

常用无线电测量仪器修理与检定

内部资料 仅供参考

DO—1 型

补偿式电压表

国营中原机械厂

编 印 说 明

一九六四年以前，我们为了开展计量工作，先后两次编写过《无线电测量仪器修理与检定》讲义，对我厂普及无线电测量仪器的修理与检定工作起了一定的作用。

通过无产阶级文化大革命，在毛主席革命路线指引下，无线电工业日益发展，在无线电测量仪器方面，不仅原有产品已有所改进，而新品种又如雨后春笋般的出现。为适应革命和生产形势的发展，为满足本厂计量人员学习基础知识，练好基本功，搞好产品质量整顿工作的需要，我们决定将原《无线电测量仪器修理与检定》讲义进行修改和补充，定名为《常用无线电测量仪器修理与检定》，以一种仪器编印一本资料。本资料可供具有一定无线电技术知识，从事计量工作的工人和技术人员参考。

由于我们水平低、经验不足，错误之处恳请同志们批评指正。

这次编印，不少兄弟单位给我们提供了许多宝贵的技术资料及修理与检定的实践经验，对此表示诚挚的谢意。

DO—1 型补偿式电压表修理与检定

目 录

第一章 仪器的一般介绍	(1)
§ 1—1 概述.....	(1)
§ 1—2 仪器的基本原理.....	(1)
§ 1—3 仪器的主要技术特性.....	(4)
§ 1—4 仪器的线路说明.....	(5)
§ 1—5 仪器的高频特性问题.....	(10)
§ 1—6 仪器的低频特性问题.....	(14)
第二章 仪器的检定	(17)
§ 2—1 仪器的基本误差分析.....	(17)
§ 2—2 继续讨论本仪器高频特性问题.....	(26)
§ 2—3 波形失真对本仪器检定的影响.....	(32)
§ 2—4 DO—1 电压表的 检 定.....	(36)
第三章 仪器的修理	(41)
§ 3—1 仪器的维护.....	(41)
§ 3—2 常见故障及其消除方法.....	(42)
附 录	
附录一 DO—1 型补偿式电压表电原理图.....	(插表)
附录二 DO—1 型补偿式电压表元件明细表.....	(47)
附录三 DO—1 型补偿式电压表电子管各极电压参考数据.....	(52)
附录四 检定各种电压表所用接头的使用方法.....	(52)
附录五 二极管 2D1P 的挑选方法.....	(52)
附录六 检波探测器自然谐振频率的测定方法.....	(53)
附录七 DO—1 型补偿式电压表输入阻抗的推导.....	(54)
附录八 有关双曲线贝塞尔函数的简要资料.....	(56)
附录九 碱性镉镍蓄电池充电问题.....	(57)

DO—1型补偿式电压表

修 理 与 检 定

第一章 仪器的一般介绍

§ 1—1 概 述

DO—1型补偿式电压表是我国当前成批生产的高频电压计量仪器。用它测量自30赫到500兆赫频率范围内自25毫伏至100伏的电压。

本仪器在1000赫的基本测量误差为 $\pm (0.2 + \frac{0.08}{U_x})\%$ ，其中 U_x 为被测电压，以伏为单位。这个基本精度和有关的附加误差使本仪器可以用来检定高频电压表，也可以用它来检定高频信号发生器输出基本电压的准确度。

本仪器采用补偿法的原理，被测的高频电压为一定量值的直流电压所替换，从替换的直流电压读数由本仪器的读数修正表查出相应的高频电压的量值。

本仪器包括本机，高灵敏度的检流计，还包括为保证其测量精度改善信号波形的成套低通滤波器，以及成套的附件和备用件。其中成套的低通滤波器以前是独立的产品，这就是以前名为BDYB—1型补偿式电压表低通滤波器，后来又改名为DO—1型补偿式电压表低通滤波器的仪器，我厂已经把它们合并成一个产品。关于这套滤波器的介绍，将另编写资料。

§ 1—2 仪器的基本原理

图1—1是本仪器的简化电原理图。

图中：G为检波二极管。

CH₁为接地零位插座。

CH₂为接通被测信号源的插孔。

R_H为负载电阻。

U_K为补偿电压。

U_{0M}为调节使检流计指零的参考电压。

CB₂为检流计。

BJ为接通检流计的扳键开关。

C为滤波电容器。

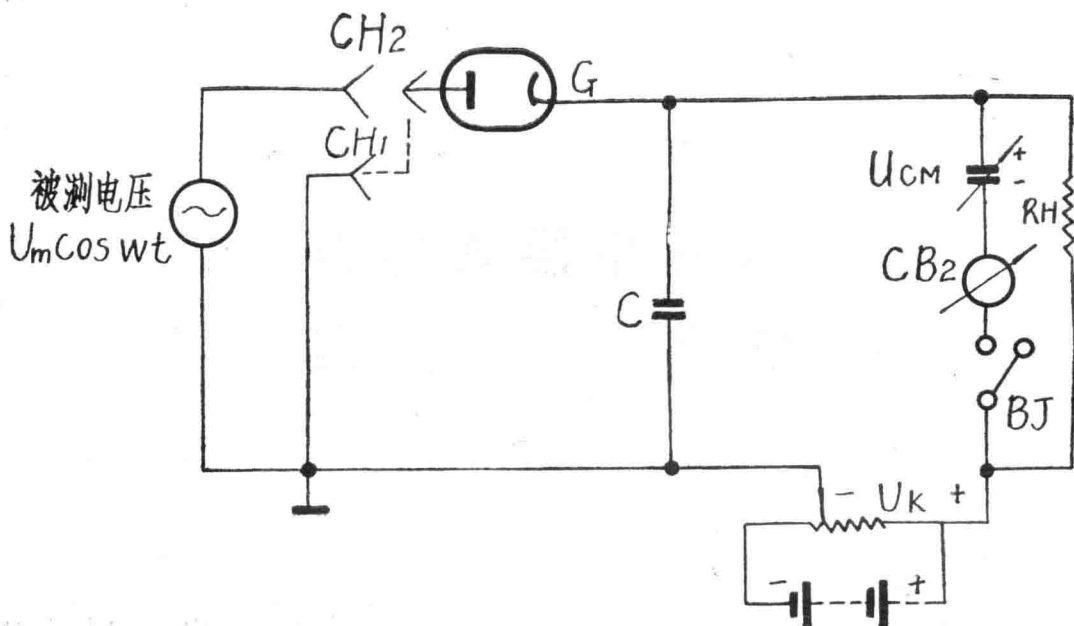


图 1-1

作用原理简述如下：

首先调节补偿电压 U_k 为零，然后将二极管的板极接通接地零位插孔 CH_1 ，这时二极管虽然没有外加任何电压，但是由于二极管的热电发射仍然有一定的电流。这个电流流过负载电阻 R_H 有一定的电压降。当调节 U_{cm} 电压使接通扳键 BJ 时检流计 CB_2 没有电流流通时，可以看出电阻 R_H 两端的电压降即为此时的 U_{cm} 量值。

经上述调整之后，再将检波二极管 G 的板极接通被测电压的插孔 CH_2 ，由于外加电压的作用，通过二极管的电流产生变化，这个变化电流的直流分量只能通过电阻 R_H ，我们可以通过调节补偿电压 U_k 来改变二极管的工作点，使通过电阻 R_H 的电流的直流分量与未接信号时相同。这就需要借助于 CB_2 检流计的帮助，由于我们保持 U_{cm} 电压不变，当接通扳键 BJ 并调节补偿电压 U_k 使检流计 CB_2 没有电流通过，可以肯定通过电阻 R_H 的电流与未加信号时相同。

补偿电压 U_k 是直流的，它很容易准确的定出。问题是我们必须找到直流补偿电压 U_k 和被测交流电压峰值 U_m 的准确关系。它们之间的关系就不能不从数学来推导。

众所周知，二极管在小电流区域，其伏安特性符合如下的指数规律：

$$i = Ge k^U \tag{1}$$

式中： i —— 电压为 U 时的二极管电流

G —— 当电压 $U = 0$ 时的二极管电流

K —— 由二极管阴极温度所决定的参数

从热电发射的基本理论和实践已经证实，上述的 K 值为：

$$K = \frac{q}{kT}$$

式中： q 为电子电量并且：

$$q = 1.59 \times 10^{-19} \text{ 库伦}$$

T 为阴极温度，单位为绝对温度 (°K)

k 为波尔兹曼常数并且：

$$k = 1.37 \times 10^{-23} \text{ 焦耳/°K}$$

不难看出 q 和 k 是不变的常数，因此二极管的 K 参数，仅仅与阴极温度 T 有关。

当二极管接通接地插孔 CH₁ 时，通过二极管（也就是通过负载电阻 R_H）的电流 I_{a1} 为：

$$I_{a1} = G e^{-K U_{cM}} \quad (2)$$

当加上交流电压，并且此电压为 $U_m \cos \omega t$ ，则通过二极管的电流 i 为：

$$\begin{aligned} i &= G e^{K[U_m \cos \omega t - (U_k + U_{cM})]} \\ &= G e^{-K(U_k + U_{cM})} e^{K U_m \cos \omega t} \end{aligned} \quad (3)$$

这个电流的平均值，亦即通过电阻 R_H 的电流直流分量 I_{a2} 为：

$$\begin{aligned} I_{a2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G e^{-K(U_{cM} + U_k)} e^{K U_m \cos \omega t} d\omega t \\ &= G e^{-K(U_k + U_{cM})} I_0(K U_m) \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $I_0(K U_m)$ 为以 $(K U_m)$ 为自变量的双曲线零阶贝塞尔函数⁽¹⁾。(Hyperbolic Bessel function)，或者称为虚自变量零阶贝塞尔函数。这种函数是贝塞尔函数的特殊函数，因此有些数学资料列为第一类修正贝塞尔函数⁽²⁾，这种函数请参见附录八。

由于我们依靠检流计的监视已经调节使 $I_{a1} = I_{a2}$ ，因此从(2)及(4)式可以得到：

$$U_k = \frac{1}{K} \ln I_0(K U_m) \quad (5)$$

式中 $\ln I_0(K U_m)$ 为 $I_0(K U_m)$ 的自然对数。

从上式可以看出，补偿电压 U_k 与被测电压 $U_m \cos \omega t$ 的关系，仅与二极管的 K 参数发生关系。因此当我们调节 K 参数为一定值，那么就可以从上式关系直接从补偿电压 U_k 定出被测电压了。但是上述的计算关系还是比较繁琐的，因此本仪器还附了一本读数修正表，可以直接从修正表中查出 U_k 与被测电压的关系。这本修正表就是从(5)式的关系计算出来的。

从(5)式或者本仪器的读数修正表，不难看出，补偿电压 U_k 和被测电压的峰值 U_m 的关系是很复杂的，它不仅与零阶双曲线贝塞尔函数有关，而且还是对数关系。如果能设法利用非线性网络补偿它们之间的关系，使本仪器能直接读数当然更为理想，这项工作我们正在进行中。

从(5)式的基本关系不难看出，本仪器的基本精度取决于以下几个因素。

(1) 二极管的伏安特性，必须符合(1)式的指数律，这个规律在二极管电流非常小的时候，确实是精确的，例如本仪器的检波二极管 2D1P 已经证实，在二极管电流为 0.5 微安以下，是非常精确的，二极管电流越大，偏离指数规律越严重。本仪器二极管的工作电流为 0.2 至 0.74 微安，因此并不是所有的 2D1P 电子管都可应用，应该严格试验，予以判断。

(2) 二极管K参数必须符合本仪器读数修正表的规定值,即 $K = 10$,这就需要按仪器的使用方法规定调节好二极管参数。

(3) 只在当信号是正弦波或余弦波,(余弦波与正弦波之间只是相位相差90度,对于本仪器这个相位差,不起作用。)但分析时由于便于利用双曲线贝塞尔函数,因此前面的分析将信号写成余弦波。这也是本仪器的成套设备提供改善信号波形的低通滤波器的根本原因之一。

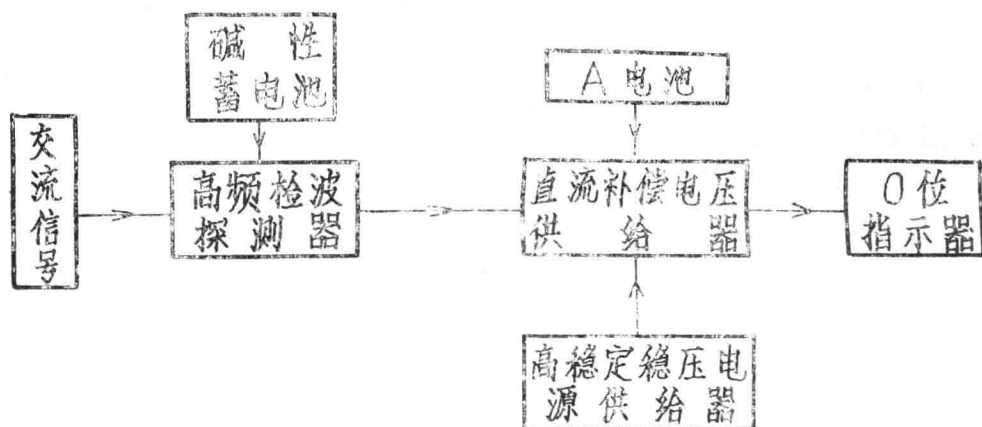


图 1—2 仪器电原理方框图

图 1—2 是本仪器的电原理方框图。

二个串联的GN—45型碱性蓄电池,给高频检波探测器的2D1P灯丝供电,使灯丝电压比较稳定。一个A电池(采用1号干电池)给直流补偿电压供给器(指工作种类开关BK₁所控制的那些回路)一个标准电流(1毫安)。而高稳定稳压电源供给器给直流补偿电压供给器以稳定的补偿电流(14.142毫安)。上述二电流在精密电阻上产生稳定的补偿电压和参考电压。

直流补偿电压供给器能供给高频检波二极管不同量值的直流补偿电压,其目的是用来补偿外加交流电压对高频二极管的作用,以使二极管平均电流仍然不变(即等于未加交流信号以前的二极管平均电流),并且借助于零位指示器即检流计来指零以达到平衡。而补偿电压的数值可以从仪器面板上的数码管中读出,再根据数码管的读数查阅修正值表就可以得出交流电压的有效值。

§ 1—3 仪器的主要技术特性

1. 频率范围: 30 赫至500兆赫

2. 电压范围: 25毫伏至100伏

3. 测量误差: (1) 基本误差: $\pm (0.2 + \frac{0.08}{U_x}) \%$

其中 U_x 为被测电压(单位: 伏)

表一

(2) 频率附加误差(电压固定在1伏处):

频率 (MHz)	50	100	200	300	400	500
频率附加误差(%)	±0.5	±1	±2	±2.5	+3 ±3	+6 ±3

其中： $+3\%$ 和 $+6\%$ 为对应频率系统误差部分，可引用修正值 -3% 和 -6% 加以消除之。

4. 本仪器在下列条件下使用，能符合上述技术性能要求：

(1) 环境温度为 $+15^{\circ}\text{C}$ 到 $+25^{\circ}\text{C}$ ，相对湿度小于 80% 。

(2) 无电磁场干扰和无机械振动。

(3) 被测电压电源的输出回路，应具有直流通路（直流电阻应不大于 100Ω ），并且没有附加直流电压。

(4) 电源电压为额定值，以及蓄电池正常使用时，本仪器可连续工作8小时。

5. 本仪器重量小于40公斤。

6. 本仪器外形尺寸为 $355 \times 485 \times 275$ 毫米。

§ 1—4 仪器的线路说明

从仪器的主要几个工作位置来分别分析具体电路是比较容易理解的。

(一) 标准电流的调整电路

图1—3为简化的标准电流的调整电路，其中： $R_{16} = 100\text{K}\Omega$ ， $R_1 = 818.6\Omega$ ， $R_2 = 100\Omega$ ， $R_3 = 100\Omega$ ， $W_3 = 270\Omega$ 。

必须注意： $R_1 + R_2 + R_3 = 1018.6\Omega$ ，因此，当调节螺旋电位器 W_2 的动触点，完全可以使 $W_2, R_{47}, R_1, R_2, R_3, W_3$ 与 DC_2 电池组成的回路中获得1毫安的标准电流。也就是在 $R_1 + R_2 + R_3$ 的总阻值上的压降为1.0186伏，这个电压降是与标准电池 DC_1 的电动势大小相等，极性相反，因此当接通扳键开关 BJ 时，图1—3中的检流计 CB_2 上便无电流通过，检流计光点停在零位。换句话说，精确地调节 W_2 可以使 CB_2 的光点指在零位，这时通过上述标准电流、电路的电流为准确的1毫安。（开关 BJ 应当放在断开的位置，当需要观察 CB_2 的光点时才接通。）调节标准电流的主要目的是从 R_2 的两端得到标准的0.1伏，和从 R_2, R_3 及 W_3 的动触点得到稳定的 U_{c_m} 监视电压。

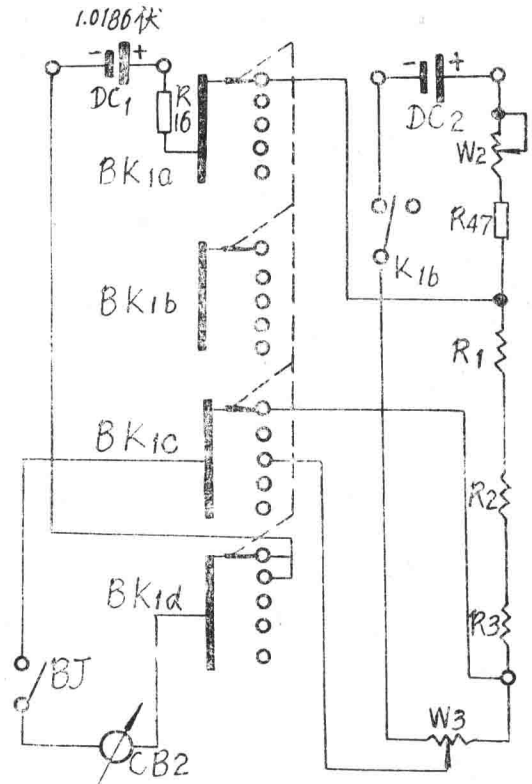


图1—3 标准电源调整电路

(二) 零位调整电路

图1—4是简化的零位调整原理图，其中： $R_1 = 818.6\Omega$ ， $R_2 = 100\Omega$ ， $R_3 = 100\Omega$ ， $W_3 = 270\Omega$ ，标准电流调好以后，把二极管探头插入“零位插孔” CH_1 中，在阴极负载电阻 R_4 和 R_5 上就有二极管的直流电流通过而产生电压降。当接通扳键 BJ 调节 W_3 ，使偏压 U_{c_m} （参见图1—4的标注）的大小完全等于这个压降，检流计 CB_2 便无电流通过，光点指零。

这就说明本仪器的零位调整好了，也就是作为监视二极管电流的电压 U_{cm} 被确定下来。可以用它来对加上外加信号 $U_m \cos \omega t$ 和补偿电压 U_k 后的二极管电流直流分量进行监视调节。

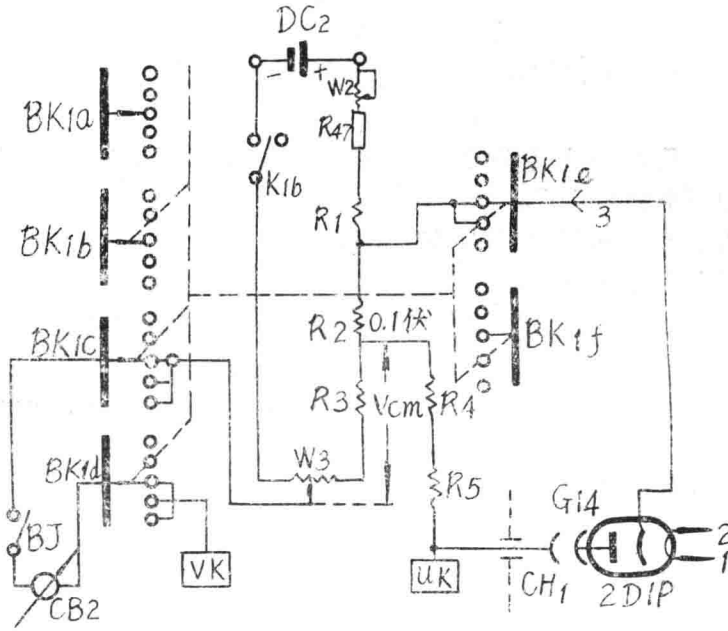


图 1—4 零位调整电路

(三) 二极管参数检查电路

这个电路是用来检查检波二极管的 K 参数是否为设计值。(设计值 $K=10$)当 $K \neq 10$ 时，则重新调节二极管灯丝电压，从而改变阴极温度，直至 K 等于10为止。

本仪器的二极管2D1P的设计二极管平均电流在0.2至0.74微安之间，在这个范围之内，一般的管子还是接近理想的指数率。在这种情况下，判断管子的二极管参数可以利用二个不同的自给偏压（这个偏压由二极管电流在不同的阴极电阻中的电压降产生），从不同偏压之下的二极管电流可以确定。

假定二极管的自给偏压分别为 U_1 和 U_2 ，其对应的二极管电流为 i_{a1} 和 i_{a2} 。

则由(1)式可以得到

$$i_{a1} = G e^{-k|U_1|}$$

$$i_{a2} = G e^{-k|U_2|}$$

$$\text{则 } \frac{i_{a2}}{i_{a1}} = e^{k(|U_1| - |U_2|)}$$

(8)

因此：

$$K = \frac{\ln \frac{i_{a2}}{i_{a1}}}{|U_1| - |U_2|}$$

运用对数换底，众所周知：

$$\ln X = \log X \cdot \ln 10 = 2.30259 \log X$$

因此：

$$K = \frac{2.30259 \log \frac{i_{a2}}{i_{a1}}}{|U_1| - |U_2|} \quad (9)$$

本仪器设计已固定 $K = 10$ 和 $|U_1| - |U_2| = 0.1$ 伏，于是由 (9) 式可计得

$$\frac{i_{a2}}{i_{a1}} = 2.718$$

图 1—5 是二极管检查电路的简化电路，当开关 BK_1 在第“4”位置时为起始“调零”，当切换到“5”位置时，2D1P 的阴极回路中便减少了 0.1 伏的电压降，因此在此二位置时二极管的 K 参数如果为 10 时，阴极电流将变化 2.718 倍，因此，当我们使二极管阴极回路的电阻 R_4 和 R_5 保持 $\frac{R_5 + R_4}{R_4} = 2.718$ ，则在上述二个位置（即“调零”和“检查”）时 U_{cm} 电压

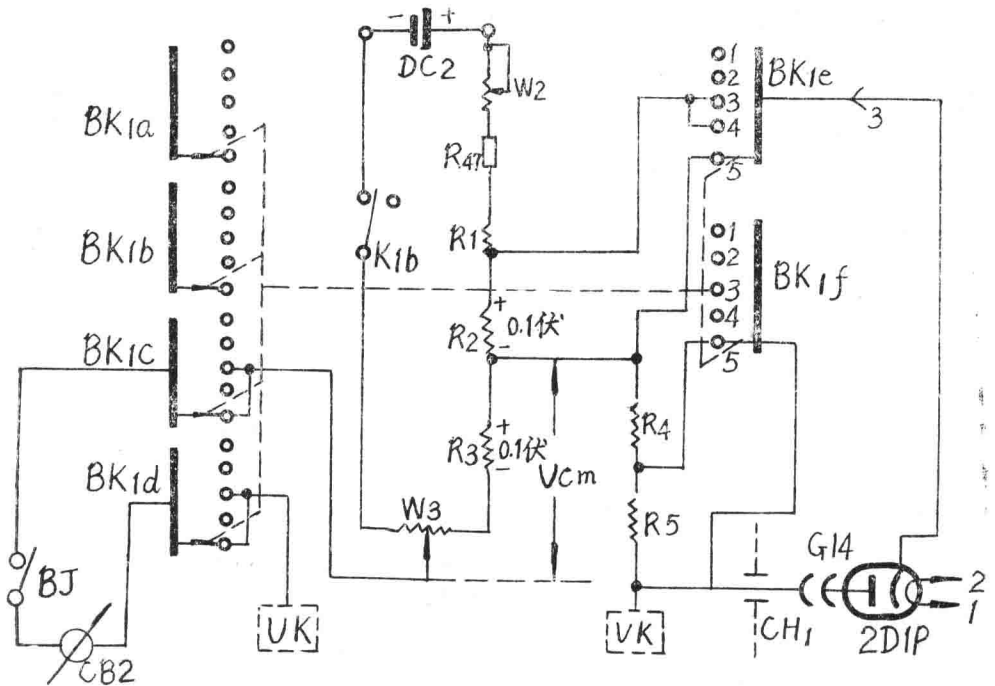


图 1—5 二极管参数检查电路

保持不变，也就是在此二位置检流计 CB_2 均指零。为了这一个要求已经选择 R_4 为 183940 欧和 $R_5 = 31606$ 欧。这样就保证当上述二位置，检流计均指零时二极管参数 $K = 10$ 。这种情况当然只有在反复调节二极管灯丝电压和进行上述检查之后才能得到。

(四) 补偿电流的调整电路

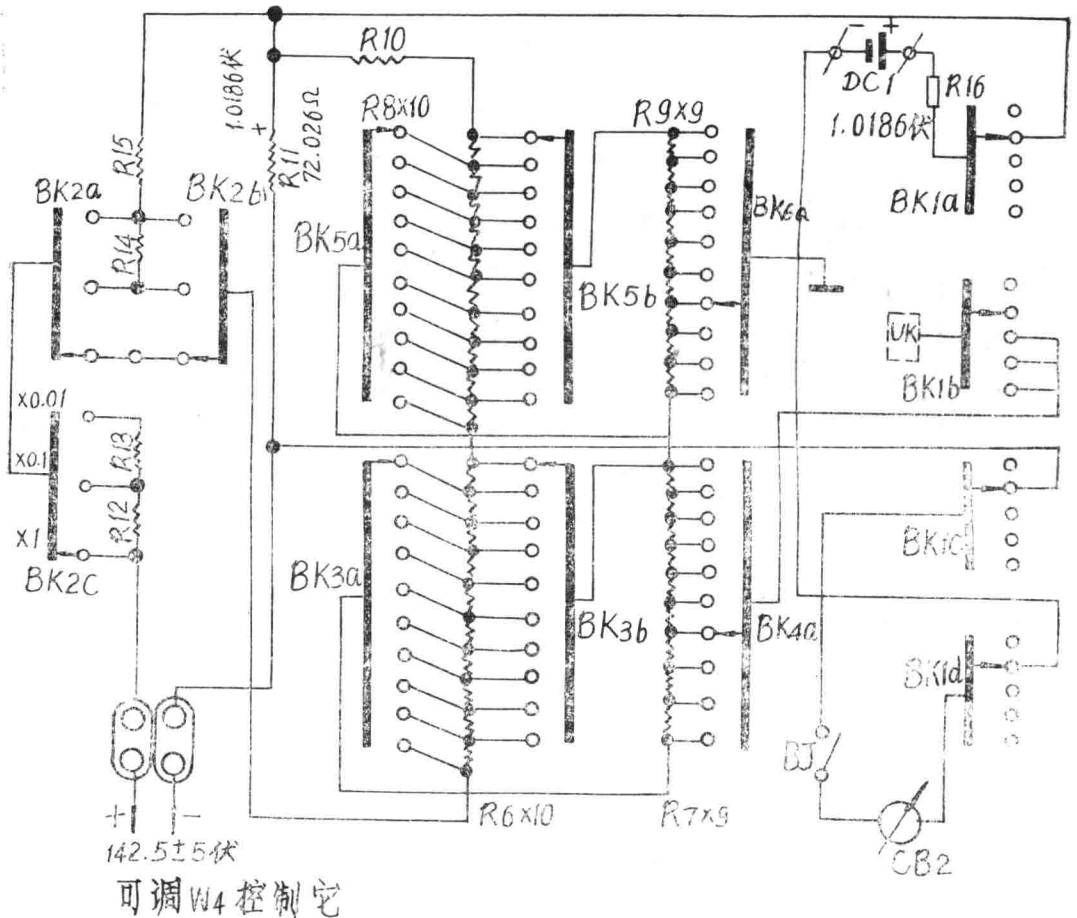


图 1—6 补偿电流的调整电路

从图 1—6 可以看出，这个电路是为了从屏蔽（“ U_k ”位置）和外壳（上）之间获得步进精确直流电压。

当“工作种类开关”放在“补偿电流”位置时，我们的目的是使稳压器的输出总电流为 14.142 毫安，由于这个电流必然要完全通过 R_{11} ，为此选用 R_{11} 为 72.026 欧的精密电阻，这样这个电阻二端的电压降为 1.0186 伏，恰好与标准电池 DC_1 的电动势相同，因此当扳键 BJ 接通时，此二相反极性的电势相抵消，检流计无电流通过，以此手段进行监视，我们可以调节稳压器的输出来达到此目的。

在上述的保证下，当 BK_2 开关置于“X1”位置（相当 10~100 伏量程）流经 R_6 和 R_8 的电流为 14.142 毫安，而 R_7 与 R_9 的电阻上由于分流仅十分之一，因此为 1.4142 毫安。由于 R_6 、 R_7 、 R_8 、 R_9 的四组电阻各分别为 1 千欧和 10 欧，因此 R_6 的每一步进挡分别为 14.142 伏， R_7 的每一步进挡分别为 1.4142 伏， R_8 的每一步进挡分别为 0.14142 伏， R_9 的每一步进挡，分别为 0.014142 伏，以此提供十进的四位精确补偿电压。这里顺便交代一个问题，本仪器的实际补偿电压 U_k ，是仪器相应数码管读数的 1.4142 倍，这是不难理解的。

当“BK₂”开关置于“X0.1”，亦即“1~10伏”一档，由于R₁₂，R₁₄，R₁₅与上述四组电阻的分流，使通过R₆，R₇，R₈，R₉的电流全部减少10倍，因此补偿电压相应减少10倍。

当“BK₂”开关置于“X0.01”亦即“25毫伏—1伏”一档，由于R₁₂，R₁₃，R₁₄，R₁₅的分流，通过R₆，R₇，R₈，R₉的电流又减少10倍，因此补偿电压再减少10倍。

必须指出，高稳定的稳压电源能均匀调节，使得流过R₁₁上的补偿电流为14.142毫安，但必须借助于标准电动势的比较，通过检流计CB₂的光点指零而实现的。（为了方便，在仪器的面板左上方设置有一个电流表头，以指示补偿电压的大小，使用者可预先把电流表的指针调在142.5伏处，则直流补偿电压供给器回路中的直流电流基本上接近所需要的电流。）

（五）稳压器组成部分

1. 电压调整器。
2. 差动放大器。
3. H型网络。
4. 辅助电源部分。
5. 电源部分。
6. 电压指示部分。

（六）稳压器的简单工作原理

1. 电压调整器：由G₄电子管6P1接成三极管使用，以获得较低调整管内阻。当电源电压升高、降低或者输出的负载变动时，输出电压将相应变化，通过差动放大器等电路的控制，使G₄电子管的等效电阻产生变化，从而保持输出电压不变。G₄的灯丝电压由B₂变压器供给。

2. 差动放大器：由G₆、G₇组成，它的阴极接到同一电阻R₂₆上，G₆的控制栅极接有G₈(wy—2P)，作为差动放大器的辅助稳定电压，当电源电压升高或者负载电阻增大时，输出电压必然升高，由R₂₇、R₂₈及W₄组成的分压器，使G₇的控制栅极电位同时升高，引起其板流增大，因此，使流过R₂₆电阻上的电流增大，使G₆、G₇阴极电压升高，而G₆的控制栅极接有稳压管，保持电压不变，而G₆、G₇阴极电压升高，相对于G₈的控制栅极电位降低，使其板流减少，这样保持了G₆、G₇的阴极电位不变，该差动放大器基准电压则保持稳定。由于G₇的屏流增加，板压降低，而G₄的控制栅极直接与G₇板极连接，使G₄的调整管内阻增加，因此，就保证了输出电压的稳定。当电源电压降低或者负载电阻减少时，上述过程即完全相反，仍然保持电压的稳定。

3. H型网络：它是整流以后的滤波辅助装置，由R₁₉，R₂₀，R₂₁，及W₆，W₅组成，上述网络加上辅助电路G₅电子管等，可以取得很好滤波效果。R₂₂，R₂₃的分压给定了G₅的电子管固定偏压，其阴极输出供给G₇的帘栅极。C₁₀是G₃整流后的第一节滤波电容器，G₄的阴极输出仍然有一定波纹电压，为了使输出纹波电压降至很小，在G₃的阴极上接有R₁₈，W₆，R₂₀，将其波纹电压由W₆引出一部分经R₂₁，W₅输入到G₅的控制栅极，通过G₅阴极输出器输出同相的波纹电压到G₇的帘栅极，放大以后，其板极输出反相的波纹电压给G₄，适当地调节W₆及W₅，可使输出直流电压中纹波电压分量达到最小。R₂₁阻值得取得比较大，是为了防止调节W₆时，使G₅电子管的直流工作点改变。

4. 辅助电源部分：由G₁整流，C₁₁，R₁₇，C₁₂组成π型滤波，G₂稳压管稳定150伏

电压，它的负极接至本稳压器输出端的正极，使得供给 G_6 及 G_7 的板极电压不随 G_4 阴极电压的变动而改变， R_{22} 、 R_{23} 电阻上的电压亦由辅助电压供给，使得 G_6 的直流偏压也比较稳定，从而保证了输出电压稳定。

5. 电源部分：本稳压器电源由 B_1 及 B_2 两个变压器供电，它的初级有开关及保险丝盒，电源电压可采用 110 伏及 220 伏，更换时，可转换保险丝盒位置（两个同时变换），采用两个保险丝 $BX1$ 、 $BX2$ 是防止 B_1 及 B_2 变压器电路中有一组发生故障，可即时熔断。 G_5 、 G_6 、 G_7 的灯丝电压由 B_1 变压器供给，它的电流是经过 G_6 稳定的，调整 R_{34} 及变压器 14—17 的接点，可以调整到 $G_5 \sim G_7$ 的灯丝为额定电压和 G_6 的最佳工作点。

6. 电压指示部分：在稳定电压的输出端，接入一只磁电式电流表，经 R_{32} 降压，可在指示电表上读出输出电压值。 R_{31} 及 W_8 为电流表的分流电阻（ K_2 开关必须置于“补偿电压指示”位置），调整 W_8 可以校正输出指示的准确度。（ K_2 开关置于“灯丝电压指示”位置）调整 W_7 可以校正 2D1P 检波管灯丝电压指示的准确度。

§ 1—5 仪器的高频特性问题

DO—1 电压表是高频电压计量仪器，其高频特性究竟如何，是最重要的问题。

众所周知，检波式高频电压表的高频特性的变化，就仪器本身主要由于“谐振误差”和“电子渡越误差”二项特性所决定。

依次讨论“谐振误差”和“电子渡越误差”是必要的。

（一）谐振误差

DO—1 电压表的检波器在高频段可以用图 1—7 的简化电路表示。

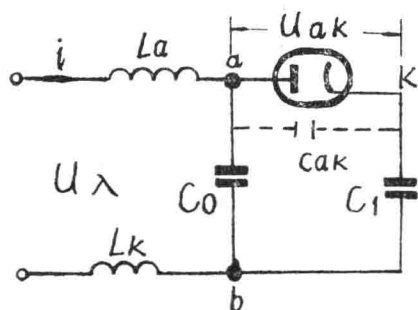


图 1—7

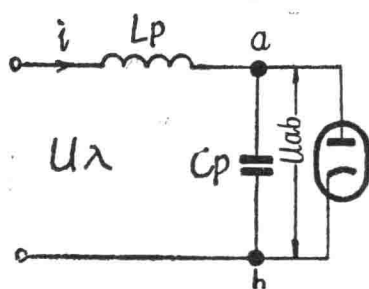


图 1—8

图中 L_a 为二极管板极引线电感。

L_k 为二极管阴极引线电感。

C_0 为从探头板极与外壳分布电容。

C_{ak} 为二极管板极和阴级的分布电容。

C_1 为检波器阴极对外壳的滤波电容。

由于通常 C_1 远大于 C_{ak} ，因此图 1—7 电路又可简化为图 1—8 电路。

其中：

$$L_p = L_a + L_k, \quad C_p = C_0 + \frac{C_{ak} \cdot C_1}{C_{ak} + C_1}, \quad \text{同时加到二极管的板极和阴极电压 } U_{ak} \doteq U_{ab}$$

（参见图 1—7 和图 1—8 的标注）。从简化电路图 1—8 中不难列出 U_{ab} 和实际加入的电压 U_λ 的关系：

$$\frac{U_{ab}}{U_{\lambda}} = \frac{iXC_p}{U_{\lambda}} = \frac{1}{U_{\lambda}} \frac{U_{\lambda}}{j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}} \cdot \frac{1}{j\omega C_p}$$

$$\left| \frac{U_{ab}}{U_{\lambda}} \right| = \frac{1}{1 - \omega^2 L_p C_p} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (10)$$

式中： f_p 为检波器的自然谐振频率，并且 $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$ 。

ω_p 为相应的自然谐振角频率，并且 $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ 。

从 (10) 式中可以看出，由于 L_p 和 C_p 的客观存在，加至二极管的实际电压 U_{ab} 与实测电压 U_{λ} 不同，它造成的附加误差 ϵ_p 为：

$$\epsilon_p = \frac{U_{ab} - U_{\lambda}}{U_{\lambda}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} - 1 = \frac{\left(\frac{f}{f_p}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (11)$$

第 (11) 式就是历年来无线电工作者通常所引用的“谐振误差”的关系式。有些文献，例如参考文献 [5]，将探头视为分布参量，我们认为与实际出入较大，未予列出，但可供参考。

必须指出，第 (11) 式仅仅是近似关系式，我们从图 1—7 的等效电路中可以看到，这里忽略了检波器的输入阻抗，它忽视检波器必须消耗一定的功率，检波器消耗的功率不仅包括众所周知的检波器等效输入电阻所消耗的功率，还包括检波器的高频损耗，而后者比前者还更为重要。

如果我们分析 D O—1 电压表的输入阻抗，由于它一直工作在小电流区域，检波器的输入电阻 R_{λ} 为：

$$R_{\lambda} = \frac{R_k}{2} \cdot \frac{U_m}{U_{cm}} \cdot \frac{I_0(KU_m)}{I_1(KU_m)} \quad (12)$$

式中： R_k 为阴极电阻，D O—1 电压表为 500 千欧。

U_m 为被测正弦电压的峰值。

U_{cm} 为阴极电阻 R_k 二端的固定电压降，参见图 1—1。

本电压表 U_{cm} 值为 0.1~0.37 伏，由调二极管 K 参数时确定。

$I_0(KU_m)$ 为双曲线零阶贝塞尔函数。

$I_1(KU_m)$ 为双曲线壹阶贝塞尔函数。

(12) 式的公式推导，请参阅附录六。

由于选定 2D1P 电子管后，当调好 K 参数，相应的确定了 U_{cm} ，对于不同 U_{cm} 和不同测量电压，可以计算出本仪器的输入阻抗。不难看出在大电压本仪器的输入阻抗很大，它比一般的峰值电压表的输入阻抗要大的多，即使在小电压本仪器的输入阻抗也接近于 250 千欧，对谐振误差的影响不太大。（但是对于一般的电压表究竟影响如何仍然可由 (12) 式和

(60) 式判断)

DO-1 电压表检波器在高频段的实际损耗是难以估量的, 它只能从实验的办法来确定, 可以采用高频 Q 表, 或者采用高频阻抗电桥, 测定输入阻抗的电阻部分而判断, 实验证实这个电阻分量比起从 (12) 式计算的电路等效输入电阻要小得多, 例如采用高频 Q 表 CP-1 型 (新型号 QBC-1 型), 在 100 兆赫测量本检波器的输入电阻只有 60 千欧左右。

通过上述的手段, 测定出检波器的输入电阻, 从而对谐振误差进行全面修正计算关系式是比较复杂的, 它在实用上也没有什么太大的价值, 但是用它来判断本仪器的高频总特性时, 用来对关键的几个定点频率 (例如 300 兆赫, 500 兆赫) 进行谐振特性的计算修正仍然有一定参考价值的。

本仪器采用 2D1P 二极管作为检波器件, 该电子管本身的自然谐振频率高于 3000 兆赫, 由于在结构上采取电子管板极直接接通电路, 和阴极的旁路电容 (结构电容) 直接装在该电子管的阴极, 因此整个检波器的自然谐振频率仍然在 2100 兆赫以上, DO-1 型电压表检波器的实测自然谐振频率为 2100 兆赫至 2450 兆赫之间, 按 (7) 式可以计算出谐振误差的近似值, 其量值列于下表:

表二

信号频率 (兆赫)	0.1	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	1500*
谐振误差 (%)	0	0.06%	0.23%	0.94%	2.1%	3.8%	6%	8.8%	17%	29%	104%

注: 全部为正误差。

上表的计算数据是近似的, 它没有计入高频损耗电阻的影响, 表中不仅列出了本仪器的谐振误差, 同时还为了表明高频信号的谐波的存在将产生严重的附加误差。例如在 500 兆赫, 本来只有 +6% 的附加谐振误差, 但是如果信号中有 10% 的三次谐波 (相当于 1500 兆赫的信号) 的存在, 则其谐振误差可能增加额外的 10%, 使总谐振误差有可能达 16%。这是不容忽视的, 因此当进行高频测量时, 采用滤波器滤除信号的谐波是十分必要的。

(二) 渡越误差

渡越误差是由于从阴极发射的电子未及到达板极而信号电压相位已经变化所致。

通常渡越误差引用如下的关系式:

$$\delta_D = \frac{Kd}{\lambda\sqrt{U_m}} \times 100\% \tag{13}$$

式中: δ_D ——渡越误差 (以百分数计算)

K——常数 (当电子管为平板型阴极, $K = 2100$, 当电子管为圆柱面阴极 $K = 1050$)

U_m ——被测电压的峰值 (伏)

d——阴极和板极间的距离 (厘米)

λ ——被测信号波长 (厘米)

这个关系式是三十年代 Megaw 提出的, 无论是理论根据或当时的实验都有疑问。在理论上已经被指出它忽略了电子发射的初速。在实验上受当时实验条件的限制, 仅仅在中电压 (3 伏和 10 伏) 作了验证。而在小电压从历年来发表的文献看来, 实验结果与 (13) 式的计算结果差异还是比较大的, 计算结果偏大。

1963年有人提出渡越误差的较准确的关系⁽⁷⁾，他们认为，渡越误差的准确量值 δ_D' 为：

$$\delta_D' = \delta_D \frac{1 - \frac{X_m}{d}}{\sqrt{1 + \frac{U_m}{U}}} \quad (14)$$

式中： δ_D ——由(13)式计算出来的量值

X_m ——阴极到电位最小点之距离(厘米)

U_m ——电位最小值(伏)

U ——被测电压峰值(伏)

[注]这里符号引自原文献，与文中其他处不同。

其中 X_m 和 U_m 可通过下面的联立方程式求得：

$$U_m = U_T \ln \frac{I_n}{I} \quad (15)$$

$$X_m = 0.0156 I^{\frac{1}{2}} T^{\frac{3}{4}} \quad (16)$$

$$I = 2.34 \times 10^{-3} \frac{(U + U_m)^{\frac{3}{2}}}{(d - X_m)^2} \left[1 + 2.6 \sqrt{\frac{U_T}{U + U_m}} \right] \quad (17)$$

式中： I_n ——发射电流密度，毫安/厘米²

I ——到达板极电流密度，毫安/厘米²

T ——阴极绝对温度，千°K

$U_T = \frac{kT}{e}$ 为热电动势(伏)(e 为电子电荷量， k 为波尔兹曼常数， T 为阴极

绝对温度)

在大电压情况下(几伏或更大些)， $\frac{U_m}{U}$ 和 $\frac{X_m}{d}$ 不超过百分之几，因此由(13)式和(14)

式计算出来的数值差别不大。在小电压(14)式就可以较正确的确定渡越误差。

但是从(14)——(17)式的计算都是比较困难的，它需要从电子管的制造中取得数据，而这些数据很难准确的获得。有人在解决不了渡越误差这个问题时，采用倒过来的办法，他们从事电压标准的设计者，采用如下的办法，首先用实验方法测定检波器的高频总附加误差，然后扣除计算出来的“谐振误差”，由此计算出所谓的“渡越误差”。这个办法是说服不了人们的，它把种种的高频误差，包括谐振误差计算的不精确部分，包括一系列的实验不确定值都一律算在渡越误差的“帐”上。

渡越误差的问题，无疑还是必须继续研究的，但是在中等电压，例如DO—1电压表技术条件的考核指标1伏时，(13)式的渡越误差的关系式还是有参考价值的。

2D1P的板极和阴极间的距离的设计数据为90微米，制造上有一定的偏差，而且二个电极的表面并不是平坦的，但是一般产品在60~130微米之间，这个数据是冷阴极时的极间

距离。随着灯丝的加热,极间距离相应的缩短,在额定灯丝电压(2.3伏)时,极间距离约为冷阴极时的60%。热阴极的极间距离相应为36至80微米。我们可以从(14)式计算出大致的渡越误差列于下表(电压为1伏时的数据):

表三

极间距离 \ 渡越误差	频率					
	50MHz	100MHz	200MHz	300MHz	400MHz	500MHz
极间距离为36微米	-0.53%	-1.06%	-2.12%	-3.18%	-4.25%	-5.3%
极间距离为90微米	-1.32%	-2.64%	-5.3%	-7.93%	-10.6%	-13.2%

于是我们从表二和表三可以估量出DO-1电压表本身的大致频率特性的范围。我们把它列在表四。

表四

频率	50MHz	100MHz	200MHz	300MHz	400MHz	500MHz
频率附加误差的大致范围	-0.47% 至 -1.20%	-0.8% 至 -2.4%	-1.1% 至 -4.4%	-1.2% 至 -5.8%	-0.45% 至 -6.8%	-0.7% 至 -7.2%

表四的数据并不能代表DO-1型电压表的总频率附加误差,关于这个问题下面还将讨论,但是从它的特性的离散情况来看,可以肯定并不是所有的二极管都可以满足技术条件的要求的。上述的DO-1电压表的高频特性是从谐振误差和渡越误差估量的,由于在高频还存在着不可避免的传输线效应等等一系列问题,这个问题将在§2-2节讨论。在讨论这个问题之后我们再对本仪器的总高频附加误差的问题进一步讨论。

§ 1-6 仪器的低频特性问题

本仪器的低频特性主要是确定仪器的低频下限,也是有必要简单讨论的。

在低频DO-1机可以用图1-9简化电路表示。

低频检波效率的下跌,是由于 $R_k C_3$ 和 $R_1 R_2 C_4$ 的时间常数不够大所致。

在DO-1电路中由于在 C_4 的两端还有内阻不大的直流补偿电流的作用,因此 $R_2 R_1 C_4$ 的影响不大,为了分析简便起见,我们假定 U_k 电压是不变的。

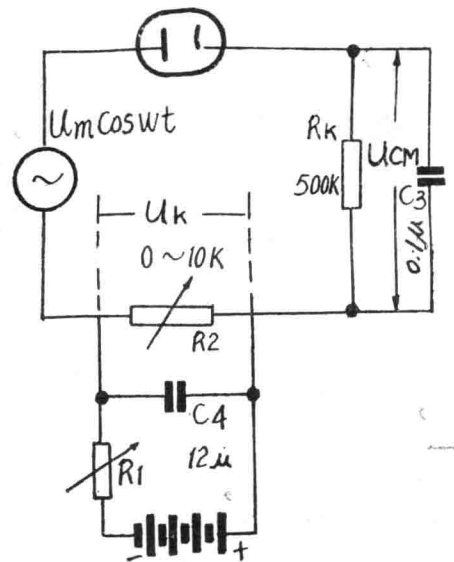


图1-9