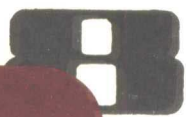


业余无线电



- 提供资料
- 交流经验
- 探讨技术
- 介绍成就



WUXIANDIAN



彩色电视接收机 开关电源



开关电源是七十年代发展起来的一种新型电源，最早出现在军用产品及计算机里，相对普通串联式稳压电源来说，由于它具有许多优点，因此，彩色电视接收机及一些中、高档民用产品都竞相采用。现在许多生产黑白电视接收机的厂家也正在移植和推广开关电源。这种电源具有下述优点：

- (1) 体积小，重量轻 重量约为串联式稳压电源的十分之一；
- (2) 耗电少，效率高 例如22英寸

彩电中若用串稳电源功耗150W，而采用开关电源只有100W；12英寸黑白电视机中，若用串稳电源功耗25~30W，而用开关电源做到15W是不困难的，每台节能至少三分之一。我国目前电视接收机年产量在数百万台以上，节能也就具有十分重大的意义；

(3) 电压适应范围宽 一般串稳电源在电网电压190~240V范围内才能正常工作，若降到180V画面就开始扭了，而开关电源在电网电压为160~260V范围都能正常工作，即使降到150V，也仅是画面缩小、亮度降低，而不致产生扭动。因此，对电网电压波动较大地区尤其适合。

当然事物总是一分为二的，目前的开关电源美中不足之处是成本较高；输出电压中纹波稍大。

本文介绍金星 C37-401 和 C56-402 彩色电视接收机中开关电源的工作原理。

图1为其组成框图。交流220V经整流滤波后的不稳定直流电压，由直流-交流变换电路变成频率较高而且脉冲宽度可以调节的脉冲电压，再经脉冲整流滤波后获得所需要的直流输出电压，以供行、场扫描及伴音输出等作为电源。并将输出电压 U_o 经取样、比较误差放大后，形成脉宽控制信号以控制直流-交流变换器中开关管的开通时间。当电网电压或负载变化时都能维持输出电压 U_o 基本不变。

一、电路工作原理

1. 直流-交流变换级

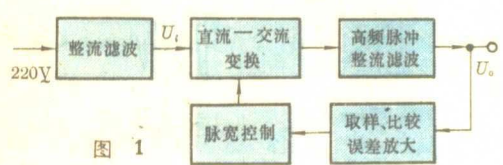


图1

(1) 工作过程：根据变压器可以看出， BG_{901} 导通时， D_{906} 两者轮流工作。

BG_{906} 导通时，电源 U_i 向电路... 式贮于初级绕组 L_1 中；当 BG_{901} 截止， D_{906} 导通时，原贮于 L_1 中的能量便转移到 L_2 中，并向负载 R_L 供电。由于电容 C_{909} 的平滑作用，在负载上得到直流输出电压。电路工作过程中各点电压电流波形如图3所示。

$t_1 \sim t_2$ 期间，基极加正脉冲，使 BG_{901} 饱和导通，由于电感中电流不能突变， L_1 上产生一个上正下负的电动势，一方面阻碍 i_C 突然增加，因此只能象图示那样线性增长，另一方面，在次级 L_2 上感应出一个上负下正的电压，使 D_{906} 反偏，故 $i_{D_{906}} = 0$ 。

$t = t_2$ 时，基极上的负脉冲，使 BG_{901} 截止，电感线路圈 L_1 为维持其电流不变，产生一个上负下正的电动势以阻碍 i_C 的减少，晶体管截止越快，反电动势越大；此电动势与电源 U_i 极性相同，两个电势一起加在 BG_{901} 的 $c、e$ 间；故要求 BG_{901} 要有足够的耐压(例如 C37-401 或 C56-402 中该管的 $V_{ceo} \geq 800V$ ， $V_{cbo} \geq 1500V$)，否则，很容易被击穿。

在 $t_2 \sim t_3$ 时， L_2 上感应出上正下负的电压，使 D_{906} 正偏而导通，从 L_1 转移过来的能量向电容 C_{909} 充电和向负载供电。

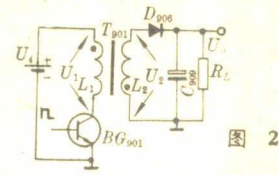


图2

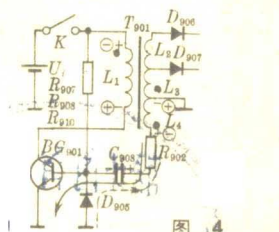


图4

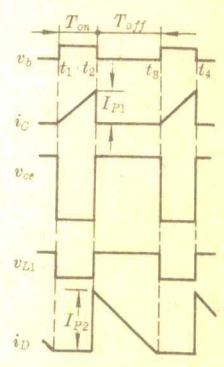


图3

D_{906} 电流波形线性下降。

$t = t_3$ 时，正脉冲又加到 BG_{901} 基极， BG_{901} 又重新导通，开始一个新的周期。

在控制脉冲的作用下，输出端就可得到所需要的直流电压 U_o 。

(2) 输出电压与输入电压的关系： $t_1 \sim t_2$ 期间，在正脉冲作用下， BG_{901} 饱和导通，由于初级回路时间常数较大， L_1 中电流(即 i_C) 线性增长，即

$$i_C = i_{L1} = \frac{U_i}{L_1} t \approx \frac{U_i}{L_1} t$$

当 $t = t_2$ 时， L_1 中电流达到峰值 I_{P1} ，即

$$i_{L1|t=t_2} = \frac{U_i}{L_1} T_{on} = I_{P1} \quad (1)$$

$t_2 \sim t_3$ 期间，在负脉冲作用下， BG_{901} 截止，二极管 D_{906} 导通，原贮于 L_1 中的磁能 $(1/2)L_1 I_{P1}^2$ 转移到 L_2 中，即

$$(1/2)L_1 I_{P1}^2 = (1/2)L_2 I_{P2}^2 \quad (2)$$

$$\text{或 } I_{P2} = (n_1/n_2) I_{P1}$$

由于次级回路时间常数也较大，故 $i_{D_{906}}$ (即 i_{L2}) 几乎直

线下降, 即 $i_{D906} = I_{P2} - (U_2/L_2)t$

当 $t = t_3$ 时, 或 $t_3 - t_2 = T_{off}$ 时, i_{D906} 下降到零。

$$\text{于是 } I_{P2} \approx \frac{U_2}{L_2} T_{off} \approx \frac{U_0}{L_2} T_{off} \quad (3)$$

根据(2)式得到:

$$\frac{n_1}{n_2} I_{P1} = \frac{U_0}{L_2} T_{off}, \text{ 或 } \frac{n_1}{n_2} \frac{U_i}{L_1} T_{on} = \frac{U_0}{L_2} T_{off}$$

$$\begin{aligned} \text{则 } U_0 &= \frac{n_1}{n_2} \frac{L_2}{L_1} \frac{T_{on}}{T_{off}} U_i \\ &= \frac{n_1}{n_2} \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{T_{on}}{T_H - T_{on}} U_i \\ &= \frac{n_2}{n_1} \frac{T_{on}/T_H}{1 - T_{on}/T_H} U_i \end{aligned}$$

令 $\tau = T_{on}/T_H$ 于是

$$U_0 = \frac{n_2}{n_1} \frac{\tau}{1 - \tau} U_i \quad (4)$$

这是开关式稳压电源的基本关系式。从(4)可以看出, 在变比 n_2/n_1 固定情况下, 输出电压 U_0 是输入电压 U_i 和脉冲占空比 τ 的函数。输入电压 U_i 变化时会引起 U_0 变化, 负载 R_{L2} 变化时也会引起 U_0 变化。我们的目的是希望当 U_i 或 R_{L2} 或 U_i 、 R_{L2} 同时变化时, 都要保持 U_0 稳定。唯一可变因素是相应地改变脉冲占空比 τ 。例如 U_0 上升使 τ 下降; 反之, U_0 下降时使 τ 上升。改变 τ 有两种方法: 一种是 T_{on} 固定, 改变 $T_H (= 1/f_H)$, 称为频率控制法; 另一种办法是 T_H 固定, 改变脉冲宽度 T_{on} , 称为脉宽调制法, 目前, 多数采用后者。

2. 直流-交流变换器的张弛振荡过程

要想方便地控制开关管的导通时间 T_{on} , 就应让它工作于自激状态。图4中变压器 T_{901} 的反馈绕组 L_4 及与其串联的 R_{902} 、 C_{908} 支路就是为此目的而设置的。接通电源开关 K , 电压 U_i 通过启动电阻 R_{907} 、 R_{908} 、 R_{910} 加到 BG_{901} 管基极, 使晶体管导通, L_1 上的反电动势在 L_4 中感应出下正上负的电势, 此电压通过 R_{902} 、 C_{908} 加到 BG_{901} 管基极, 使 i_{b1} 上升, 由于正反馈, BG_{901} 很快进入饱和。与此同时, i_b 对 C_{908} 充电(充电路径如图中实线所示)。 C_{908} 电压逐渐升高, 充电电流 i_b 逐渐减小, 当 i_b 降到不满足 $i_b > i_c/\beta$ 时, BG_{901} 就退出饱和; 由于 i_c 减小, 使 L_1 产生一个下正上负的反电动势, 则 L_4 上的感应电压也相应变为上正下负, 在此感应电压作用下, C_{908} 迅速放电(放电路径如图中虚线所示), 将 BG_{901} 基区过剩载流子抽出, 这也是一个正反馈过程, BG_{901} 马上截止。随着 C_{908} 放电, BG_{901} 基极电压逐渐回升, 加上 R_{709} 、 R_{908} 、 R_{910} 的偏置作用(如无外触发脉冲作用), 待 $v_{b1} > 0.6V$ 时, BG_{901} 又开始导通, 进入下一个周期, 形成自激振荡。

3. 高频脉冲整流滤波

开关管由导通转向截止时, 在变压器次级绕组 L_2 、 L_3 上感应出上正下负的电势, 使整流二极管 D_{906} 、 D_{907} 正偏而导通, 由 L_1 转移到 L_2 中的能量便通过 D_{906} 、 D_{907} 向负载供电, 由于上述变换电路的工作频率较高(接近于行频), 所以用不大的滤波电容电感就可以得到平滑的直流输出。如图5所示。

4. 稳压环节与脉宽控制电路

尽管图5所示电路可以得到平滑的直流输出, 但其输出

电压的稳定性是很差的, 输出电压 U_0 会随输入电压 U_i 或负载的变化而变动。显然, 不能满足彩色电视接收机的要求, 必须采取相应的稳压措施。如图6所示, 和普通串稳电源一样, 稳压环节也是由分压取样, 基准电压和误差放大几大部分构成, 相同部分不再赘述。

唯独 BG_{903} 的输出端 ce 与开关管 BG_{901} 的输入端 be 成并联关系; BG_{903} 的导通情况直接影响着 BG_{901} 基极注入电流的大小; BG_{903} 导通得好, 对 i_{b1} 分流作用大, BG_{901} 导通时间短, 集电极输出脉冲宽度小, 如图7波形中虚线所示。脉冲占空比 τ 变小。反之, 输出脉冲宽度大, τ 变大。故称其为脉冲宽度控制电路。

通过 C_{911} 加到 BG_{901} 基极的行逆程脉冲, 用作开关电源同步脉冲。强迫 BG_{901} 从截止状态提前转入导通状态, 达到同步的目的。由于行逆程脉冲的频率和相位与电视台的同步脉冲一致, 其重复频率十分稳定, 从而保证 $T_H = 64\mu s$ 不受电路参数的影响。下面讨论一下该电路的稳压过程。

假定输出电压 U_0 因输入电压 U_i 升高或负载减轻而增加 ΔU_0 , 经分压后 BG_{902} 基极电压增加 $\Delta U_b = [R_1/(R_1 + R_2)] \Delta U_0$, 从而使集电极电流增加, 因为 BG_{902} 和 BG_{903} 直接耦合, 因而使 BG_{903} 基极注入电流增加, i_{c3} 变大, 对 BG_{901} 基极电流分流作用大, 加速了 i_{b1} 的下降速度, 使 BG_{901} 导通时间缩短, L_1 中储能减少, 转移到 L_2 能量减少, 输出电压 U_0 下降; 反之, 当 U_0 下降时, 电路会自动升高输出电压, 从而达到稳压的目的。

二、电路简介

金星C37-401, C56-402 型机中开关电源的整体线路见图5(业余无线电)(5)。

市电整流滤波电路 由 $D_{901} \sim D_{904}$ (硅整流二极管 $R02A$ 四只) 组成桥式整流, 经 C_{907} ($220\mu/400V$) 滤波后, 作为开关电源的输入电压 U_i 。桥臂上并联的小电容 $C_{902} \sim C_{905}$ 用来降低高频电压的变化率, 减少开关干扰 C_{901} (聚脂膜 $0.22\mu/250V$, C_{906} (纸质 $0.1\mu/630V$), L_{901} 都是小电容, 小电感, 一方面防止外来工业干扰, 同时也阻止开关电源干扰(污染)电网。

自动消磁电路 该电路由正温度系数(温度低, 电阻小; 温度高, 电阻大)热敏电阻 TH_{901} 、消磁线圈 DGC (Degaussing Coil)、 L_{905} 和温度保险丝 TF 串联而成。接通电源时, TH_{901}

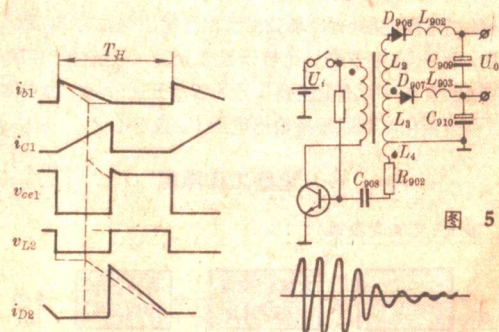


图 5

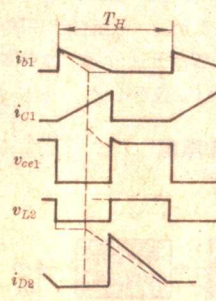


图 7

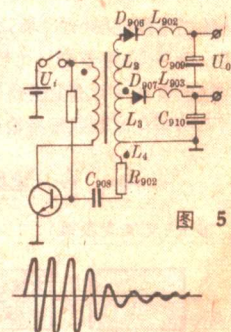
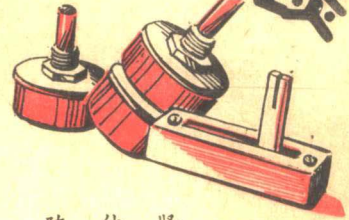


图 6

电位器浅谈



陈仲贤

人们收看电视节目时希望把亮度、对比度调节到适合自己的视觉特性；在欣赏立体声音乐时，总要平衡左、右声道，使声音悦耳动听。这些供调节亮度、对比度、音调、平衡输出的电子元件称作电位器。本文打算就电位器的一些基本知识以及立体声音响设备中使用的电位器的性能参数向读者作简单介绍。

一 概 述

电位器是一种由多种零部件构成的比较复杂的电子元件，从结构上看，可以分成固定与活动两大部分。固定部分由轴套、基座、电阻体、集流件（俗称下接触）及外壳等组成；活动部分由转轴（或滑柄）、滑动臂（俗称连接片）及电刷等构成。电阻体是电位器的核心，是电位器性能的决定部分。

我国生产电位器已有四十余年的历史，随着电子工业的迅速发展，新颖电阻体材料、新型电位器层出不穷。目前，以电阻体材料来划分，国内大量生产的电位器有四类：（一）合成炭膜电位器；（二）有机实芯电位器；（三）金属玻璃釉电位器；（四）线绕电位器。

合成炭膜电位器(WH) 这种电位器生产量最大，价格低廉。它的电阻体是采用经高温烧结去除杂质的乙炔炭黑、石墨作导体；用石英粉、云母粉等做填料，加上有机树脂及溶剂，按一定的配方比例球磨成悬浮液，用涂抹或者丝网印刷的方法，使其附着在纸质绝缘胶板上。然后，经高温聚合而成。这类电位器具有电阻范围宽；阻值规律全；结构形式多的特点。

有机实芯电位器(WS) 这种电位器在六十年代中期我国开始批量生产。它的电阻体采用炭黑（乙炔黑、槽黑）、光谱石墨与二氧化硅、酚醛塑料粉、溶剂等按一定的比例混和、造粒、成型，放置在酚醛塑料粉压制成的基座内，在180~200℃下加压而成，这类电位器的优点是功率大、体积小、机械耐磨性好，但是动噪声比合成炭膜电位器大。

金属玻璃釉电位器(WI) 这种电位器是八十年代形成大规模生产能力的后起之秀。电阻体采用钎酸铋、钎酸铅、氧化硼等混合成浆料，用丝网印刷法被覆于陶瓷基板上，经干燥处理，高温焙烧而成。它的优点是耐高温，耐潮湿，高频性能好，过负荷能力强。而接触电阻变化率大、动噪声也大，乃是金属玻璃釉电位器性能有待改进的地方。

线绕电位器(WX) 这种电位器已有几十年的生产历史。电阻体采用合金丝（康铜、卡玛、镍铬等）缠绕在层压胶板、绝缘金属骨架上，去除线匝与电刷接触部分的绝缘层，

阻值较小，消磁线圈中电流约1~2A，随着 TH_{901} 温度升高，阻值增大，消磁电流下降，直到1mA以下，如图8所示。于是显像管内荫罩板和萤光屏附近的铁制件上剩磁便被消去。温度保险丝与消磁线圈紧贴在一起，过流时，线圈温度上升，当温度超过93℃时，熔断。把消磁线圈与供电电路切断。当消磁线圈不工作时，画面色纯度和会聚质量都会变差，屏幕上出现水渍般的彩色。

直流-交流变换器 主要包括脉冲变压器 T_{901} 和大功率高压开关三极管2SC1942 ($V_{ce0} \geq 800V$, $V_{ebo} \geq 6V$, $I_c = 3A$, $P_c = 50W$)及基极偏置电阻(即启动电阻) R_{907} 、 R_{908} 和 R_{910} 等。为减少开关干扰(因 BG_{901} 工作于高电压大电流下的开关状态，谐波分量十分丰富，是本电路的主要干扰源)，因此要求脉冲变压器分布电容及漏要很小。同时在开关管的基极，发射极串入小电感或管脚上套小磁环，减少引线磁场辐射。并于开关管c、e上的陶瓷小电容 C_{915} (180P/2.5kV)用于降低集电极电压变化率，对减小干扰有重要作用。

高频整流滤波电路 该电路分两路，一路是由 D_{906} 、 L_{902} (0.35μH), C_{909} (220μ/160V)构成，输出108V(或118V)；另一路由 D_{907} 、 L_{903} (12μH), C_{910} (22μ/160V)构成，输出58V(或54V)。整流二极管 D_{906} 、 D_{907} ，要选用上升时间短，恢复时间短的大功率开关二极管，例如本机采用的GU-3B, RF-1A。为降低开关二极管上电压变化率，并联了小电容 C_{913} 、 C_{920} (均为330P/2.5kV)； D_{908} 开关电流较大，幅射较强，故正负极上也套有小磁环。

稳压与脉宽控制电路 其中分压、取样与稳压二极管由厚膜电路 CP_{901} 的①~⑤脚引出。并联于 BG_{902} 发射结上的二极管 D_{909} 是用于保护该管发射结的，以防止瞬时击穿。 ZD_{901} (稳压范围2.5~2.7V)，用于保护 BG_{901} 的发射结，使基极信号幅度不致过大。

元件 R_{912} 、 D_{908} 的作用 在开关电源正常工作期间，二极管 D_{908} 反偏截止，该支路没有电流流过。但在下述两种情况中，该支路导通：

① 负载短路时， D_{908} 因负极端接地而正偏导通，使 BG_{901} 基极电位降到开启电平以下而截止，从而保护了大功率开关管 BG_{901} 。

② S_{901} 刚合闸的一小段时间里，开关电源还未正常工作，因此输出端电压 U_0 尚低，于是由整流桥及滤波电路输出的电压 U_i 经 R_{910} 、 R_{907} 、 R_{908} 、 r_{be1} 分压出100V左右电压，再经 R_{912} 、 D_{908} 至 U_0 输出端直送行、场扫描电路；使扫描电路一开机就能工作，有行逆程脉冲反馈过来，开关电源很快被锁定在行频上。待 U_0 上升到108V时， D_{908} 反偏

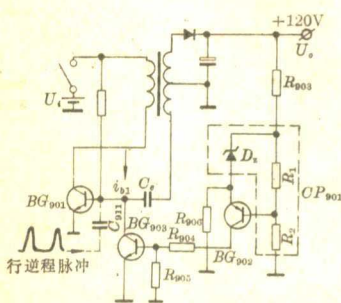


图 6

截止。 R_{912} 为 D_{908} 的限流电阻。若无此支路，由于 C_{909} 充电时间长， U_0 上升慢，扫描电路达到正常工作时间就长；因而图象显现时间就加长。同时由于开关电源工作频率与扫描不同步，画面干扰严重。

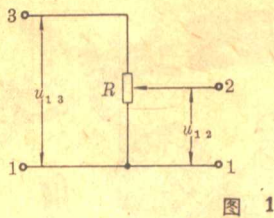


图 1

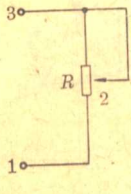


图 2



图 3

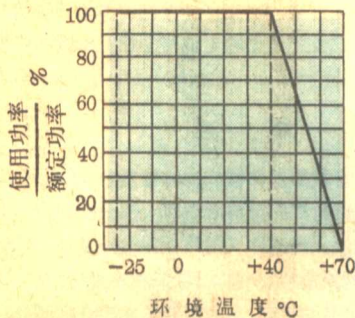


图 4

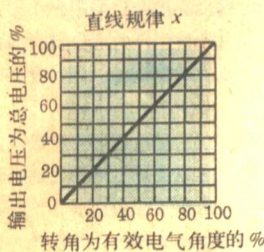


图 5

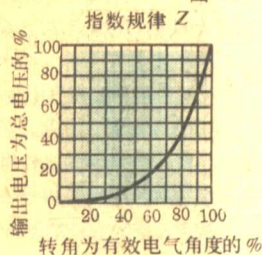


图 6

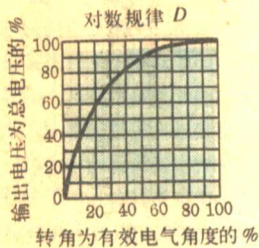


图 7

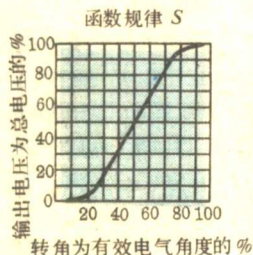


图 8

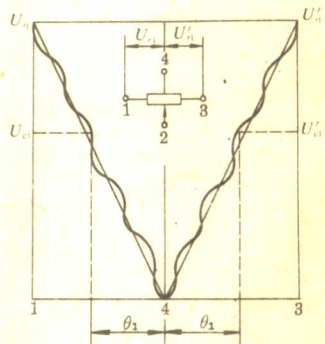


图 10

弯制成圆筒形、螺旋形等。线绕电位器通过改变骨架形状，绕制方法等，可以做多种输出函数特性（正弦、余弦……），并且具有精度高、受温度影响甚微的优点，唯不足之处是阻值做不高，只适用于低频工作状态。

二 工作原理

电位器是一种依靠电刷（导电接点）在电阻体上的位移，获得与行程位移量成一定关系的电压或者电流输出的电子元件。

在电子线路中，电位器可以作分压器使用，也能够作变阻器使用。作分压器使用时，是一个三端元件（见图1），1、3端是固定引出端，2端是滑动引出端，电刷把电阻体 $R_{1,3}$ 分成 $R_{1,2}$ 、 $R_{2,3}$ 两部分。当1、3端输入一电压 $u_{1,3}$ ，那末1、2端就得到一输出电压 $u_{1,2}$ ， $u_{1,2}$ 值的大小由电刷的位置所决定。如果作为变阻器使用，是一个二端元件（见图2、图3），主要用于调节电流。

三 主要性能参数

1. 标称阻值 电位器的名义总阻值称为标称阻值。合成炭膜电位器的标称阻值一般选用 E6 系列（见表1）。标称阻值与实际阻值之间存在着偏差，为适应 E6 阻值系列邻近两档规格的衔接，允许偏差选用 $\pm 20\%$ ，精度要求较高的可选用 $\pm 10\%$ ，甚至 $\pm 5\%$ 。

2. 额定功率 电位器在不超过额定温度范围时（大部分取 $+40^\circ\text{C}$ ），能够连续地正常工作的允许功率。当环境温度高出额定温度时，应按照降功耗曲线使用（见图4）。否则，会影响电位器的

表 1

Ω	470, 680
k Ω	1.15, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8, 10, 15, 22, 33, 47, 68, 150, 220, 330, 470, 680
M Ω	1.15, 2.2, 3.3, 4.7

使用寿命，甚至烧毁。

3. 最大工作电压 电位器的额定工作电压由额定功率与标称阻值换算得出 $U = \sqrt{PR}$ 。在电阻值较高的情况下，手册上的极限工作电压 U 值比上式计算出来的值小。这是因为耐压值不仅受电阻发热的限制，而且还与电阻表面的洁净程度等有关。

4. 动噪声 电刷在炭膜片上位移时，在固定引出端1与滑动引出端2之间出现电位梯度的不规则变化现象称为动噪声。产生动噪声的因素很多，主要有炭膜片电阻率分布不均匀（表面有擦伤痕、颗粒、溅银等）；电刷位移时，滑动臂与集流件之间由于沾有污垢、接触压力不合适引起接触电阻的不规则变化。目前，炭膜片的生产工艺比较成熟，质量有保证。因此，正确合理地选用滑动引出构件的材料，形状，以及润滑脂是改善动噪声的关键。

测量动噪声有峰值、平均值两种方法，分别用 mV、mV/V 表示。两种测量方法各有利弊，现行电子工业部标准、国际电工委员会（IEC）标准都采用峰值测量法。

5. 阻值规律 表示电位器输出比与行程比之间的关系。合成炭膜电位器的阻值规律基本有四种，X型、Z型、D型、S型见图5~图8。

正确的选用阻值规律，应与具体的线路相结合。一般说来，音调控制采用 X型，音量控制采用 Z型，电视机的亮度、对比度控制宜用 D型，这都是与人的听觉特性；显像管、晶体管的特性曲线成互补关系的。人们通过反复摸索，新设计制造的 S型阻值规律比 Z型阻值

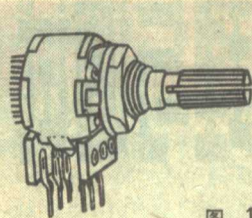


图 11

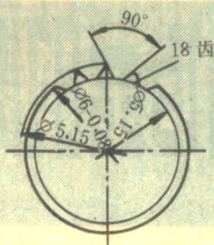


图 13
φ6 直齿 (ZS-13)

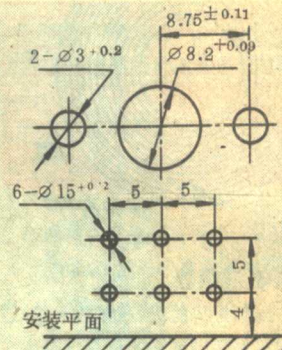
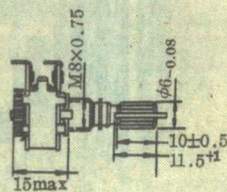


图 12

规律更适合于人的听觉特性。因此，在音量控制、平衡控制电路中选用S型阻值规律的电位器将收到更完美的效果。

6. 同步误差 在同轴双联、多联电位器中，各联与基准联之间的输出比之差称为同步误差。测量方法见图9。计算方法为：同步误差

$$(\text{dB}) = 20 \log \frac{V_{1.2} - V_{1.11}}{V}$$

对于立体声收录机来说，电位器的同步误差是一项非常重要的参数。否则的话，会造成左、右声道输出悬殊，影响立体声效果。生产厂在制造同步电位器时工艺是很讲究的，要对炭膜片的总阻误差，阻值规律偏差进行配对，装配时进行校正，以保证同步误差的要求。

7. 对称性 是带有中心定位的电位器特有的参数，主要表明以中心定位4引出端向引出端1和引出端3两个方向上的输出函数特性相对于中心定位4的不对称程度(见图10)。电位器的对称性对平衡输出影响较大，目前在电阻体生产时就加以严格控制。

四 应用介绍

为适应立体声音响设备用来调节音量、音调、平衡输出的需要，上海无线

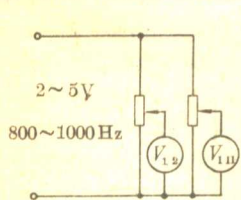


图 9

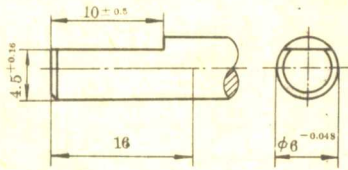


图 14

表 2

型号品种	名称	外型尺寸
WH172-1A、B、C	一轴二联合成炭膜电位器	∅17.5×11.5
WH172-2A、B、C	一轴二联带中心定位合成炭膜电位器	∅17.5×15
WH172-3A、B、C	一轴二联带中心抽头合成炭膜电位器	∅17.5×11.5
WH172-4A、B、C	一轴二联棘轮步进合成炭膜电位器	∅17.5×15
WH172-5A、B、C	一轴二联带中心定位和中心抽头合成炭膜电位器	∅17.5×15

电十二厂研制、生产的WH172型合成炭膜电位器；无论是结构，还是电气性能、机械性能都有独到之处，并有所创新，有所提高。

结构上为同轴双联，带有中心定位、中心抽头、棘轮步进等(见表2)。其中棘轮步进机构见图11，在总旋转角度300°范围内等分成18级，进行步进衰减。

引出端形式有：A—软导线连接焊片；B—短插入式焊片；C—长插入式焊片，既适合支架安装，又能插入印刷电路板进行焊接安装。安装尺寸见图12。

控制机构轴端形状有φ6直齿(ZS-13)(见图13)，ZS-5轴长为20、25、2、40mm四种(见图14)。

电气性能及参数见表3~表6。

WH172-4B、4C
WH172-1B、1C 2B、2C 4B、4C
轴套印刷电路安装尺寸

表 3

阻值规律	有效电气转角百分比	输出比 $\frac{V_{1.2}}{V_{1.3}}$ (%)
X·S	47-53	R < 0.22 MΩ, 40-60
		R ≥ 0.22 MΩ, 35-65
Z	33-36	1.5-8
		64-70

表 4

阻值规律	同步误差	测试点
X	±2 dB	总机械旋转角 50%处
Z·S	±3 dB (0~40 dB)	-40 dB
		-30 dB, -20 dB
带抽头	X ±2 dB	抽头处
		S ±3 dB (0~40 dB)

表 5

温度范围	标称阻值范围	电阻温度特性 (%)
25~+70°C	< 100 kΩ	±7
	≥ 100 kΩ	±14
25~-25°C	< 100 kΩ	±7.5
	≥ 100 kΩ	±15

表 6

阻值规律	X·S	Z
标称阻值范围 (E6 系列)	470 Ω ~ 2.2 MΩ	4.7 K Ω ~ 470 K Ω
额定功率 (降功耗曲线)	0.16 W	0.1 W
最高工作电压	200 V	150 V

机械式调谐器的原理与调试

下

郭龙江

3 混频器

混频是将前级(高频放大级)送来的信号(全电视信号),与本机振荡器送来的信号(幅度与频率都是固定值)进行差拍、放大的过程,这种频率变换是借助于三极管发射结的非线性特性。TJS-2 调谐器的混频电路如图17所示。

混频器采用共发射极同极注入式电路。混频管工作点的选择应在该管的 $V_{be}-I_b$ 输入特性曲线的弯曲段,根据该电路元器件的数值可算得:

$$I_b = \frac{E_B}{R_6 + R_7} - \frac{V_b}{R_7} \approx 80 \mu A$$

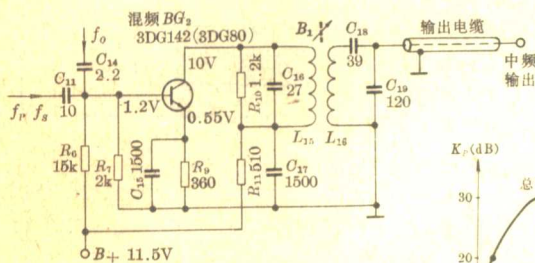


图 17

从特性曲线上可以看出 I_b 选在非线形段上。

集电极电流 I_c 的选取应考虑到中频增益,若 I_c 调大些,虽然中频增益高些,但调谐器总增益并不随 I_c 的升高而增加,而使失真加大。图18为增益与 I_c 之间的关系曲线,由于这里 $I_c \approx I_b$,该曲线也可间接反映出增益与 I_c 之间的关系。

混频管 3DG142 为低噪声小功率晶体管,该管具有低噪声、高增益的特点,它的输出特性曲线较好,容易和中放实现匹配。3DG142 除做混频管之外,还可当振荡管使用,它的 f_T 大于 800MHz, N_F 小于 5dB。

双调谐回路 B_1 为一等 Q 中频选频网络,初次级具有相等电感, C_{16} 、 C_{18} 、 C_{19} 分别为初次级回路谐振电容,次级回路利用 C_{18} 、 C_{19} 的分压来达到与中放级输入回路的匹配。中频信号由特性阻抗为 75Ω 的电缆输出,电缆的分布电容同时作为谐振回路电容,该选频网络具有双峰频率特性。

电视载频信号和本振信号分别通过 C_{11} 和 C_{14} 加到混频管基极上。本振信号电压过低或过高都是不合适的。当本振信号电压过低时,将对外来强信号有限幅作用,若本振信号电压过高时,将产生高次谐波辐射电压,上述两种情况都是不利的。该电路的本振信号电压为 $100mV$ (高道) $\sim 200mV$ (低道)。

混频管集电极双调谐回路的调试仪表连接及对混频曲线的要求如图19所示。BT3 扫频仪的空载输出电缆与测试点 TP_2 连接,通过交连电容器 C_{13} ,将中频信号加到混频管基极上。BT3 带检波器的输入电缆与调谐器输出电缆连接,同时接 75Ω 负载电阻,调试时,为了避免频道线圈对中频曲线的影响,应从鼓筒上取下频道线圈骨架,并调谐在空频段上。

调整混频曲线时,用改锥调节 B_1 线圈的磁芯,使混频曲线的幅度最大。然后,用镊子拨动线圈 L_{15} 、 L_{16} ,使它们之间的距离最大,使混频曲线双峰之间的宽度为 5MHz。为生

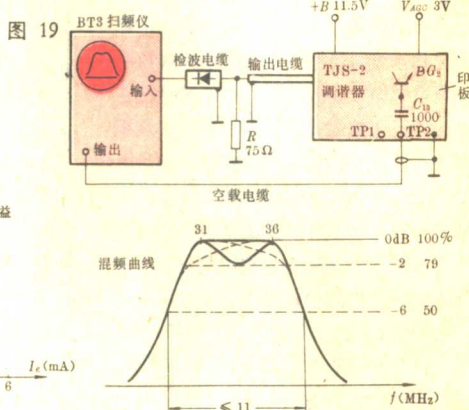
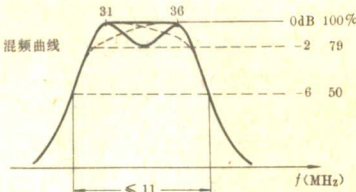
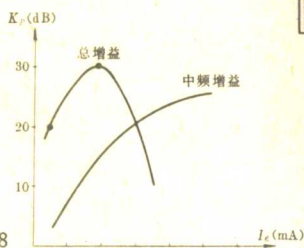


图 18



产上的便利,线圈 L_{15} 、 L_{16} 均为同方向乱绕,且初次级同为 8 匝。焊在印板上时,上、下线圈均可作初次级,这里将 L_{15} 、 L_{16} 的电感值设计得大些,当混频曲线的频率低于 $31\sim 36MHz$ 时,可将磁芯取出,用小剪刀略微剪去一点,使频率升高到 $31\sim 36MHz$ 。当将曲线调试成图19所示状时,调试过程方告结束。若混频曲线双峰之间的宽度窄于 5MHz 时,此时 L_{15} 、 L_{16} 之间的耦合不够,可减小它们之间的距离,若混频曲线双峰之间的宽度大于 5MHz 时,应增大 L_{15} 、 L_{16} 之间的距离。双峰之间的曲线呈凹陷形,凹陷的深度要小于 2dB,若曲线凹陷过深时,应更换阻尼电阻,即将 R_0 的阻值减小就可以了。

混频级的中频电压增益为 $15\sim 16dB$, I_c 为 $1.5\sim 2mA$,电路中, R_{11} 为降压电阻, C_{17} 为退耦电容。

4 本机振荡器

本机振荡器为一正弦波 LC 振荡器,用来产生比电视载频信号高一个中频的等幅信号,以便通过混频器的作用,把高频的信号转换成中频信号。调谐器要求本机振荡器的频率复盖范围大于 $86.75\sim 253.25MHz$ ($1\sim 12$ 频道的本振频率),且频率稳定,振幅要求均匀。

LC 振荡器有电感三点式和电容三点式之分,在 VHF 调

谐器中,都采用有两个接点的电容三点式振荡电路,其振荡频率要比电感三点式高得多。

电容三点式又有三种型式的电路,即考毕兹振荡器(基本型)、克拉泼振荡器(串联型)和西拉振荡器(并联型),后两种是考毕兹振荡器的变形,其等效电路见图20。

振荡器由LC回路和振荡晶体管组成,从晶体管发射极分别向集电极和基极上接以反馈电容 C_1 和分压电容 C_2 ,振荡电感接在集电极和基极之间即构成考毕兹振荡电路。

为了提高振荡器频率稳定度在 LC_2 间接以串联电容 C_S (条件为 $C_S \ll C_2$)构成克拉泼型振荡电路。这种电路虽然提高了频率稳定度但存在频率复盖窄的缺点,为了增加复盖,在电感 L 上并联电容 C_P ,这种电路叫西拉振荡器。在TJS-2及其它一些调谐器中多采用这种西拉振荡器。

作为振荡器必须满足相位条件和幅度条件时才能产生振荡,以考毕兹振荡电路(图23a)为例说明如下。

在本振晶体管的集电极上接 C_1 支路和 LC_2 支路,当谐振回路谐振时,感抗等于容抗,即 $XL = XC = XC_1 + XC_2$,因 LC_2 支路上的 XC_2 值是整个容抗 XC 的一部分,所以在 LC 支路中, $XL > XC_2$,电感起着主导作用,故呈电感性。

当集电极电流 I_c 流过电感线圈 L 时, I_c 的相位将滞后输出电压 V_{sc} 的相位 90° , I_c 通过 C_2 时,在 C_2 上形成的反馈电压 V_{fk} 相位又滞后反馈电流相位 90° (图23b),这时,反馈电压 V_{fk} 通过 LC_2 被移相 180° 。从电路特点可知,输入电压 V_{sr} 的相位和输出电压 V_{sc} 的相位相差 180° 。所以 V_{fk} 的相位和 V_{sr} 相位相差 360° ,从而使振荡器满足振荡的相位条件。

振荡器刚开始起振时,应满足 $AF > 1$ 的条件。 A 为电路放大系数; F 为反馈电路的反馈系数。其中 F 有下列关系:

$$F = V_{fk} / V_{sc} \approx (C_1 + C_0) / (C_2 + C_i)$$

其中 C_0 为晶体管输出电容; C_i 为晶体管输入电容。

当振荡稳定后,幅度条件为 $AF = 1$ 。

TJS-2机械式调谐器的本机振荡器采用共集电路形式,图21为本机振荡电原理图。本振信号由发射极输出,该电路具有输入阻抗高、输出阻抗低、电流负反馈强、振荡频率宽和负载变化对电路影响小等特点。

R_{14} 与 C_{25} 组成退耦电路, R_{12} 、 R_{13} 、 R_{15} 为偏置电阻,调整 R_{12} ,可使本振输出电压为 $100 \sim 200\text{mV}$, I_e 电流约 $2 \sim 3\text{mA}$ 。

交流电路包括振荡晶体管和LC振荡回路。在频道骨架接点⑩、⑮上接振荡线圈,改变线圈圈数可改变频道。对照前面讲过的西拉型等效电路可以看出, C_{22} 相当于并联电容 C_P , C_{24} 、 C_{26} 分别相当于 C_2 (分压)和 C_1 (反馈)电容。对于西拉电路应该有 $C_S \ll C_2$,在TJS-2电路中, $C_S(C_{23}) > C_2(C_{24})$,这是因为若选用 $C_S \ll C_2$,则低频道会因回路电容不

够而停振或振荡幅度很小,由于选用了较大的 C_2 值,使 C_2 和 C_0 (晶体管输出电容)的作用加强,将本振频率的稳定度相对降低。为了进一步提高频率稳定度可用负温度系数电容(C_{23} 、 C_{25})对本振频率进行温度补偿。

C_1 、 C_2 (即 C_{25} 、 C_{24})比值选得小些,可以提高振荡器的最高振荡频率,容易起振。相反,则难起振。

$C_S(C_{23})$ 取值小些除了频率稳定度提高外,跟输出电压 C_{14} 一样,取值越大输出电压则越高,但稳定度下降, C_{23} 过大将使频率范围减小,在1频道(86.75MHz)本振不振振的情况下选取 C_S 的值尽量小些。

振荡电压通过输出电容 C_{14} 加到混频管基极上,其幅度在低道约 200mV ,高道约为 100mV 。高低频道振幅不均匀的原因在于输出幅度正比于回路的 Q 值,随着频率的升高而谐振回路 Q 值将下降,造成了高频道的振幅下跌。

本振晶体管的选取

本振管为FG101高频小功率管。特征频率 $f_T \geq 700\text{MHz}$, $N_F \leq 5\text{dB}$ 。FG101与混频管3DG142比较;FG101的 f_T 、 K_P 等参数略低, N_F 也略大,最大功耗 P_{CM} 比3DG142高1倍为 200mW 。由于FG101的 $K_P - I_c$ 动态范围比3DG142大些,为减少振荡器的谐波失真用FG101更适合。

图22为引进线生产的TNS-1994A型和TJS-3型调谐器的电原理图。其电路与TJS-2相似,不同之处在于调谐电路中 $C_S(C_{42})$,选取的容量较小(2.5pF),因此 $C_1(C_{45})$ 、 (C_2C_{44}) 取值都很大(7p 、 15p)。

TJS-2型调谐器的振荡信号通过 2pF 电容由发射极耦合到混频管基极,这种接法造成本振信号通过高放级的泄漏大。而TNS-1994A(TJS-3)型调谐器是采用弱耦合的形式,本振线圈直接与高放双调谐回路的次级线圈通过互感耦合,本振幅度比TJS-2型调谐器的本振电路稍低($50 \sim 100\text{mV}$),这样除了减少泄漏外同时还提高了本振频率稳定度。

彩色电视机的本振电路对频率的稳定度要求更高而接有自动频率控制电路(简称AFT电路)。电路中采用变容二极管使振荡频率能自动跟踪所接收的电视信号而保持调谐器的输出为中频频率。TNS-1994A调谐器的AFT电路由 C_{43} 、 R_{44} 、 D_1 组成。 D_1 为变容二极管,其作用如同可变电容器,与 D_1 串联的 C_{43} (2.5pF)起隔离作用,使 BG_3 的集电极电压不能加到 D_1 上。

R_{44} 为隔离电阻, R 数值越大越好,否则将降低变容二

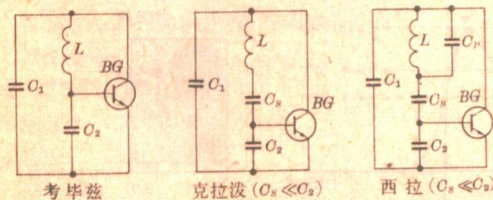


图 20

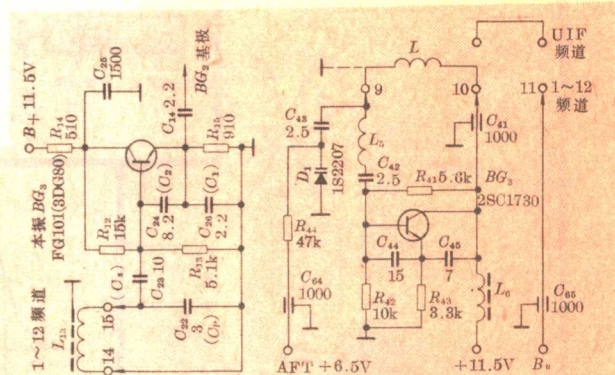


图 21

图 22

极管电容的 Q 值。由于变容二极管反向漏电流极小(小于10毫微安), 即反向电阻极高, 所以 R_{44} 用得大些 D_1 不会产生分流作用。但是在 AFT 电路中要考虑对 VHF 频率的变化速度, 故 R_{44} 不能选取得太大, 这里取 $4.7k\Omega$, 其时间常数为 $0.35\mu s$ 。

由中放 AFT 电路来的控制电压是正负变化的, 对于变容管来讲不能取零偏压, 更不能取正偏压。当取零偏压时, 若来的 AFT 电压有正负1伏的变化, 如向下波动将导致变容管正偏而导电, 造成本振停振。一般要加一个固定偏置电压于变容管上, 通常取 $+6.5V$ 为固定偏置电压。

AFT 电压1V的变化所引起的本振频率变化量叫做 AFT 灵敏度, 对于 TNS-1994A 电路要求为 1~5 频道 ≥ 200 kHz, 6~12 频道 ≥ 300 kHz。

变容二极管是 AFT 电路和振荡电路的组成部分, 与 C_{43} 串联电容组成谐振电容, 相当于等效电路中的并联电容 C_P , 对于本振频率起主要作用。黑白电视接收机使用的 TJS-1 型调谐器已取消了 AFT 电路。

为减少本振泄漏, TNS-1994A 调谐器在壳体与罩壳之间增加了挡板, 减少壳体与罩壳之间由于配合不严密存在着接触电阻及分布电容而引起的本振信号壳体辐射。

本振级的调试

1 频率调整 仪器连接与调试高放曲线时相同, 在扫频仪显示器高放曲线的右侧有一频率标记(图 24a), 当旋动本振频率微调旋钮时, 频标跟着左右移动即为本振频率。

调整时将本振微调芯旋进到中间位置上(图 24b), 用镊子拨动振荡线圈, 使本振频率调在该频道的标准频率 f_0 上 ($f_0 = f_P + 37MHz$)。例如 5 频道 $f_0 = 122.25MHz$ 。然后将微调芯全部旋进及旋出, 检查本振频率的微调范围, 若在 $\pm 5 \sim \pm 1.5MHz$ 内变化为合格, 若超出该范围则应改变线圈的位置, 重新进行调整。本振频率微调范围见图 25 所示。

2 振荡幅度的测量

用晶体管超高频毫伏表测试探头触到混频管基极上测

量, 振荡电压应为 $100mV$ (高道) $\sim 200mV$ (低道)。改变偏流电阻 R_{12} 的阻值调整本振电压的幅度, 若本振电压超过 $200mV$, 可加大 R_{12} 的阻值使 I_e 电流降低。若本振工作点调得过低使管子工作于非线性区域, 虽然本振基波辐射可以减小, 但高次谐波的辐射将会增强, 影响 UHF 频段的收看效果。

本振管是否工作, 可检查本振晶体管 eb 结是否反偏, 用 500 型万用表测量本振管 eb 电位差应低于 $0.5V$, 差值越小说明振荡越强。

3 总曲线及增益的测量

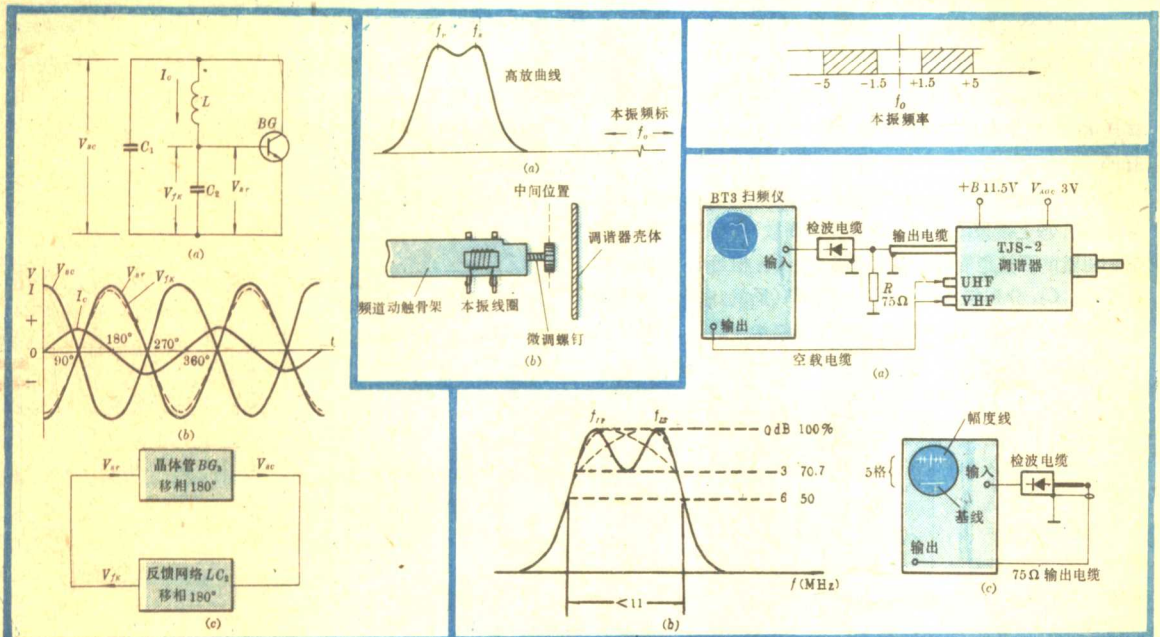
由天线输入到混频级输出, 整个调谐器的幅频特性曲线称作总曲线。1~12 频道总曲线要求: (1) 伴音中频 f_{IS} ($30.5MHz$)、图象中频 f_{IP} ($37MHz$) 在 $-3dB$ 以上位置 (2) 曲线凹陷或不平度 $\leq 3dB$ (3) 曲线 $-6dB$ 处带宽应小于或等于 $11MHz$ (图 26b)。

调谐器除能满足曲线要求外还应保证 1~12 频道有 $22dB$ 以上的功率增益及 U 中频道有 $32dB$ 以上的功率增益。

当输入输出阻抗相等时 ($z_1 = z_2$), 用分贝表示的功率增益则等于电压增益。TJS-2 调谐器的输出、输入阻抗均为 75Ω , 所以可用电压来测量功率增益, 测量步骤为: 先将扫频仪带 75Ω 负载的输出电缆和检波输入电缆短路连接, 调节扫频仪输出衰减器的衰减量, 使输出电压幅度等于 5 格, 记下此时衰减 dB 数为 A (图 26c), 然后换上空载输出电缆并按图 26a 连接, 测量其频道的总曲线, 用衰减器调整总曲线的幅度为 5 格, 记下衰减器衰减 dB 数为 B , 被测频道的功率增益为 $K_P(dB) = B - A$ 。

为了测量的准确性, 扫频仪的输出信号应尽量小, 一般置 $-30 \sim -40dB$ 上(约为 $10 \sim 3mV$ 信号电压幅度)。Y 轴幅度旋钮固定于最大幅度位置。

例如测试某频道功率增益时, 衰减器的读数为 $A = 12dB$, $B = 38dB$, 则被测频道的功率增益为 $26dB$ 。



立体声信号发生器原理与制作 (上)

叶 雨

立体声信号发生器通常用作标准信号源, 配合其它仪器来测量立体声收音机或立体声解码器的分离度、平衡度、频响、失真度以及通道串音等特性。因而, 它在立体声音响设备和音响集成电路等许多测量领域中发挥重要作用。对从事立体声音响设备的设计、制造和维修人员来说, 无疑也是十分有用的。

本仪器是根据我国规定的导频制双声道调频立体声广播标准而设计的。与美国 FCC 标准的 Zenith-GE 制一致, 并参考了日本目黑 (MEGERO) 仪器公司生产的 MSG-211FS -I 电路结构。

仪器特点

1. 每一声道 (L 或 R) 可以单独生产, 分离度大于 50 dB。通过对功能开关的选择, 可以得到各种标准的立体声复合信号 (波形参见图 6)。
2. 立体声调制器的失真度很低 (典型值低于 0.05%)。
3. 导频信号与副载波信号的相位稳定性好, 无需校准。
4. 四种内音频调制信号失真度低 (0.05%), 也可用外音频信号调制。
5. 电表量程 100% 与 10% 采用开关转换, 分别用于检测主副信号以及导频信号的调制度。

主要技术指标

I 输入特性

音频范围	50Hz~15KHz, (± 0.5 dB)
单声道输入	
输入阻抗	600 Ω \pm 10% (不平衡)
输入电压	≤ 1 Vrms (在 100% 调制时)
双声道输入	
输入阻抗	10K Ω \pm 10% (不平衡)
输入电压	≤ 1 Vrms (在 100% 调制时)
预加重	50 μ S, 75 μ S
内音频振荡器	
频率	100Hz, 400Hz, 1KHz, 10KHz 四个点频
输出电压	不小于 1Vrms (600 Ω 负载时)
失真度	0.05%
输出阻抗	600 Ω \pm 10% (不平衡)

II 导频信号

频率	19KHz \pm 2Hz
频率稳定度	$< 0.001\%$
输出电压	不小于 1Vrms

III 输出特性

输出电压	0~5Vrms (电路开路时) 连续可调。
输出阻抗	600 Ω \pm 10% (不平衡)
失真度	$\leq 0.1\%$ (100Hz~10KHz)
左、右通道分离度	≥ 50 dB (400Hz, 1KHz) ≥ 45 dB (100Hz, 10KHz)

信噪比	≥ 70 dB (在 100% 调制时)
载波泄漏	≤ -60 dB (在 100% 调制时)

IV 调制度指示电表

100% 满刻度值为 5V, 10% 满刻度为 0.5V (刻度误差 5% 以内)。

V 调频发射器

频率	89MHz, 98MHz 二个点频
最大频偏	± 75 KHz (在 100% 调制时)

立体声编码原理与编码器电路分析

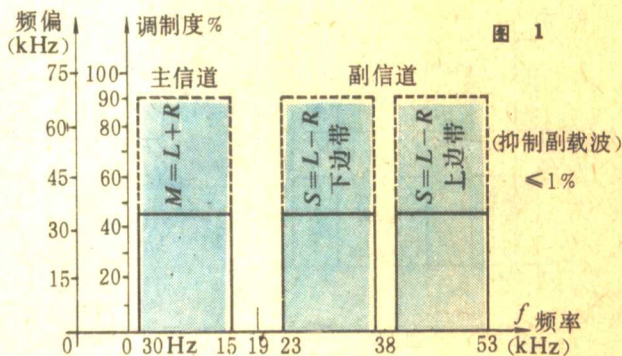
立体声信号发生器实质上是立体声编码器 (或立体声调制器), 就是把具有声像定位信息内容的左声道 (L) 和右声道 (R) 所代表的音频信号进行和与差的变换, 得到和信号 (或叫主信号) $M=L+R$, 以及差信号 $S=L-R$, 并把 S 信号再对 38KHz 的副载波进行载波抑制式的平衡调幅, 它的边带合成波称副信号 $S_m = S \cos \omega t$, 再加上 19 KHz 的导频信号。三者按一定配比进行混合, 就得到按导频制双声道立体声要求编码的复合信号。其数学表达式为:

$$A(t) = \frac{1}{2}(L+R) + \frac{1}{2}(L-R)\cos\omega t + P\cos\frac{1}{2}\omega t$$

$$= \frac{1}{2}M + \frac{1}{2}S\cos\omega t + P\cos\frac{1}{2}\omega t \quad (1)$$

式中 $\omega = 2\pi f$ $f = 38$ KHz (副载波频率), P 为导频信号的幅度。

调制后的频谱如图 1 所示, 主信号具有 30Hz~15KHz 频带, 副信号的频率分布以 38KHz 为中心, 有上、下两



个边带。上边带的最高频率为 53KHz, 下边带的最低频率为 23KHz。由于 38KHz 的副载波在平衡调制中已被抑制掉, 为了使接收机能再产生出与发射的副载波同频同相的同步信号, 必须要在立体声复合信号中同时传送 19KHz 的导频信号, 作为接收机恢复副载波的基准。根据调频立体声广播的要求, 复合信号对主载频的最大频偏量应为 $\pm 75\text{KHz}$, 而主、副、导频三个信号对频偏量的贡献也必须按一定的比例进行分配(参见图 1), 因此, 三者的最大振幅也相应为 M : $S:P=0.45:0.45:0.1$ 。

立体声复合信号通过解调重放, 再现出实际声场中各种声源方位及空间分布。在信号编码与传送的过程中, 任一中间环节产生幅频、相频特性的畸变, 就会导致主、副信号电平比和相位差的变化, 从而引起左、右两路信号相互串扰, 失去立体声临场感和真实感。人们称这一情况为通道“分离度”差。分离度 (Separation) 是立体声广播与接收的重要技术指标之一, 其定义为: 左、右两路信号之间的相互泄漏量。用数学式表达为:

$$Sep = 20 \log \frac{E_{Lo}}{E_{Rc}} - 20 \log \frac{E_{Ro}}{E_{Lc}} = 20 \log \frac{M+S}{M-S} \text{ (dB)} \quad (2)$$

E_{Lo} ——表示只传送左路调制信号(L)时, 在左通道中得到的输出电压。

E_{Rc} ——表示只传送左路调制信号(L)时, 在右通道得到的左路串音信号电压。

类似地R通道向L通道泄漏也有同样的意义。

考虑了主、副信号电平比、相位差等因素, 分离度可表示为:

$$Sep = 20 \log \sqrt{\frac{1+2(\cos\phi)\cos\theta+(\cos\phi)^2}{1-2(\cos\phi)\cos\theta+(\cos\phi)^2}} \quad (3)$$

式中: α 为主、副信号的电平比。

ϕ 为主副信号之间的相位差。

θ 为导频信号与副载波之间的相位差。

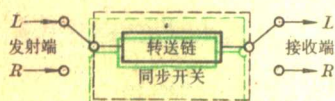


图 2

ϕ 和 θ 都很小时, (3)式可简化成

$$Sep = 20 \log \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (4)$$

显然, 当出现 $\alpha < 1$ 或存在相位差 θ 、 ϕ 时, 分离度将明显下降。

导频制双声道立体声编码方法通常有两种: 一是采用频率分割的矩阵法, 二是按时间分割的开关法。为进一步提高分离度, 在开关法中又派生出采用数字频率合成技术的“软开关”法等等。目前广泛采用的“硬开关法”即用频率稳定性很高的 38KHz 矩形脉冲作为开关信号轮流对左、右信号进行取样, 本仪器就是采用此法(见图 2)。

具体地讲, 就是把 38KHz 的矩形脉冲的正向脉冲开启左路, 让 L 信号通过; 反向脉冲开启右路, 让 R 信号通过。这样, 就能得到开关调制方式复合信号(但必须滤除边带高次谐波)。由于导频信号是后来加入的, 所以现在对复合信号的讨论中不予考虑, 这样(1)式可简化为:

$$A(t) = (L+R) + (L-R)\cos\omega t \\ = L(1+\cos\omega t) + R(1-\cos\omega t) \quad (5)$$

上式的第一项表示一个具有直流成份的副载波信号与左信号 L 的乘积(即对左信号 L 的取样), 第二项表示另一个具有直流成份的反相副载波信号对右信号 R 的取样, 这两项之和构成了复合信号。若用 38KHz 的同步开关信号去解调上述复合信号, 就能还原出相应的 L 信号和 R 信号, 只要采样脉冲满足下列条件:

$$\cos\omega t = 1, \text{ 即 } \omega t = 2n\pi, (n=0, 1, 2, 3, \dots);$$

$$A(t) = 2L \text{ (全部是左路信号)}$$

$$\cos\omega t = -1, \text{ 即 } \omega t = 2(n+1)\pi, (n=0, 1, 2, 3, \dots);$$

$$A(t) = 2R \text{ (即全部是右路信号)}$$

众所皆知, 任何非正弦函数都可以用富里哀级数展开成直流分量和正弦或余弦的各谐波分量的总和, 因此, 上述的一对 38KHz 矩形脉冲 $f_L(t)$ 和 $f_R(t)$ (图 3), 若振幅 $A=1$, 则

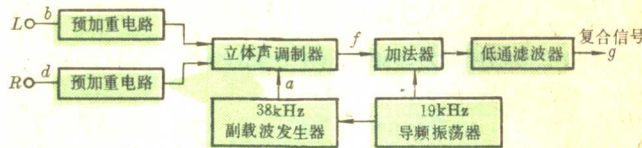


图 4

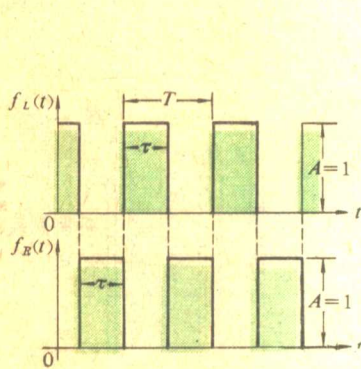


图 3

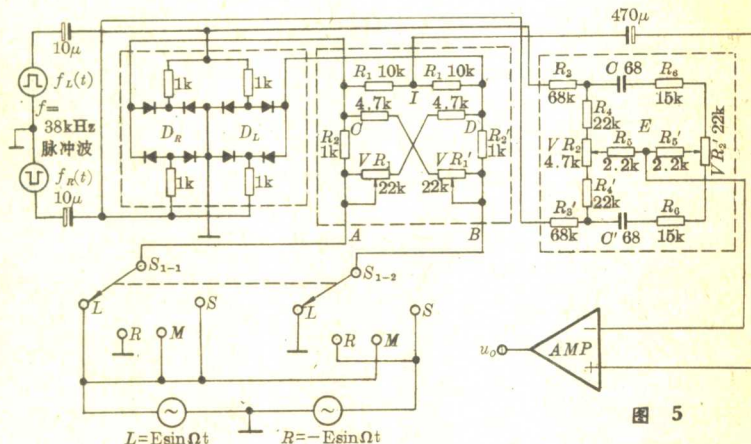


图 5

可展开成:

$$f_L(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{1}{3} \frac{2}{\pi} \cos 3\omega t + \dots \quad (6)$$

$$f_R(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{1}{3} \frac{2}{\pi} \cos 3\omega t - \dots \quad (7)$$

它们分别对L和R信号取样(即数学上的相乘),并略去三次以上的各谐波分量,得

$$\begin{aligned} A'(t) &= Lf_L(t) + Rf_R(t) \\ &= \frac{L}{2} + \frac{2L}{\pi} \cos \omega t + \frac{R}{2} - \frac{2R}{\pi} \cos \omega t \\ &= \frac{1}{2} (L+R) + \frac{2}{\pi} (L-R) \cos \omega t \end{aligned} \quad (8)$$

(8)式为开关编码得到的复合信号数学表达式,它与理想的复合信号(1)式相比,只有一点差异:即主、副信号的电平比(或叫振幅比) $\alpha = S/M$ 不再保持1了。

$$\alpha = \frac{2/\pi}{1/2} \approx 1.27 \text{ 倍}$$

相应的分离度为:

$$S_p = 20 \log \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right) \approx 18 \text{ dB}$$

分离度低的原因主要是两个取样脉冲的直流成分与基波振幅不等造成的,它与所选定的脉冲性质有关,脉冲选定后就不能变,为了提高复合信号的分离度,必须在开关编码中加入

适当的左、右信号的补偿分量,使 $\alpha \approx 1$ 。

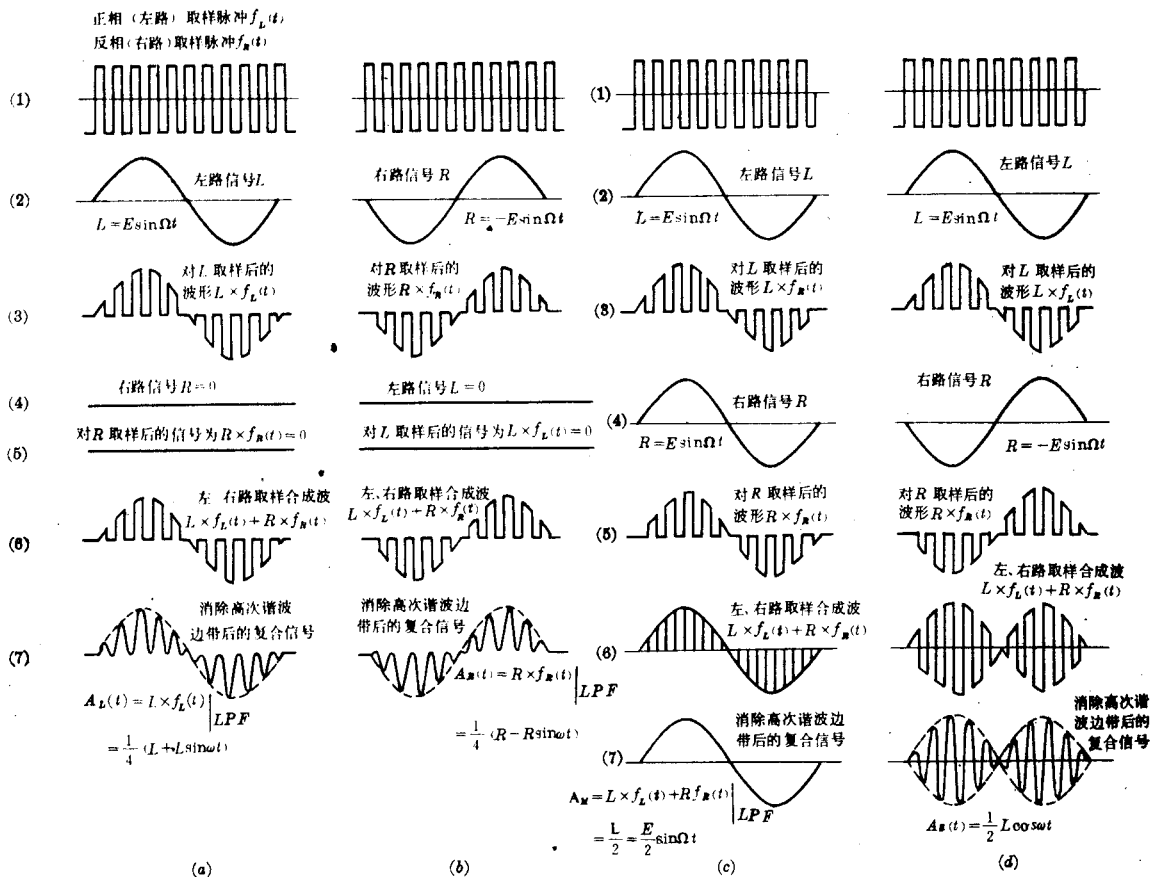
开关编码的简化框图如图4所示。编码前,首先对L和R信号进行50 μ S(或75 μ S)的预加重处理,以提高传送和接收过程中高频段信噪比,38KHz和19KHz的两个同步脉冲信号是由76KHz晶体振荡器输出的方波经分频后取得,而19KHz的正弦波由方波/正弦波变换器产生,再经相位校正后,送入加法器中混合。由于在开关编码的实际电路中,并不存在主、副两个通道电路。故主、副信号的相位差 θ 实际上是很小的。分离度仅与 α 和 ϕ 有关,这就不难理解在开关编码电路中为什么要加入电平补偿电路(电阻矩阵网络)和导频相位校正电路了。经加法器混合后的复合信号中,由于含有很多高次谐波分量,还必须通过低通滤波器(LPF)滤除,才能获得较为理想的立体声复合信号。

开关编码矩阵电路有三个基本单元(见图5):

(1)取样电子开关由两组桥式二极管阵列(D_L 与 D_R)构成,分别用于对L和R信号的取样。

(2)补偿电路由对称结构的矩阵电阻网络 R_1 、 R_2 、 VR 等组成,对主、副信号的振幅进行补偿,用于调节分离度指标。

(3)卸载波抑制电路由 R_3 、 R 、 VR_2 、 C 、 R_5 、 R_6 等组成该阻抗网络从38KHz方波中取得补偿信号,通过对电位器 VR_2 和 VR_3 的调节,使复合信号中的副载波泄漏信号得到完



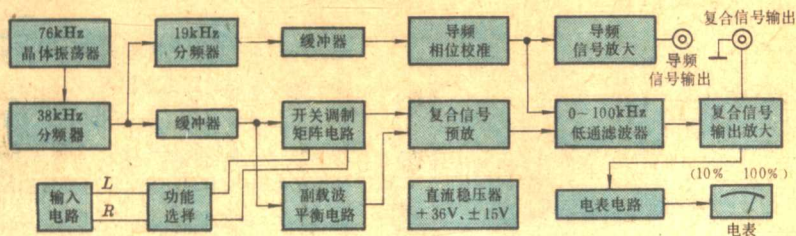


图 7

全抑制。

当频率为 38KHz 的两个相位相反的矩形脉冲加到两极管电子开关 D_L 和 D_R 时, 设前半周 $f_L(t)$ 为高电平, $f_R(t)$ 为低电平, 则 D_L 的四个两极管导通, D_R 的四个两极管断开, 相当于电路中“D”点接地, “C”点浮置, 假如这时功能开关“ S_1 ”置在 L 信号的位置上(注意 $L = E \sin \Omega t$), “A”点与 L 信号接通, “B”点与“地”连通。因此, L 信号只能沿 A-C-I 路线送往放大器 AMP 的同相输入端, L 信号经过两次分压后, 输出幅度为:

$$L' = L \cdot \frac{VR}{R_2 + VR} \cdot \frac{R_1}{2R_1} = \frac{1}{2} mL$$

式中 $m = VR/R_2 + VR < 1$

设后半周到来时, $f_R(t)$ 为高电平, $f_L(t)$ 为低电平, 电子开关 D_R 中的四个两极管导通; D_L 中的四个两极管断开。相当于“D”浮置, “C”接地, L 信号只能沿 A-D-I 路线送往放大器 AMP 反相端, 它经两次分压后的信号幅度为:

$$L'' = L \cdot \frac{R_2}{R_2 + VR} \cdot \frac{R_1}{2R_1} = \frac{1}{2} (1-m)L$$

因此, 在一个周期内得到的复合信号为

$$\begin{aligned} A_L(t) &= L'f_L(t) + L''f_R(t) \\ &= \frac{1}{2} mL \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right) + \frac{1}{2} (1-m)L \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right) \\ &= \frac{1}{4} L + \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) L \cos \omega t \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{令 } \frac{1}{4} L = \frac{2m_0-1}{\pi} L$$

$$\text{所以 } m_0 = \frac{1 + \pi/4}{2} \approx 0.893 \quad (10)$$

当 $R_2 = 1K\Omega$ 时, 可计算出 $VR \approx 9K\Omega$ 能使复合信号中主、副信号的电平比 $\alpha \approx 1$, 达到提高分离度的目的。

若功能开关“ S_1 ”置在 R 位置上, 此时“A”点接地, “B”点接 R 信号, $f_L(t)$ 和 $f_R(t)$ 两个取样脉冲分别作用相应的电子开关一次后, 同理可得到如下的标准复合信号:

$$\begin{aligned} A_R(t) &= \left(\frac{1-m}{2} \right) R \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right) + \frac{mR}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right) \\ &= \frac{1}{4} R - \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) R \cos \omega t \end{aligned}$$

可以看出(11)式与(9)式具有相同的系数。当 $m_0 = 0.893$ 时 $A_R(t)$ 复合信号中主、副信号的电平比 $\alpha \approx 1$ 使分离度提高。

若功能开关置在 M 位置上, 令 $M = L = E \sin \Omega t$, “A”和“B”点均与 M 送入的音频信号相连, 由于矩阵网络完全对称, 运用叠加原理, 在一个周期里“I”点上得到的复合信号为:

$$A_M(t) = \eta M \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right) + \eta M \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t \right)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\eta M}{2} + \frac{2\eta M}{\pi} \cos \omega t + \frac{\eta M}{2} - \frac{2\eta M}{\pi} \cos \omega t \\ &= \eta M = \frac{1}{2} M = \frac{1}{2} L = \frac{E}{2} \sin \Omega t \\ \eta &= \frac{1}{2} m + \frac{1}{2} (1-m) = \frac{1}{2} \end{aligned}$$

可以看出, 功能开关处于 M 位置得到的标准复合信号 $A_M(t)$ 是一个由主信号 M 决定的音频信号。显然这是与单声道信号兼容的。

若功能开关 S_1 置于 S 位置上, “A”点接在 L 信号上, “B”点接在“R”信号上, 设 $R = -L$, 利用叠加原理, 当考虑 L 信号输入时, 可把 R 信号源视为接地; 对之, 当考虑 R 信号时也可能把 L 信号源视为接地, 这样在“I”点上得到的复合信号应是:

$$As_1(t) = \frac{L}{4} + \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) L \cos \omega t$$

$$As_2(t) = \frac{R}{4} - \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) R \cos \omega t$$

$$\because R = -L \quad \therefore As_2(t) = -\frac{L}{4} = \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) L \cos \omega t$$

一个周期里的复合信号应为:

$$As(t) = As_1(t) + As_2(t) = 2 \cdot \left(\frac{2m-1}{\pi} \right) L \cos \omega t$$

$$\text{当 } m_0 = 0.893 \text{ 时, 即 } \frac{2m_0-1}{\pi} \approx \frac{1}{4},$$

$$As(t) = \frac{1}{2} L \cos \omega t = \frac{E}{2} \sin \Omega t \cos \omega t$$

显然, 标准复合信号 $As(t)$ 是用正弦信号 L 对副载波进行平衡调制的合成波, 即副信号 S_m 。

上述常用的四种标准复合信号的合成过程和波形见图 6。在编码过程中, 较强的 38KHz 矩形脉冲作用于电子开关, 它难免要泄漏到复合信号中去, 通过副载波抑制电路可以得到相位和幅度都可以调整的 38KHz 补偿信号, 加到后续的前置放大器的反相输入端上, 从而抵消复合信号中的副载波泄漏分量, 以达到抑制的目的。

整机电路介绍

本机电路框图如图 7 所示, 现结合它的完整电原理图(图 8)一并加以说明。

1. 直流稳压电源

由三端固定电压输出集成稳压器 SW7815 和 SW7915 提供 $\pm 15V/200mA$ 的稳压电源; 由 $8BG_1 \sim 8BG_3$ 和恒流管 $8BG_4 \sim 8BG_6$ 10 等组成 $+36V/100mA$ 串联型稳压器。三组电源的纹波电压均小于 $10mV$ 以下, 并具有低于 $50m\Omega$ 的内阻。电源指示

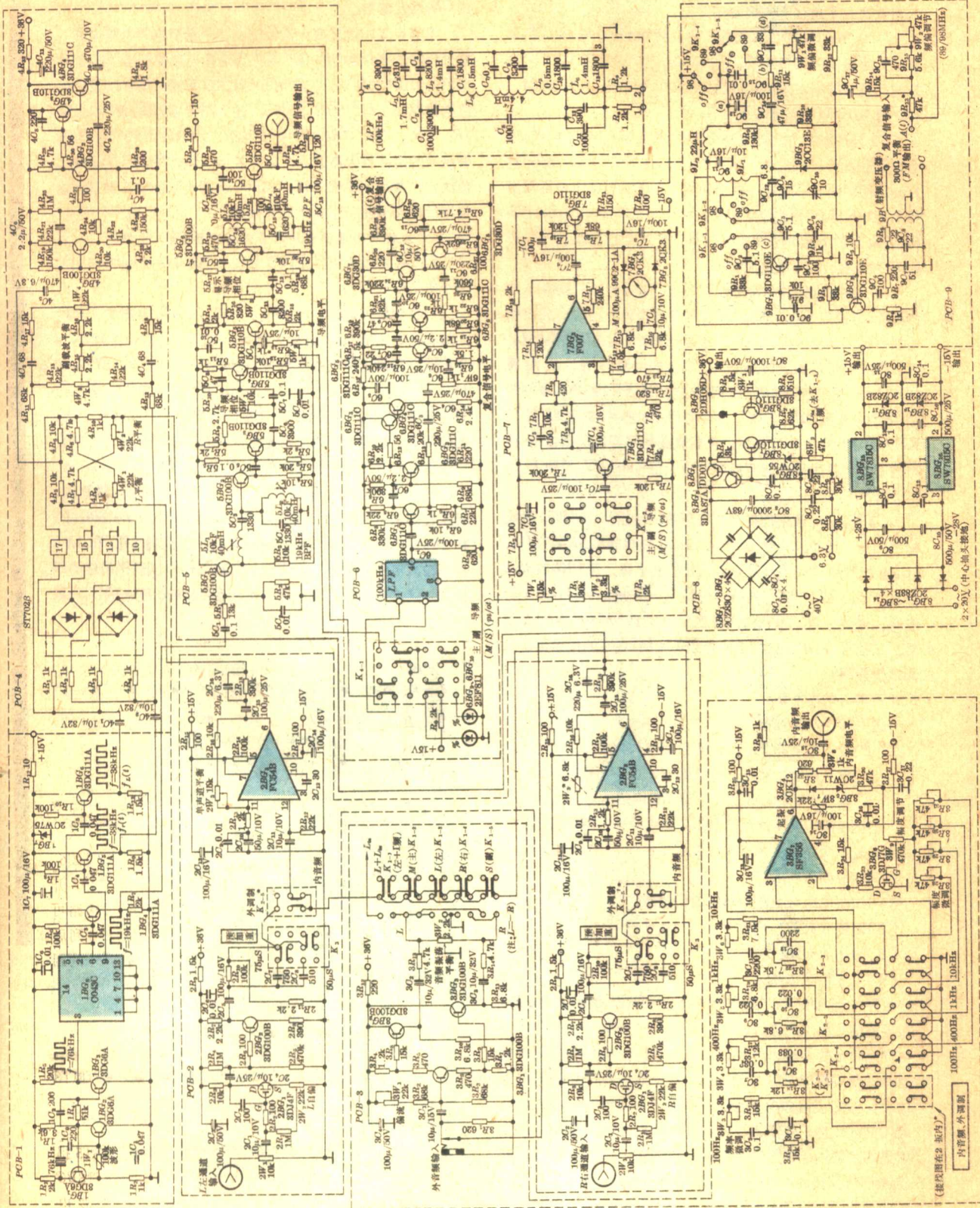


图 8

灯接在 ±36V 的输出电路上，因此，若整流电路及电源变压器有任何故障，在接通电源后，指示灯将不亮。

2. 副载波和导频信号产生电路

(1) 76KHz 晶体振荡器 由晶体管 $1BG_1$ 和 $1BG_2$ 组成直耦式黑格尔(HEGNER)振荡电路，它产生频率为 76KHz 方波，振荡频率主要由石英晶体决定，频率稳定度较高。 BG_3 对 76KHz 方波起整形作用。

(2) 分频器 由 CMOS 双 D 型触发器 C043C 构成，两个 D 型触发器串联起来，连成两个“二分频”电路，76KHz 方波从③脚输入，经第一次分频后，在⑥脚与⑨上分别输出频率为 38KHz 而相位彼此相反的两个矩形脉冲波，再经 $1BG_5$ 和 $1BG_6$ 射随器缓冲后输出。在第二分频器的⑥脚上产生 19KHz 波，经 $1BG_4$ 缓冲后输出。

(3) 波形变换器与导频相位校准 由 $1BG_4$ 射极输出的 19KHz 方波经 $5R_1$ 、 $5C_1$ 、 $5R_2$ 阻容比例积分网络，先滤除一部份高次谐波分量，由 $5BG_1$ 缓冲后馈给 $5C_2$ 、 $5L_1$ 、 $5C_3$ 、 $5L_2$ 、 $5C_4$ 组成的带通滤波器滤去二次以上的谐波分量，从而将 19KHz 方波变成了较理想的正弦波。该信号由 $5BG_2$ 缓冲并经 $5BG_3$ 分相和 $5R_9$ 、 $5W_1$ 、 $5C_6$ 等组成的移相放大器对 19KHz 的导频相位进行调节。使副载波与导频信号相位保持严格同步，以提高分离度指标。导频信号经 $5BG_4$ 缓冲后由电位器 $5W_2$ 送出。

(4) 显示导频相位校准与导频放大输出 由 $5BG_4$ 射极输出的另一路导频信号送往由 $5BG_5$ 分相器和 $5R_{10}$ 、 $5W_3$ 、 $5C_{11}$ 移相网络构成的显示导频相位校准电路，经 $5BG_6$ 放大和 $5L_3$ 、 $5C_{14}$ 、 $5L_4$ 、 $5C_{15}$ 的带通滤波器进一步滤除 19KHz 以上所有高次谐波分量，以获得失真度很小的 19KHz 标准正弦信号。该信号经 $5BG_7$ 射极送到导频输出插口(它的用途留在应用部份介绍)。

3. 开关调制矩阵电路

这一部份电路包括：

- (1) 模拟电子开关——由两极管阵列构成；
- (2) 电平补偿电路——由电阻矩阵电路构成；
- (3) 副载泄漏抑制电路——由 RC 网络构成。

上述电路在编码原理中已作了详细分析，不再赘述。

4. 滤波复合信号放大和电表指示电路

这一部份电路包括：

- (1) 加法电路与 100KHz 低通滤波器；
- (2) 前置放大器；
- (3) 输出放大器；
- (4) 电表指示电路。

通过电阻网络 R_a 、 R_p 分别把开关调制器输出的合成信号和导频信号相加，再通过功能开关 K_{1-1} 实现“主一副”信号与导频信号的切换。由 L_{1-6} 和 C_{1-13} 组成 100KHz 延迟补偿型低通滤波器(LPF)在通带内具有十分平坦的幅频与相频特性，它能滤除复合信号、副载波平衡调制信号、导频信号中高频成份，对于提高复合信号本身的分离度具有十分明显的效果。合成信号由 $6BG_1 \sim 4$ 前置放大器进行预放，放大量同负反馈的深度 $6R_{13}/(6R_6+6R_7)$ 有关，由 $9W_1$ 电位器来调节复合信号输出的电平，最后，经 $6BG_5 \sim 6BG_8$ 输出放大器把复合信号放大到 $5V_{rms}$ ，电路中 $6BG_8$ 管为恒流源，

是射随器 $6BG_7$ 的射极负载，输出放大器有很稳定的放大量，它仅与负反馈深度 $[(6R_{25}/6R_{20})+1]$ 有关，复合信号由 CK_6 插孔输出。

电表电路由输出放大器输出的信号送到电表量程电路，经分压后的信号由“主一副”与导频选择开关控制量程信号 100%、10% 的接入，它同时接通 LED 发光两极管以显示相应的量程指示灯(100%、10%)，输入信号由 $7BG_1$ 缓冲后，经 $7R_7$ 、 $7R_8$ 、 $7R_4$ 、 $7R_9$ 频率补偿网络，用运放 F007 和 $7BG_3$ 管组成的闭环放大器放大，放大量由 $7R_{15}(7R_{16})/7R_{13}$ 的比值决定，并用两极管 $7BG_4$ 与 $7BG_5$ 进行全波检波，其直流量值由电表 M 指示出信号的有效值。

5. 左、右输入通道放大和内音频振荡器(输入电路)

左、右声道放大器和内音频信号振荡器的简化方框图如图 9 所示。

(1) 音频输入电路 由 $3BG_1$ 、 $3BG_2$ 、 $3BG_3$ 等组成。其输入端有外音频输入插口(输入阻抗为 600Ω)，电路中 $3BG_1$ 为分相器，它输出两个幅度相等、相位相反的信号， $3BG_2$ 和 $3BG_3$ 为射随器，起缓冲作用。输出信号最后经 $3R_{13}$ 、 $3R_{14}$ 和 $3W_2$ 组成的音频平衡电路后，送往后级左、右声道放大器。电位器 W_2 对调节通道分离度也有明显的作用。使用内音频振荡信号或者使用外接音频信号源，可以于输入端选择。

(2) 外调制输入 本电路用于左、右两路外调制信号输入。所设置的两路前置放大器结构相同，均由 J-FET $2BG_1$ 的和 $2BG_2$ 组成，在每一路电路中都设有电位器 $2W_1$ 和 $2W_2$ 调节输入电平，即调整 $2BG_1$ 管的直流工作点以获得最佳的线性工作区。放大后的输出信号要进行 $50\mu s$ 或 $75\mu s$ 的预加重

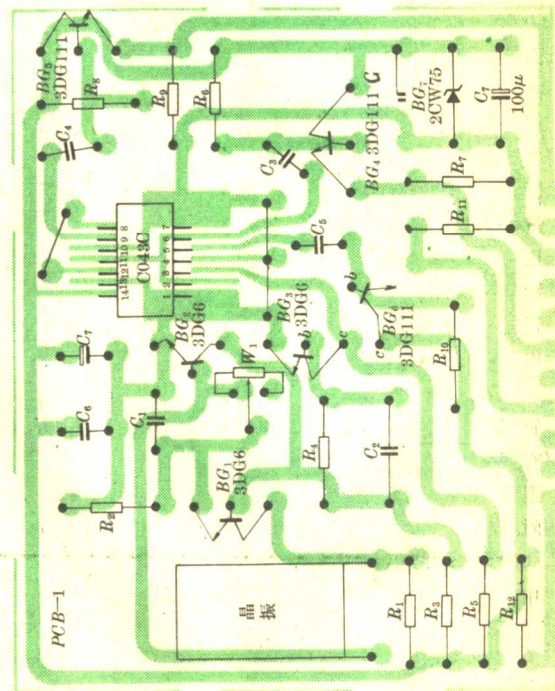


图 12

处理,最后通过切换开关送到左、右声道放大器输入端。切换开关与内音频振荡器频率选择开关合用。当所有“频选”开关推键都抬起时,内音频振荡器停振,放大后的外调制信号才与后续的放大器连通。

(3)左、右声道放大器 音频输入插口或外调制输入插口输入的调制信号,分别送到由集成运算放大器构成的左、右声道放大器,输出信号加到开关调制矩阵电路。左声道放大器中包括一个单声道平衡电位器,用于增益调整。

(4)内音频振荡器 这是一个由高输入阻抗运算放大器SF365和文氏电桥网络组成的正弦波振荡器,并由 $3BG_4$ 、 $3BG_5$ 、 $3R_{26}$ 、 $3W_9$ 和 $3W_7$ 、 $3R_{24}$ 、 $3BG_6$ (J-FET)组成自动稳幅电路。振荡器的输出失真很小,其中电位器 $3W_7$ 可校准失真度, $3W_8$ 校准输出幅度。四种内音频输出用一组互锁推键开关选择,文氏网络中设有电位器 $3W_{3-6}$,用于校准相应的振荡频率准确度。

6. 调频发射器

调频发射器由调频振荡器($9BF_1$),缓冲输出级($9BG_2$),拉杆式鞭状发射天线(TX)和射频平衡输出变压器组成。

调频振荡器实质是一个变容管调频的柯尔毕兹型振荡电路,它的等效电路如图10所示。由于反馈取自电容 $9C_1$ 两端, $9C_1$ 对高次谐波阻抗很小,可将高次谐波短路到地,故输出波形好。

振荡频率 f_0 由下式决定:

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{9L_1 \left(\frac{9C_1 9C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \right)}$$

式中 C_3 在实际电路中:

$$C_3 = \frac{9C_6 \cdot 9C_7}{9C_6 + 9C_7} + \frac{9C_8 Cd}{9C_8 + Cd}$$

本发射器有两个射频(89和98MHz)可供选择,只要按下面板上的推键开关,就能改变回路电感 L ,达到变换频率的目的。可变电容 $9C_{10}$ 用来进行频率微调。立体声信号发生器的输出信号经调制输入电路加到具有直流反偏电压的变容管 $9BG_3$,实现频率调制,最大频偏量应控制为 ± 75 KHz(图11为等效电路),应该指出,变容管两端不但加有直流偏压与调制电压而且还叠加了一个高频振荡压,若高频振荡电压过大,则有可能进入正向区工作的危险,为了避免发生这种现象,可用一个小电容 C_2 与变容管串联(参见图11),以适当衰减高频电压,同时还可以压缩频偏量和减小变容管结电容温漂对槽路谐振频率的影响, C_2 越小,这种效果越明显,振荡频率亦越稳定,但频偏也将随之减小, C_2 和变容管参数可根据实际需要加以选定。

有关本仪器各单元电路的部分印板图,仪器的校准方法和典型应用将在下一辑刊载。图12~16为部分印板图。

附:100KHz LPF中的电感数据:

- 所有电感均采用LA250: GU-14-2000罐形磁芯结构。其中
- ① 4.4mH: 62T/ $\phi 0.13$ m/m(双线并绕)。
 - ② 1.4mH: 74T/ $\phi 0.15$ m/m
 - ③ 7mH: 83T/ $\phi 0.15$ m/m
 - ④ 0.5mH: 40T/ $\phi 0.15$ m/m

19KHz BPF 电感线圈采用上无廿八厂生产的10KF-40mH产品。

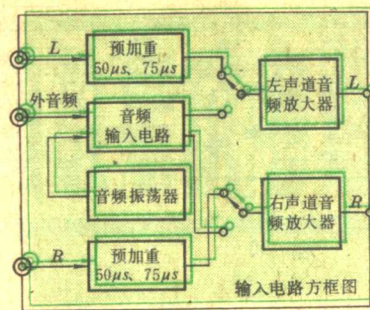


图 9

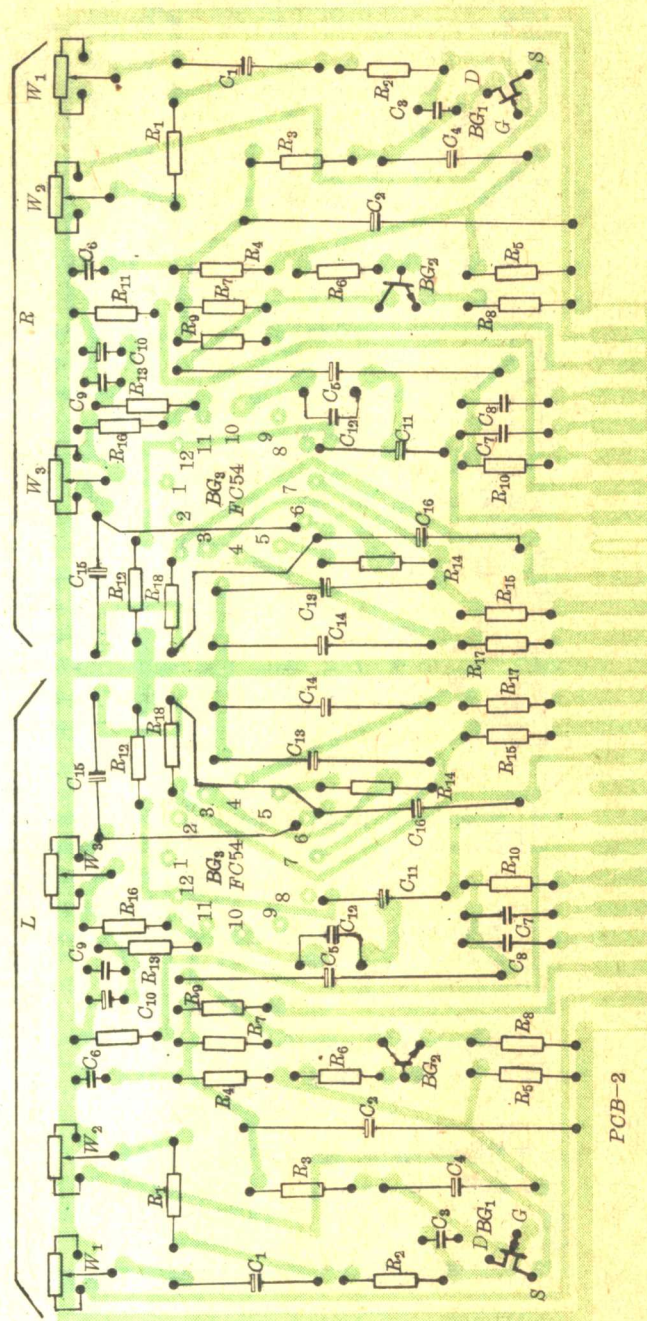


图 13

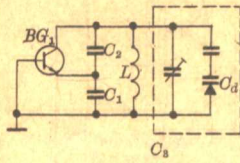


图 10

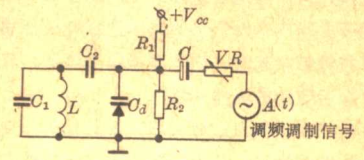


图 11

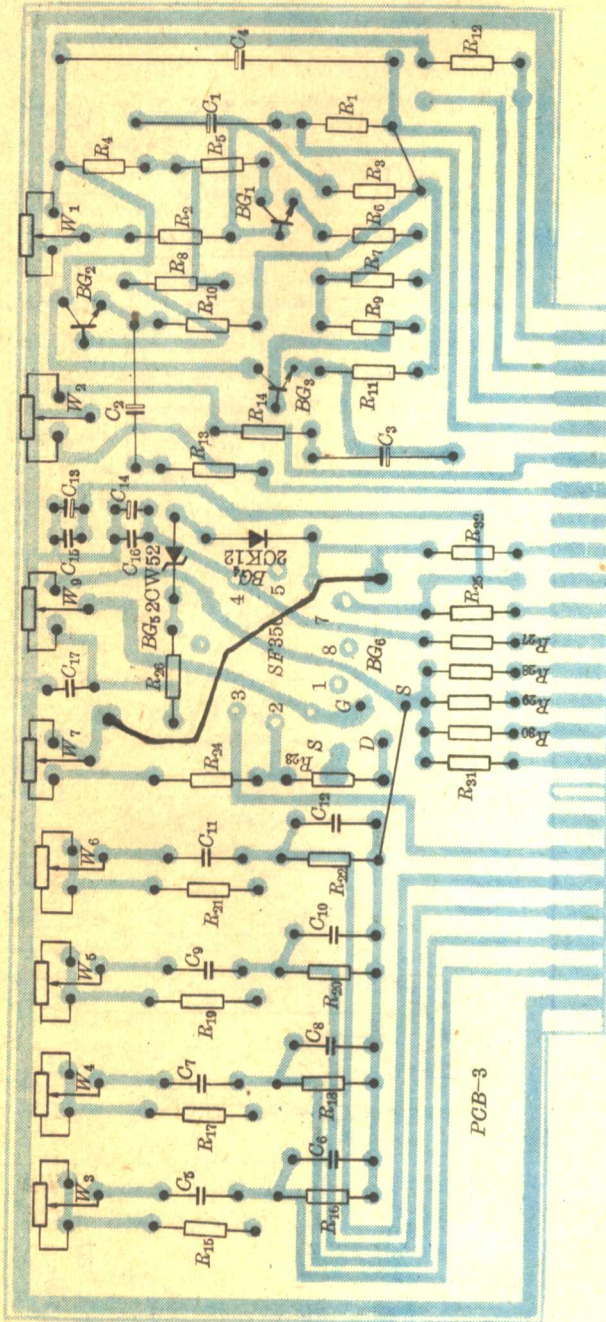


图 14

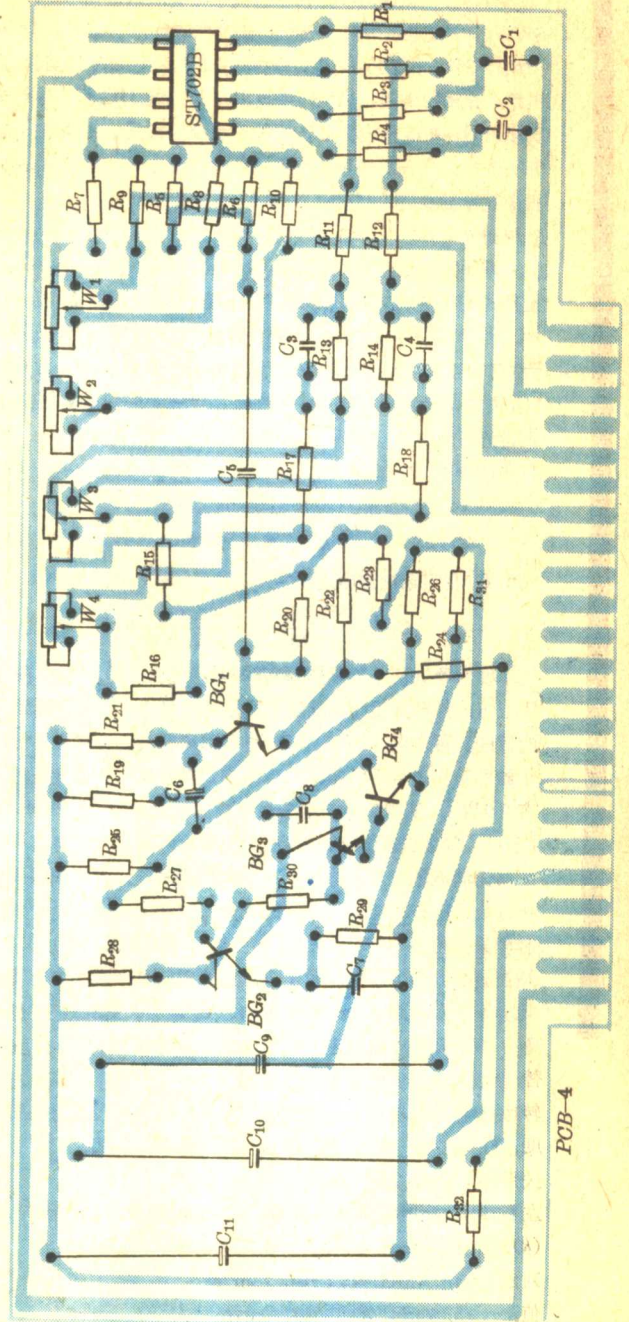


图 15

(下转第42页)