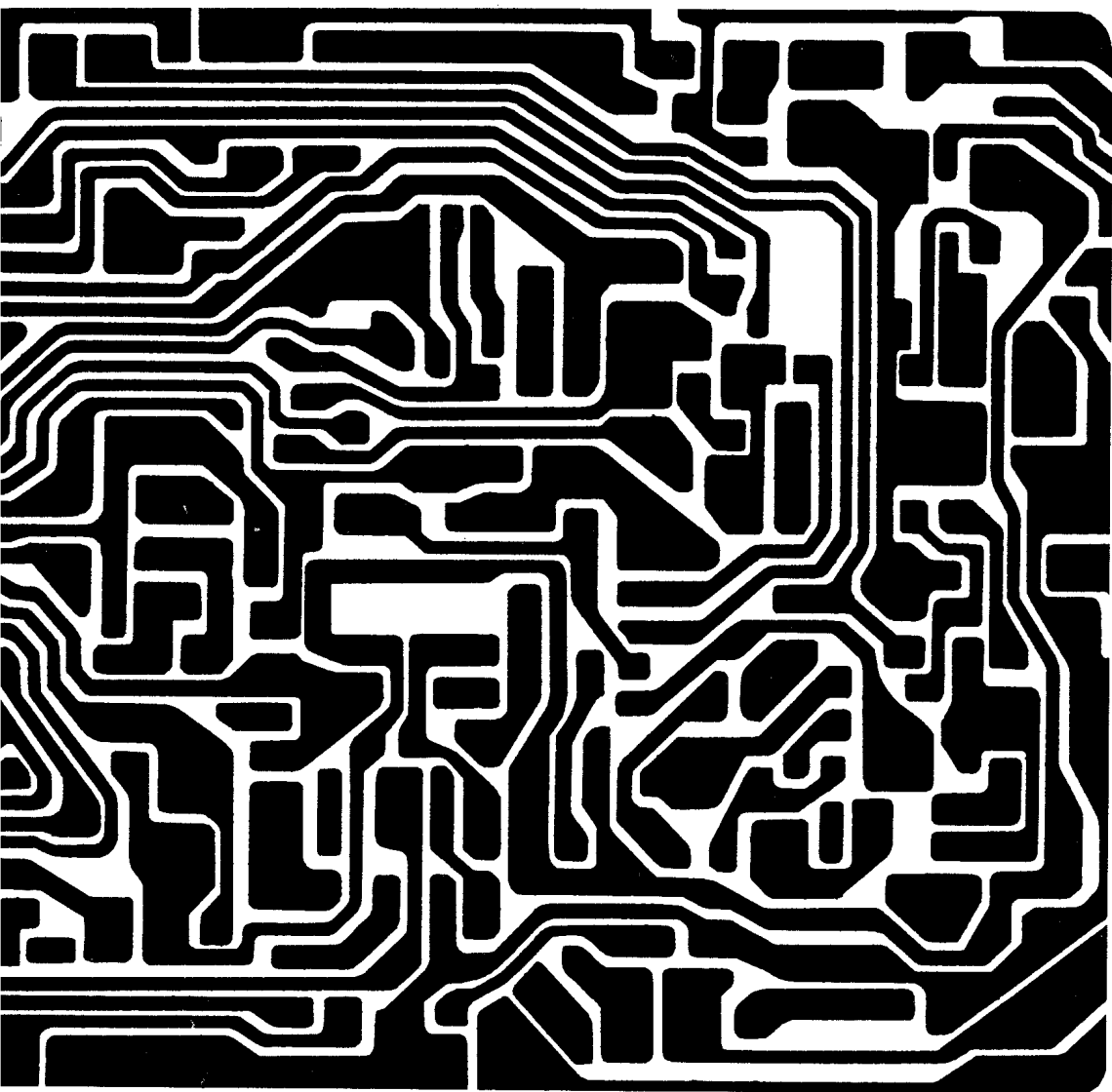


《音响与电视》丛书



赵忠卫 等编著

进口彩色电视机 电路分析与维修

上海翻译出版公司

内 容 提 要

以往出版的有关电视机修理的书籍或图册,大多仅为资料的堆砌,并不解渴,不无遗憾。本书重点在分析与维修的结合。综合了十几位修理技术人员的丰富实践经验,对众多流行于国内的彩色电视机机种进行了详细的介绍,图文并茂,资料详细;适合中国读者的口味。本书一反仅仅抄录进口机维修资料的老程式,是一本颇具新意的实用维修手册。(附插图)

《音响与电视》丛书

进口彩色电视机电路分析与维修

赵忠卫 等编著

上海翻译出版公司

(上海复兴中路 597 号)

新华书店上海发行所发行 上海市印三厂印刷

开本 787×1092 1/16 印张12.25 插页28 字数 522,000

1989 年 12 月第 1 版 1989 年 12 月第 1 次印刷

印数 1—30,600

ISBN 7-80514-383-8/TN·41

定价: 7.25 元

目 录

1. 日立 CPT2001SF/CPT2008SF
直角烟面彩电电路介析赵忠卫(1)
2. 夏普 C-1820CK彩电原理、检修
与调试陈启增 蔡国清(36)
3. 夏普 18 英寸彩电(组装)故障检修
实例孙文浩(46)
4. 夏普 C-1411DK 彩电开关式稳
压电源电路分析陈文伟(57)
5. CTP-236D 电源单元阚家溪(59)
6. CTP-236D 扫描单元方予琼(64)
7. CTP-236D 图像、伴音单元...陈景良(67)
8. CTP-236D 彩色通道阚家溪(74)
9. 日立CTP-236D 彩电的调整
.....许志祥编译(84)
10. 日立 CTP-236D 彩电故障检修
两例.....喻有志(92)
11. 日立 CTP-236D 彩电故障一例
.....张 弘(93)
12. 日立 CRP-450D、CTP-236D
彩电的常见故障分析及维修
.....上海第一电视机修理部(94)
13. 日立彩电逃台故障顾维民(100)
14. 使用 NP8C 机芯的日立彩电电
源故障检修蒋跃农(101)
15. 日立彩电三种 F 信号分离电路
.....赵忠卫(102)
16. 日立彩电 Y 信号箝位电路综述
.....赵忠卫(107)
17. 东芝 C-2021Z、C-2021Z/B 彩
电故障检修陈 琚(113)
18. 东芝 C-1421Z 型彩电无彩色故
障的查寻徐伟立(114)
19. SONY 彩电中 GCS 行 输出管损
坏后的替换郑学文(116)
20. 天虹 RC-141D 彩电电源... 王莹丽(117)
21. 联邦德国罗兰士 (ITT)26 英寸
彩电故障检修林兴为 汤 巍(119)
22. 自制彩电集成块散热片陈少勇(120)
23. NTSC 制彩电改 PAL 制实验
.....张振华(121)
24. TA7193P 的原理与使用中的接
口资料.....张振华(127)
25. NTSC 制彩电改 PAL-D、PAL-S
制实验.....郑 青(131)
26. NTSC制改PAL制实验续谈 郑 青(144)
27. NTSC 改 PAL 实验综述——高频、
中频及视频电路郑 青(153)

1. 日立CPT2001SF/CPT2008SF 直角烟面彩电电路分析

赵 忠 卫

日立CPT2001SF和CPT2008SF彩电是日立公司1984年开发的采用统一机芯(NP84C)系列彩电的两个型号。CPT2001SF与CPT2008SF的唯一差别是后者多了一个双制式伴音自动变换电路。整机电路如图1所示(见插页)。日立NP84C系列彩电有18吋和20吋两种规格,8种机型。它们分别是CPT1801SF、CPT1805、CPT1808SF、CPT1818、CPT2001SF、CPT2005、CPT2008SF和CPT2018。这些型号的电视机电路大体相同,均采用新型的直角平面彩色显像管,电路比1982年开发的彩电有较大的改动,功能和性能都有较大幅度的提高,归纳起来有以下一些特点:

1. 凡型号后面带有SF字样的均采用了新型的SF显像管。这种显像管的亮度比一般显像管提高了20%。SF有两层意思:其一是Smoked Face(烟面)。这种显像管的屏幕玻璃与一般显像管的玻璃不同,它采用对光吸收率较高(50%)的玻璃来做屏幕(称作烟面),从外表看,它比一般屏幕玻璃的颜色深一些。由于屏幕玻璃对光的吸收率较大,因此在观看电视节目时,外界的光照在屏幕上时,除了4%的光被屏幕外表面直接反射出去之外,穿入屏幕玻璃中去的光有一半将被屏幕玻璃吸收,这样到达屏幕玻璃内表面的反射光只余下了48%,屏幕玻璃内表面的反射率一般为40%,这样反射出现来的光大约只占入射光的18.4%。这反射光再经屏幕玻璃进入空间,又要被屏幕玻璃吸收掉50%,最后从屏幕表面反射出来的外界入射光只占入射光的9.2%,如图2所示。提高屏幕玻璃对外界光的吸收率的目的是提高图像的对比度。由于这种显像管的亮度比一般的显像管提高了20%,因此用

$$\frac{\text{发光亮度} + \text{反射光亮度}}{\text{反射光亮度}}$$

来定义对比度的话,那么这种SF显像管的对比度比一般彩色显像管的对比度提高大约50%。因此采用这种显像管的电视机,图像暗部的复现性高,对比度更加鲜明,因而色彩也更鲜艳。

SF型显像管另一层含义是Square Flat。意即

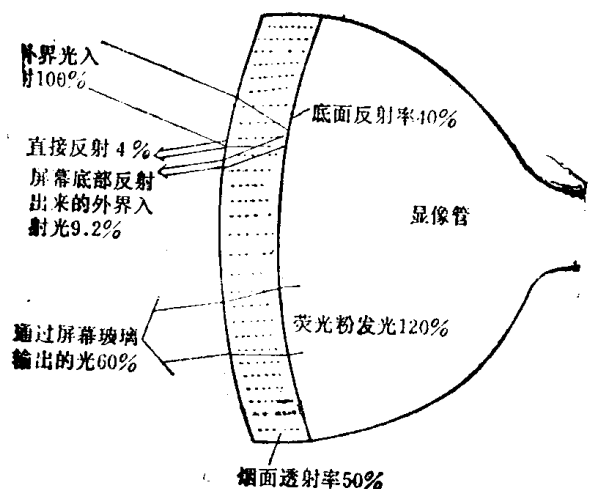


图 2

正方形平面或者说直角平面。这种显像管把屏幕的四角由原来的圆角变成直角。使屏幕四角的有效视觉面积有所增加,使原先18吋的显像管具有19吋的效果,20吋的具有21吋的效果。SF型显像管还具有不需预热,快速启动的特点,能在5秒钟内正常发光,而一般彩色显像管正常发光则需要十秒时间。

2. 在行输出变压器中采用了被称为Sprit的热稳定性很好的高高压二极管,以改善行输出变压器的可靠性。

3. 采用了两块大规模集成电路,其中一块是由日立公司开发的,型号是HA11485NT。它包含图像中放、伴音中放、图像检波、伴音鉴频和AGC电路及有关辅助电路。另一块是由日本三菱公司开发的M51338SP。它包括视频放大、色度处理、Y信号处理和行、场扫描信号发生电路。采用大规模集成电路使整机的可靠性和稳定性都有很大提高,维修也更为方便。

4. 采用微机控制整机的工作,并能将节目预置位置的编号显示在显像管的屏幕上。选台调谐采用电压合成器,并能将预置的频道贮在存储器中,能预置12个频道的节目。一旦预置完毕,日后的操作使用十分简便。由于取消了以往的电位器记忆调谐电压和用

开关切换预置频道的预选电路，因而排除了电路中的机械触点而引入的接触噪声。

5. 机中设置了视频信号输入、输出插口，可直接与摄像机、录像机配接。

从整机电路可见该机采用 ET-563A 调谐器。这是一种超小型调谐器，它只比火柴盒大一些，并采用电压合成式选台电路。中放和伴音电路采用一块大规模集成电路 HA11485ANT，只要外陪伴音功放电路就能推动扬声器工作。色度电路，亮度电路和行、场扫描电路的小信号电路以及同步系统都被集成在 HA11509(或 M51338、HA51338)大规模集成电路中。该机的行扫描输出级采用含阻尼二极管的行输出管，场输出级则采用自举升压式输出电路，能保证在 25V 低压供电条件下，输出足够的扫描电流。控制系统由遥控器、控制按钮和微处理器 M50161-554SP 构成，使整机的控制简便可靠。由于排除了传统的机械触点开关，因此也就消除了开关切换时所带来的噪声干扰。机内还配有可与录像机音频、视频输出或输入端直接连接的接口电路，并采用光电耦合器来克服被联接两机

之间可能出现的电源短路现象。下面根据电路的信号流向顺序介绍各单元电路的工作原理供维修时参考。

一、调谐器电路

CPT2001SF/CPT2008SF 彩电采用 ET-563A 超小型调谐器，其电路如图 3 所示(见插页)。它由 VHF 和 UHF 两部分电路组成。通过变换电压输入端子上的开关电压来切换频段，如表 1 所示。

调谐器的两个波段使用同一个天线输入插座。由天线送来的 VHF 或 UHF 波段的信号由电路内的滤波器来分配，滤波器电路如图 4 所示。从图中可见： L_{21} 、 C_{07} 构成了一个倒 L 型 K 式低通滤波器，通频带范围为 0~223MHz。其作用是让 VHF 波段 1~12 频道的信号进入，而不让 UHF 波段的信号进入。 F_{01} 是一个高通滤波器，其通频带范围为 48MHz~ ∞ 。它的作用是阻止低于 48MHz 的信号进入，有利于提高接收机的中频抗干扰能力。低通滤波器和高通滤波器串联使用时，具有带通特性，其通带范围如图 5 所示。电路中的 C_{08} 和 L_{01} 构成了一个 K 式高通滤波器，

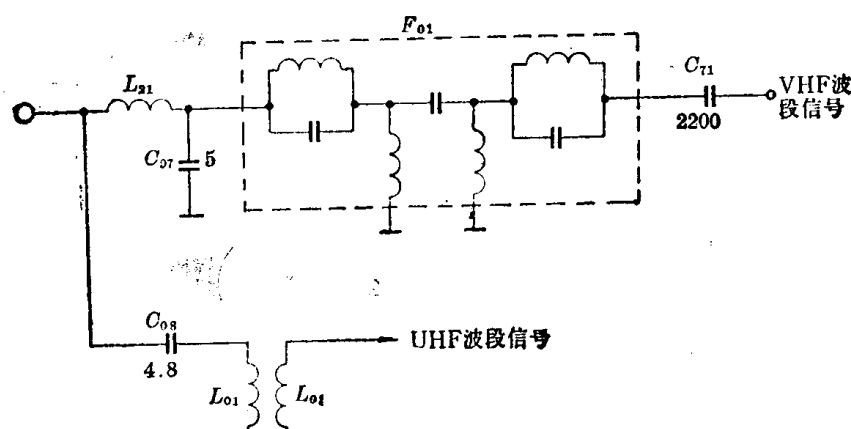


图 4

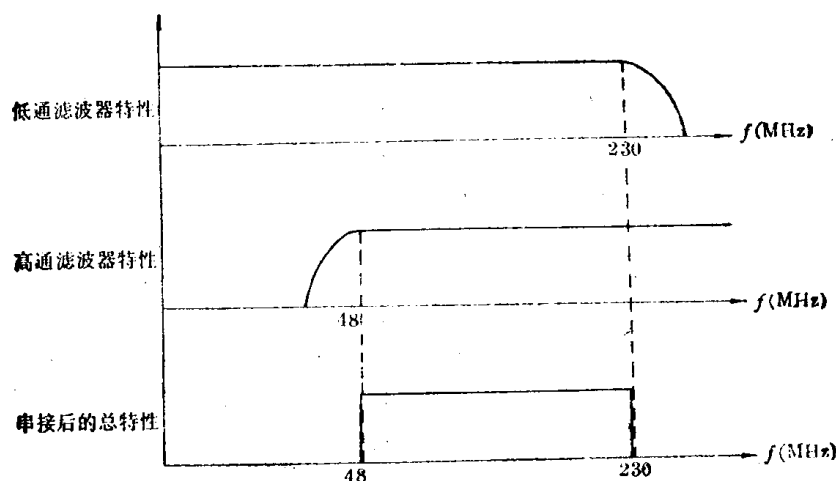


图 5

表 1

端子编号 波段	1 (BL)	2 (BH)	3 (BU)	4 (AGC)	VT
VHF-I	11.5	0	0	10~3	0~32
VHF-II	0	11.5	0	10~3	0~32
UHF	0	0	11.5	10~3	0~32

其通频带的下限频率为 470MHz。

ET-563A 调谐器 VHF 波段由高放、本振和混频三级电路组成。由于 VHF 波段接收范围为 48.5~223 MHz，其相对频率带宽较宽为 4.6，根据现有变容二极管的容量变化范围，是很难实现如此宽的谐调的，因此该调谐器与一般的电调谐电视机一样采用分段调谐，VHF-I 为 1~5 频道，VHF-II 为 6~12 频道，用开关二极管进行波段切换。

接收机工作在 VHF-I 波段时开关二极管 D_{09-1} 、 D_{09-2} 、 D_{10-1} 、 D_{10-2} 截止，而 D_{13} 导通。工作在 VHF-II 波段时， D_{09-1} 、 D_{09-2} 、 D_{10-1} 、 D_{10-2} 导通， D_{13} 截止。因此可分别画出 VHF-I、VHF-II 波段高放级的交流等效电路，如图 6 所示。从等效电路可见，高放输入回路均采用单调谐选频回路，采用电感抽头的方法与天线阻抗相匹配。图中的 R_g 是场效应管栅极偏置等效电阻，其值约为 9.8K，可见高放输入回路的 Q 值是不高的，因此具有较宽的带宽。

VHF-I 和 VHF-II 波段高放输出回路的电路结

构是不相同的。其中 VHF-I 波段采用单一的互感耦合双调谐回路。调节 L_{26} 与 L_{23} 之间距离便能调节初次级回路之间的互感 M_c ，使回路的特性曲线呈现双峰，以满足 8MHz 带宽的需要。VHF-II 波段的输出回路则采用互感—电感复合耦合双调谐回路。其中 L_{28} 为耦合电感， L_{26} 与 L_{28} 、 L_{29} 与 L_{30} 之间均有互感存在。采用复合耦合的目的是为了提高 VHF-I 波段双调谐回路初、次级之间的耦合系数 K_c ，其值为：

$$K_c = \frac{M_c}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (1)$$

而

$$M_c = \frac{\sqrt{R_{11}R_{22}}}{\omega} \quad (2)$$

式中： K_c ——初次级耦合系数

L_{11} ——初级回路的电感量

L_{22} ——次级回路的电感量

R_{11} ——次级在初级的反射电阻

R_{22} ——初级在次级的反射电阻

M_c ——谐振时所需要的互感量

可见，谐振时所需要的互感量 M_c 的大小与信号的频率 ω 有关。在信号频率比较低时，使双调谐回路实现谐振，所需要的互感量 M_c 较大。从 (1) 式中又可以看到：双调谐回路初、次级的电感量 L_{11} 、 L_{22} 一旦确定，互感耦合双调谐回路提高初、次级回路的耦合系

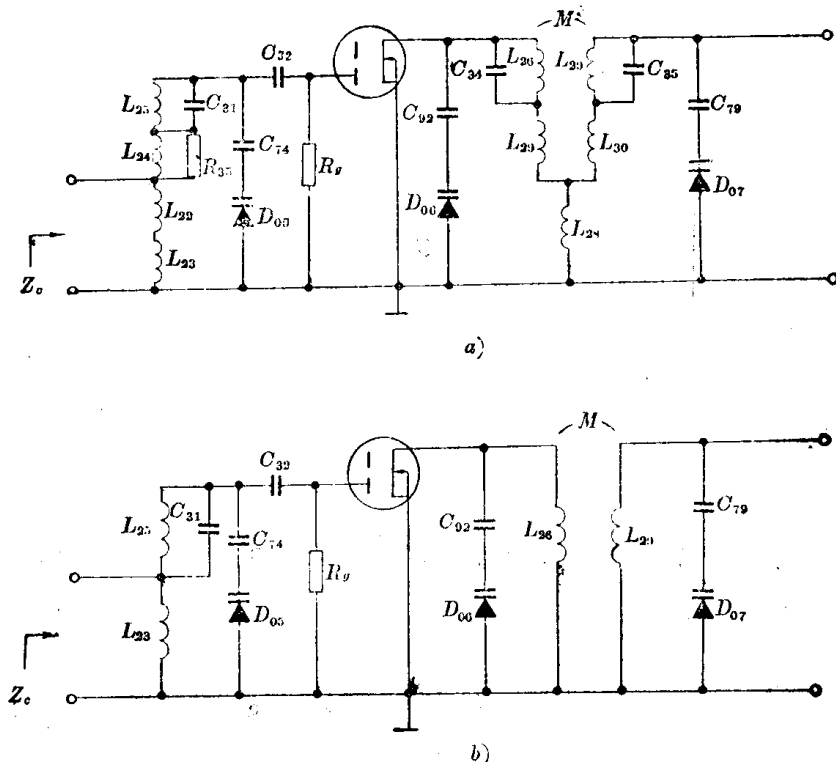


图 6

数 K_c 唯一的方法便是提高 M_c , 这在频率较低的 VHF-I 波段较难实现, 为此电路在 VHF-I 波段采用复合耦合的方法以提高 K_c , 保证在较低的频率时谐振回路仍具有弱的强耦合, 使回路的特性曲线呈现带宽较宽的双峰特性曲线。

ET-563A 调谐器本机振荡电路的交流等效电路如图 7 所示。从图可见: 两个波段均采用西勒电路(属电容三点式 LC 振荡器)。采用西勒电路的目的是为了提高整个波段振荡幅度的平稳性。因为西勒电路是靠改变并接在电感两端的电容来调节振荡频率的。而改变这一并联电容的容量对整个振荡电路来说相当于改变振荡回路的等效电感。由于 C_{95} 、 C_{39} 和 C_{40} 均为固定值, 因此在调节振荡频率时, 振荡电路的反馈系数 ($P_2 \approx C_{95}/C_{39}$) 和接入系数 ($P_1 \approx C_{95}/C_{40}$) 均不会改变, 保证了在整个波段中具有较平坦的振荡幅度。

此调谐器 VHF 波段混频电路的交流等效电路如

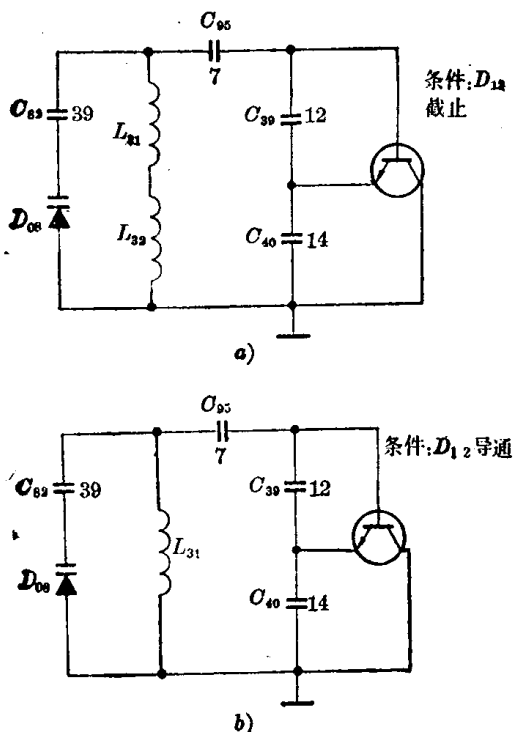


图 7

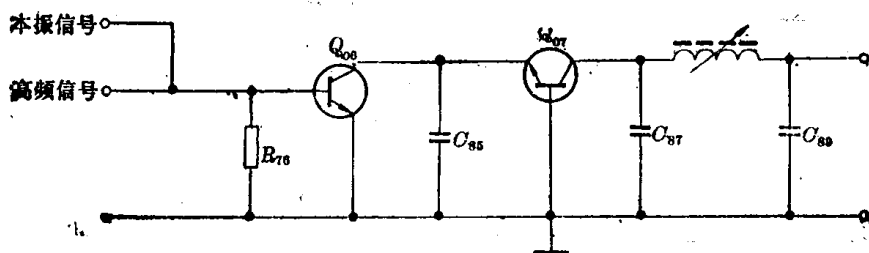


图 8

图 8 所示。这是共射-共基串接组合电路。共射电路输入阻抗较高, 电流和电压放大倍数也较大, 但其上限工作频率较低, 且会随着输出负载的增大而降低, 因此用单级共射电路做混频级很难保证在整个 VHF 波段内有平坦的混频增益。共基电路的输入阻抗较低, 在共射-共基串接电路中用作共射电路的负载, 这样虽然增益有所损失, 但带宽则大为增加。同时由于共基电路也具有较高的电压增益能对共射电路的电压增益损失进行补偿, 因此电路的总增益不会下降。可见采用这种串接电路作混频电路可保证在 48.5~223 MHz 的频率范围内具有平坦的混频增益。

调谐器的 UHF 部分采用分布参数调谐回路, 其中高放级输入回路的交流电路如图 9 所示。 L_{03} 、 L_{04} 为 1/2 波长开路线。开路线两端所接的 C_{02} (4.4p) 和 C_{03} (20p) 为开路线的缩短电容。调谐电容 (变容二极管 D_{01}) 接在开路线的抽头处, 可调节 1/2 波长传输线的等效长度即调节回路谐振频率。输入谐振回路为单调谐回路, 为了使回路具有较宽的带宽, 在输入电路中加接了降低回路 Q 值的阻尼电阻 R_{07} 。

UHF 波段高放输出回路如图 10 所示。这是一个 1/2 波长开路线互感耦合双调谐回路, 其中 L_{07} 、 L_{08} 和 L_{09} 、 L_{10} 为 1/2 波长开路线, 接在它们两端的 C_{09} (7.5P)、 C_{11} (7.5P)、 C_{10} (25P)、 C_{12} (25P) 是它们的缩短电容。调谐电容 (变容二极管) 接在开路线的抽头处, 可调节回路谐振频率。改变两根开路线之间的距离可调节初次级回路的耦合程度, 使电路具有双峰特性曲线。输出信号经 L_{11} 互感耦合到 UHF 波段混频管 Q_{02} 的发射极。电路中 C_{70} 为隔直耦合电容。

调谐器 UHF 波段本振电路的交流等效电路如图 11 所示, 它也是采用 1/2 波长开路线来实现振荡回路。其中, 变容二极管 D_{04} 的容量与 C_{69} 的并联值和 C_{65} 、 C_{44} 的并联值可看成是开路线 L_{16} 的缩短电容,

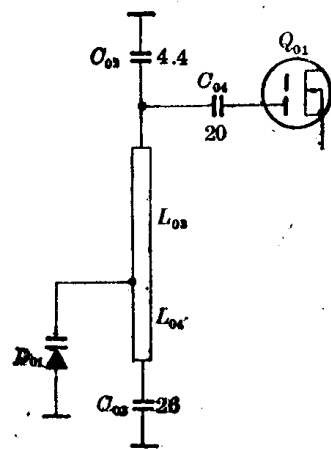


图 9

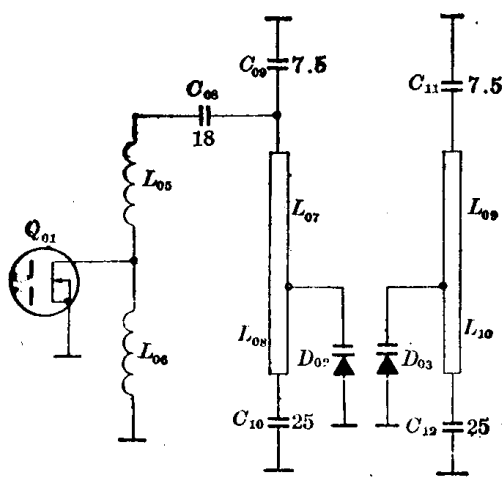


图 10

调节 D_{04} 可改变开路线的等效长度以调节回路振荡频率。如果把带缩短电容的 $1/2$ 波长开路线等效成一个 LC 回路, 同时由于 C_{17} 为 $22P$, 在 UHF 波段可把 C_{17} 看作是耦合电容, 那么它的最终交流等效电路如图 11(b) 所示, 这是典型的电容三点式 LC 振荡器, 振荡输出信号通过 L_{15} 互感耦合到混频管 Q_{02} 的发射极。UHF 波段本振级晶体管基极采用稳压供电, 其目的是减小本振漂移, 从而防止在 VHF 波段出现调谐困难或逃台现象。

调谐器 UHF 波段混频级采用共基电路, 其交流等效电路如图 12 所示。本振信号和频道信号采用并联同极(发射极)注入。输出端采用电感耦合双谐振回路, L_{14} 是它们的耦合电感。回路具有双峰特性, 带宽为 8MHz, 混频输出信号为 37MHz, 它被送到 VHF 波

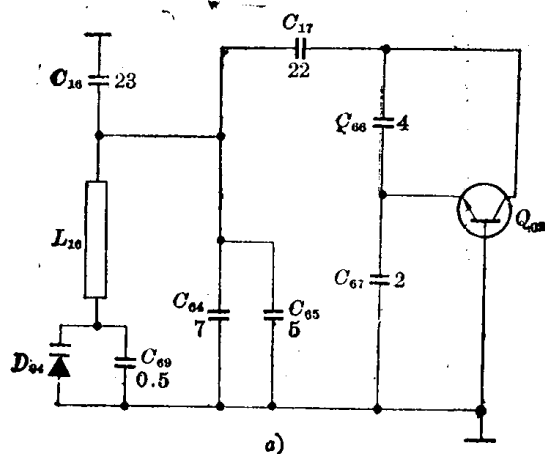
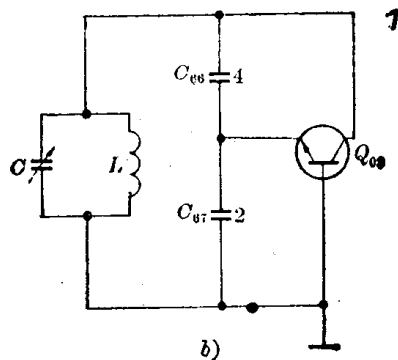


图 11



b)

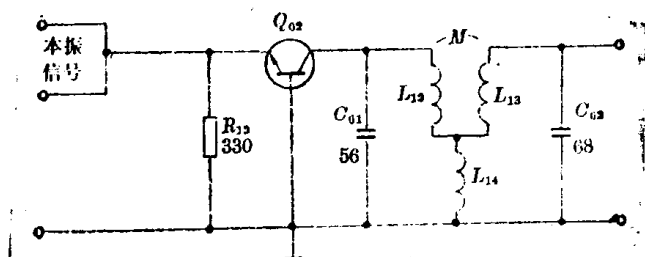


图 12

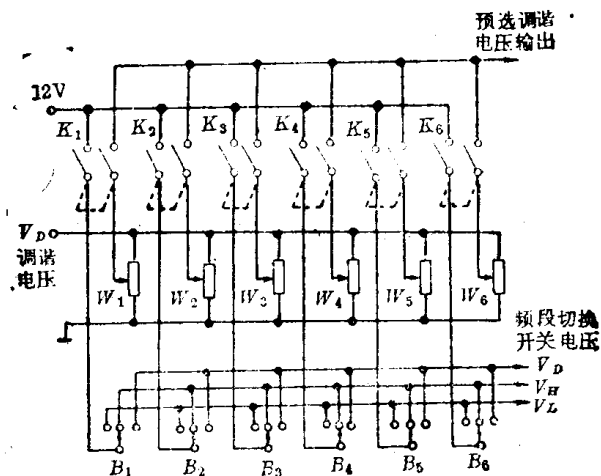
段混频级的输入端, 由于 VHF 波段本振和高放在 UHF 波段工作时处于不工作状态, 因此 VHF 波段混频级相当于一级 37MHz 中放电路, 对 UHF 混频级输出的 37MHz 中频信号再作一次放大, 以保证 UHF 波段有足够的灵敏度。

二、电压合成式选台电路

目前的彩电均置有频道预选器。频道预选器有电

位器式预选器和电压合成式预选器两大类。CPT-2001SF/CPT2008SF 彩电采用较为先进的电压合成式预选器,如图13所示。

这种预选器靠电位器来预置和记忆调谐电压，靠

 13

双刀双掷开关K来选择频道，靠波段开关B来切换频段开关电压。

电压合成式预选器采用先进的数字技术和计算机技术记忆和输出预置调谐电压以及频段切换开关电压，而不采用电位器和机械开关。

电压合成式预选器的中心问题是如何获得调谐电压。

图14是一个能将脉冲电压变换成直流电压的原理电路，图中晶体管 BG_1 工作在开关状态。当 BG_1 基极输入信号处于高电平“1”时导通，低电平“0”时截止。电路中 R_1 、 C_1 、 R_2 、 C_2 组成了积分滤波器，其作用是对 BG_1 集电极倒了相的方波脉冲进行滤波，并在其输出端获得平均直流。显而易见，输入的脉冲信号高电平“1”持续时间短，在输出端获得的平均直流电平便高，反之则低。如果由 BG_1 等元件组成的电路是线性的话，那么输出端平均直流电平将与输入端脉冲高电平“1”的持续时间成反比。

电压合成式选台电路的调谐电压就是利用上述原理来获得的，关键是如何获得宽度不等的脉冲信号，其方法是在微处理机CPU的控制下，以从存储器中读出的某一调谐电压数据为起点，由CPU中的运算部件进行递增或递减运算，输出调谐电压的二进制数码信号，然后通过数-模转换(D/A)电路将数字信号变换成对应脉宽的脉冲信号，再通过滤波器的滤波获得直流调谐电压，其过程如图15所示。

计算机中使用的存储器大致分为三类：

第一类是只读存储器(ROM)。这种存储器存储

的数据是固定的，使用者只能从存储器中“读”出所存数据，而无法把数据“写”入存储器。由于存储器中的数据是由存储器内电路的状态决定的，只要接通电源，电路便立即进入预定状态，因此存储器中的数据不会因断电而消失。

第二类是随机存储器(RAM)。这种存储器可写可读。只要不断电，写入存储器的数据可永久保存，但一旦断电，存入的数据将消失。

第三类是可改写只读存储器(EPROM)。它的功能与ROM相似，只是多了个可改写的功能。但改写的手续比较麻烦：先用紫外线照射集成块，以擦除掉原先存入的数据，然后可需借助专用设备把所需要的数据写入存储器。

这三类存储都不能用到电视机中。对ROM存储器使用者无法对电视机进行重新调谐和预置频道。RAM电路虽能随意写入和读出数据，但一旦关机，写入的频段和频道数据将全部消失，第二次开机后必须重新调试。EPROM虽然在关机后不会忘记先前记住的数据，但改写极为不便。因此需要寻找一种可用电方法改写，关机后又不会失去原有数据的存储器，这种存储器叫做可电改写只读存储器(EAROM)。EAROM是在P沟道MOS场效应管的基础上发展起来的。图16为P沟道MOS场效应管的结构图，从图中可见，栅极G与N型衬底之间只有一层 SiO_2 绝缘层。正常工作时各电极所加电压如图17所示。由于栅极加的是负电压，因此，它排斥N衬底中的多数载流子自由电子，吸引少数载流子空穴，栅极下面的N衬

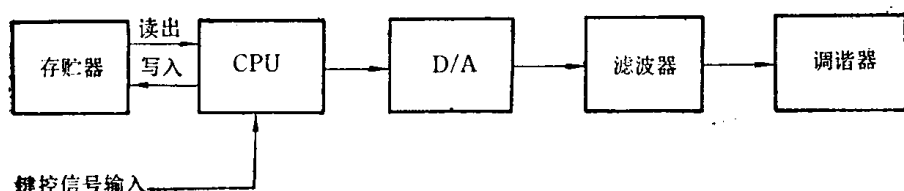


图 15

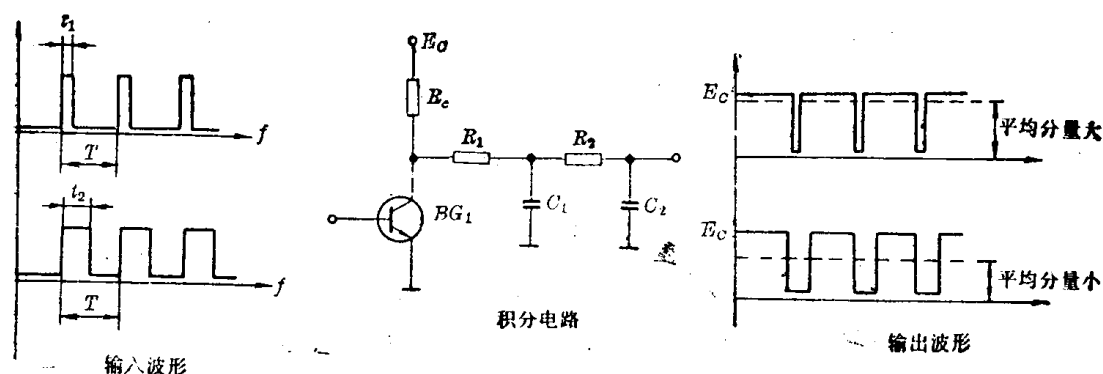


图 14

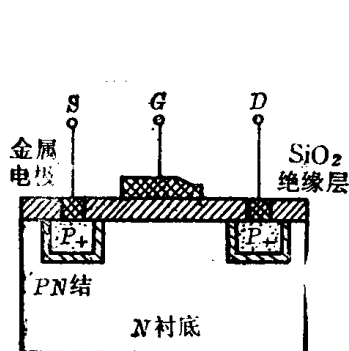


图 16

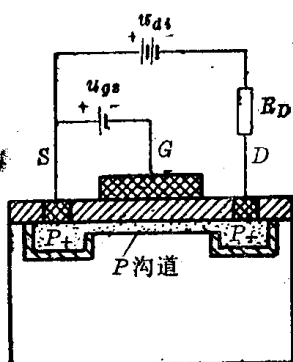


图 17

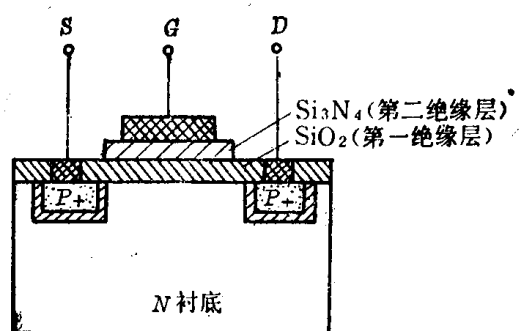


图 18

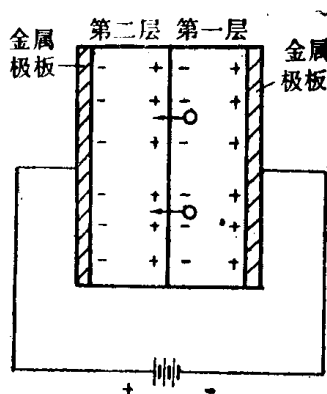


图 19

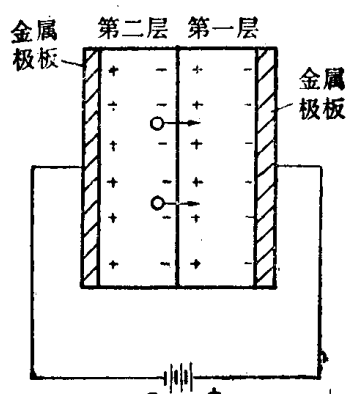


图 20

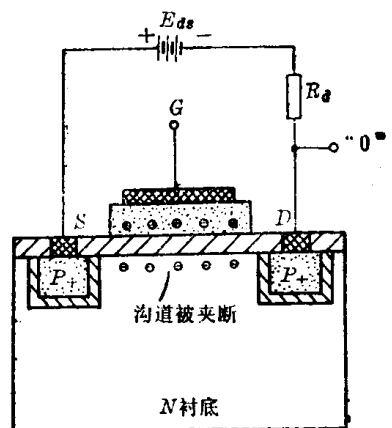


图 21

底表面出现正电荷。当负电压到某一阈值时，在 N 衬底表面感应出的正电荷便形成沟道，将两个 $P+$ 区连接起来。由于沟道的多数载流子是空穴，因此称为 P 沟道。如果以漏极电平为输出信号，那么当沟道出现时，场效应管导通，漏极为高电平“1”；当沟道消失时，场效应管截止，漏极为低电平“0”。

为了能对场效应管的漏极电位进行预置，并让它记住这一预置状态，唯一的方法便是设法保持栅极的电位，即使关机，这电位也不能变，且能在需要的时候，随意改变栅极的电位。为此在上述场效应管的栅极金属板与 N 衬底之间做两层分子结构不同的极薄绝缘层，它们的厚度只有几十个 $\text{\AA}$ ，如图18所示，这样便构成了一个EAROM的单元。

为什么在场效应管栅极下面做两层极薄的绝缘层能使栅极保持预置的电位状态，即使关机也不会失去电荷呢？这是利用了隧道效应。

量子力学中的隧道效应所描述的是粒子穿越阻挡势垒的统计规律。当两层极薄的绝缘物合在一起的时候，如果在它们两边加上如图19所示极性的电压，第一层和第二层绝缘体交界面上就会感应出正、负电荷，并形成电场(势垒)。一般来说，第一层绝缘物中的电子是不可能穿越接触面的，但当外界电压上升到一定

幅度后第一层绝缘物的部分电子就有可能穿越界面，这就是用量子理论中的隧道效应。一旦这时撤除外加电压，第二层绝缘物的表面就会捕获部分电子，使其带负电。

如果变换加在两绝缘体两边的电压极性，如图20所示，第二层中的电子也可能在一定幅度外电场的作用下溢出界面进入第一层绝缘物。一旦失去外电场，第一层绝缘物表面就会捕获电子带负电荷，而第二层绝缘层的绝缘性能都很好，被捕获的正、负电荷可永久保存。

EAROM单元电路就是利用上述原理制成的。这样在它的栅极加较大负电压后再撤去，就会使EAROM第二层绝缘物表面捕获正电荷，如图21所示。这些正电荷就会吸引 N 衬底中的多数载流子——电子，使 N 衬底表面聚积更多负电荷，此时沟道被夹断，场效应管处于截止状态，EAROM单元电路输出端(漏极)电压为 $-Ed_2$ ，处于“0”(低电平)状态；相反，如果在栅极上加过正电压并撤去，因隧道效应会使第二层绝缘物表面捕获负电荷，如图22所示。这些负电荷排斥 N 衬底中的多数载流子——电子，使 N 衬底表面出现正电荷(反型层)，形成 P 道。此时场效应管沟道导通，输出端(漏极)电压为零，相对于 $-Ed_2$ 来说处于

“1”(高电平)状态。

由于EAROM单元电路第二绝缘层表面捕获的电荷完全由加到栅极上的电压极性决定,这便给改写存储内容带来了方便。改写时,只要在栅极加上所需极性的电压,便能消除原来存储的信息内容,存入现在需要存入的信息内容。当然EAROM电路是在CPU控制下工作的。

CPT2001SF/CPT2008SF彩电中采用的EAROM型号为M58653P,其内部框图如图23所示。其中存储器用EAROM单元电路组成一个矩阵,共20个字,字长为16位(bit),其中最高两位用来存储频段数据,其余14位用来存储调谐电压数据,调谐电压

可被分割成 $2^{14}=16384$ 段后变成数据存入,分割精度为 $2\text{mV}/1\text{bit}$ 。存储器工作于“写”还是“读”受状态选择控制电路控制。状态信号和读写控制信号则来自于CPU。电路的工作状态与控制信号的关系见表2,当然状态选择控制电路的工作节拍受时钟脉冲的控制。

M58653P存储器采用双译码电路。在“读”状态时,它用来翻译存放调谐电压数据的存储器地址,在“写”状态时用来翻译被选中的用于存入调谐电压数据的地址。地址寄存器用来暂时存放地址码。数据计数器用来与存储器矩阵进行数据交接。地址码和调谐电压数据都通过输入,输出缓冲器进出。

图24是该机选台电路系统。它由操作键、CPU及

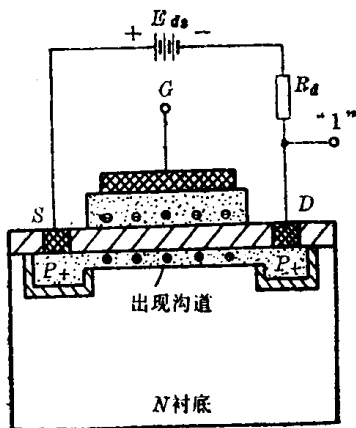


图 22

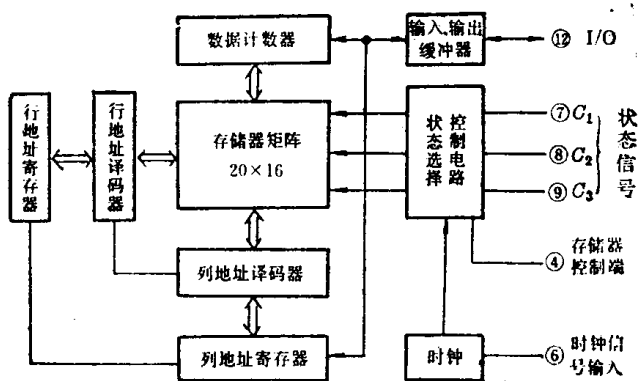


图 23

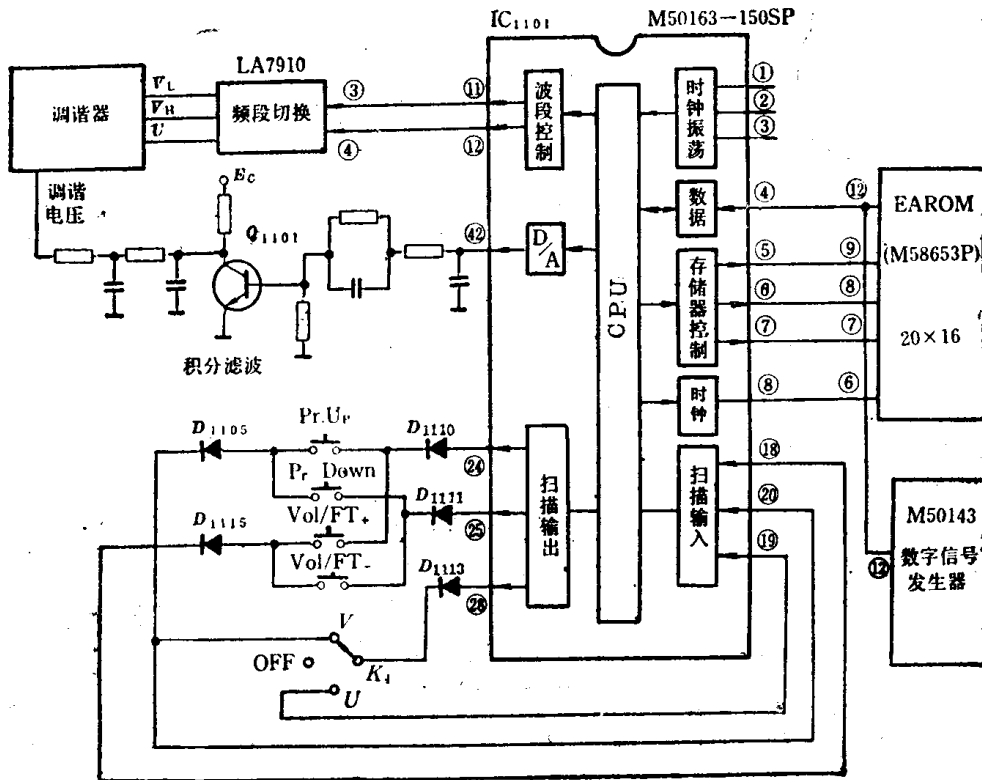


图 24

表 2

各脚控制信号电平			电路工作状态
⑦脚 C_1	⑧脚 C_2	⑨脚 C_3	
1	1	1	等 待
1	0	0	地址输入
1	0	1	消 去
0	1	1	读 出
0	1	0	数据输出
0	0	0	数据输入
0	0	1	写 入

有关接口电路、EAROM、调谐电压积分滤波电路、频段切换电路和受控对象——调谐器组成。操作键相当于计算机的键盘，与选台有关的操作键有预选开关、两个调谐键兼伴音音量控制键 V_{01}/FT_+ 和 V_{01}/FT_- ，和两个控制预置频道位置的 $Pr. Down$ 、 $Pr. Up$ 键。它们都用来对电视机发送指令。选台包括预选和换台两个基本操作。当将频段开关 K_1 置于“U”或“V”位置时，系统进入了预选工作状态，此时系统将在微处理器的控制下有步骤地完成频道预选工作。

当要预置 VHF 频段的频道时，应先将频段开关 K_1 置于“V”位置，此时 K_1 键便从与 CPU 处同一芯片的扫描信号输出单元送出“V”频段信息，其数字信号代码为“01”。此信号通过电键信号输入电路和芯片内部数据总线被寄存在 CPU 中 16 位累加器的最高两位。

然后，根据屏幕上所显示出来的预置频道的数值按动 $Pr. Up$ 或 $Pr. Down$ 键，使预置频道的数值满足操作者的需要。此时预置频道的数值地址代码数据被加到 M50163 的 4 脚，通过数据接口电路加到 CPU 中的程序计数器，并被寄存在地址寄存器中。

接着按下调谐键 V_{01}/FT_+ 或 V_{01}/FT_- ，扫描电压便被送到 M50163 集成块的 18 脚，进而通过电键信号输入电路送给 CPU，CPU 根据键控信号的内容，顺序执行指令，经运算部件 ALU 运算后形成 14 位调谐电压数据。此数据被送到累加器的低 14 位中寄存，并和原先送入的频段信息“01”合成 16 位数字信号。与此同时，合成的 16 位数据由 CPU 内部数据总线送到 D/A 转换电路，从 M50163 42 脚输出，通过调谐电压积分滤波器转换成调谐电压，对调谐器进行调谐。如果此时正好调谐到某一电视台信号，可即放开按着的 V_{01}/FT 键。调谐键 V_{01}/FT 一旦放开，CPU 便发出指令，从存储器控制电路向 EAROM 存储器发出“写”指令，接着寄存在 CPU 中地址寄存器 AD 中的地

址信号通过数据接口电路以串行方式送到 EAROM 存储器 12 脚，由 EAROM 电路内的 I/O 接口电路，将地址送入地址寄存器，最后由地址译码器译出地址码，选中某一存储单元。接着 CPU 发出指令，使累加器中的 16 位数据也从数据接口串行输出到 EAROM 12 脚输入，由 EAROM 电路内的数据计数器将串行输入信号转换成并行信号存入被选中了的存储单元。如果此时再将频段开关 K_1 拨回到“OFF”位置，系统的频道预置便告结束。

由于 0~30V 调电压无法覆盖 VHF 频段 1~12 频道的调谐幅度，必须将 VHF 频段分成 VHF_L (1~5 频道) 和 VHF_H (6~12 频道) 进行调谐。这项控制工作也是由 CPU 来完成的。其工作过程是这样的，当将频段开关 K_1 拨到“V”位置时，送到 CPU 累加器最高两位的数字信号为“00”，此时若按 V_{01}/FT_+ 调谐键，CPU 中运算器便开始进行加法计数，并将数据存到累加器的低 14 位中去，当低 14 位信号变成：

$\begin{array}{c} 01 \\ \uparrow \\ \text{频段数据} \\ (\text{VHF}_L) \end{array} \quad \begin{array}{c} 11111111111111 \\ \text{低14位全“1”} \\ (\text{对应调谐电压为30V}) \end{array}$

时，若再输入一个扫描脉冲的话，连同两位频段数据在内的 16 位数据将变成：

$\begin{array}{c} 10 \\ \uparrow \\ \text{频段数据} \\ (\text{VHF}_H) \end{array} \quad \begin{array}{c} 00000000000000 \\ \text{低14位全“0”} \\ (\text{对应调谐电压为0V}) \end{array}$

从中可以看到：此时低 14 位调谐电压数据从全“1”变成了全“0”，对应的调谐电压从 30V 变到了 0V。而频段数据则变成了“10”，这一数据正好便是 VHF_H 的频段数据，因此 VHF 频段调谐电压的扫描方式可以用图 25 来表示。

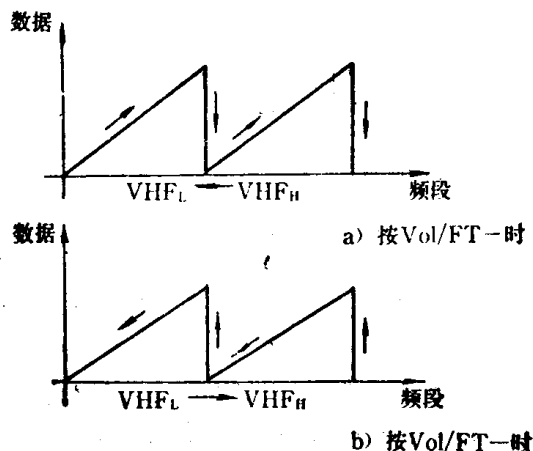


图 25

预置 UHF 频段的频道时, 应将频段开关 K_1 拨到“U”的位置。此时控制键向 CPU 发出“U”频段信息, 其二进制数据为“11”。这一信号也被送到 CPU 的数据寄存器, 再通过内部数据总线被送到 16 位累加器的最高两位。如接着按调谐键 V_{01}/FT_+ 或 V_{01}/FT_- 的话, 扫描电压(脉冲)被不断地送入到 CPU 中的运算器, 由运算器不断计数产生数字信号, 并与原先寄存在累加器最高两位的频段数据组合成 16 位数据, 这 16 位数据也被送到累加器暂存, 等待与后一个扫描信号(脉冲)相加或相减, 其中最高两位数据不受低 14 位信号的进位控制, 因此, 14 位数据变成全“1”后, 再输入一个脉冲, 便变成全“0”, 其调谐电压扫描方式如图 26 所示。

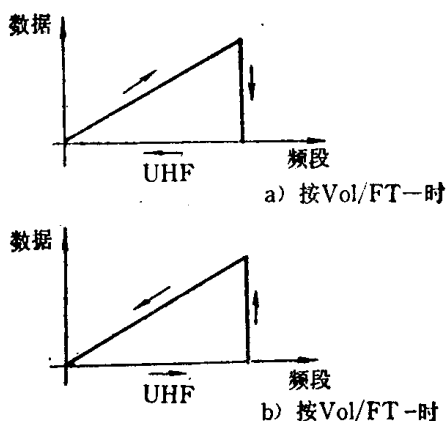


图 26

当频道预置操作完成后, 应将频道选择开关 K_1 拨回到“OFF”, 此后只要操作 $Pr.U_P$ 或 $Pr.Down$ 键, 便能将预置在 1~12 位置中的任一频道选出。选台时, 如果操作的是 $Pr.U_P$ 键, 屏幕上显示出的频道位置号码将自动由小到大变化, 每向上变化一个号码, 号码信号发生电路便向 CPU 发送一个地址信号, 当 $Pr.U_P$ 键断开时, CPU 便发出执行指令。首先 CPU 发出“读”信号, 使 EAROM 存储器工作在“读”状态。接着, CPU 中的地址寄存器向 EAROM 电路发出地址信号, 由 EAROM 电路内地址译码器译出地址, 选中某一存储单元, 并将存在存储器单元中的某频道 14 位调谐电压数据和二位频段数据串行输出, 返回到 CPU 数据接口电路, 接着在 CPU 的控制下, 将 16 位数据中最高两位频段数据送到频段控制电路, 去控制频段切换电路而使调谐器工作在某一频段。同时 14 位调谐电压数据通过 D/A 电路将二进制调谐电压数据转换成确定脉宽的脉冲信号, 经积分滤波电路后变成直流调谐电压, 去控制调谐器的调谐。其调谐精度则由 AFC 电路来保证。

三、图像中放与伴音通道

CPT2001SF/CPT2008SF 彩电图像中放和伴音通道由大规模集成电路 HA11485ANT 来担任。它包括图像中频放大、中放 AGC、高放 AGC、视频检波、噪声抑制、视频信号放大、自动本振频率控制 (AFT)、6.5 MHz 伴音检出、伴音中频放大、伴音解调和音频放大。该集成块的方框图和各脚的功能如图 27 所示。

图 28 是图像中频放大电路、视频检波和消噪电路。由图可见, 图像中频放大器有三级, 每级都受 AGC 控制, 且采用延迟控制。即当输入信号增强时, 第二、第三中放先起控, 使这二级的增益下降, 当输入信号再进一步增强时第一中放再起控, 使整个通道的增益进一步下降。这种延迟 AGC 控制方式, 有利于提高中放通道在小信号时的信噪比。由于三级中放具有较高的增益, 为了防止中放自激并提高电路的稳定性, 中放电路中加接了直流负反馈电路, 其中 6、9 脚所接电容器便是直流负反馈电路中的旁路电容。

HA11485 集成块对视频信号的检波采用双差分结构的同步检波器。这是一个乘法器, 其输出信号与输入信号之间的关系为:

$$V_0 = -K \cdot \text{th} \frac{V_{i1}}{2V_T} \cdot \text{th} \frac{V_{i2}}{2V_T} \quad (1)$$

式中: K —— $\alpha^2 I_0 R_c$ 为与电路参数有关的系数

V_{i1}, V_{i2} ——为两个输入信号

V_T ——为热电压, 在温度为 23°C 时为 26mV

由于被检波的信号 V_{i2} 是调幅波, 且为小信号:

$$V_{i2} = V_2(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t$$

那么

$$\text{th} \frac{V_{i2}}{2V_T} \approx \frac{V_{i2}}{2V_T} = \frac{V_2(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t}{2V_T} \quad (2)$$

为了检波, V_{i1} 必须是与 V_{i2} 相关的同频信号, 如果 V_{i1} 是幅度超过 104mV 的大信号, 那么:

$$\text{th} \frac{V_{i1}}{2V_T} = \begin{cases} +1 & -\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} \\ -1 & \frac{T}{4} < t < \frac{3}{4} \cdot T \end{cases}$$

称为开关信号, 对其进行富氏展开, 得:

$$\text{th} \frac{V_{i1}}{2V_T} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} A_n \cos n\omega t \quad (3)$$

因此双差分电路的输出电压 V_0 为:

$$V_0 = -K \frac{V_2(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t}{2V_T} \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{n} \cos n\omega t$$

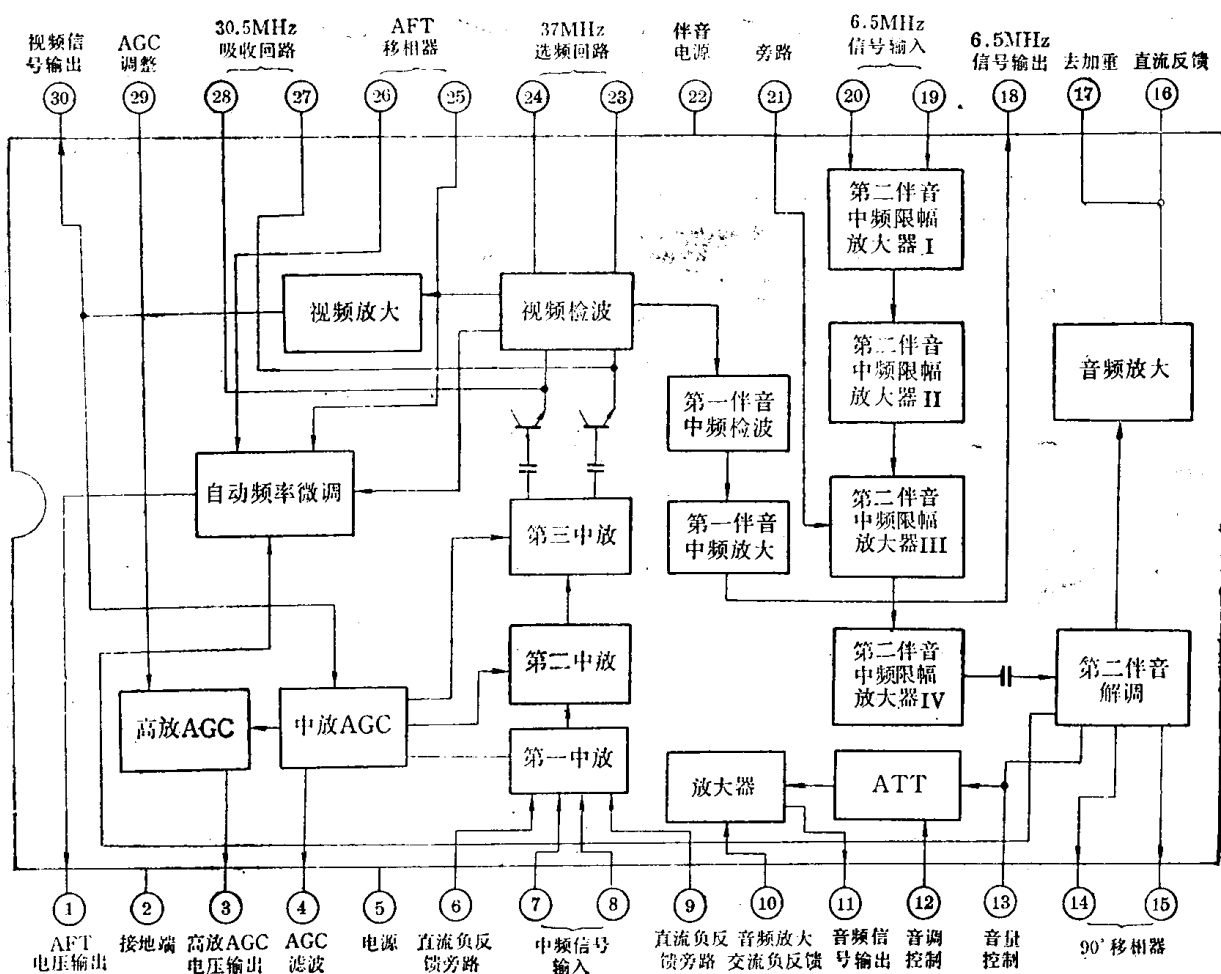


图 27

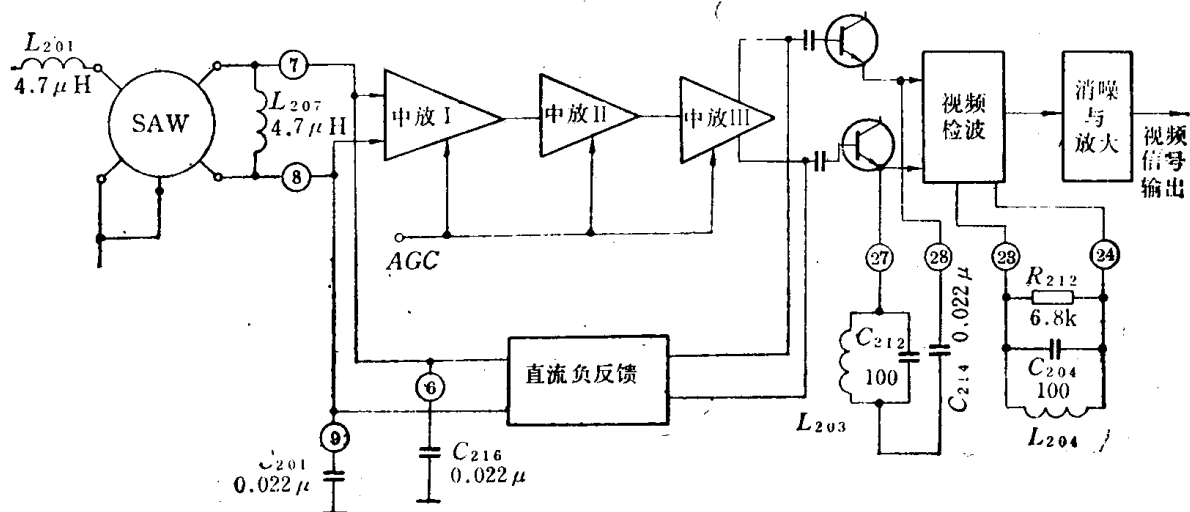


图 28

$$\begin{aligned}
 &= -\frac{KV_2}{\pi V_T} (1 + m \sin \Omega t) [\cos(2\omega t + \theta)] \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{n} \{ \cos[(n+1)\omega t + \theta] \\
 &+ \cos[(n-1)\omega t - \theta] \}
 \end{aligned}$$

加接低通滤波器滤去 2ω 以上的频率成分后得:

$$V_0 = -\frac{KV_2}{\pi V_T} (1 + m \sin \Omega t) \cos \theta$$

式中, θ 是 V_{i1} 与 V_{i2} 两个同频相关信号的相角差。检波就是将调幅波的包络 $(1 + m \sin \Omega t)$ 检出来,

$\cos \theta$ 必须为 1 或 -1, 也即 V_{i1} 、 V_{i2} 的相角差 θ 必须为零度或 180° 。为了得到与被检调幅波同频同相或同频反相的开关信号, 电路在 23、24 脚加接调谐在中频 37MHz 的选频回路, 从被检调幅波中选出中频载波进行限幅放大变成频率与被检信号同频的开关信号。从 V_o 的输出表达式中可见: 23、24 脚外接的 LC 回路的调试正确与否直接影响同步检波器的检波增益, 只有调试得使开关信号与被检调幅波载波同频同相或同频反相时才能保证使 $\cos \theta$ 等于 1 或 (-1), 从而保证检波器具有最高检波增益。

集成块 27、28 脚所接回路是第一伴音中频 30.5MHz 吸收电路, 其作用是吸收第一伴音中频信号, 防止 30.5MHz 信号与以 32.57MHz 为中心频率的彩色中频信号产生 2.07MHz 差频对视频信号的干扰。

HA11485 集成块也是利用双差分放大器乘法特性来产生 6.5MHz 第二伴音中频信号的。此时双差分放大器的两个输入信号分别为 37MHz 的开关信号和未经 30.5MHz 吸收的图像中频信号。为了分析的方便, 如果我们只考虑图像中频信号中第一伴音中频 30.5MHz 与 37MHz 开关信号在双差分电路中相互作用的话, 那么此时被检信号便是中心频率为 30.5MHz 的伴音调频中频信号(小信号):

$$V_{i2} = A_o \cos(\omega_s t + m_f \sin \Omega t)$$

因此:

$$\text{th} \frac{V_{i2}}{2V_T} \approx \frac{V_{i2}}{2V_T} = \frac{A_o}{2V_T} \cos(\omega_s t + m_f \sin \Omega t)$$

式中: ω_s ——30.5MHz 伴音中频

Ω ——音频调制信号频率

而对 37MHz 的开关信号作富氏展开后仍与 (3) 式相同。于是双差分放大器的输出信号 V_o 则为:

$$V_o = -K \frac{A_o}{2V_T} \cos(\omega_s t + m_f \sin \Omega t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n}{n} \cos n \omega_p t \quad (4)$$

式中: ω_p ——37MHz 图像中频频率

将 (4) 式展开并滤除 $2\omega_p$ 以上的频率成分得:

$$V_o = -\frac{KA_o}{2V_T} \{ \cos[\omega_p + (\omega_s t + m_f \sin \Omega t)] + \cos[\omega_p - (\omega_s t + m_f \sin \Omega t)] \} \quad (5)$$

可见 (5) 式中包含着图像中频信号 ω_p (37MHz) 与第一伴音中频信号 (30.5MHz) 的差频, 它就是 6.5MHz 的第二伴音中频信号。这一信号被接在 HA-11485 18 脚的选频电路和 6.5MHz 陶瓷滤波器选出, 再从 19、20 脚馈入集成块进行四级 6.5MHz 伴音中

频的限幅放大, 最后送到鉴频器进行调频波的解调。接在 18 脚的 L_{413} 和 C_{417} 构成了 6.5MHz 串联谐振选频电路, 其目的是滤除第一伴音检波器输出的 37MHz 图像中频与 30.5MHz 第一伴音中频信号的和频成分。

HA11485 集成块内的伴音鉴频器采用的也是双差分电路, 所利用的仍然是双差分放大器的乘法特性。只不过此时的两个输入信号一个是 6.5MHz 调频波:

$$V_{i1} = V_1 \cos \omega t$$

而另一个信号则是频率与被调的调频波相同而相位相关的信号:

$$V_{i2} = \cos(\omega t + \varphi)$$

由于 V_{i1} 、 V_{i2} 均为大信号, 因此:

$$\text{th} \frac{V_{i1}}{2V_T} = \begin{cases} +1 & -\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} \\ -1 & \frac{T}{4} < t < \frac{3}{4}T \end{cases}$$

$$\text{th} \frac{V_{i2}}{2V_T} = \begin{cases} +1 & -\frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega_0} < t < \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega_0} \\ -1 & \frac{T}{4} - \frac{\varphi}{\omega_0} < t < \frac{3T}{4} - \frac{\varphi}{\omega_0} \end{cases}$$

将上述两式展开再相乘并滤去载波频率 ω 以上频率成分后, 双差分放大器的输出信号则为:

$$V_o = \begin{cases} \alpha^2 I_o R_c \left(\frac{2}{\pi} \varphi - 1 \right) & 0 < \varphi < \pi \\ \alpha^2 I_o R_c \left(3 - \frac{2}{\pi} \varphi \right) & \pi < \varphi < 2\pi \end{cases}$$

可见, 此时的双差分放大器具有如图 29 所示的线性鉴相特性。如何获得与被解调的调频波频率相同相位相关的信号 V_{i2} ? 其方法是使用一个对调频波载波频率 (6.5MHz) 具有 90° 移相量的移相器。由于移相器的作用, 当调频波处于中心频率 6.5MHz 时, 移相量为 90° , 此时双差分放大器输出等于零, 而当调频波出现频偏时, 移相量均大于 90° 或小于 90° , 使双差分放大器有正或负的电压输出。其输出电压的幅度与频

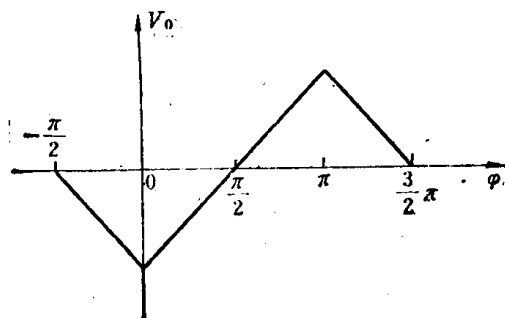


图 29

率偏移成正比, 这样寄存在调频波中的音频信号便被解调出来。

实际电路中 90° 移相器是由 HA11485ANT 集成块 14、15 脚之间的 L_{401} 、 L_{402} (组件) 构成的, 其电路如图 30 所示。电路中 L_{402} 组件是一个 6.5MHz 并联谐振回路, L_{401} 则是一个电感量为 $68\mu\text{H}$ 的纯电感。当被解调的调频波处于 6.5MHz 中心频率时, L_{402} 组件发生并联谐振, 此时信号通过纯电感 L_{401} 后其移相量为 90° , 且输出信号超前输入信号 90° 。当调频波发生频偏时, 由于 L_{402} 的失谐使输出信号的相位超前量大于 90° 或小于 90° 。

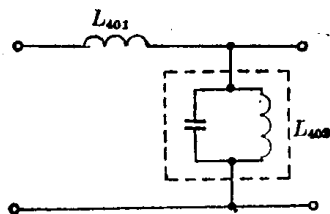


图 30

接在 16 脚的热敏电阻 TH_{401} 及 R_{416} 、 R_{405} 。是伴音鉴频器的直流负反馈电阻, 以稳定直流工作点。17 脚上的 R_{406} 、 C_{408} 为去加重电路。12 脚为伴音音量控制端 (控制原理详见控制系统)。10 脚为音频放大系统的交流负反馈输入端。伴音功放电路由 Q_{421} 、 Q_{422} 、 D_{421} 等元件组成, 其结构为自倒相推挽功率放大器。静态时 Q_{421} 通过 R_{424} 获得偏置产生集电极电流 I_{C421} , 并对 C_{425} 充电建立发射极电压, 又通过 R_{422} 与 R_{421} 分压后建立 Q_{422} 的偏置, 使 Q_{422} 也导通, 出现大约 8mA 静态电流。功放电路的交流等效电路如图 31 所示。当输入信号为负半周时, Q_{422} 集电极输出正半周信号, 此时 D_{421} 和 Q_{422} 都趋于截止, 而 Q_{421} 导通, 电源 E_c 通过 Q_{421} 对 C_{425} 充电出现动态电流, 由于 Q_{421} 为射极跟随器, 因此输出为正半周信号。当

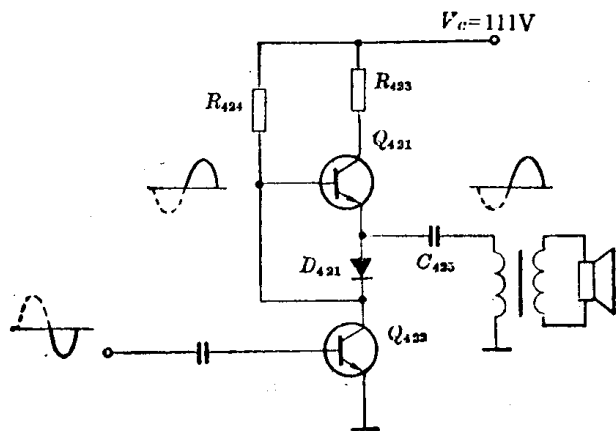


图 31

输入端信号为正半周时, Q_{422} 集电极输出负半周信号, 此时 Q_{422} 和 D_{421} 均导通, 而 Q_{421} 趋于截止, 此时 C_{425} 通过 D_{421} 和 Q_{422} 放电也出现动态电流, 由于 Q_{422} 是集电极输出, 因此输出信号为负半周。

四、双制式伴音自动变换电路

在 CPT2008SF 彩电中使用双制式伴音自动变换电路。

我国内地的黑白电视制式采用 D、K 制。这一制式规定射频全电视信号的带宽为 8MHz , 第二伴音载频为 6.5MHz 。彩电采用 PAL 制, 两者结合构成兼容性彩电制式, 通常用符号“PAL/D·K”来表示。有时也用“PAL/K”或“PAL/D”来表示。也可用字母“K”来表示。

香港的黑白电视制式代号为“I”, 简称为 I 制。其主要指标: 射频全电视信号带宽也是 8MHz , 但其第二伴音载频则为 6MHz 。彩电制式也采用 PAL 制。通常用“PAL/I”来表示, 也可用“I”来表示。香港的 PAL/I 制式只在 21~60 频道中使用。

对比两种制式可发现: 它们只在第二伴音中频的取值上有 0.5MHz 的差别, 其它参数都是一致的。另外这两地的频道划分也不同。内地的 VHF 波段 1~12 频道的频率范围为 $48.5\sim 223\text{MHz}$, 而香港 VHF 波段具有 1~14 频道, 其频率范围为 $41.25\sim 221\text{MHz}$ 。内地的 UHF 波段设有 13~68 频道, 其频率范围为: $470\sim 958\text{MHz}$ 。而香港 UHF 波段开辟的频道为 21~68 频道, 频率范围为 $470\sim 854\text{MHz}$ 。

从原理上讲, 不同制式的电视机是不能通用的, 因此按 PAL/I 制式标准生产的彩电无法在按 PAL/K 制标准发送信号的地区收看节目。而在采用电调谐调谐器的电视机中, 频道划分不同是无关紧要的, 只要它们的频带宽度相同, 同时该接收机的接收范围包含当地电视台的频道, 那末就不影响实际调谐的。为了使电视接收机能适应 K、I 两种制式, 在 CPT2008SF 彩电中采用了一个能适应两种制式的电路。

第二伴音中频信号是由图像中频和第一伴音中频差频产生的。如果接收的是 K 制式信号, 那么其差频必定为 6.5MHz 。如果接收 I 制式信号, 其差频则必为 6MHz 。如果要使彩电的第 II 伴音中放电路适应两种制式, 最简单的办法就是变换中放电路中选频回路的电容或电感参数。使它们在 6MHz 信号输入时谐振频率变成 6MHz , 在 6.5MHz 信号输入时变成 6.5MHz 。这种办法虽然简单, 但涉及的面广, 因此不宜采用。

比较科学的办法是采用频率变换技术, 将两种不

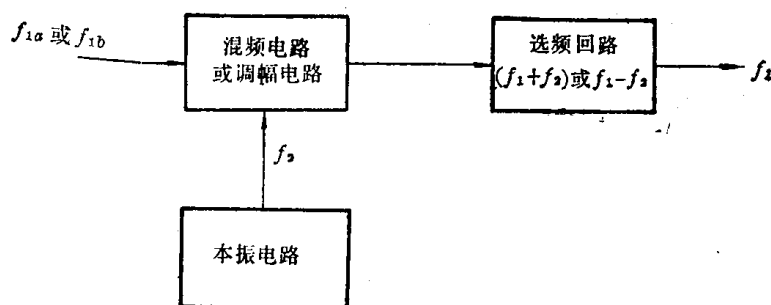


图 32

同频率的伴音中频变成某一固定中频输出，这样只要将信号作一次变换就够了，不必大面积改变整个伴音中放通道各谐振回路的谐振频率。变换电路的方框图如图32所示。

常用的频率变换技术是混频和调制（调幅、调频和调相）。混频与调幅都要通过非线性元件来实现，都会产生和频和差频以及其它各种频率成分；但是调幅通常是由两个频率相差十分悬殊的信号作用于非线性元件的过程，而混频通常是两个频率比较接近的信号作用于非线性元件的过程，对两个信号频率相差不很悬殊的信号作用在非线性元件上就很难确定它们是混频还是调幅。

混频是利用半导体器件的非线性特性来实现的。当两个输入信号的频率分别为 f_1 和 f_2 时，其输出信号中将出现许多新的频率成分。它们除了包含 f_1 、 f_2 本身的频率成分外，还包含它们的和频 f_1+f_2 、差频 f_1-f_2 以及各次谐波及其它们的和频和差频，但幅度较大的则是 f_1 、 f_2 以及 f_1+f_2 和 f_1-f_2 ，其频谱图如图33所示。

根据混频这一原理， f_2 只能选0.5MHz。这样才能保证在6.5MHz和6MHz信号输入时将它们统一变换



图 33

成6MHz或6.5MHz的固定频率信号输出，例如我们希望将信号变成6MHz输出时，那么，在6.5MHz信号时取 $f_1-f_2=6\text{MHz}$ 的差频为输出信号，而在6MHz信号输入时，取6MHz本身信号为输出信号。当希望将信号统一变成6.5MHz输出时，在6.5MHz输入时取其自身为输出信号，而在6MHz输入时，则取 $f_1+f_2=6.5$ 的和频为输出信号，其频谱关系如图34所示。

图35便是在 CTP-2008 彩电中使用的双伴音自动变换电路。这个电路由三个晶体管构成。其中 Q_2 为0.5MHz本振电路，其交流等效电路如图36所示。这是一个共集电极电容三点式正弦波振荡器，调节 L 的磁芯可改变振荡器的振荡频率。振荡回路中 C_{13} 既是振荡回路的电容之一，又起着隔直流的作用，防止

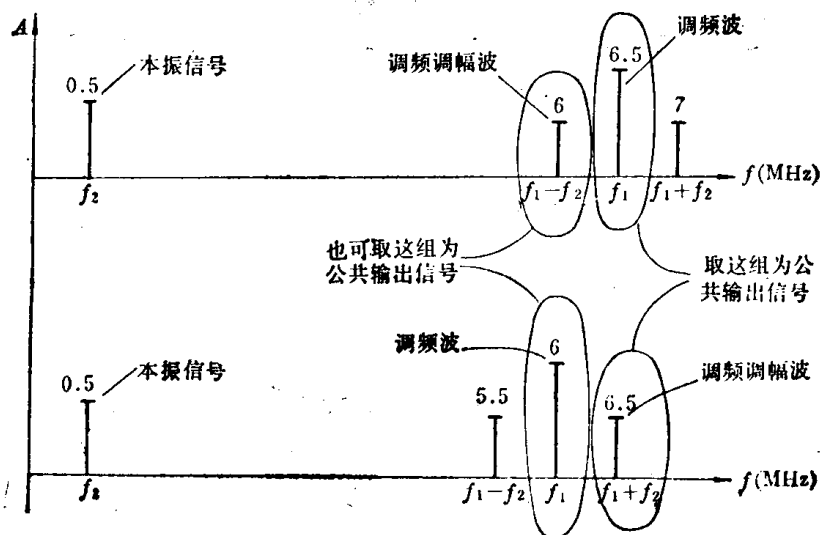


图 34