

常用无线电测量仪器修理与检定

内部资料 仅供参考

XFC—6型

标准信号发生器

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，不仅原有产品已有改进，而且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技术知识，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，厂内计量工作的工人和技术人员参考。

由于我厂，经验不足，错误之处恳请同志们批评指正。

在编印中，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。

XFC—6 型标准信号发生器修理与检定

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.....	(21)
第二章 仪器的修理	(23)
§ 2—1 修理用仪器.....	(23)
§ 2—2 修理步骤.....	(24)
§ 2—3 常见故障与修理方法.....	(24)
§ 2—4 修理注意事项.....	(38)
第三章 仪器的检定	(39)
§ 3—1 检定项目.....	(39)
§ 3—2 检定用仪器.....	(39)
§ 3—3 检定程序.....	(40)
§ 3—4 检定记录格式.....	(45)
附录一 XFC—6 型标准信号发生器电原理图.....	(52)
附录二 XFC—6 型标准信号发生器元件明细表.....	(53)
附录三 XFC—6 型标准信号发生器电子管各极电压参考数据表.....	(69)
附录四 分贝—电压换算表.....	(70)

第一章 仪器的一般介绍

§ 1—1 概述

XFC—6 型标准信号发生器是在温度为 10°C — 35°C ，相对湿度为 80% 以下的环境中，作为一个能产生频率为 4 — 300 兆赫的高频信号源，其输出阻抗为 75 欧姆，输出电压范围是 0.05 微伏到 50 毫伏，漏讯不大于 1 微伏，仪器可进行调幅、调频，视频讯号调制，以及调频、调幅双重调制。它主要用于生产车间、实验室、科研和维修部门作为研制，生产和维修各种短波或超短波，调幅或调频接收设备之用。同时，也可作为测试衰减器，放大网络或电压测试设备的信号源。

由于本信号发生器频率范围宽，调制形式多，漏讯小，使用简便，性能较优越，用途广泛，是当前标准信号发生器中较为良好的一种。

§ 1—2 仪器的基本原理

一、XFC—6 型标准信号发生器的组成：

仪器的组成方块图如图 1—1 所示。

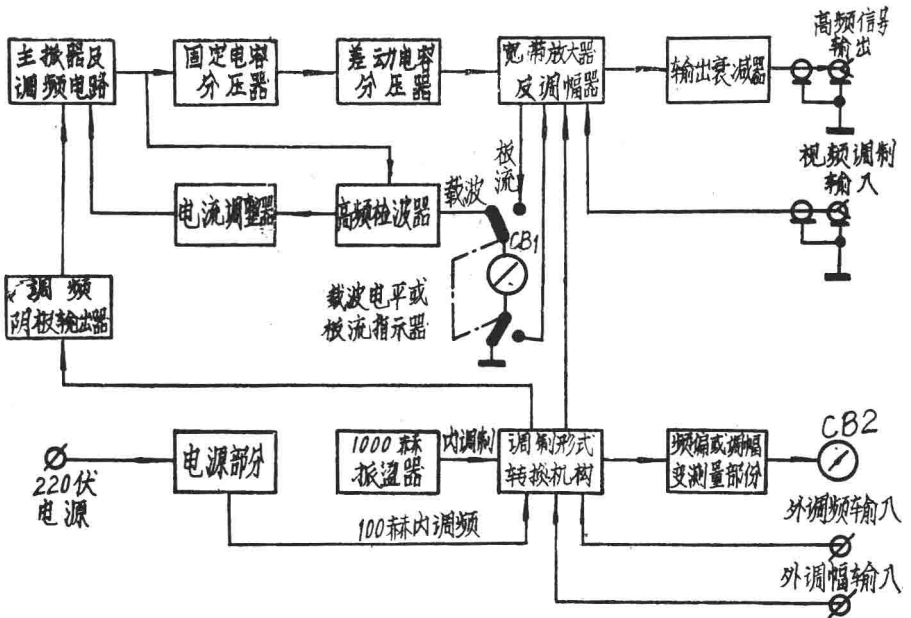


图 1—1

由方块图可知，XFC—6 型标准信号发生器是由主振器、宽频带放大器、调制器、电源部分以及衰减器等控制机构所组成。对照附录一 XFC—6 型标准信号发生器电原理图可看出：由电子管 $G_1(12C3P)$ 组成主振器，并由半导体二极管 $BC_1(2CK-13)$ 组成调频电路；由电子管 $G_2(6J9)$ 和电子管 $G_3(6P1)$ 组成了宽频带放大器和幅度调制器；电子管 G_4

(6J5)为一隔离阴极输出器，其输出的音频信号电压供给晶体二极管BG₁，籍以实现调频 振荡信号输出；电子管G₅(6J5)组成了一级音频信号放大器，放大后的音频信号电压由半 导体二极管BG₃(2A5P)进行检波，然后将检波后的直流通电表CB₂，从而指示出载频信号 的调制深度和频偏大小；电子管G₆(6J5)组成了一电感电容1000赫音频信号发生器，该音频 信号是作为仪器工作在内调制工作状态时的音频信号源；由电子管G₇(6P14)组成了直流放 大器，籍以实现高频振荡输出电平的自动调整和手动控制；由半导体二极管BG₂(2CK—12) 构成高频检波器，检波后的直流信号一路供给直流放大器，完成高频振荡输出电平的自 动调整，另一路通过表头CB₁，用来指示输出的高频信号的电压幅度。电容器C₃₈和C₃₉组 成了固定电容衰减器，电容器C₄₆组成了可调的差动电容衰减器。电源供给器是由电子管 G₁₃ 作为全波整流，G₈、G₉(6P1)，G₁₀(6J5)，G₁₁(WY2P)组成电子稳压器，稳流管G₁₂ (WL319)是为了电子管G₁的灯丝电流稳定而设置的。

二、XFC—6型标准信号发生器的各部分原理简介：

(一) 高频振荡电路。

本仪器高频振荡信号是由G₁超高频三极管12C3P产生的，利用电子管板阴电容和栅 阴电容构成了电容三点式振荡电路，即考毕兹振荡器。该振荡器直接产生频率为4~300兆赫 的高频振荡信号。其简化示意电路如图1—2所示：

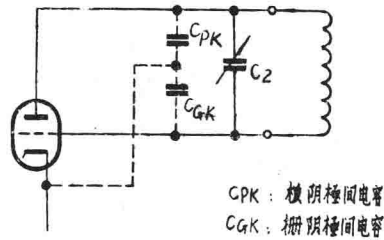


图 1—2

为了产生载频为4~300兆赫振荡频率，仪器共分八个波段，利用波段开关K_I改变振荡 迴路的电感线圈来实现的。为保证载频率连续改变，利用分离定片式的空气可变电容器 C₂，改变电容器C₂的容量，实现振荡迴路的振荡频率连续不断，在调试的过程中注意到各 波段频率的衔接。高频振荡器在电原理图里为了绘图方便只画出其中一个迴路的振荡线圈，

实现高频振荡器电路见图 1—3 所示：

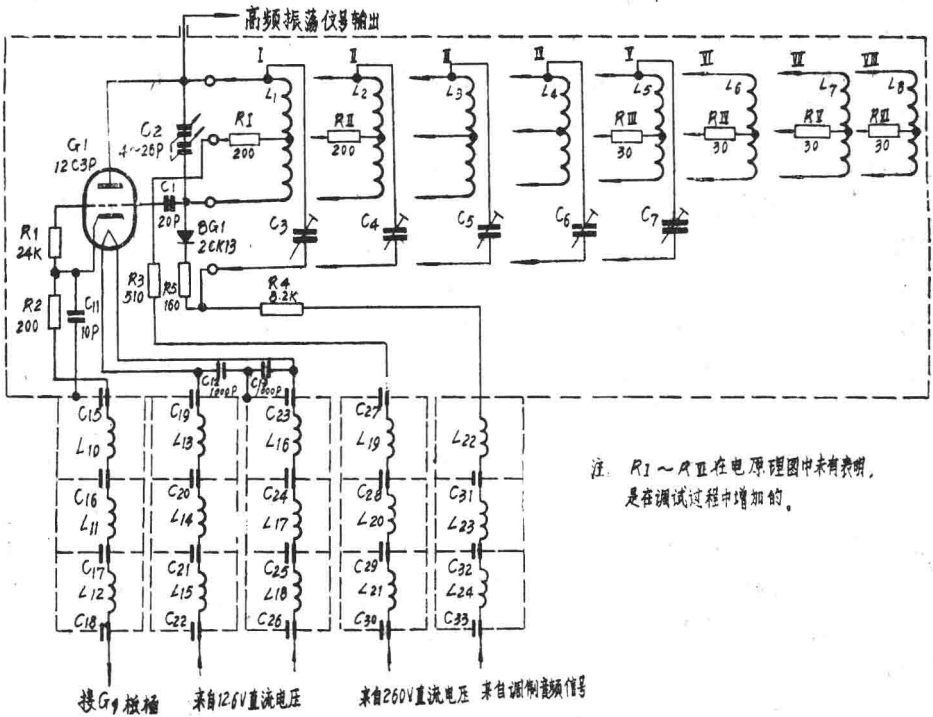


图 1—3

整个高频振荡器是安装在一个尺寸为 120 × 110 × 90 毫米的铝铸封闭盒内，采用这种结构的目的是为了防止振荡的高频信号对外泄漏。主振电子管 G₁ (12C3P) 各极供电的连接线都通过不同的低通滤波器接入金属盒内，这样堵绝了振荡的高频信号由供电导线对外产生泄漏的途径。

电容器 C₁₂、C₁₉、C₂₀、C₂₁、C₂₂ 及电感线圈 L₁₃、L₁₄、L₁₅ 和电容器 C₁₃、C₂₃、C₂₄、C₂₅、C₂₆ 及电感线圈 L₁₆、L₁₇、L₁₈ 组成了两组灯丝供电低通滤波器；电容器 C₁₆、C₁₇、C₁₈ 及电感线圈 L₁₀、L₁₁、L₁₂ 组成了电子管 G₁ 阴极供电低通滤波器；电容器 C₂₇、C₂₈、C₂₉、C₃₀ 及电感线圈 L₁₉、L₂₀、L₂₁ 组成了电子管 G₁ 板极供电低通滤波器；电容器 C₃₁、C₃₂、C₃₃ 及电感线圈 L₂₂、L₂₃、L₂₄ 组成了调频时的音频信号电压供电电路的低通滤波器。这些低通滤波器都采用了特殊结构设计，而 C₁₈、C₂₂、C₂₆、C₃₀、C₃₁、C₃₂、C₃₃ 等电容器都采用结构电容，这样既节省了安装位置也改善了高频信号电压滤除效果。

电容器 C₁ 及电阻 R₁ 组成了高频振荡器的自给偏压电路，因此保证振荡器有一个稳定的工作点。电子管 G₁ 的板极电压是采用串联供给方式，简化了电路结构。直流电压通过各波段迥路电感线圈加到电子管 G₁ 的板极，电阻 R₃ 既是降压电阻也是振荡电子管 G₁ 的板极负载一部份，它的接入将影响振荡迥路的品质因素即 Q 值。电阻 R_I~R_{VII} 在电原理图上未标出，而是调试过程中为了保证各波段的振荡输出更接近一致，使振荡器工作更为稳定而加入

的。电阻 R_2 为 G_1 的阴极电阻，电容器 C_{11} 为高频旁路电容，这是一只超高频瓷介电容器，它的接入有利于仪器高波段的振荡。由于仪器最高振荡频率达300兆赫，电路的接线电感和分布电容对这样的高频率都会产生严重影响，因此高频旁路电容器 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 都是由电子管脚直接接到地，这样就减少了接线电感的影响。由主线圈 $L_1 \sim L_8$ 和主振电容器 C_2 组成1—8波段的主振谐振回路，可变电容器 C_2 是一只分离定片式的连续可变电容器，借助这只可变电容器实现振荡频率的连续可调。

半导体二极管BG-1(2CK12)是一点接触式的开关二极管，它是为了实现高频信号能产生调频信号输出而设置的，该开关二极管与电阻 R_6 和微调电容器 $C_3 \sim C_7$ 中的任一个串联后再并入主振调谐回路，二极管采用了正向偏置，调制的音频信号是加叠在这个固定偏压上。由于偏压的变化改变了开关二极管对射频电压的导通角，使电容 $C_3 \sim C_7$ 在不同的偏压情况下出现对于谐振回路产生不等的等效电容。这个改变的等效电容是随调制的音频信号电压改变而改变的。变化的等效电容与主振调谐回路相并联，因而实现了调频振荡信号输出。在6~8波段虽然未接微调电容器，但可籍接线的分布电容来实现，在“载波”和“调幅”工作状态时，开关二极管仅施加于一固定的直流偏压，因此这时的振荡载波频率将由主振回路的电感和电容及其他一些固定参数的影响，因此产生单一的振荡频率。正确地调整二极管正向偏流，使其在一定范围内调制音频电压的变化与振荡频率的偏移成线性关系，从而保证调制信号最小失真。值得提出的这种调频电路是和载波振荡输出电压幅度存在着一定关系，因此测量频偏时应在载波电平指示表指在“1”时进行量计。

利用开关二极管实现频率调制，从电路和结构上来看都是非常简便的，因为就结构而言所占的几何空间极小，供电电路简单，就电路来说用的元件少。然而，事物总是一分为二的，这种利用半导体开关二极管实现调频的缺点在于它调试困难，影响频偏大小的稳定性和准确性的因素较多，频偏的大小和调制频偏的音频频响不但受到调制电压，载频频率的影响，而且还与高频振荡电压，调频电容器 $C_3 \sim C_7$ ，半导体二极管的偏置电阻 R_{37} 、 R_{38} 、 R_4 以及主调电容器 C_2 的动定片距离，容量和主振回路电感线圈的中心抽头位置等等因素有关。为了得到性能良好准确而不失真的调频信号，仪器增加了很多辅助的补偿调整电路，这些电路使仪器的复杂性大大增加了。就半导体二极管本身的稳定性与调频信号的稳定性是息息相关的。为了对调频半导体二极管BG-1进行温度补偿，在电阻 R_4 上串接有一只约2千欧的正温度系数的热敏电阻，（此电阻在电原理图中未画出）以保持当外界温度发生变化时，半导体二极管的工作点不变，从而防止了载波频率随温度漂移。半导体二极管调频电路对于整个谐振回路来说不仅引入了如前所述电抗分量，而且还引入了电导分量，这个电导分量使回路的损耗增加，品质因素Q值下降，因而在实现调频信号的同时还伴随着产生了寄生调幅。此外，由于半导体二极管BG1是一个非线性元件，它通过电容器与谐振回路并联，使高频振荡信号电压，产生非线性失真，因为本仪器对高频信号电压只有唯一的谐振回路，缓冲放大部份是采用宽频带放大方式进行的，因此没有调谐电路，所以谐波得到放大输出，这是造成本仪器载波非线性失真大的根本原因。

为了减少寄生调制，使高频振荡器免受供电源50赫频率干扰，主振管 G_1 的灯丝供电是采用直流，为保证直流电源的稳定，在电路中加入有稳流管， G_1 的灯丝电压为12.6伏。由于主振管 G_1 的阴极具有较高的直流电位，为防止灯丝与阴极间击穿，在灯丝电路中加入有

+ 170 伏左右的电压，这个电压提高了灯丝电位，保证了电子管G₁工作时安全可靠。

(二) 载波电平指示器和电容分压电路

由高频振荡器输出的高频信号电压分成两路输出，一路经微调电容器C₃₇，输送到由开关K₂₋₁控制的固定电容分压器上，另一路则经电容器C₃₆输送到半导体二极管BG-2(2CK13)上。由半导体二极管BG₂整流后直流电压又分两路输出：一路经电阻R₆、R₇、R₈和滤波电容器C₄₀、C₄₁加到直流放大电子管G₇的信号栅极；另一路则经电阻R₉、R₁₀、R₁₁和滤波电容器C₄₂、C₄₃以及开关K₆和电阻R₈₈接到载波电平指示电表。这部分电路如图1—4所示。

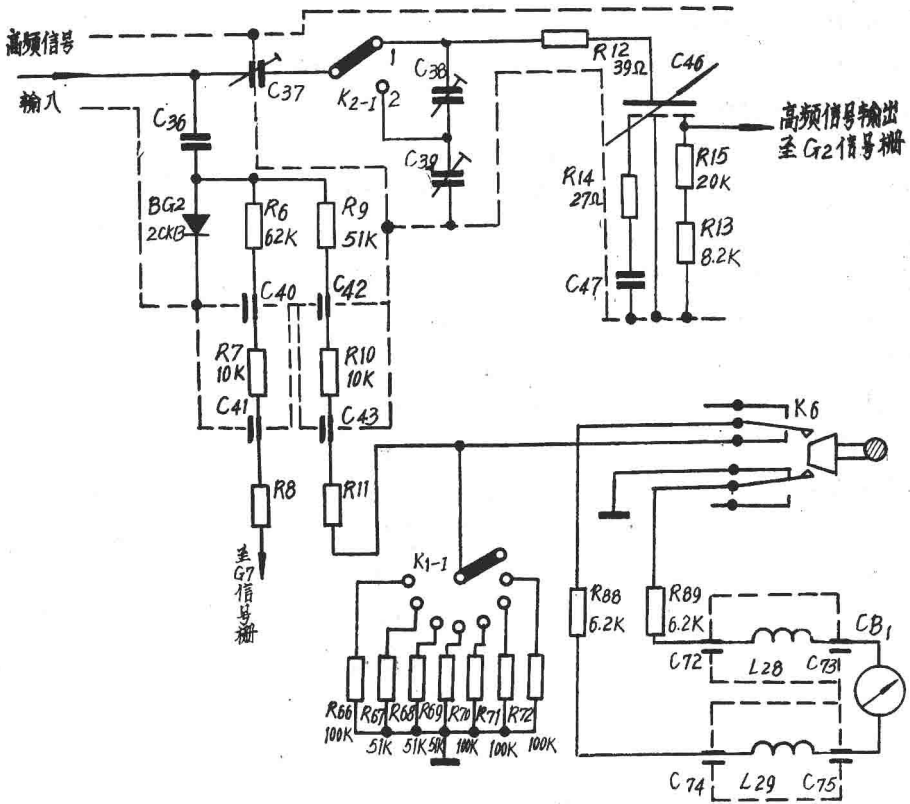


图 1—4

通常情况下按钮开关K₆是不揷入的，这时电表CB₁的连接如图1—4所示，实际上是由半导体二极管BG₂和电表CB₁组成了载波电平指示器，当载波电平升高时，通过电表CB₁的直流电流增加，电表指示增大。反则，当载波电平降低时，通过电表CB₁的直流电流减少，电表指示减小。因此，控制振荡器的输出，使之在电表CB₁上有一固定指示，保证高频衰减所给出的电压读数的准确性。然而，半导体二极管以及电路的结构都表现出频响，使得同样载频电平在不同的载波频率时，通过电表CB₁的直流电流并不完全一样，为了求得一致，在不同的频段使电表CB₁在电路中有不同的分流电阻R₆₆~R₇₂。电阻R₆₆~R₇₂是由开关

K_{1-I} 控制选择的, 开关 K_{1-I} 是与主振波段开关连动的。在仪器的调试过程中适选择 $R_{6,6} \sim R_{7,2}$ 的阻值, 保证高频衰减器所给出的高频输出信号电压的准确性。

电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 和电容器 $C_{4,0}$ 、 $C_{4,1}$ 以及电阻 R_9 、 $R_{1,0}$ 、 $R_{1,1}$ 和电容器 $C_{4,2}$ 、 $C_{4,3}$ 分别组成了两个高频滤波器, 使经半导体二极管 BG_2 整流后的高频脉动电压通过它们的滤波作用变成平滑的直流电压。同时, 也防止了高频信号通过上述途径对外泄漏。电感线圈 $L_{2,8}$ 和电容器 $C_{7,2}$ 、 $C_{7,3}$ 以及电感线圈 $L_{2,9}$ 和电容器 $C_{7,6}$ 、 $C_{7,8}$ 组成了两个低通滤波器, 其作用是只让直流通过它们防止高频信号通过载波电平指示电表对外产生泄漏。电阻 $R_{8,8}$ 和 $R_{8,9}$ 分别为电表 CB_1 的串联电阻。

XFC—6 型标准信号发生器的高频衰减器是由电阻衰减器和电容分压两部分所组成。而电容分压器又分为固定电容分压器和差动电容分压器, 由电容器 $C_{3,7}$ 、 $C_{3,8}$ 和 $C_{3,9}$ 组成的固定电容器的分压比为 100:1 即 40 分贝。由电容器 $C_{4,0}$ 所组成的连续可变的差动电容分压器的分压比为 10:1 即 20 分贝。对分压器的一项基本要求是当改变分压比时不应对仪器的主振荡幅频率, 振荡器本身的振荡幅度产生影响。由于本仪器高频振荡输出信号是由主振级直接施加到分压器上, 改变分压比时必然会引起主振振荡器的振荡频率和振荡幅度的改变, 为此必须对分压器进行特殊结构设计, 以减少这方面影响。当“衰减粗调”开关 K_{2-I} 由“1”位置置于“2”位置时, 经电阻 $R_{1,2}$ 输送到电容器 $C_{4,0}$ 上的高频信号电压将衰减了 100 倍。开关 K_{2-I} 在“1”位置和在“2”位置由开关 K_{2-I} 向左看的等效输入电容器应该相等。因为这个等效电容与微调电容 $C_{3,7}$ 串联后并联接入主振回路, 如果等效输入电容不相等, 则会出现开关 K_{2-I} 置于“1”位置时是一个振荡频率, 而置于“2”位置时又会产生另一个振荡频率, 因而造成了当改变分压比时出现主振频率的改变。仪器设计时考虑了这个问题, 除了在结构上充分的考虑这个问题外并将电容器 $C_{3,8}$ 、 $C_{3,9}$ 设计成为两只微调电容器, 在调试过程中反复调整电容器 $C_{3,8}$ 、 $C_{3,9}$ 使其电容分压器既保证分压比为 100:1, 同时保证等效输入电容在开关 K_{2-I} 在不同位置时是相等的, 这样就可以做到了当不同分压系数的情况下, 电容分压器将不会引起主振器的振荡频率和振荡幅度的不稳。差动电容分压器也是本着上述原则设计的, 由于希望差动电容分压器是一个连续可调分压器, 因此与固定分压器有很多不同之处。所谓“差分电容”就是当一个电容器容量增加时, 另一个电容器容量减少, 而其总的电容量不变, 具体原理和结构示意图如图 1—5 所示。

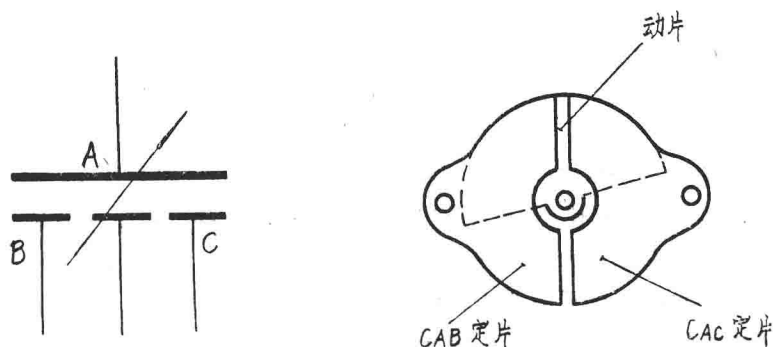


图 1—5

差分电容器 C_{46} 是由电容器 C_{AB} 和电容器 C_{AC} 组合而成的，这两个可变电容器公用1组动片，因此就能做到当可变电容器 C_{AB} 容量增加时，可变电容器 C_{AC} 容量减少；反则，当可变电容器 C_{AB} 容量减少时可变电容器 C_{AC} 容量增加。如果将B点和C点用一根导线联接起来，即可变电容器 C_{AC} 和 C_{AB} 定片联在一起，则总的电容量是一常数，而不受动片位置影响。衰减器的输出接于差分电容器的C点，补偿电容接于差分电容的B点，补偿电路是由电阻 R_{14} 和电容器 C_{47} 所组成， C_{47} 电容另一端接地，而缓冲放大器的输入端对高频信号来说也是接地的。调整差分电容器 C_{46} 时，电容器 C_{AC} 容量产生变化，因此达到电容衰减的目的，但就电容器A点对地而言电容量是没有改变的，因此在调整差分电容分压器时就不会产生对高频振荡器影响。

电容衰减器中电阻 R_{12} 、 R_{14} 是为了补偿衰减器的频响，使仪器能在4~300兆赫频率范围都能达到均匀的衰减。

(三) 宽频带放大器及调幅电路

仪器的缓冲放大器采用了无调谐迴路的宽频带放大器电路，其带宽应在整个仪器工作频率范围内，即在4~300兆赫频率范围内的高频信号得到均匀放大。采用这种电路的优点在于无需复杂的统调机构和调谐电路，使仪器的结构更为紧凑，同时起到了振荡器与输出负载间的隔离作用，使一旦输出负载发生变更时不至引起振荡器工作产生急骤的变化。这种电路的缺点主要在于它的输出波形较差，因为在缓冲放大器电路中没有调谐迴路，所以信号的谐波成分得不到滤除，特别是当仪器的缓冲放大级电子管工作点调整不当时，则会引起更大的谐波输出。

宽频带放大器是由高跨导五极管 $G_2(6J9)$ 所组成的，调幅器也是由同一只管子承担的。仪器的调幅电路是采用栅极平方律调制电路（即小信号栅极调制器）。这种电路有别于其它类形的栅极调制电路主要在于它不产生栅流，即没有栅极电流脉冲存在，因此这种电路不要求有音频调制功率。在调制器的板极电路也无需调谐迴路，这是本仪器的缓冲放大和调幅电路采用同一级来实现产生了可能。输送到调幅器栅极的载波电压大小，在一定范围内，对调幅度不产生影响，而调幅深度仅仅决定于调制的音频电压，由于这个原因就有可能将一部份衰减器置于调幅级的前面，使仪器在结构方面做到更为简单紧凑。电子管 $G_3(6P1)$ 组成了调幅音信号电压或视频信号电压的阴极输出器。宽频带放大器及调幅电路的具体电路如图1—6所示。

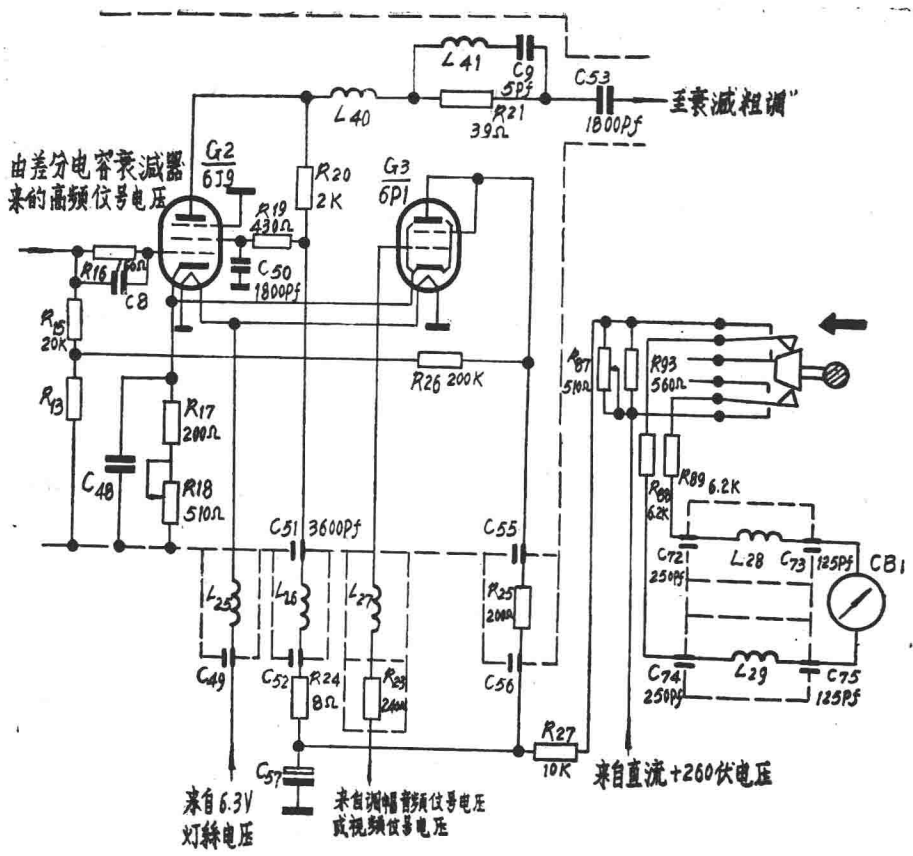


图 1—6

由差分电容器衰减器（即衰减细调）来的高频信号电压通过电阻 R_{16} 及电容器 C_8 加在电子管 G_2 (6J9)信号栅极上，由电子管 G_2 进行宽带高频放大。为了使高频信号通过放大器不致产生非线性失真，电子管 G_2 必须工作在甲类状态。 G_2 的工作偏压是采用自给和他给的混合供给形式，电容器 C_{48} 是高频信号旁路电容，电阻 R_{17} 、 R_{18} 是自给阴极偏压电阻，同时也是阴极输出器电子管 G_3 (6P1)的阴极负载电阻，因此流过电阻 R_{17} 、 R_{18} 的电流不但有电子管 G_2 的阴极电流，而且还有电子管 G_3 的阴极电流流过，当电子管 G_3 的阴极电流改变时流过电阻 R_{17} 、 R_{18} 的电流同时产生改变，而在电阻 R_{17} 、 R_{18} 上产生的电压降也随之变化，由于电阻 R_{17} 、 R_{18} 上的电压降产生变化则电子管 G_2 的工作电压也发生变化。由于电子管 G_3 是一个阴极输出器，其信号栅极是接自调幅的音频或视频信号电压，所以电子管 G_3 的阴极电流是受音频信号电压或视频信号电压所控制的，因此电子管 G_2 工作时的栅偏压也受到调制音频信号电压或视频信号电压所控制。众所周知，在适当的范围内电子管的信号栅极偏压的改变会引起电子管的跨导改变，如果适当选择电子管的工作点，使电子管的信号栅极偏压的变化与电子管的跨导变化成直线性关系，则就可以实现调幅，电子管6J9是能够满足上述条件的。但是由于电子管栅极偏压的变化与电子管的跨导变化成直线关系的区域正是电子管板一栅特性曲线的二次方区域，由于电子管 G_2 工作在不是真正的直线区域而工作在二次方

区域，因此不可避免的将对高频信号产生非线性失真，尤其要实现 80% 的调幅度时，电子管的工作点必须将进入非直线部份。就宽频带放大器而言希望电子管工作在非直线部份，这两项要求是相互矛盾的。产生高频失真主要是二次谐波构成的，其关系式如下：

$$K_f = \frac{1}{4} \cdot \frac{ds}{du} \cdot \frac{u_g}{s_0}$$

式中：

K_f ：表示高频信号电压的非线性失真系数。

$\frac{ds}{du}$ ：表示跨导对偏压的导数，在平方律区域内是一个常数。

u_g ：表示输入到电子管 G_2 信号栅极上的高频电压。

s_0 ：表示在某一工作点上的电子管跨导。

从上式中显而易见，若要降低非线性失真系数 K_f ，必须提高电子管的跨导，以使 S_0 增加，因此 G_2 选择了高跨导的五极管。另一方面，必须适当的减少输入到电子管 G_2 信号栅极上的高频电压 u_g ，因为非线性失真系数 K_f 是跟随输入到电子管 G_2 信号的高频信号电压 u_g 成正比例的增加，如果控制输入到电子管 G_2 信号栅的高频信号电压 u_g 适当小，那么对高频失真就不会产生非常严重的影响，为了降低高频信号电压的输入，设计时将差分电容衰减器放在宽频带放大器的前面。

电子管 G_2 (6J9) 是一种高跨导 ($S = 17.5$ 毫安/伏) 的高频五极管，作为宽频带放大是适合的。但是由于电子管 6J9 的栅极结构是框架形式的，其稳定性较差，在线路上解决的办法是提高电子管 G_2 的栅极偏压电阻，即增加电阻 R_{17} 、 R_{18} 的电阻阻值，为了使电子管进入正常的工作点，所以在电阻 R_{15} 和 R_{13} 连接处加一直流正偏压，这个正偏压是 260 伏直流电压经电阻 R_{20} 和 R_{13} 的分压得来的。 R_{15} 为电子管 G_2 的栅漏电阻， R_{16} 、 C_{50} 组成了频响补偿电路，由于接了电阻 R_{16} 在一定程度上可以起到防止寄生振荡的作用。 R_{19} 、 C_{50} 是电子管 G_2 的帘栅极降压电阻和帘栅极旁路电容。电阻 R_{20} 是板极负载的一部分。由电感线圈 L_{40} 、 L_{41} 和电容器 C_9 ，电阻 R_{21} 组成阻塞补偿网络，此网络电路改善了“7”“8”波段的高频失真和输出频响。 L_{40} 的作用主要为了抑制高次谐波的通过，而 L_{41} 及 C_9 所组成的串联谐振电路提高了频率为 300 兆赫的载频输出。电阻 R_{21} 接入使串联谐振电路的谐振曲线不致那样尖锐。电容器 C_{53} 是隔直流电容器，高频信号电压通过这只电容器耦合到步级衰减器（即“衰减粗调”）。为了防止高频信号外漏，电子管 G_1 、 G_2 的电源供电都是通过低通滤波器而接入的，电感线圈 L_{25} 和电容器 C_{49} 构成了灯丝供电滤波器；电容器 C_{51} 、 C_{52} 及电感线圈 L_{26} 构成了 G_1 板极供电滤波器；电感线圈 L_{27} 及电阻 R_{23} 组成了调幅音频信号电压或视频信号电压供给滤波器以及电容器 C_{55} 、 C_{56} 电阻 R_{25} 构成了 G_3 板极电压供电滤波器。

考虑到电视广播事业的发展需要，本仪器还可进行视频信号调幅，在进行视频信号调制时需要进行一定的电平核准，所以视频调制信号的加入是由一个特殊的“视频调制输入”扦孔输进的，而不象外调幅那样由“外调幅输入”扦孔输进并由调制深度控制电位器进行调整

调制深度。视频调制时的简化电路如图 1—7 所示。

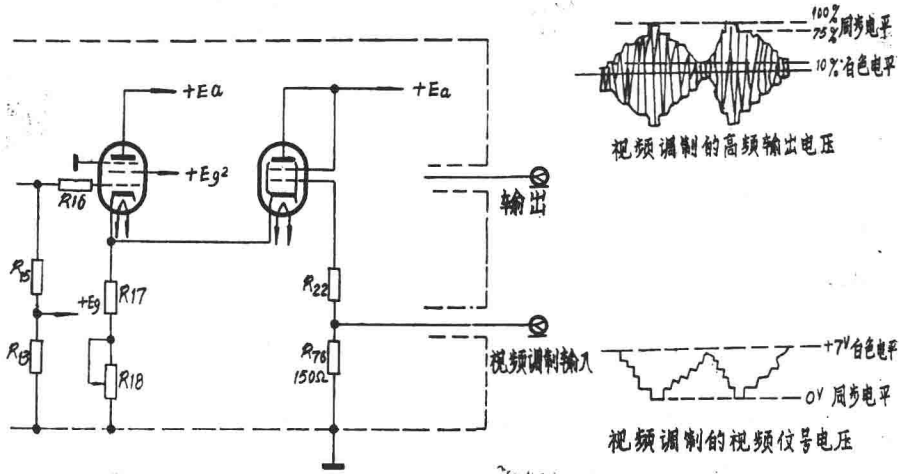


图 1—7

当仪器进行视频信号调制时开关 K_3 —Ⅱ使电阻 R_{76} 一端接地，这时电阻 R_{76} ($150\Omega \pm 1\%$)是作为视频信号发生器的负载，特别是使用输出阻抗为 150 欧姆视频信号发生时可以得到良好的终端匹配。视频信号电压由电阻 R_{22} 加在阴极输出器电子管 G_3 的信号栅极，通过阴极输出器视频信号电压将在电阻 R_{17} 、 R_{18} 上产生降落，改变了电子管 G_2 的跨导，实现了视频信号调幅。由于我国电视标准规定为影象信号采用负极性调制，对于负极性调制信号来说，当视频信号为同步脉冲电平时，即零电平，高频信号发生器的输出载频电压全部输出，为 100% ，而当视频信号为白色电平时，高频信号发生器的输出为全部输出的 10% ，黑色电平时高频信号发生器的输出为全部输出的 75% 。视频信号发生器的白色电平定为“ $+7$ 伏”，因此当视频调制输入并孔输入“ $+7$ 伏”信号电压时，载频信号的电压输出应为未加调制时的载频电压的 10% ，若满足不了这个要求时，可借助电位器 R_{18} 进行调整。在视频信号发生器控制在 $0 \sim +7$ 伏之间的视频信号输出时，仪器将提供出正常的视频调制的载频信号输出。

电子管 G_1 、 G_3 工作状态改变将影响到视频信号的正常调制，为了便于在使用过程中检查电子管 G_2 、 G_3 的工作状态，在仪器的面板上设有“输出电子管检查”的按钮开关 K_6 ，当开关 K_6 揷入时，（见图 1—6），表头 $CB1$ 不再作为载频电平指示电表，而通过与电阻 R_{88} 、 R_{89} 串联后再并联接在电阻 R_{93} 和电位器 R_{87} 上，这时由电表 $CB1$ 和电阻 R_{88} 、 R_{89} 、 R_{93} 和电位器 R_{87} 组成了一只串在 G_2 、 G_3 电子管板极供电电路的毫安电流表，在视频调制进行正常工作时，调整毫安表的分流电位器 R_{87} ，使电表 $CB1$ 指针指在红色区域内，一旦电子管 G_2 、 G_3 工作状态发生改变时，这两只电子管的板流必将产生变化，电表指针也将偏离红色区域，这时将得不到正常的视频调制的高频信号电压输出。电阻 R_{27} 为 G_3 、 G_2 板极电压降电阻，电容器 C_{57} 为旁路去耦电容器。

（四）“衰减粗调”及其联动。

为了使仪器的高频信号电压有 120 分贝的衰减，仪器分“衰减粗调”和“衰减细调”

两个衰减控制。“衰减细调”即差分电压衰减器，其衰减量为20分贝。“衰减粗调”由两部分组成，即由微调电容器 C_{38} 和 C_{39} 组成的固定电容衰减器，固定电容衰减器的衰减量为40分贝；由电阻 $R_{30} \sim R_{36}$ 组成了“衰减粗调”的另一部分，该部分衰减量为60分贝。因此整个衰减器总的衰减量达到120分贝。

电阻 $R_{30} \sim R_{36}$ 组成“ π ”型级链高频衰减器，它乃是10:1衰减器，共有三级，因此每级衰减20分贝，共60分贝。这只衰减器紧接在宽频带放大器的后面，所以是宽频带放大器的高频信号电压负载，在高频信号输出插座CZ-1接有标准的75欧高频负载时，“ π ”型级链高频衰减器保证在不同的衰减量程对于宽频带放大器都是呈现为37.5欧的电阻，这样当衰减量程改变时，宽频带放大器的高频负载并没有变化，因此减少了负载对宽频带放大器影响，提高了宽频带放大器的稳定性和衰减量的准确性。

“衰减粗调”的固定电容衰减器和“ π ”型步级电阻衰减器的连动是由开关 K_{1-I} 和 K_{1-II} 在机械上连接实现的，其原理性电路图如图1-8所示。开关 K_{1-I} 和 K_{2-I} 的工作情况如表1-1。

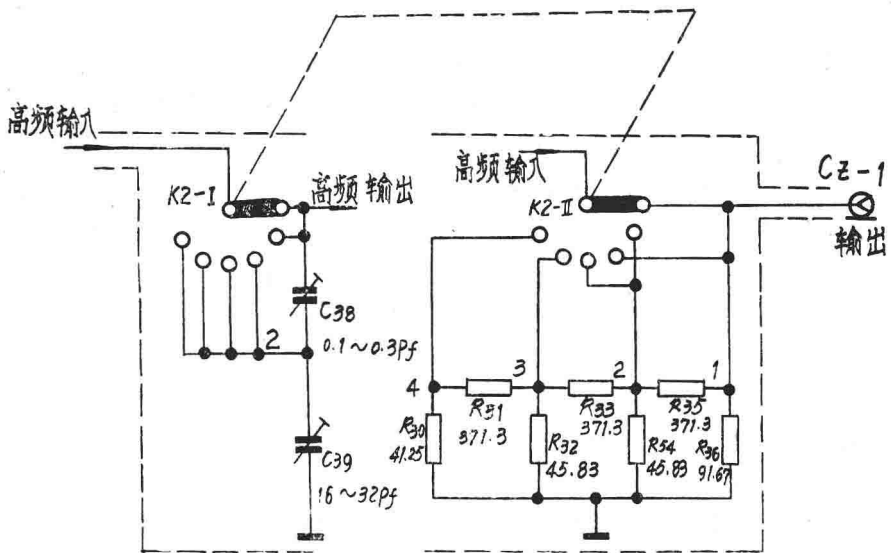


图1-8

表 1-1

“衰减粗调”位置	开	关	位	置
	K ₁ -I		K ₁ -I	
10 ⁴	1		1	
10 ³	1		2	
10 ²	2		1	
10	2		2	
1	2		3	
0.1	2		4	

“粗调衰减”采用上述结构的优点在“ π ”型级链电阻衰减器只有60分贝的衰减量，而总的衰减量却达到了100分贝，因此在结构上和制造上比直接用“ π ”型级链电阻衰减器达到100分贝是更为简单，特别是使用频率较高衰减量较大的情况下，减少了剩余信号输出，使衰减器的结构制造得简单可靠。另外由于固定电容器先将高频信号电压进行衰减，这样可进一步减小高频信号电压的谐波失真。

仪器输出高频电压大小的刻度是在仪器输出端接有75欧的标准高频负载时进行定度的，它的读数是由“衰减细调”的度盘读数（0.5~5微伏）与“衰减粗调”读数（0.1、1、10、10²、10³、10⁴）的乘积，单位为微伏，但是要取得正确读数还必须用“载波调节”电位器R₀进行载波电压调整，使载波电平表CB1准确的指示在“1”的位置。仪器的高频输出电压是在0.05微伏到50毫伏连续可调。在输出高频电缆终端接有75欧标准高频负载时，在100兆赫频率下仪器可获得较好的阻抗匹配，当高频电缆终端不是接有75欧标准高频负载时，其终端阻抗将与接入负载的输入阻抗有关。

（五）调频的音频电压供给电路。

电子管G₄（6J5）组成了一个音频电压阴极输出器。由于阴极输出器的作用，提高了音频电压的输入阻抗，降低了输出阻抗，使得音频输出得到良好的匹配，减少非线性失真和频率失真。阴极输出器输出的音频电压最终是加在调频二极管BG-1的电极两端，使BG-1产生一个按调制音频电压变化的势垒电容，由于势垒电容跟随音频电压改变，从而使高频振荡器的振荡频率也跟随音频电压改变，因此实现了调频振荡信号。然而，在不同的波段里，或同一波段不同的频率点上，尽管变化的势垒电容是相等的，而产生的频率偏移却不相等。换句话说，在频偏大小都相同的情况下，每一个波段，或同一波段的频率点上若要产生相同的频偏大小，而要求变化的等效势垒电容，并不相同，因而要求的音频电压大小也是不相同的。例如：对第一波段载频为6.4兆赫这一频率点而言，若要产生±100千赫的频偏，就需要主振回路电容量改变约为±0.4微微法，而对第八波段载频为300兆赫这一频率点来说，产生±100千赫的频偏，要求主振回路电容量改变仅约为±0.01微微法。在

同一波段里要产生 ± 100 千赫的频偏要求主振迴路电容量的相对变化，就第一波段而言，在高端载频频率为6.4兆赫时，需要主振迴路电容相对变化为 ± 0.4 微微法，在低端载频频率为4兆赫时，却要主振迴路电容相对变化为 ± 1.5 微微法才能产生 ± 100 千赫的频偏。由于上述原因，当一个固定的音频信号电压叠加在偏压上。调频二极管将产生一个按音频信号电压变化的工作点，这样就不可能在不同的波段，不同的频率点上产生相等的频偏，由于仪器设计时频偏指示是依靠加至调频信号阴极输出器栅极的信号电压进行量计的，因此就有必要设计一个电路，这个电路能使加到调频二极管BG-1两电极间的音频调制电压将跟着不同的波段，不同的振荡频率点而起着相应的改变，从而达到调频频偏的“跟纵”，这时输入的音频信号电压仍是固定的，这样就可能做到了在不同的波段，不同的载波频率在加至调频信号阴极输出器栅极的信号电压相同的情况下得到相等的频偏。由于上述原因使得仪器的调频电路变得甚为复杂，具体的调频时的音频电压供给电路如图1—9所示。

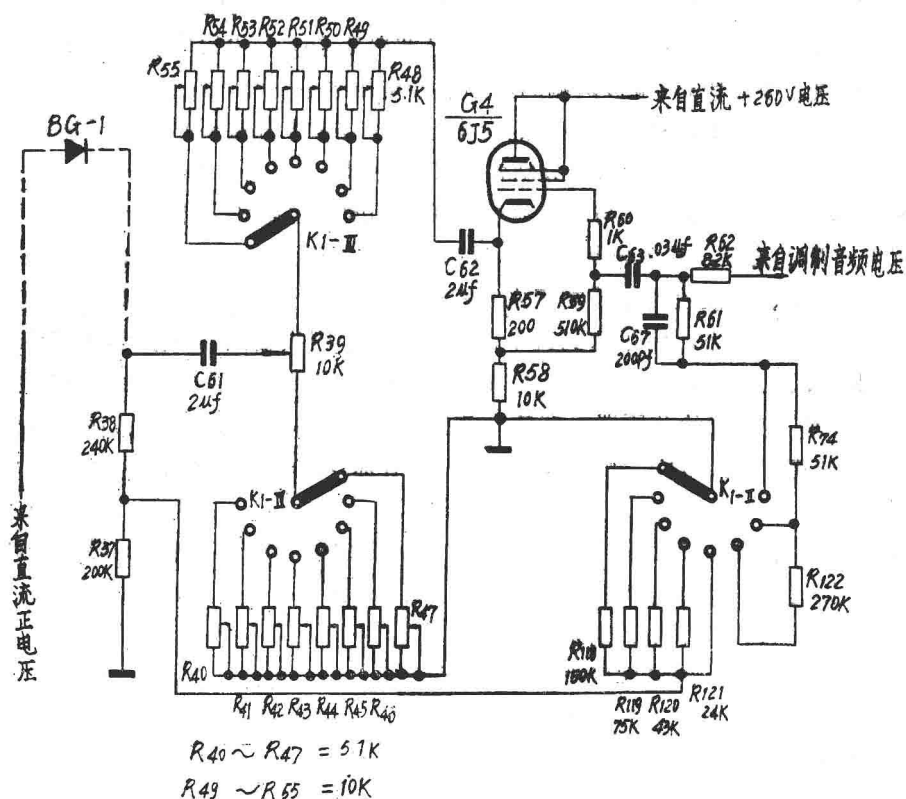


图1—9

电子管 G_4 (6J5)的帘栅极和抑止栅极与板极在电路上连接在一起，作为一只三极管使用。音频信号电压通过电阻 R_{62} ，隔直流电容器 C_{63} ，防振电阻 R_{60} 加在电子管 G_4 的信号栅，电阻 R_{59} 为电子管的栅漏电阻，电阻 R_{57} 为电子管 G_4 阴极自给栅偏压，电阻 R_{57} 、 R_{58} 相串联构成了阴极输出器的负载。电容器 C_{61} 、 C_{62} 为隔直流电容器。由电位器 $R_{40} \sim R_{47}$ 、 $R_{48} \sim R_{55}$ 及 R_{39} 和调频二极管BG-1组成了阴极输出器的交流负载。电位器 R_{39} 与主振调谐迴路可变电容器 C_2 是统调的，即调整频率时电位器 R_{39} 的滑动臂也跟着改变不同的位置，在各

波段的低端频率上电位器 $R_{3,9}$ 的滑动臂趋向于电位器 $R_{4,8} \sim R_{5,5}$ 端，以取得一个较高的音频信号电压施加在调频二极管BG-1上，使BG-1产生一个变化量较大的等效电容；当在各波段的高端频率时，电位器 $R_{3,9}$ 的滑动臂趋向于电位器 $R_{4,0} \sim R_{4,7}$ 端，以取得一个较低的音频信号电压施加在调频二极管BG-1上，使BG-1产生一个变化量较小的等效电容。由于采取了上述措施，使加在调频二极管上的音频信号电压是根据调谐电容器 C_2 在不同频率位置而有所改变，使得在相同的阴极输出器的输入电压情况下，获得的频偏量大小相等。然而要实现这一目的还必须根据不同的波段在高低两端进行校正，电位器 $R_{4,8} \sim R_{5,5}$ 分别为各波段的频率低端校正频偏使用；电位器 $R_{4,0} \sim R_{4,7}$ 分别为各波段的频率高端校正频偏使用。开关 K_{1-I} 、 K_{1-IV} 是与频率波段开关统调的，以适应在各个不同波段选择电位器 $R_{4,0} \sim R_{4,7}$ 及 $R_{4,8} \sim R_{5,5}$ ，其中电位器 $R_{5,5}$ 、 $R_{4,7}$ 相对于第一波段， $R_{5,4}$ 、 $R_{4,6}$ 相对于第二波段，其余依次类推。电阻 $R_{3,8}$ 、 $R_{3,7}$ 是半导体二极管BG-1的偏置电流调整电阻，改变这两个电阻值将使二极管正向偏置电流改变，从而确定在未加音频调制信号电压时二极管的静态等效固定电容，同时也确定了半导体二极管的变电容工作点。由于各波段所要求变化的电容量并不一致，所以各波段施加在调频二极管BG-1电极两端的音频信号电压也不一样，而且相差悬殊。因此要实现不失真的调频信号输出，选择二极管的变电容工作点是十分重要的，为了适应各波段选择不同的变电容工作点，在电阻 $R_{3,7}$ 上分别并联 $R_{1,18} \sim R_{1,21}$ ，电阻 $R_{1,18} \sim R_{1,21}$ 是由开关 K_{1-I} 进行选择的，开关 K_{1-I} 也是与频率波段开关统调的，电阻 $R_{1,18}$ 相对于第一波段，电阻 $R_{1,19}$ 相对于第二波段，其余依此类推，至第五波段时则通过开关 K_{1-I} 将电阻 $R_{3,7}$ 短路至地。在第六、七、八波段由于需要变化的相对电容量小，因此加在调频半导体二极管电极两端的音频电压相对的小，为了达到这个目的采取减小阴极输出器 G_4 的输入电压，为此设计了由电阻 $R_{6,2}$ 、 $R_{6,1}$ 、 $R_{7,4}$ 、 $R_{1,22}$ 组成的音频电阻分压器，在第六波段时由电阻 $R_{6,2}$ 与电阻 $R_{6,1}$ 、 $R_{7,4}$ 、 $R_{1,22}$ 组成的分压器，在第七波段时由电阻 $R_{6,2}$ 与 $R_{6,1}$ 、 $R_{7,4}$ 组成的分压器，在第八波段时由电阻 $R_{6,2}$ 与 $R_{6,1}$ 组成的分压器，电容器 $C_{6,7}$ 是为了补偿分压器的音频频响而设置的。

（注：由于仪器生产批量不同，采用的调频半导体二极管也各有差异，因此上述电路也并非相同，读者可自行分析。）

（六）调制方式控制和调制系数指示电路

本仪器具有如下九种工作形式，即：

- 1、视频调制；
- 2、外调幅；
- 3、1000赫内调幅；
- 4、载波；
- 5、1000赫内调频；
- 6、外调频；
- 7、1000赫内调幅外调频；
- 8、1000赫内调幅，100赫 $\Delta f \approx 14$ 千赫内调频；
- 9、外调幅外调频。

完成以上九种工作形式是通过波段开关 K_3 进行转换的，由开关 K_3 的选择将音频信号电