_2 。

K_2 为换向开关 (反向开关), 打在不同的极性位置, 可以改变被测电位差输入放大器的极性, 使电流表的表针正偏。

3. 滤波器

由双 T 滤波器和低通滤波器两部分组成, 见图 1-2-5。

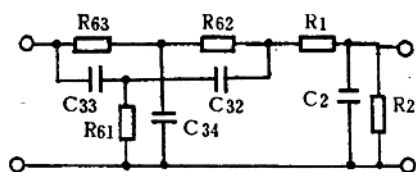


图 1-2-5

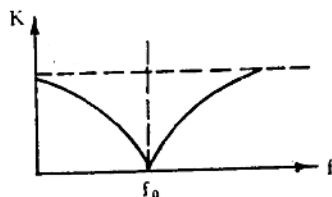


图 1-2-6

$R_{61} \sim R_{63}$ 、 $C_{32} \sim C_{34}$ 组成双 T 滤波器 (又称带阻滤波器)。适当选择元件数值 (通常选 $R_{62} = R_{63} = 2R_{61}$, $C_{32} = C_{33} = \frac{1}{2} C_{34}$), 使 RC 网络的谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{63} \cdot R_{62} \cdot C_{33} \cdot C_{32}}} = 50 \text{ Hz}$$

就会对 50 Hz 工业游散电流的干扰起到最好的抑制作用。图 1-2-6 为双 T 滤波器的输出特性。

R_1 、 C_2 组成低通滤波器, 其时间常数为 0.1 s (秒), 除对 50 Hz 工业游散电流再次抑制外, 对其它高频电位差的干扰, 也能起到比较好的抑制作用。

被测的直流电位差, 以 M 为正, N 为负的极性输入 MN 孔, 在输入电路中的流经途径如下:

M 孔 $\rightarrow R_{48}$ 活动端 $\rightarrow R_{45}$ 活动端 $\rightarrow K_5$ 的 ΔV 位置 $\rightarrow K_2$ 的 ④ 端 $\rightarrow R_2 \rightarrow R_1 \rightarrow$ 双 T 滤波器的 ② 端 $\rightarrow K_2$ 的 ① 端 $\rightarrow K_5$ 的 ΔV 位置 $\rightarrow N$ 孔。

输入信号全部降落在 R_2 两端, 做为调制型直流放大器部分的输入信号。

(二) 调制型直流放大器

由调制器、交流放大器、解调器、方波发生器、交流零点调节器等电路组成。主要功用是放大被测的直流信号。

1. 调制器

输入的直流信号, 必须先经过调制器, 变成交流信号, 才能送入交流放大器放大。

绝缘栅型场效应管 BG_1 、 BG_2 、电容 C_4 及有关元件, 组成串并联调制器。两管的栅-源极间电压, 分别受一组互为反相的 600Hz 交变方波电压控制, 见图 1-2-7。

根据耗尽型 MOS 场效应管的转移特性可知, 当栅-源间加有正极性电压时, 源-漏间相当于短路; 反之, 加有负极性电压时, 源-漏间相当于断路。所以, 互为反相的控制电压, 将使 BG_1 、 BG_2 交替导通和夹断。

BG_1 导通、 BG_2 夹断时, 输入的直流电位差 ($\Delta V_{MN} - V_F$) 通过 BG_1 和负载电阻 R_{Lx} (交流放大器的输入阻抗) 对 C_4 充电, R_{Lx} 两端有正极性电压输出。 BG_1 夹断, BG_2 导通时, C_4 两端的电压将通过 R_{Lx} 和 BG_2 放电, R_{Lx} 两端又形成负极性的电压输出。输出交变电压的幅值与输入电压的大小成正比

$$V_{ic} = D(\Delta V_{MN} - V_F)$$

比例系数 D 为调制器的调制系数。 D 值的大小反应调制效率的高低, 该值受调制器的输入阻抗、场效应管的导通电阻、负载电阻的影响。在负载电阻阻值远大于其它电阻的条件下, D 值近似为 0.5。

输出电压的频率与控制电压的频率相同, 其原因, 首先是两个场效应管的导通或夹断时间的长短, 远小于 C_4 放电的时间常数; 其次是, 控制电压为交变的方波电压。所以, 调制器的输出仍为 600Hz 的方波信号。

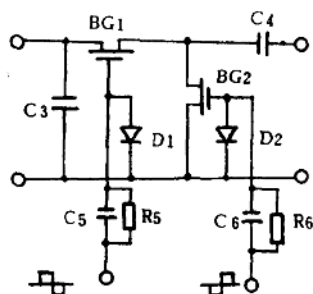


图 1-2-7

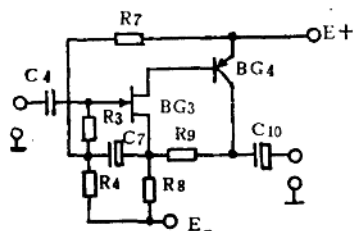


图 1-2-8

电路中的 C_3 对输入信号起滤波作用; C_5 、 R_5 、 C_6 、 R_6 各组成加速电路, 对控制电压起加速和限流作用; D_1 和 D_2 为保护二极管, 控制电压为正极性时, 二极管导通, 将控制电压限幅在 0.5V 左右, 起到保护场效应管的作用, 故又称钳位二极管。

2. 交流放大器

交流放大器的功用是将输入的 600Hz 交变方波信号放大, 为解调器提供足够大的同频率交变电流。电路由前置放大级, 主放大级和功率放大输出级组成。

图 1-2-8 为前置级电路。N 型沟道结型场效应管 BG_3 、PNP 型三极管 BG_4 及有关元

件,组成互补式前置放大级,主要功用是提高整个交流放大器的输入阻抗。

正、负电源经 $R7$ 、 $R4$ 分压,并通过 $R3$ 为场效应管 $BG3$ 提供合适的偏压,使其工作在放大区。 $BG3$ 的漏极电流,为三极管 $BG4$ 提供合适的偏流,使它也工作在放大区。

调制器输出的方波电压加在 $BG3$ 的栅-源之间,经 $BG3$ 、 $BG4$ 放大后,由 $BG4$ 的集电极经 $C10$ 输出,送入主放大级。 $R8$ 和 $R9$ 组成电流负反馈网络,并通过 $C7$ 使 $R3$ 两端的电位按同极性变化,起自举作用,减小了信号源流经 $R3$ 的电流,起到提高输入阻抗的作用。前置放大级的放大倍数为

$$K_1 = 1 + \frac{R_9}{R_4 \parallel R_8 \parallel R_7} = 1.2$$

输出与输入同相。虽然放大倍数不大,但是,采用了自举电路和负反馈,提高了输入阻抗,改善了环境温度对放大器工作稳定性的影响,也降低了噪声的输出。

图1-2-9为主放大级电路。两块高放大倍数、低噪音的线性集成电路 $BG5$ 、 $BG6$ 及有关元件,组成两级同相输入阻容耦合比例运算放大器。

$BG5$ 和 $BG6$ 采用 $BG305$ (或 $FC54$)线性放大器集成组件,组件的外引脚见附录三。几个主要的引出端是:1为反相输入端,2为同相输入端,9为输出端,11和5分别为正、负电源引入端。集成组件与各种不同形式的负反馈网络配合,可以完成不同的运算功能,比例运算就是其中的一种。

$R14$ 和 $R11$, $R20$ 和 $R16$ 分别为 $BG5$ 、 $BG6$ 的负反馈网络,串接在反馈网络中的 $C11$ 和 $C15$ 是用来加大组件工作时的直流负反馈(反馈系数 $\beta=1$),起稳定工作点的作用。输入信号从组件的同相端输入,根据同相输入比例运算放大器的特性,可以计算出各级闭环放大倍数(K_2 为 $BG5$ 的放大倍数; K_3 为 $BG6$ 的放大倍数)

$$K_2 = 1 + \frac{R_{14}}{R_{11}} = 236$$

$$K_3 = 1 + \frac{R_{20}}{R_{16}} = 151$$

主放大级的总放大倍数为 $K_2 \cdot K_3 = 35000$ 倍。输出与输入同相,输出信号通过耦合电容 $C18$,送入功率放大输出级。

使用线性组件构成的放大器,外接线路简单,内部电抗元件少,具有相移小、容易匹配、放大倍数高、性能稳定等特点。

图1-2-10为功率放大输出级电路。PNP型三极管 $BG7$ 、NPN型三极管 $BG8$ 及有关元件,组成互补式射极输出功率放大输出级。

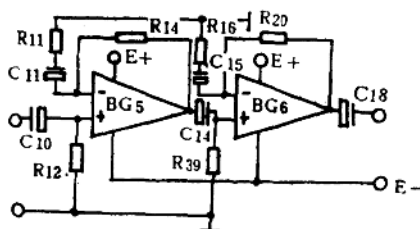


图 1-2-9

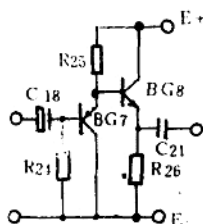


图 1-2-10



电源 E 经 $R24$ 为 $BG7$ 提供工作偏流, $R25$ 既是 $BG7$ 的射极负载电阻, 又是 $BG8$ 的 E 偏流电阻, $R26$ 为 $BG8$ 的射极负载电阻。

信号通过耦合电容 $C18$ 输入 $BG7$ 的基极, 放大后, 由 $BG8$ 的发射极经 $C21$ 输入解调器。电路由于采用了具有正负电源的互补式射极输出器, 使得输入阻抗增加了 $\beta_1\beta_2$ 倍, (β_1 、 β_2 分别为 $BG7$ 和 $BG8$ 的电流放大倍数), 降低了输出阻抗 (为原信号源内阻的 $1/\beta_1\beta_2$ 倍)。这有利于扩大跟随范围, 更好地与解调器匹配。该级电压放大倍数虽然接近1, 但却有着电流放大即功率放大的作用, 可以为解调器提供足够的信号电流。该级的输出与输入同相。

整个主放大级的放大倍数约为36000倍, 输出与输入同相, 将600Hz频率的交变方波电压, 变成同频率放大的交变电流输至解调器。

3. 解调器

解调器的功用, 是将交流放大器输送来的交流电流, 转变成相应的直流电流, 输送给电流负反馈测量指示部分。解调器电路见图1-2-11。

绝缘栅型场效应管 $BG9$ 、 $BG10$ 及有关元件, 组成串并联式解调器。控制这两个管子交替导通和夹断的栅-源电压, 与调制器工作时的控制电压同出于一个信号源。

解调器与调制器, 在整个工作过程中受同一组控制电压控制, 相互之间保持严格同步。 $BG1$ 导通时, 交流放大器输出的正极性方波电流, 因 $BG9$ 同时导通被短路, 此时 $BG10$ 夹断, 解调器没有输出。当 $BG2$ 导通, 交流放大器输出负极性的方波电流时, $BG10$ 同时导通, $BG9$ 夹断, 解调器有负极性的电流输出。反复循环的结果, 解调器将600Hz的正负极性方波电流转变为负极性的脉冲电流, 再经 $R20$ 、 $C23$ 组成的滤波器滤掉波动成分, 成为负极性的直流电流送入电流负反馈测量指示部分。

解调器和调制器的严格同步, 能够把倍频或相位差 90° 的干扰信号, 变成大小相等极性相反的对方波信号, 使其叠加值为零。起到了抑制干扰的作用。电路中的 $R60$, 用以防止 $BG9$ 导通时信号源被短路。 $D3$ 、 $D4$ 为保护二极管, $C25$ 、 $C22$ 为控制电压的耦合电容。

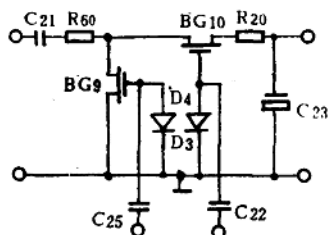


图 1-2-11

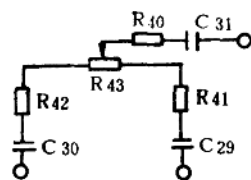


图 1-2-12

4. 交流零点调节器

零点调节器的功用, 是抵消仪器线路噪音所引起的底数, 在输入信号为零时, 使指示电表的表针指零, 减小测量误差。电路如图1-2-12。

一组互为反相, 幅值相等的600Hz频率的交变方波电压 (与调制器、解调器的控制电压为同一信号源), 分别通过 $C30$ 和 $C29$, 加在 $R41 \sim R43$ 组成的分压器两端。 $R43$ 的活动端在中间位置时, 由于 $R42 = R41$, 则中点的电位与公共地电位相同。左右移动滑动端的位置