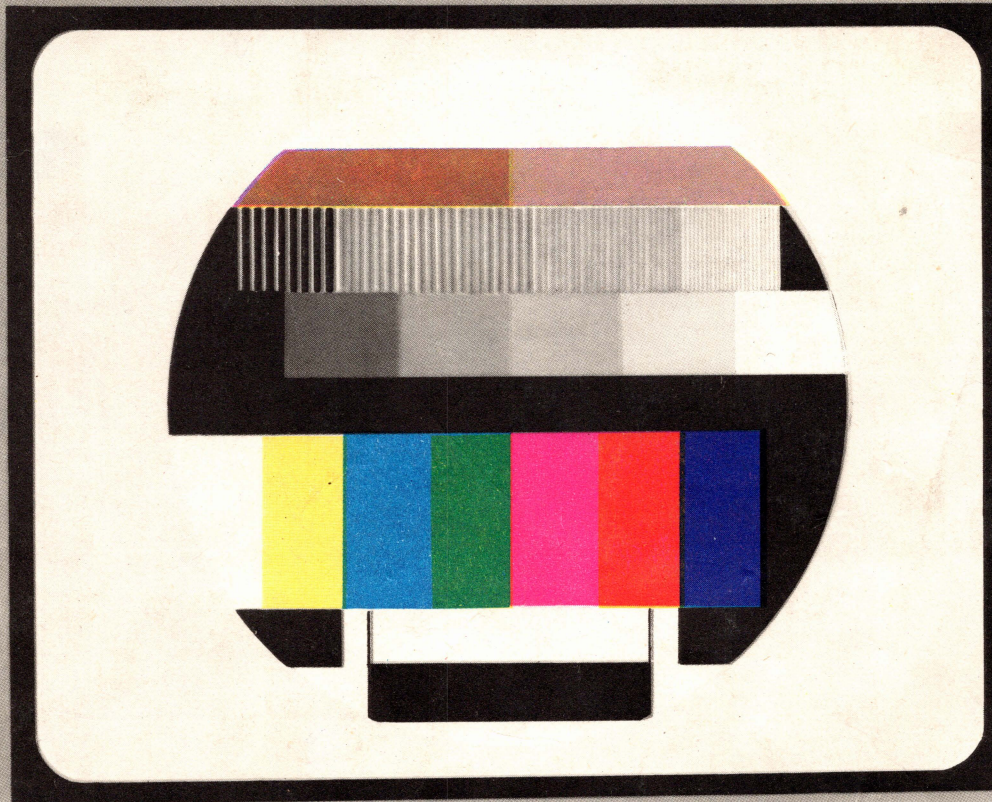


张远程 编著

CAISEDIANSHIJI DI YUANLI YU DIAOSHI



彩色电视机的原理与调试

上海科学技术出版社

统一书号: 15119 · 2124
定 价: (科四)1.80元

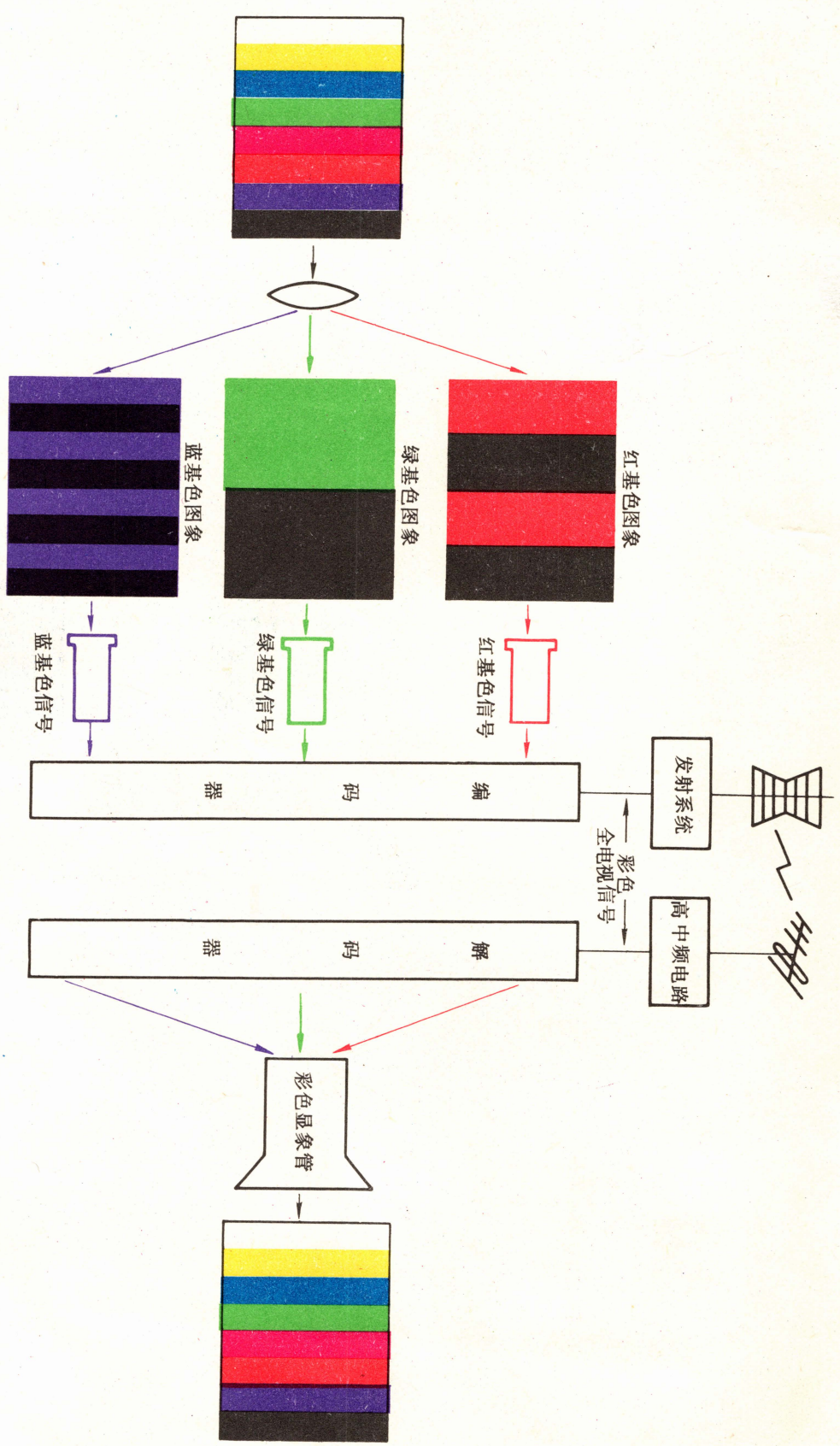
景物

分光系统

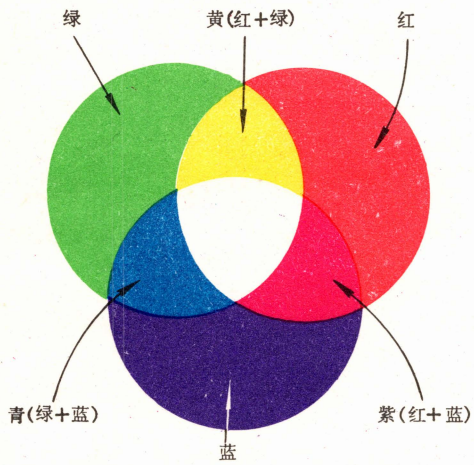
光电转换系统 (摄像机等)

接收系统

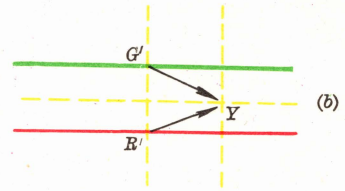
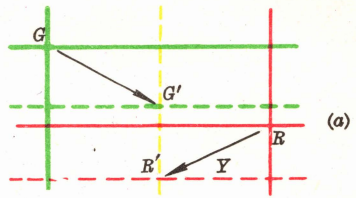
重现图像



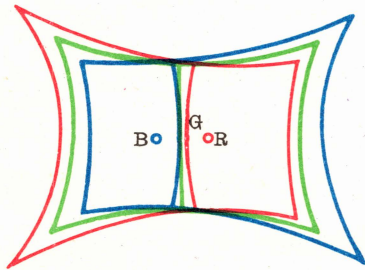
彩图 2 传送彩色电视的基本装置示意图



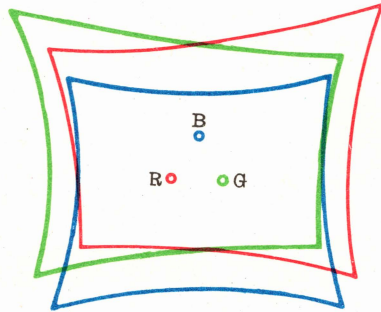
彩图1 相加混色



彩图5 红-绿差调

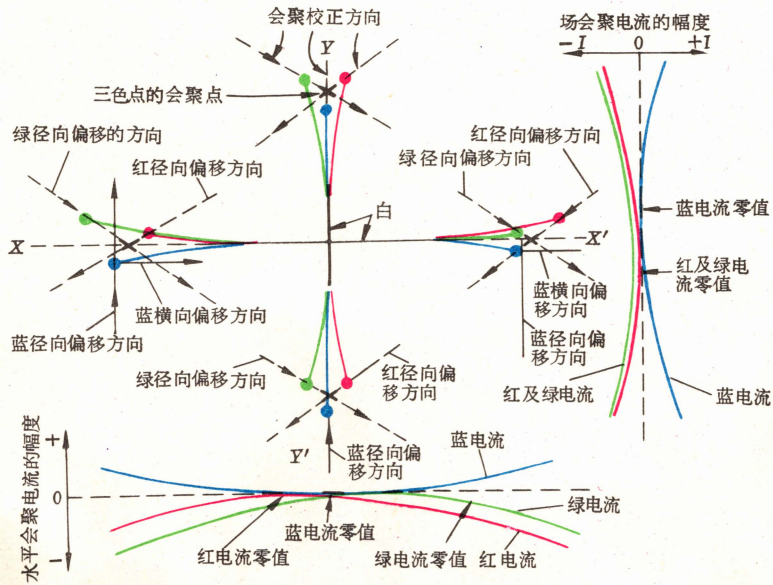


(a) 一字形排列显象管



(b) 品字形排列显象管

彩图3 光栅的几何失真(均匀场)



彩图4 荫罩管失聚图

彩色电视机的原理与调试

张远程 编

上海科学技术出版社

内 容 简 介

本书从国产电视机实际电路出发,深入浅出地阐明晶体管和集成电路彩色电视机的原理与调试方法。同时还着重介绍了国内外较新的电路技术。全书共分九章,首先对彩色全电视信号的组成和特点作了全面分析,然后比较详细地论述彩色电视机每个单元电路的工作原理以及解码器、色纯和会聚的调整。在原理上与黑白电视机相同的部分,只介绍其具体运用的特点。

本书内容新颖、通俗易懂,可供从事电视专业的工人、技术人员和大专院校师生阅读,亦可作为大专院校教学参考书。

前 言

1928年英国人贝尔德(Baird)提出了第一个彩色电视方案,至今已逾半个世纪。1940年,美国的戈德马克(Goldmark)发明了一种逐场顺序传送的彩色电视,后称场顺序制(CBS制)。它是在黑白摄像机的摄像管前,装一由红、绿、蓝三基色滤色片组成的彩色转盘,随着转盘的旋转,依次地在摄像管靶面上呈现三种基色画面,摄像机就逐场地顺序送出三个基色图象信号。在接收机的荧光屏前也装有同样的滤色转盘,其旋转与摄像机转盘同步。由于人眼的视觉暂留作用,三个基色画面就合成为彩色画面。二次世界大战后,CBS制中的切换装置改用电子开关,并于1946年,以525行、144场开始实验播送。它占用了12MHz的带宽而不能与黑白电视兼容。其后,也出现过逐行传送三基色的行顺序制和逐点传送三基色的点顺序制。

五十年代初期,美国开始研究与黑白兼容的NTSC制,是将三个基色信号编成一个亮度信号和两个色差信号同时传送,其中,两个色差信号对一个色副载波进行正交平衡调幅后与亮度信号等相加,组成彩色全电视信号,以残留边带调幅方式调制图象载频发送出去。该制式先后被美国、日本、加拿大和北欧诸国采用。

为了改进NTSC制的接收质量对相位误差的敏感性,曾经出现过很多不同的制式。其中主要有PAL制(逐行倒相正交平衡调幅制)和SECAM(顺序传送彩色与记忆)制。

1962年,西德的勃鲁赫(Bruch)在NTSC制的基础上提出的PAL制,是将NTSC制中色度信号的一个正交分量逐行倒相,从而抵销了相位误差,并把微分相位误差的容限由NTSC制的 $\pm 12^\circ$ 提高到 $\pm 40^\circ$ 。1967年,西德和英国正式采用PAL制广播。西欧、大洋洲以及许多第三世界国家先后都采用PAL制。1972年,我国也决定将它作为我国的暂行制式。

与PAL制出现的同时,法国发明了SECAM制。SECAM制中,亮度信号是每行都传送的,但两个色差信号却是逐行轮换传送的。而且,色差信号对色副载波的调制是采用调频方式。目前,除法国以外,苏联和东欧诸国也都采用SECAM制。

NTSC、PAL和SECAM是世界各国分别采用的三种主要制式,它们都是与黑白电视兼容的。

彩色电视接收机的发展,大体上可分为三个时期:1960年以前是电子管式的,1960~1970年是晶体管式的,1970年开始了集成电路式(即第三代彩色电视机)。从世界范围来看,彩色电视接收机正在向集成化、功能组件化、无调整化等方面迅速进展;接收机的机能不断扩大,如计算机能,多重发送接收机能,卫星直播接收机能等。数字电视和光纤传输给通讯技术展现了美好的前景。

本书是在黑白电视接收机的基础上进行编写的,比较系统地介绍了晶体管和集成电路彩色电视机的原理与调试方法,对彩色全电视信号的组成、特点以及电视机实际电路和新技术作了较全面分析。为了使读者首先能提纲挈领地了解彩色电视接收机的组成,在第一、二

章作了概述性的介绍。

按照理论和实际统一的原则,本书在阐明基本原理的同时,均结合一、两种国产电视机的实际电路,使基本原理具体化,便于掌握和应用;在阐述国内外较新电路时,则主要介绍了节目预选、调谐指示、声表面波中频滤波器、一体化极高压电路、开关式稳压电源、恒压变压器、自会聚技术和单片式色解码集成电路等新技术。

本书的对象是具有黑白电视基础知识的读者,所以侧重介绍彩色电视机所特有的那些电路;在原理上与黑白电视机相同的部分,只讨论其具体运用的特点。

本书在编写过程中,得到天津长城无线电厂、上海无线电三厂、上海元件五厂和武汉无线电四厂的大力支持,谨此表示衷心谢意。由于编者水平有限,书中有错误之处,敬请读者批评指正。

编 者

目 录

前 言	
第一章 彩色全电视信号	1
第一节 彩色及其重现	1
第二节 兼容性问题	7
第三节 亮度信号、色差信号及其波形	12
第四节 色差信号的调制	17
第五节 <i>PAL</i> 色度信号	25
第六节 色副载波的选择和产生	33
第二章 彩色电视接收机概述	40
第一节 彩色电视信号各成分的分离	40
第二节 <i>PAL</i> 解码器	41
第三节 彩色电视接收机电路的基本结构	46
第四节 彩色电视接收机的各种电路形式	49
第三章 调谐器、图象中频放大和伴音电路	53
第一节 调谐器	53
第二节 调谐指示电路	62
第三节 节目预选器	67
第四节 图象中频放大电路	71
第五节 伴音电路	75
第四章 色通道电路	76
第一节 色度放大电路及其附属电路	76
第二节 延时解调器	81
第三节 同步解调器	90
第四节 视频放大电路	96
第五节 解码矩阵电路	99
第五章 色同步电路	105
第一节 色副载波再生电路	105
第二节 副载波移相和逐行倒相电路	120
第三节 倒相识别电路	127
第六章 行、场扫描和电源电路	135
第一节 场扫描电路	135
第二节 行扫描电路	137
第三节 极高压(<i>EHT</i>)电路	143
第四节 自动亮度限制(<i>ABL</i>)电路	149
第五节 开关式稳压电源	152
第六节 恒压变压器(<i>CVT</i>)稳压电源	158

第七章 彩色显象管及会聚和枕形失真校正电路	162
第一节 彩色显象管及其周围电路.....	162
第二节 荫罩式彩色显象管的会聚校正.....	171
第三节 单枪三束彩色显象管的会聚校正.....	178
第四节 自会聚技术.....	184
第五节 枕形失真校正.....	188
第八章 彩色电视接收机的调整	194
第一节 彩色电视测试信号发生器.....	194
第二节 色通道的调整.....	196
第三节 整机调整.....	207
第四节 彩色电视测试卡.....	210
第九章 集成电路彩色电视接收机	215
第一节 电视集成电路概述.....	215
第二节 集成化伴音系统.....	223
第三节 集成化视频中频系统.....	228
第四节 集成化解码器.....	237
第五节 集成化扫描系统.....	266
附录一 本书符号	273
附录二 彩色电视暂行制式试用技术标准	275
附录三 外文缩写汇集	282
参考文献	283

第一章 彩色全电视信号

彩色全电视信号是彩色电视的图象信号,是从零频率直至6MHz的宽带视频信号。这和黑白电视的图象信号是一样的。但是,彩色全电视信号却包含了活动景物中更多的信息。黑白电视的图象信号是由反映各象素亮度变化的亮度信号、消隐信号和同步信号组成。彩色全电视信号除此之外,还包含了反映各象素色彩变化的色度信号。所以彩色电视的图象信号比黑白电视的图象信号要复杂些。通常,将色度、亮度、消隐、同步这四个外文词汇的第一个字母合在一起,写作FBAS,就是彩色全电视信号的缩写。

不同的彩色电视制式将上述信息用不同的方式组合成一个统一整体,这个信号组合过程叫做编码。在接收机中再将这些信号分解开来,发挥其各自的作用。这个信号分解过程叫做解码。在熟悉了黑白电视接收机的基础上来研究彩色电视机,主要就是了解这个解码过程。显然,不了解彩色全电视信号及其各个组成部分的特点,不了解编码过程,也就无法讨论彩色电视接收技术。

本章将介绍彩色电视接收机的一些基础知识。通过阐述编码的全过程,了解PAL制的彩色全电视信号的组成和特点,并着重讨论其色度信号。

第一节 彩色及其重现

一、光和色

光和无线电波一样,也是一种电磁波。这种电磁波的波长极短(380~780nm)而频率特别高($4\sim 8\times 10^8$ MHz)。图1-1所示的电磁辐射波谱里,可见光所占据的这个极小的频率范围(斜线部分),才为人们的视觉所见。

电磁辐射可看成其传播方向上的能量流。单位时间内通过某一面积的能量,即通过该面积的功率,叫做辐射通量。对光而言,辐射通量仅表示单位时间内传送的客观能量的多少,却未能反映出这些能量所引起的人们主观感觉,亦即视觉的强度。这是因为,人眼对波长不同的各种光,灵敏度是不同的;而且每个人的眼睛对于同一波长的光,灵敏度也略有差异。

通过对许多正常人眼的研究,得到一个统计平均的相对灵敏度,叫做视见函数或光谱灵敏度函数 $V(\lambda)$ 。它表示人眼对能量相等而波长不同的光的相对视觉强度,如图1-2中的实线所示。由图可以看出,人眼对波长为555nm的黄绿光灵敏度最高,对红光和紫光较不敏感,而对红外光与紫外光毫无视觉反映。 $V(\lambda)$ 值越大,产生一定视觉强度所需之辐射通量就越小。例如,为使波长700nm的红光和波长555nm的黄绿光产生同等强度的视觉,红光的辐射通量应比黄绿光大250倍。因此,在讨论光引起的视觉强度时,只涉及辐射通量是不够的,还应考虑到人眼的特点,即必须讨论光通量。光通量表示辐射通量对人眼的作用程度,它等于辐射通量与视见函数的乘积。

视见函数说明了人眼视觉特点的一个方面。视觉特点的另一面是色觉，即人眼对不同频率的光产生不同颜色的感觉。研究表明，视网膜上的三种不同接收器官对不同波长的

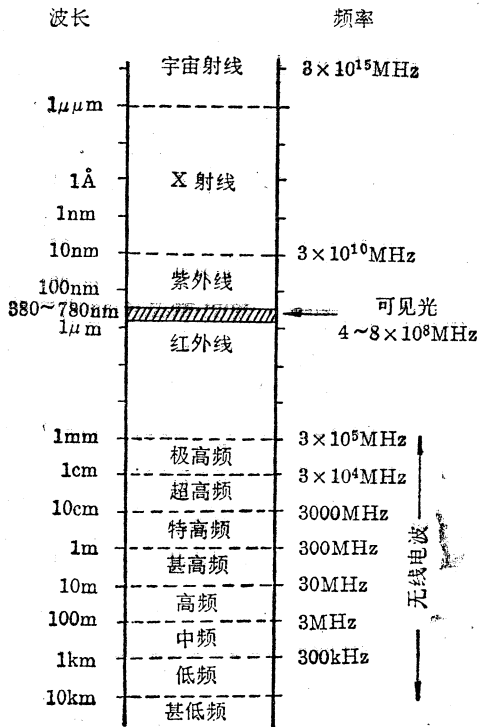


图 1-1 电磁辐射波谱

光有不同的响应，如图 1-2 中的三条虚线所示。三条响应曲线的最大值分别对应着可见光的不同波长位置，三条曲线的总和等于视见函数 $V(\lambda)$ 。大脑根据三者之总和产生视觉强度的印象；根据三者的相对比例产生色觉。

对于可见光的能量进行定量研究是光度学 (Photometry) 的任务。因此，在学习彩色电视之前，必须对光度学有一个初步的了解。现在简要地介绍几个主要的光度学量及其常用单位。

发光强度 光源在给定方向的元立体角*内发出的光通量和该立体角之比，称为光源在该方向的发光强度。发光强度在数值上等于通过单位立体角的光通量，它表示光源的强弱，可用光度计来直接测量。

发光强度的常用单位叫做坎德拉 (即新烛光)。1967 年国际度量衡会议上规定：当气压为 101,325 牛顿/米² 时，面积为 $\frac{1}{60}$ 厘米² 的绝对黑体**在铂的凝固点 (约 2042 K) 法线方向发光强度

为 1 坎德拉。这样规定的发光强度单位是光度学的基本单位；下面诸量的单位则是诱导单位。

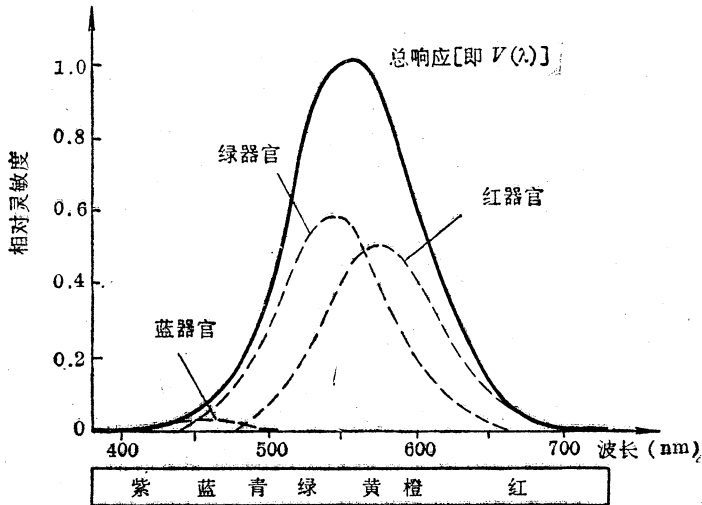


图 1-2 视觉特性

* 立体角指的是由球心射向球面上一个元面积 ds 上的锥体角。设球半径为 r ，则元立体角的定义是：

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} \text{ (立体弧度)}$$

因为整个球面的面积是 $4\pi r^2$ ，所以，整个空间所对应的立体角是 4π 立体弧度。

** 在任何温度下，对任何频率的光都全部吸收的理想物体，称为绝对黑体。

光通量 光通量的单位叫做流明。某方向发光强度为1坎德拉的点光源,在该方向的单位立体角内传出的光通量为1流明。显然,若点光源是各向同性的,且其发光强度为1坎德拉,则它发出的总光通量为 4π 流明。

照度 投射到某元面积的光通量与该元面积之比,称为该元面积上的照度。照度在数值上等于单位面积上的光通量,表示该面积被光照明程度。

照度的常用单位是勒克斯。1流明的光通量均匀地分布在1米²的平面上所产生的照度为1勒克斯,即1勒克斯=1流明/米²(lm/m²)。表1-1列出了典型环境下的照度。

表1-1 典型环境下的照度(勒克斯)

环境条件	照度	环境条件	照度
八级星光	1.4×10^{-9}	晴天室内	100~500
黑夜	0.001~0.02	晴天室外	$10^3 \sim 10^5$
月夜	0.02~0.2	读书必须照度	30
阴天室内	5~10	电视演播室照度	300~2000

除勒克斯外,照度的单位还有辐透和毫辐透。1辐透等于1流明的光通量均匀地分布在1厘米²的平面上所产生的照度。显然,

$$1 \text{ 辐透} = 10^3 \text{ 毫辐透} = 10^4 \text{ 勒克斯}$$

亮度 发光表面上某元面积在指定方向之发光强度,与该面积在垂直于指定方向的方向上的投影面积之比,称为该面积在指定方向的亮度。通常将发光表面 S 在与其法线成 φ 角的方向的垂直方向上的投影面积 $S \cos \varphi$,称为 S 面在 φ 方向的视在面积(图1-3)。故亮度在数值上等于单位视在面积的发光强度,它表示发光面的明亮程度。

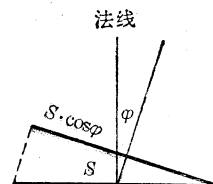


图1-3 视在面积

一般物体的亮度多少与方向有关。但是,对于象电视荧光屏那样的具有粗糙散射面的物体,其发光强度在不同方向的分布应遵守朗伯余弦定律:

$$I_{\varphi} = I_n \cos \varphi \quad (1-1)$$

式中 I_n 是法向发光强度, I_{φ} 是与法线成 φ 角的方向的发光强度。这类物体称为余弦发射体。按定义,亮度

$$Y = \frac{I_{\varphi}}{S \cdot \cos \varphi} \quad (1-2)$$

将(1-1)式代入(1-2)式即得:

$$Y = \frac{I_n \cos \varphi}{S \cos \varphi} = \frac{I_n}{S}$$

由此得到一个重要结果,即余弦发射体的亮度与方向无关。这说明,从不同角度看荧光屏画面时,会感到亮度是一样的。

亮度的常用单位是尼特。1米²的发光表面,其法线方向的发光强度若为1坎德拉,则

表1-2 一些实际光源的亮度(尼特)

光源	亮度	光源	亮度
太阳表面	1.5×10^9	满月面	2.5×10^3
超高压水银灯	1.2×10^9	与人眼最小灵敏度对应的物体	10^{-6}
日光灯	$5 \sim 10 \times 10^9$	电视荧光屏	80~120

该发光表面在法线方向的亮度为1尼特。表1-2给出了一些实际光源的亮度。

除尼特外,亮度的单位还有熙提。1厘米²的发光表面,其法线方向发光强度若为1坎德拉,则光源法线方向亮度为1熙提。显然,

$$1 \text{ 熙提} = 10^4 \text{ 尼特}$$

二、三基色原理和色的量度

描述彩色光对人眼的作用,首先是视觉强度,在彩色电视(以及黑白电视)中,用亮度表示,代表该彩色光的总量;其次是色觉,在彩色电视中,用色度表示,代表该彩色光的品质。色度包括色调和色饱和度两个方面。

色调与可见光的波长有关。众所周知,阳光(白光)是由各种波长的光合成的。当阳光通过玻璃棱镜,由于不同波长的光受到不同的折射,白光就按波长减少的次序分解成红、橙、黄、绿、青、蓝、紫七种主要色调,即阳光的光谱(图1-4)。仔细观察这个光谱即可发现,光谱中的色调是连续改变的,介乎七个主要色调之间,还有其它多种色调。

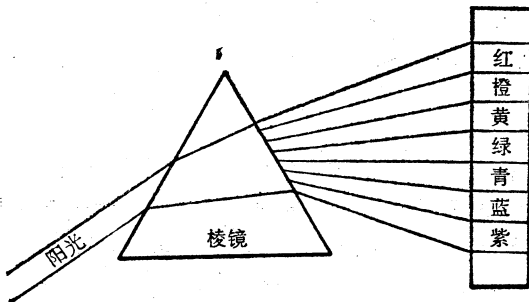


图 1-4 阳光的光谱

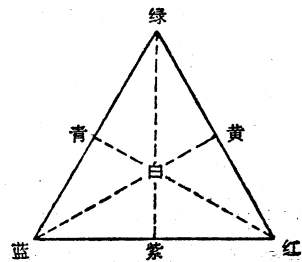


图 1-5 彩色三角形

色饱和度表示色的浓淡程度或深浅程度。单一波长的光即单色光呈现最浓或最深的色,例如各种元素的每一条光谱线就是各种波长的饱和色,称之为光谱色。它们的饱和度都是100%。如果在单色光中掺进一定分量的白光,就变成非光谱色,随着白光逐渐增多,颜色逐渐冲淡,饱和度逐渐变低。饱和度就是光中主要颜色所占的比例。日常所见大多数色的饱和度都较低,所以,彩色电视所处理的大多是低饱和度色。

一种特定的彩色除可用亮度、色调和色饱和度表示外,根据三基色原理,还可与之等效的三种基本颜色分量(三基色含量)表示。所谓三基色原理,就是任何一种彩色都可由三种独立的基本色配成。红色、绿色和蓝色,通常作为三基色,分别以 R 、 G 和 B 表示。

三基色原理是建立在人眼辨色的生理事实的基础上的。即一定条件下,光谱分布彼此差异很大的两种彩色能引起相同的视觉。例如在一块白板(假设它是能全部反射一切光的理想白板)上,投射红、绿和蓝三束光,则会象封三彩图1所示,在各光束重迭区,呈现投射光波长范围以外的青、紫、黄各色及白色。混色结果可用图1-5中的彩色三角形说明:三个顶点代表投射光,各边中点是该边两端所代表的投射光混合而得的色,三角形的重心代表白色,而白色可由青与红,紫与绿,黄与蓝混成。通常,将这三对色以及其它可以混成白色的对色称为互补色,也将每对色中的一个称为另一个的补色。

彩色电视应不失真地传送与重现景物的丰富色彩。既然要求不失真,就必须建立一套定量描绘彩色的方法。色度学(Colorimetry)的三基色原理提供了一种最简单的计色方案,

即用任一特定色的三基色含量准确地计量该色。色度学正是以此为基础建立起来的。

通过配色实验可准确测定任一特定色的三基色含量，其装置如图 1-6 所示。为了使测量结果容易复制，首先要对三种基色及其计量单位加以明确规定；规定的标准之一是，三基色含量相等时代表白光。在色度学中，这些特定的基色及其计量单位是：

红基色 (R): 波长 700.0 nm, 每单位 1 流明;

绿基色 (G): 波长 546.1 nm (水银光谱), 每单位 4.5907 流明;

蓝基色 (B): 波长 435.8 nm (水银光谱), 每单位 0.0601 流明。

这个装置由两块互成直角的理想白板将观察者的视野一分为二，在其中一块白板上投射待配色；另一块上投射三基色。调节三基色的发光强度，直至两块白板上彩色光引起的视觉完全相同，准确地描绘了待配色；则三基色的发光强度的读数，必然和待配色三基色含量 R, G, B 成正比，叫做该色的三系数。

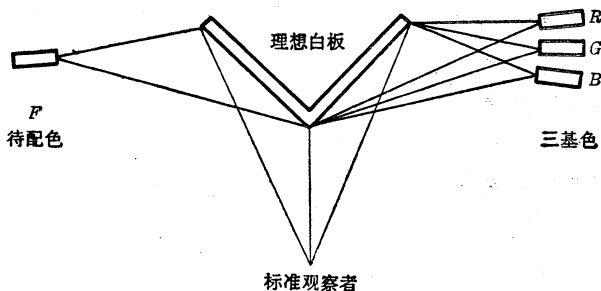


图 1-6 配色实验

在 1931 年的一次国际会议上所制定的用色度坐标为参数的计色方案，叫做 CIE 国际彩色制 (CIE 是“国

际照明协会”的法文缩写)^[1]。X-Y 直角坐标系中，用两个坐标值 x, y (色度坐标) 代表色度，加上亮度，仍是三个参量来描绘任一种特定的色。在该直角坐标系中，代表自然界存在的所有色 (实色) 的色度坐标点，均位于一块舌形面积范围之内，舌形曲线上的点代表所有的光谱色，所以这条舌形曲线就叫做光谱轨迹。在光谱轨迹上，各光谱色的坐标点按其波长依次排列，它们都是各种色调中色饱和度最高的色 (最浓的色)。越向舌形曲线的中心过渡，饱和度就越低，中心处代表白色。这种色度图称为 CIE 标准色度图。

为了充分地、确定地描绘一种彩色光，可以采用以下的三参数系统：亮度、色调、饱和度；三系数 R, G, B ；亮度与色度坐标 x, y 。有三个独立参数的每一种参数系统是等价的；各系数系统间存在着一定的关系，可以相互转换。在彩色电视技术中，这几种描绘方法都是有用的。在本书稍后还会出现第四种三参数系统 (亮度和两个色差)。

三、彩色的重现

彩色电视和黑白电视一样，首先是在光-电转换系统 (摄象管等) 中，将光信号变成电信号，以一定的方式发送出去；在接收端又将电信号通过电-光转换器 (显象管等) 呈现原来的图象。所不同的是，呈现图象是彩色的。已知任一特定的彩色需要三个独立参数描绘，故彩色电视须同时传送三个独立参数的变化情况，而不象黑白电视那样，只需传送亮度这一个参数的变化情况。黑白电视系统是用电信号的幅度来反映图象亮度的变化，需要使用 6 MHz 的带宽。

封二彩图 2 是一个传送彩色电视的基本装置示意图。图中，由彩条图案*构成的彩色画面，首先被一个分光系统分解成三幅基色画面，分别投射在三只摄象管靶面上。根据图 1-5 可进一步分析这三幅基色画面的情况。例如彩条中左起第一条是白条，白光可分解为红、

* 关于彩条图案，详见第一章第三节。

绿、蓝三色光,所以三幅基色画面的右起第一条都有本基色光。又如彩条图案左起第二条是黄条,而黄光可由红光和绿光构成,所以红、绿基色画面的右起第二条都有本基色光,而蓝基色画面左起第二条无光。其它各条情况以此类推。彩图中无光的地方都是黑色。这样,每幅基色画面都没有色调变化,只有同一色调的深浅变化。当摄像管的电子束扫描时,各管靶极上就产生了相应的基色信号电压,其大小正比于基色的深浅。这些信号的性质,完全类似于黑白电视的图象信号。它们在编码器中以一定方式被编成一个统一的彩色全电视信号,作为图象信号发送出去。在接收端,这个图象信号又被解码器分解为三个基色信号去控制一个彩色显象管的三个电子束以呈现彩色画面。关于彩色显象管的原理,将在第七章第一节详细介绍。它有三个电子束,荧光屏上也涂有三基色荧光粉,每一个电子束只击中相应的一种荧光粉,发出一种基色光。屏上每一象素都由这三种荧光粉点组成。如果某一瞬时三个电子束的强弱成某一比例,该象素中的三种荧光粉发出的光强就成同一比例(不考虑三种荧光粉灵敏度的差异)。而三个电子束的强弱是和各基色信号成比例的,而基色信号又是和景物中该象素的三基色含量成比例的,所以屏上该象素任何瞬时的色彩,必和景物上对应象素对应时间的色彩相同。这样,当电子束全屏扫描时,就呈现了彩色景物画面。换言之,三种

荧光粉点构成的三幅基色画面被人眼合成了原来的彩色景物画面。

这里,三种荧光粉所发出的红、绿、蓝光的品质是由荧光粉的成分决定的。我国电视制式规定,它们在标准色度图上的坐标为:

红色(R): $x=0.64, y=0.33$;

绿色(G): $x=0.29, y=0.60$;

蓝色(B): $x=0.15, y=0.06$ 。

它们称为显象三基色,其位置(图1-7)构成一个三角形。这个彩色三角形内所包括的色,就是这一组荧光粉所能呈现的全部色彩。三角形的面积虽不很大,但并不能就此认为彩色电视所呈现的色彩不丰富。事实上,三角形内包含了日常生活中常见的绝大部分色彩,包括相当

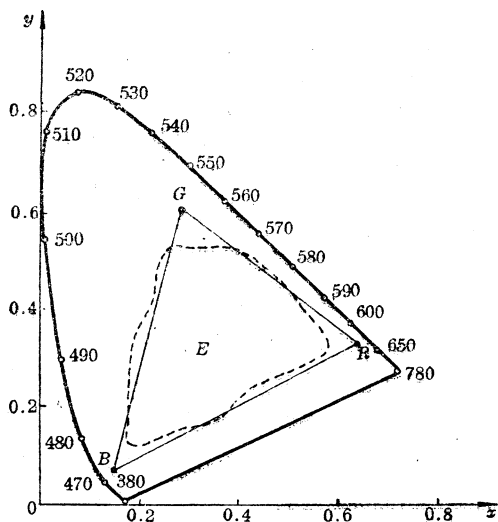


图1-7 显象基色的位置

浓的各种自然景色。那些饱和度接近100%的,靠近光谱轨迹的色,在生活中是极少碰到的。为了便于比较,图中标出了彩色电影、印刷、绘画等的色度范围曲线(虚线)。总的来说,彩色电视对彩色的重现范围并不亚于它们,而在红、绿、蓝及其附近区域则要大很多,因此基色色彩十分鲜艳,给人以清新之感。

设彩色显象管荧光屏上一象素的亮度为 Y ,该象素的显象三基色含量为 R 、 G 和 B ,根据色度学理论中的亮度公式,则

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B \quad (1-3)$$

上式表示亮度和显象三基色含量之间的内在联系,各显象基色对总亮度提供的比例是不同的,其中绿基色的分量最大。根据亮度公式可直接由显象三基色含量导出亮度。

如果(1-3)式中的 R 、 G 、 B 代表荧光屏上被扫描象素的显象三基色含量随时间的变化,即代表基色信号,则式中的 Y 就代表被扫描象素的亮度随时间的变化,即代表亮度信

号。这样,如用三只摄像管摄取了基色信号,就可不用另一只摄像管摄取亮度信号,而直接由亮度公式通过电路合成出亮度信号。

讨论彩色的重现还必须对电视系统所采用的标准光源加以明确规定。因为彩色电视所描绘的景物,绝大多数本身并不发光,它们所呈现的彩色,只不过是电视演播室内使用的光源中反射而来,因此,景物的彩色与所用光源密切相关。

有些光源光谱能量的分布相当或接近于保持特定温度的绝对黑体的辐射光谱。绝对黑体的辐射光谱仅由其温度决定,温度较低时红光成分较多(炽热光);温度升高时最大辐射向蓝色区域移动(接近天然光)。不同温度下的黑体辐射在标准色度图中的位置,随温度连续变化描绘出一条轨迹,叫黑体轨迹,如图 1-8 所示。图中标明了对应的温度。通常,将黑体辐射出与某光源相同特性的光所必须保持的温度,称为该光源的色温,以绝对温度 K 衡量。这样,可以用色温来描写光源特性。按照我国彩色电视暂行制式试用技术标准,彩色电视制式使用 D_{6500} 白光作为标准光源,其色温为 6500 K,色度坐标是: $x=0.313, y=0.329$ 。图 1-8 标出了它在标准色度图中所对应的位置。图中还标明了 A 白光(相当于色温为 2854 K 的充气钨丝白炽灯产生的光)、B 白光(色温 4800 K)、C 白光(相当于天然光,色温 6770 K)和 E 白光的色度位置。图 1-9 示出了这几种标准白光的光谱分布曲线。

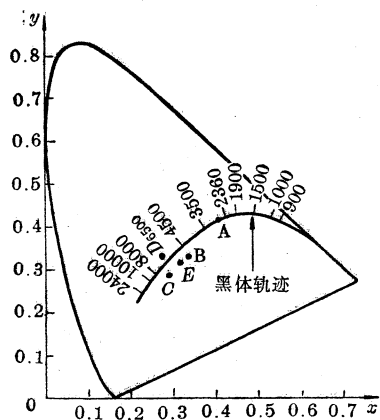


图 1-8 色温和标准白光

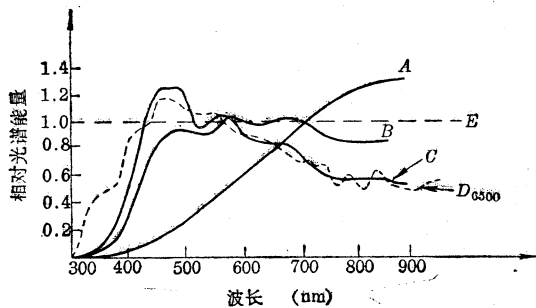


图 1-9 标准白光的光谱分布

第二节 兼容性问题

世界各国的彩色电视广播,都是在本国原来的黑白电视基础上发展起来的。彩色电视比黑白电视技术复杂、成本高。彩色电视开办后在一个相当长的时间内,须和原有的黑白电视兼容。所谓兼容,就是要求黑白电视机能收看彩色电视节目(称该制式具有兼容性),彩色电视机也能收看黑白电视节目(称该制式具有逆兼容性)。当然,在这两种情况下,收看到的节目都是黑白的。

一、兼容的必备条件

彩色电视信号既要使彩色电视机呈现彩色图象,又要使黑白电视机呈现黑白图象,必须要求其视频信号(彩色全电视信号)是由亮度信号和色度信号两部分组成,并且易于分开。

其中亮度信号表示被扫描像素亮度的变化,将它分离出来就能使黑白电视机呈现出黑白图象;而色度信号表示被扫描像素的色度(色调和饱和度)变化,它在彩色电视机中辅助亮度信号呈现彩色图象,这样就实现了兼容性。在设计彩色电视接收机的电路时,应将电路做成亮度通道和色度通道两个部分,当彩色电视信号到来时,两个通道都工作,并呈现彩色图象;当黑白电视信号到来时,色度通道自动关闭,剩下的工作部分恰好相当于一架黑白电视接收机,因而呈现出黑白图象,这样就实现了逆兼容性。此外,彩色全电视信号中的这两个部分必须恰当地配合起来,应设法使它们互不干扰。在黑白电视机收看彩色节目时,要防止色度信号对图象的干扰。为此必须给色度信号(即色信号)选择一个恰当的载波,将色信号调制在它上面再与亮度信号混合,不然,两种信号就会彼此干扰。为了区别已采用的图象载波,通常称色信号的载波叫做色副载波,其频率大约为 4.43 MHz。

为了使彩色全电视信号和黑白图象信号占有同样的带宽,不能直接传送三基色信号。否则,由于每一个基色信号和黑白电视图象信号一样都要占据 6 MHz 带宽,则彩色电视信号的总带宽为 18 MHz。这样的彩色电视信号是不能用现有黑白电视频道发送设备传送的,因而是不能兼容的。要将彩色电视占用频带压缩到黑白电视一样,并不是很容易的事。但人们终于找到了行之有效的色度信号带宽限制和频谱交错技术。

另外彩色电视应选用和黑白电视相同的图象载频和伴音载频,由于图象信号和伴音信号的调制方式和黑白电视一样,所以必须采用和黑白电视一样的行、场扫描频率和复合同步、复合消隐信号。

二、色度信号带宽限制

人眼辨色的本领低于分辨亮度的本领。当人们在一定的距离上观看白底上有两个相距 0.5 cm 的黑点、红底上有两个相距 1 cm 的绿点以及蓝底上有两个相距 2.5 cm 绿点等三幅图案时,开始还分得清是两个点,到了某一距离以外,就分不出是孤立的两个点了,可见人眼分辨细节的能力是有限的。有趣的是,这三幅图象中的点子几乎是在差不多的距离以后就

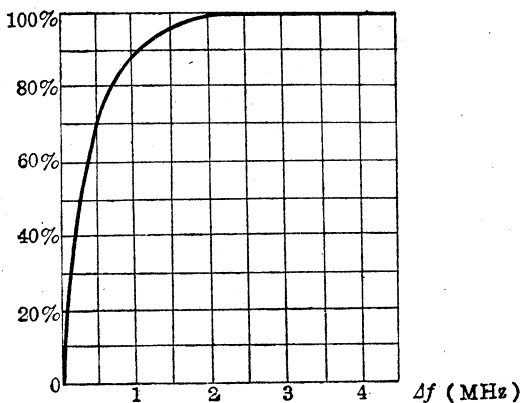


图 1-10 色通道带宽的主观实验曲线

分不清的。换句话说,在相等的距离内,并不因后两幅图案两点间距离大而分得更清楚一些。类似的现象在人们生活中也是常见的。例如,黑白的照片清晰度就是很高;如果在黑白照片上大块大块地涂上水彩,则对这样的彩色照片并不使人觉得有彩色突变,仍然是很柔和的。这叫做大面积着色原理,是由人眼的生理特点决定的。也就是说,色彩重现只要有低清晰度就可以了。彩色清晰度再高,人眼并不察觉,意义也就不大。电视图象的清晰度是和信号的频带宽度成正比的(在

我国,水平清晰度每增加 80 线,相当于视频

宽度增加 1 MHz),所以,可用宽带(6 MHz)传送亮度信号,而用窄带传送色度信号。这时,由于亮度细节分明,图象的清晰度仍然是高质量的。这就是能够限制色度信号带宽的原因。

据统计,对于许多视力正常的人,若用 1 MHz 带宽传送色度信号,88% 的人已认为满

意,就是说,他们感觉不出图象彩色有突变,而当用 2MHz 传送时,几乎所有参加评论的人都认为满意了。图 1-10 就是这种统计的结果。

我国规定色度信号带宽(单边带宽)是以 1.3MHz。

三、频谱交错原理

色度信号的带宽虽然可以限制在不大的范围内,但仅亮度信号本身已占用 6MHz 带宽,所以在节约使用带宽方面还要采取措施使亮度、色度共用 6MHz 带宽。这里可采取象种庄稼用两种作物套种一样,设法将色度信号的频谱插到亮度信号的频谱中间,使色度信号不占用额外的频带。采用这两项措施后,彩色电视信号的带宽就完全和黑白电视一样了。

上面所说的频谱就是电信号的能量按频率的分布。通常在直角坐标系中,横坐标表示频率,纵坐标表示信号幅度,将一个信号中的各频率分量大小表示出来,就是频谱图示法,也就是信号的频域表示法。必须指出,信号的频谱和通道的幅频特性是两个不同的概念。前者是信号本身的属性;后者则是电路(放大器、滤波器等)的特性。要使一个信号通过电路不失真,该电路必须在足够的带宽内具有平坦的幅频特性及线性相频特性。这样才能使信号各频率分量得以保持原来的幅度比例和相位关系。换句话说,信号通过该电路以后,频谱和相位关系没有改变。

对于给定的信号(时域表示)求出其频谱(频域表示)叫做频谱分析。建立信号的时域表示和频域表示之间的联系,基本的方法是福里叶展开法。下面举两个例子加以说明。

例一 周期为 T 的方波信号(图 1-11(a))的频谱。

周期方波的时域表示为

$$E(t) = \begin{cases} +1 & (nT < t < \frac{1}{2}(2n+1)T) \\ -1 & (\frac{1}{2}(2n-1)T < t < nT) \end{cases} \quad (1-4)$$

其中, n 为自然数。

将上式作福里叶级数展开:

$$E(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (1-5)$$

其中

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (1-6)$$

而

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (n=1, 2, 3, \dots) \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E(t) \sin n\omega_0 t dt \quad (n=1, 2, 3, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (1-7)$$

将(1-4)式代入(1-7)式计算三个定积分,得:

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{T} \left[-\int_{-T/2}^0 \cos n\omega_0 t dt + \int_0^{T/2} \cos n\omega_0 t dt \right] = \frac{1}{n\pi} \left[\sin \frac{2n\pi}{T} t \Big|_0^{T/2} - \sin \frac{2n\pi}{T} t \Big|_{-T/2}^0 \right] = 0$$

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{T} \left[-\int_{-T/2}^0 \sin n\omega_0 t \, dt + \int_0^{T/2} \sin n\omega_0 t \, dt \right] \\
 &= \frac{1}{n\pi} \left[\cos \frac{2n\pi}{T} t \Big|_{-T/2}^0 - \cos \frac{2n\pi}{T} t \Big|_0^{T/2} \right] = \frac{1}{n\pi} [2 - 2\cos n\pi] \\
 &= \begin{cases} \frac{4}{n\pi} & (n \text{ 为奇数}) \\ 0 & (n \text{ 为偶数}) \end{cases}
 \end{aligned}$$

代入(1-5)式,

$$E(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right) \quad (1-8)$$

就是说, 周期方波是由 1、3、5、... 等奇次谐波组成的, 如图 1-11(a)。随着谐波次数的增高, 幅度逐渐减少。将此种规律画在图(b)中就是它的频谱。图(a)中的点划线和虚线表示一次谐波(基波)和三次谐波, 其幅度分别是 $\frac{4}{\pi} = 1.27$ 和 $\frac{4}{3\pi} = 0.42$, 它们构成了方波的主要部分。

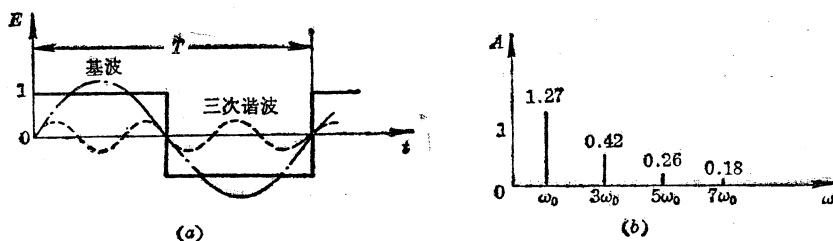


图 1-11 周期方波及其频谱

这是一个由分立的谱线组成的频谱。事实上, 所有周期信号的频谱都是分立谱或叫线状谱; 而所有非周期信号的频谱都是连续谱。

例二 调幅信号的频谱。

大家知道, 调幅信号的时域表示为

$$E(t) = E_m (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (1-9)$$

其中, Ω 和 ω 分别是调制信号和载波信号的角频率, E_m 为常数, 等于载波振幅, $M = \frac{E_M}{E_m}$ (E_M 为调制信号振幅) 叫调幅系数, 显然, $M \leq 1$ 。

要分析这个信号的频谱, 不必再作福里叶展开, 因为可用三角公式将(1-9)式直接展开:

$$E(t) = E_m \cos \omega t + \frac{E_M}{2} \cos(\omega + \Omega)t + \frac{E_M}{2} \cos(\omega - \Omega)t \quad (1-10)$$

上式说明, 调幅信号有三种频率成分, 即载频 ω , 上边频(带) $\omega + \Omega$, 下边频(带) $\omega - \Omega$ 。若以载频振幅为 1, 则两个边频(带)的幅度为 $\frac{E_M}{2} \leq \frac{1}{2}$ 。

图 1-12 表示这种信号和它的频谱。单一频率的调制信号、调幅信号中除了载频以外, 在载频两边对称地出现一对边频谱线, 其幅度小于载频幅度的 1/2; 若不是单一频率, 而是一个周期方波去调制载波, 那末, 在载频左右将对称地出现图 1-11(b)所示的一组谱线, 而且愈是偏离载频, 谱线的幅度愈小。

在黑白电视的分析中已知, 黑白电视图象的明暗变化本来是不规则的。但采用了周期

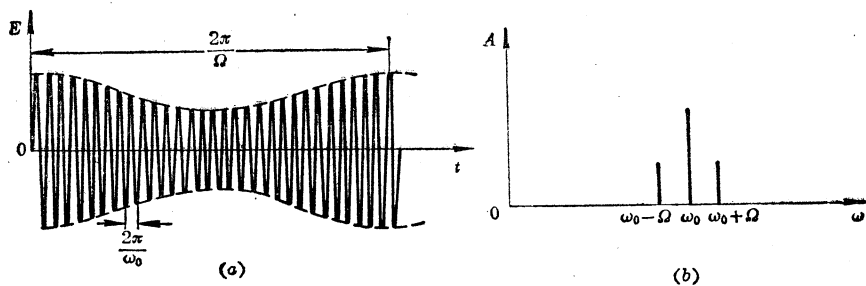


图 1-12 调幅信号及其频谱

性的扫描方法来产生图象信号,却使视频图象信号具有一定的周期性。例如,传送一幅亮度在垂直方向突变(横条)或水平方向突变(竖条)的简单图象,所对应的图象信号就分别是按帧频 f_s 和行频 f_H 重复的周期方波,即帧频和行频脉冲,见图 1-13(a)、(b),其周期分别是 T_s 和 T_H 。这些脉冲又可以分解为它们的基波和各次谐波,其对应的频谱分别示于该图的右方。

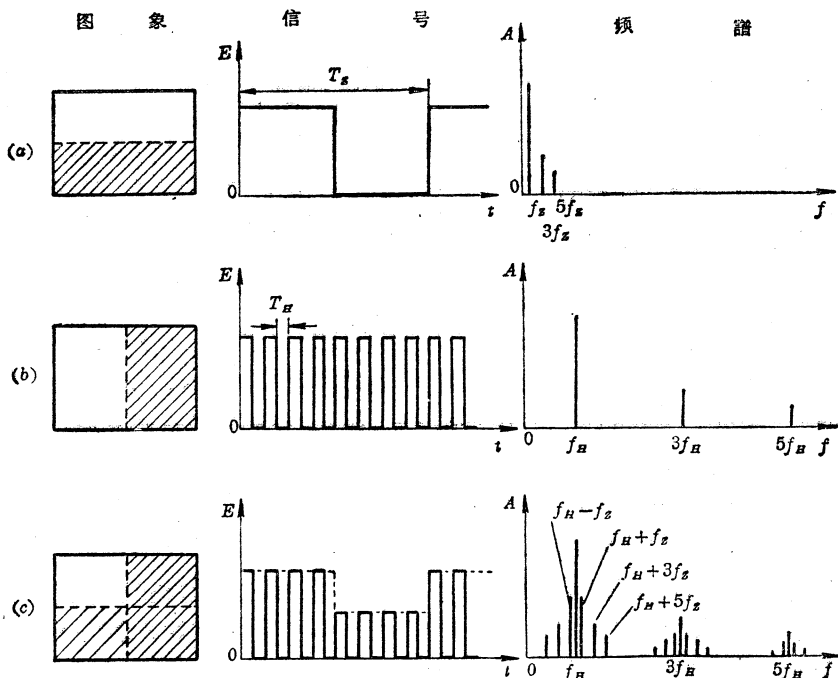


图 1-13 典型图象的信号及其频谱

图 1-13 是理想化了的。为了说明问题,在视频信号中省略了复合同步和复合消隐信号(它们的频谱也是行频、帧频的基波和各次谐波)。而且,行频、帧频之比也缩小了很多。

图 1-13(c) 的图象稍为复杂一点,既有垂直方向的亮度变化又有水平方向的亮度变化,所对应的视频图象信号是受帧频方波调制了的行频方波,它的频谱是在图(b)频谱各行频谱线的左右对称地配列着图(a)的帧频谱线。这是因为,这里将各行频谱线看作是载频,而将帧频方波看成调制信号。

实际上,图象亮度的变化虽是任意的,但基本上是上述简单分布的复杂组合。一般,亮度信号总可以看成是受图象内容调制的行频信号,而图象内容又是按帧频重复的。所以它的谱线处在 $m f_H \pm n f_s$ 的频率上,其中 m 和 n 是整数。如果把结论引伸到活动的图象,由

于基本的行、帧频率不变,所以谱线的位置还是不变的。

这说明,亮度信号并没有占满 6 MHz 的视频带宽,而是一些分立的、一群一群的线状谱,如图 1-14 实线所示,其能量分布在一些主谱线两侧,而主谱线又是以行频 f_H 为间距排列的,离图象载频 f_{VC} 越远,幅度越小。在各主谱线的左右,是以帧频 f_s (25 Hz) 为间距的小谱线,构成一组组谱波群,如图 1-14 (a) 所示。

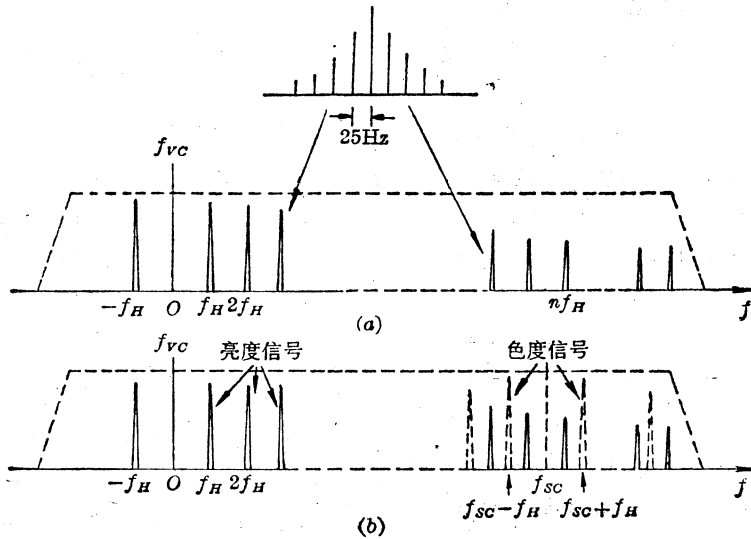


图 1-14 频谱交错

各群谱线间存有大量空隙。实际上,对于静止的或动作较慢的图象,帧频谱波不超过 20 次,其幅度就小到可以忽略。如按 20 次计算,只占用了 $2 \times 20 \times 25 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz}$,空隙竟达主谱线间距的 $(15625 - 1000) / 15625 = 93.6\%$,而且,行频谱波次数愈高,空隙也就愈大(由于群的幅度下降)。当然,对于动作较快的景物,空隙相应要小一些。既然频带中存在如此之大的空隙,则亮度信号对 6 MHz 带宽的利用率是很低的。为了传递色度信号,可利用这些空隙,将色度信号的谱线穿插在这些空隙处。

实际上,色度信号和亮度信号一样,也具有同样的周期性,因为它也是按同一帧频和行频扫描出来的,因而色度信号的谱线也是一群群的分立谱,群与群的间距也是行频。为了使色度信号和亮度信号的谱线不致重合而互相干扰,须将色度信号调制在色副载波上。当色副载波频率变动时,色度信号的频谱也会跟着移动。只要将副载波的频率选在两个行频主谱线之间,就会使色度信号的谱线群刚好嵌在亮度信号的谱线群中间。接收机就能够根据它们频率分量不同而将它们分开,从而合理地使用了 6 MHz 的频带。图 1-14 (b) 就是这种频谱结构,其中实线表示亮度信号频谱,虚线表示色度信号频谱。不论是亮度信号还是色度信号,主谱线的周围都有帧频谱线。

第三节 亮度信号、色差信号及其波形

兼容性要求彩色全电视信号由亮度信号和色度信号这两个独立的部分组成。它们是如何具体组成的,又以怎样的关系组合成彩色全电视信号的,这是本节讨论的内容。

一、亮度信号和色差信号

正如封二彩图 2 所示,在彩色电视系统的摄象端,彩色摄象机的三只摄象管分别摄取了红、绿、蓝三个基色信号电压,以符号 E_R 、 E_G 和 E_B 表示。如果每只摄象管的光-电转换特性都有良好的线性关系,即它们的 γ 系数都等于 1*, 那末,在任一瞬间, E_R 、 E_G 和 E_B 都应分别与扫描象素的三基系数 R 、 G 和 B 成正比。在扫描过程中,它们都随象素的亮度、色调和饱和度的变化而不断变化,所以,它们都是时间的函数,这就是三个基色信号电压。

在黑白摄象机中,要摄取与景物各点的亮度 Y 成比例的亮度信号电压 E_Y , 是用一只摄象管直接摄取的。在四管彩色摄象机中,也是专门用一只摄象管直接摄取的(另外三只摄象管摄取三基色信号电压)。但也可以根据(1-3)式,由 E_R 、 E_G 和 E_B 按式中的比例系数来合成(在三管彩色摄象机中就是这样):

$$E_Y = 0.30 E_R + 0.59 E_G + 0.11 E_B \quad (1-11)$$

上述两种方法得到的亮度信号电压 E_Y 是完全一样的,因为 E_Y 、 E_R 、 E_G 和 E_B 分别和 Y 、 R 、 G 和 B 成正比,(1-11)式是由(1-3)式演变而来。上式三个系数之和等于 1。如果 E_R 、 E_G 和 E_B 都是 1V, 那末 E_Y 也是 1V。

至于色度信号的组成,已经分析过,色度信号应该是色副载波的已调信号。在我国暂行的 PAL 制中,色度信号是一种特殊的调幅信号。可以在 E_R 、 E_G 和 E_B 三个信号中任选两个作为调制信号来传送景物的色度信息,但是,从兼容性的角度出发,现行 NTSC、PAL 和 SECAM 等三种制式都选用两个色差信号来传送色度信息。色差信号就是红基色信号 E_R 和蓝基色信号 E_B 与亮度信号 E_Y 之差,即 $E_R - E_Y$ 和 $E_B - E_Y$ 。在以后章节中将分别记作 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 。将(1-11)式代入这两个色差信号,则

$$\begin{aligned} E_{R-Y} &= E_R - E_Y = E_R - (0.30 E_R + 0.59 E_G + 0.11 E_B) \\ &= 0.70 E_R - 0.59 E_G - 0.11 E_B \end{aligned} \quad (1-12)$$

$$\begin{aligned} E_{B-Y} &= E_B - E_Y = E_B - (0.30 E_R + 0.59 E_G + 0.11 E_B) \\ &= -0.30 E_R - 0.59 E_G + 0.89 E_B \end{aligned} \quad (1-13)$$

由此可见,这两个色差信号是容易得到的,它们是三基色信号的线性组合。将色差信号对色副载波进行平衡调幅,由调制结果来组成色度信号。这种调幅方式(下节要详细说明)特点之一,就是调制信号(色差信号)为零时,已调信号(即色度信号)也为零。

(1-12)和(1-13)式中的三个系数之和为零。这就表明,当 $E_R = E_G = E_B$ 时, $E_{R-Y} = E_{B-Y} = 0$ 。已经规定,三基色含量相等代表白色,不显任何色调。事实上,灰和黑色的三基色含量亦相等,所以传送黑白图象时,必然有 $E_{R-Y} = E_{B-Y} = 0$, 于是色度信号自动消失。

因此,由两个色差信号对色副载波进行平衡调幅后组成彩色全电视信号的好处是:在传送黑白图象时,全信号中没有色度信号,因而避免了色度信号的干扰。即使传送彩色图象,

* 事实上,彩色摄象机所采用的摄象管是氧化铅摄象管,它的 $\gamma=0.95$ 。不过,在电视系统中,人们关心的是整个传输系统的总特性。为了不失真地重现彩色,要求显象管发出的光和景物光成正比。而显象管的 $\gamma=2.8$ 左右,这样,综合包括显象管和摄象管在内的整个电视系统的特性,要对摄象机的输出进行 γ 预校正。因此,这里 E_R 、 E_G 、 E_B 实际上应该是校正后的基色电压。在附录二中,它们用 E'_R 、 E'_G 、 E'_B 表示。

大多数场合色饱和度也不是很高。有人统计,对于日常所见的90%以上的景物,色饱和度小于1/3。因此,低饱和度图象的色差信号一定很小,于是色度信号幅度也不大,对亮度的干扰也小。这就减少了彩色和黑白接收机收看彩色节目时色度对亮度的影响。这些都是兼容性所要求的。

在这里可以看到,色差信号的幅度反映了色饱和度的高低。以后还会讨论到,色调是由两个色差信号的比值决定的。

以上就是彩色电视中不用 E_R 、 E_G 、 E_B , 而是用 E_Y 、 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 三个独立参量传送图象信号的主要原因。

至于 $E_{G-Y} = E_G - E_Y$ 这个参量,可以通过 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 产生。将(1-11)式作如下变换: 因为

$$\begin{aligned}
 & 0.30 E_R + 0.59 E_G + 0.11 E_B - E_Y = 0 \\
 \text{即} & 0.30(E_R - E_Y) + 0.59(E_G - E_Y) + 0.11(E_B - E_Y) = 0 \\
 \text{故} & E_{G-Y} = - (0.30/0.59) E_{R-Y} - (0.11/0.59) E_{B-Y} \\
 \text{即} & E_{G-Y} = -0.51 E_{R-Y} - 0.19 E_{B-Y} \quad (1-14)
 \end{aligned}$$

所以,采用了 E_Y 、 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 三个独立参量以后, E_{G-Y} 就不作为独立参量讨论了。此外, E_{G-Y} 比另外两个色差信号幅度要小。从提高信杂比的角度来看,这正是选 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 作为传输信号的原因。

二、亮度和色差电压的产生

按(1-11)、(1-12)和(1-13)式组成的亮度和色差信号电压,都是由三个基色信号按一定的比例组成的。因此,可以由一些简单的电阻分压电路构成的矩阵电路*来产生。现以(1-11)式中的亮度信号为例加以说明。

图1-15为一简单的电阻矩阵电路。设 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 各支路上的电流分别为 I_1 、 I_2 、 I_3 和 I_4 , 根据节点电流定律,有:

$$I_1 + I_2 + I_3 - I_4 = 0 \quad (1-15)$$

而

$$\left. \begin{aligned}
 I_1 &= \frac{E_R - E_Y}{R_1} \\
 I_2 &= \frac{E_G - E_Y}{R_2} \\
 I_3 &= \frac{E_B - E_Y}{R_3} \\
 I_4 &= \frac{E_Y}{R_4}
 \end{aligned} \right\} \quad (1-16)$$

将上式代入(1-15)式,得:

$$\frac{E_R - E_Y}{R_1} + \frac{E_G - E_Y}{R_2} + \frac{E_B - E_Y}{R_3} - \frac{E_Y}{R_4} = 0$$

* “矩阵”一词系借用于线性代数。在线性代数的矩阵运算中,某一矩阵元等于另一矩阵中的一些元的线性组合。这里的情况与此类似,所以借用矩阵一词来表示线性组合运算电路。

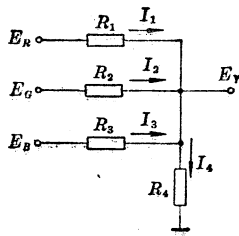


图 1-15 电阻矩阵电路

即

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) E_Y = \frac{E_R}{R_1} + \frac{E_G}{R_2} + \frac{E_B}{R_3} \quad (1-17)$$

若用 R_0 代表 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 的并联电阻, 即

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$

则有

$$E_Y = \frac{R_0}{R_1} E_R + \frac{R_0}{R_2} E_G + \frac{R_0}{R_3} E_B \quad (1-18)$$

但是, 由以上电路可以看出, 在这种简单的方法中, 三个信号共用一个电阻 R_4 , 因而造成互相串扰, 不容易调节平衡。 R_4 越小, 这种互相串扰也就越小。当 $R_4 \ll R_n$ 时 ($n=1, 2, 3$), 则这种影响就可以忽略不计。但 R_4 过小, 输出电压就会太小, 则信号损失过大。

为了解决这一矛盾, 可以采用强电压负反馈运算放大器, 或利用共基放大器的输入电阻代替 R_4 , 由于这个输入电阻小, 使三个信号相加时互不影响, 而合成信号的幅度不致太小。图 1-16 是后一种方案, 共基放大器的输入电阻只有几至十几欧姆, 若选 $R_1=466 \Omega$, $R_2=237 \Omega$, $R_3=1272 \Omega$, 则

$$\frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \frac{1}{R_3} = \frac{1}{466} : \frac{1}{237} : \frac{1}{1272} = 0.30 : 0.59 : 0.11 \quad (1-19)$$

正好符合亮度矩阵的要求。

按(1-12)和(1-13)式组成的色差信号, 也可用这样的矩阵来合成。两个色差信号表达式中的负系数项, 说明相应的基色电压需要反相后再进入矩阵电路混合。事实上, 只要将系数为正的基色电压从射极输入, 而系数为负的基色电压由基极输入, 就起到了反相作用。再根据两式中的比例选择矩阵电阻阻值即可。

三、彩条的亮度和色差信号波形

为了对上面的内容有一个具体的概念, 现以彩条信号为例, 讨论一下亮度和色差信号的波形。

彩条信号是彩色电视中经常使用的一种测试信号, 它在接收机的荧光屏上产生 8 条等宽竖条图案, 分别对应三基色及其补色, 再加上白和黑。这八种竖条按亮度递减的次序从左至右排列为白、黄、青、绿、紫、红、蓝、黑, 见图 1-17(a)。当电视台发送彩条信号时, 而在黑白接收机则可收看到八个灰度等级不同的竖条。

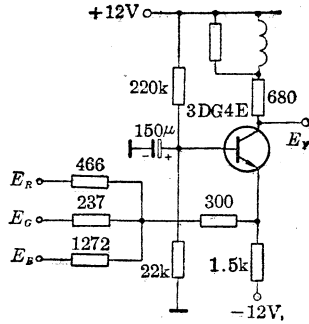


图 1-16 Y 矩阵电路

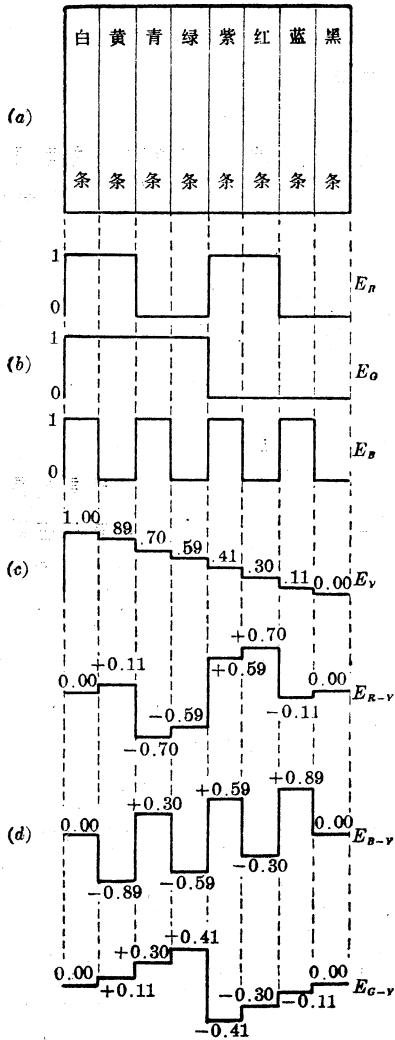


图 1-17 彩条信号

图 1-17(b) 是摄像机从垂直彩条上摄取三个基色信号 E_R 、 E_G 和 E_B (对照封二彩图 2)。为简单起见, 这里只画出了一行波形。实际上, 它们通常并非是从彩条图案上摄取的, 而是由一些脉冲电路产生的三组方波。设它们的幅度为 1 (某一相对单位)。

由 (1-11) 式、(1-12) 式及 (1-13) 式可分别求出各个彩条相应的亮度信号 E_Y 和色差信号 E_{R-Y} 、 E_{B-Y} 的电压, 如表 1-3 所示, 其波形分别如图 (c) 和 (d)。表 1-3 和图 1-17 中也示出了 E_{G-Y} 的数值和波形。显然, 它确实比另外两个色差信号小。

下面以紫色为例加以说明。紫色是由红色和蓝色合成的, 没有绿色成分。对应图中紫条下面的数据, 图 (b) 中

$$E_R = E_B = 1, E_G = 0$$

正好与这种组成符合。由 (1-11) 式,

$$E_Y = 0.30 \times 1 + 0.59 \times 0 + 0.11 \times 1 = 0.41$$

是紫条的亮度信号电平, 图 (c) 中紫条所对应的亮度信号电平正是 0.41。再由 (1-12)、(1-13) 和 (1-14) 式,

$$E_{R-Y} = 0.70 \times 1 - 0.59 \times 0 - 0.11 \times 1 = 0.59$$

$$E_{B-Y} = -0.30 \times 1 - 0.59 \times 0 + 0.89 \times 1 = 0.59$$

$$E_{G-Y} = -0.51 \times 0.59 - 0.19 \times 0.59 = -0.41$$

它们分别与图 (d) 中紫条对应的三个色差电压的电平相同。对于其它彩条也可作相应的计算。

表 1-3 彩条信号的数值

彩 条	E_R	E_G	E_B	E_Y	E_{R-Y}	E_{B-Y}	E_{G-Y}
白	1	1	1	1	0.00	0.00	0.00
黄	1	1	0	0.89	+0.11	-0.89	0.11
青	0	1	1	0.70	-0.70	+0.30	0.30
绿	0	1	0	0.59	-0.59	-0.59	0.41
紫	1	0	1	0.41	+0.59	+0.59	-0.41
红	1	0	0	0.30	+0.70	-0.30	-0.30
蓝	0	0	1	0.11	-0.11	+0.89	-0.11
黑	0	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00

第四节 色差信号的调制

色度信号是与亮度信号一起传送的。为了实现频谱交错,保证兼容,要将两个色差信号调制在一个合适的色副载波上来形成色度信号。色副载波频率的符号是 f_{sc} ,约等于4.43 MHz。色差信号对色副载波的调制方式必须满足:色度已调波对亮度信号的干扰最小;已调制波中无用信号成分少、有用成分大,因而彩色信杂比高;两色差信号互不干扰,在接收机中容易分开。根据这些要求,决定采用正交平衡调幅调制方式。

一、平衡调幅

平衡调幅是调幅中的一种,又叫抑制载波调幅,或简称抑载调幅。

已知调幅波有三种频率成分,即载频、上边频(带)和下边频(带)。其中,载频具有最大能量,而边频(带)幅度不超过载频幅度的1/2。从能量角度来看,绝大部分能量集中在载频分量上,在调幅系数达100%时,两个边频(带)的能量一共只占1/3,调幅度越小,比例还要更小。然而,信息是通过边带来传送的。从这个角度看来,幅度恒定的载波信号是无用的。在调幅器动态范围和负载能力一定的条件下,如将这种无用的载频成分抑制掉,有用的边带信号就可以有更大的输出幅度,以利于提高信杂比。另外,已调色度信号是混在亮度信号中传送的,副载波分量多少会对亮度信号有些干扰,必须予以抑制。以上就是色差信号对副载波采用平衡调制的原因。采用平衡调制以后,已调制波中就不再有载波(这里是色副载波)成分了。

所谓载波成分无用,仅仅是从边带传送信息方面考虑的;从另一角度来看,载波的抑制却给接收机的解调带来困难。为了检出调制信号,接收机中必须恢复已被抑制的载波,并且不能使用普通的振幅检波(包络检波)。问题必须针对具体情况作通盘考虑。普通调幅波由于

接收机简单而在调幅广播中广泛采用;单边带通信只传送一个边带,抑制了载波和另一个边带,虽然接收机结构比较复杂,却增加了保密性,缩减了占用的频带;由于是专用设备,接收机的复杂就不是主要考虑的因素。此外,调幅制中还有一种方式,就是在黑白电视中已很

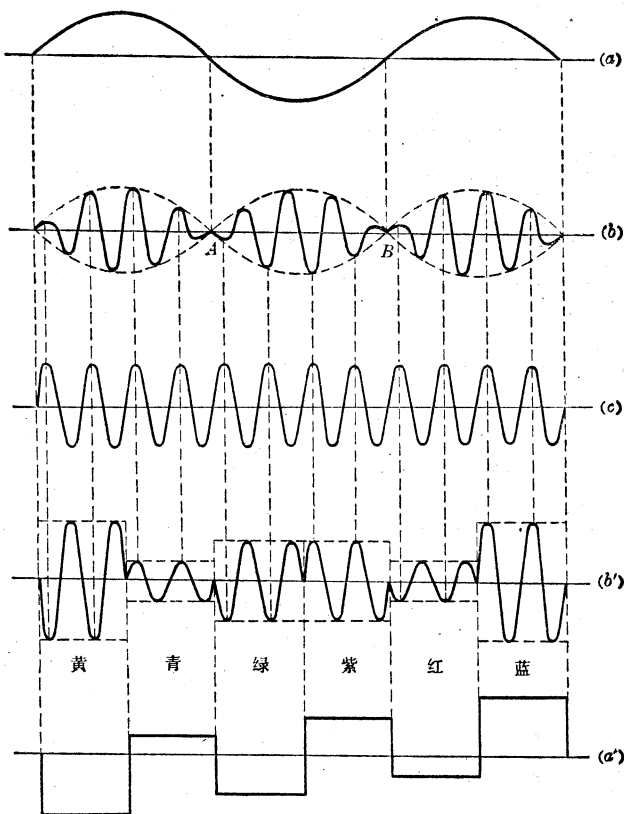


图 1-18 单一频率信号和色差信号的平衡调幅波
(a)、(a') 调制信号 (b)、(b') 已调信号 (c) 副载波信号

熟悉的残留边带调幅。在彩色电视中,色度信号采用平衡调幅,其目的是提高彩色的传送质量。

从(1-10)式中抑制载频,就得出平衡调幅波的数学表达式:

$$E(t) = \frac{E_M}{2} \cos(\omega + \Omega)t + \frac{E_M}{2} \cos(\omega - \Omega)t = E_M \cos \Omega t \cos \omega t \quad (1-20)$$

就是说,平衡调幅器实际上是一个乘法器。其波形如图 1-18 所示。平衡调幅波具有如下重要性质:

1. 平衡调幅波不再含有载频分量。

2. 平衡调幅波的极性由调制信号和载波共同决定,如果二者之一反相,平衡调幅波的极性就反转。

3. 调制信号为零,则平衡调幅波为零。就是说,当色差信号为零或很小时,就没有或只有很小的色度信号加到亮度信号上,这对兼容是很有利的。

4. 平衡调幅波的包络不再是原来的调制信号,因此不能用普通的包络检波器检出原来的调制信号。

5. 只有在原载波的正峰点对平衡调幅波取样,才能得到原来的调制信号。

图 1-18 中画出了调制信号是正弦波时的平衡调幅波。此外,以 E_{B-Y} 色差信号为例,画出了彩条色差信号的一个平衡调幅波,可以看出,由于 E_{B-Y} 信号的极性对青、紫、蓝三彩条为正,所以这三个彩条对应的已调波相位与副载波相同; E_{B-Y} 信号的极性对黄、绿、红三彩条为负,所以相应的已调信号与副载波反相。已调波的幅度则与调制信号电平成正比。应说明的是,这个图中对应每一彩条的范围内,只画了两个周期的副载波波形,这是为了便于对相位变化看得更清楚些。实际上,一个彩条在水平方向占有行正程的 $1/8$ 时间,行正程期为 $52 \mu\text{s}$, 而副载波周期是 $0.225 \mu\text{s}$, 所以一个彩条所对应的时间内,应有副载波的个数是 $\frac{52 \mu\text{s}}{8 \times 0.225 \mu\text{s}} \approx 29$ 个,所以不可能都如实画出来。

二、环形调制器

产生平衡调幅波的电路之一是二极管环形调制器。为了便于理解其原理,先来分析图 1-19 中的两个普通二极管调幅器。图中用箭头规定各信号的正方向(下同)。



图 1-19 两个二极管调幅器

设图中

$$\left. \begin{aligned} \text{调制信号 } e_M &= E_M \cos \Omega t \\ \text{载波信号 } e_m &= E_m \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (1-21)$$

这里 Ω 和 ω 分别是调制角频率和载波角频率, E_M 和 E_m 为常数。图 1-19(a) 调幅器的已调输出为:

$$e' = E_m(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (1-22)$$

图(b)的调幅器中, 调制信号与图(a)中反相, 故需以 $-\cos \Omega t$ 取代(1-22)式中的 $\cos \Omega t$, 其已调输出为:

$$e'' = E_m(1 - M \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (1-23)$$

上二式中, 调幅系数

$$M = E_M / E_m \leq 1 \quad (1-24)$$

无论哪一个调幅器都不能通过滤波器来滤除载波, 因为两个边频和载频相隔太近了(当 e_m 为色差信号时, 边带信号频率十分靠近副载波频率, 因为色差信号具有零频率成分)。但是, 如果将图 1-19 中的两个调幅器连在一起, 如图 1-20(a), 就可以将载频抵销掉, 这就是二极管平衡调幅器。图中 D_1 、 D_2 的电流 i_1 、 i_2 在输出变压器初级两个绕组上产生相反的电动势, 可知图 1-20(a) 中的平衡调幅器的输出电压是图 1-19 中两个调制器输出电压之差:

$$e_1 = e' - e'' = 2E_M \cos \Omega t \cos \omega t \quad (1-25)$$

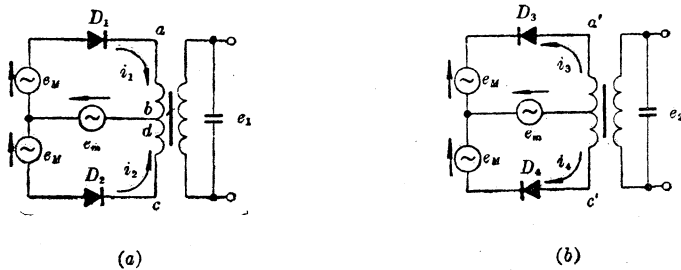


图 1-20 两个二极管平衡调幅器

图 1-20(a) 的调幅器已经满足了抑制载频的要求。由于 $\frac{E_M}{E_m} \leq 1$, 则 $E_M \leq E_m$, 所以, 在 e_m 的负半周, 电路并不工作。如果再将另一个平衡调幅器(图 1-20(b)) 和它组合起来, 就成了图 1-21(a) 中的电路, 它将 e_m 的负半周也利用了, 这时 D_3 、 D_4 导通, 完成负半周的调幅任务。将图 1-21(a) 改画成图(b), 四个二极管串联成环, 故名环形调制器。

为了加深对环形调制器的理解, 现画出流过各二极管的电流波形。当 e_M 和 e_m 以图示极性加在 D_1 和 D_3 两端时, e_m 的正半周 D_1 导通, e_m 的负半周 D_3 导通, 所以, D_1 、 D_3 中的电流 i_1 和 i_3 的波形如图 1-22 所示。图中用一条折线来表示二极管的伏安特性, 并假设 4 只二极管特性完全相同。用完全类似的方法可得 D_2 和 D_4 中电流 i_2 和 i_4 的波形。

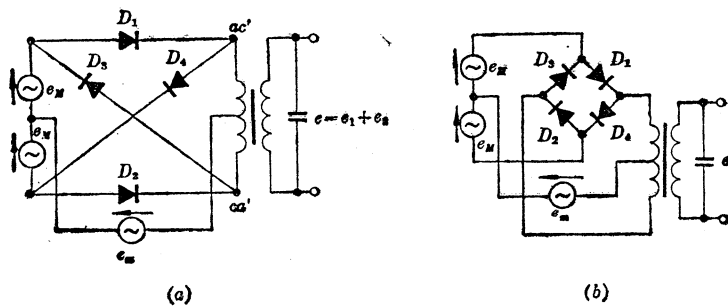


图 1-21 二极管环形调制器

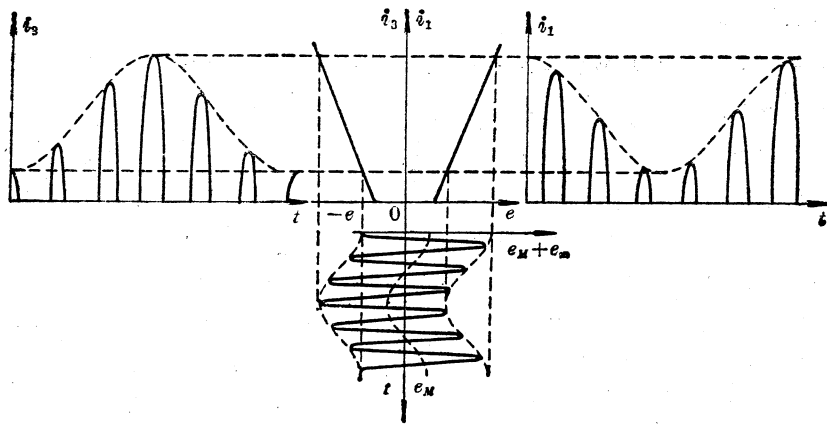


图 1-22 流过 D_1 、 D_3 的电流波形

考虑到各路电流的极性及其在输出变压器中的总效果，故输出变压器初级的总电流

$$i = (i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) \quad (1-26)$$

此总电流及其基本成分如图 1-23 所示。这也就是环形调幅器的输出波形，它显然具有平衡调幅波的性质。

环形调制器输出信号中有用成分大，无用成分少。分析表明，最邻近的干扰频率是

$$3f_{sc} - f_{\max} = 3 \times 4.43 - 1.3 \text{ MHz} \approx 12 \text{ MHz}$$

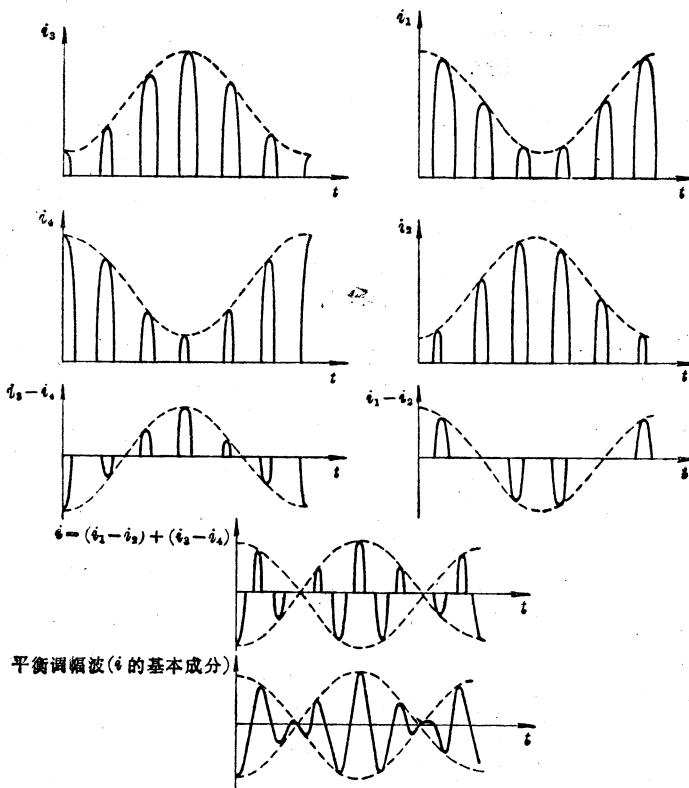


图 1-23 环形调制器的电流波形

其中, f_{\max} 是调制信号(色差信号)的最高频率。用一个简单的低通滤波器就能把有用成分 $f_{sc} \pm f_D$ 取出来。

色差信号平衡调制色副载波得到的已调信号携带着彩色信息。这个已调波应该称为彩色载波信号或载色信号(Carrier-Chrominance Signal)。为了与现有资料统一,在本书以后章节中将称为色度信号,用符号 F 表示。

三、正交调幅

正交调幅是将两个色差信号 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 分别调制在频率相同、相位差 90° 的两个色副载波上,再将两个输出加在一起。在接收机中,则根据相位的不同,从合成的副载波已调信号中可分别取出两个色差信号。正交调幅既能在一个副载波上互不干扰地传送两个色差信号,而且在接收机中又易于将它们分开。

色差信号的正交平衡调幅的方框图如图 1-24 所示。图中共有两个平衡调幅器,一个是 E_{R-Y} 信号的,一个是 E_{B-Y} 信号的。设前者的副载波为 $\cos \omega_{sc} t$, 后者为 $\sin \omega_{sc} t$ (振幅均设为 1), 那末,两个平衡调幅器的输出分别是 $E_{R-Y} \cos \omega_{sc} t$ 和 $E_{B-Y} \sin \omega_{sc} t$ 。它们在线性相加器中合成,就得到色度信号

$$F = E_{R-Y} \cos \omega_{sc} t + E_{B-Y} \sin \omega_{sc} t \quad (1-27)$$

图 1-24(b) 示出了合成信号与两平衡调幅器输出之间的矢量关系。图中对角线的长度代表色度信号 F 的振幅, ϕ 是 F 的相角。

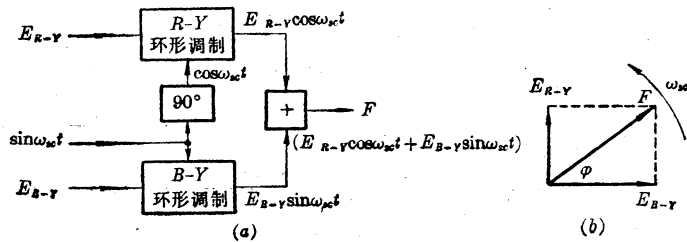


图 1-24 正交平衡调幅

将(1-27)式稍加变形即得:

$$F = \sqrt{(E_{R-Y})^2 + (E_{B-Y})^2} \sin(\omega_{sc} t + \phi) \quad (1-28)$$

式中

$$\phi = \text{tg}^{-1}(E_{R-Y}/E_{B-Y}) \quad (1-29)$$

这说明,色度信号是一个既调幅,又调相的波形,它的振幅变化反映了色饱和度的变化,而相角 ϕ 与两个色差信号的比值有关,对不同的色调来说,这个比值是不同的。故 ϕ 反映了色调的变化。

将色度信号 F 和亮度信号 E_Y 以及同步、消隐等信号混合,就得到了彩色全电视信号(式中未表示同步、消隐信号)。

$$E_M = E_Y + \sqrt{(E_{R-Y})^2 + (E_{B-Y})^2} \sin(\omega_{sc} t + \phi) \quad (1-30)$$

这样,一个通道中同时传送 E_Y 、 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 三个信号,各以不同方式存在,因而,在接收机中也就能将它们分开。

四、色度信号的压缩

以彩条信号为例,试分析彩色全电视信号的动态范围。对于黄条,它是红基色和绿基色组成的,没有蓝色成分。所以 $E_R = E_G = 1$, $E_B = 0$,

$$\text{由(1-11)式, } E_Y = 0.30 \times 1 + 0.59 \times 1 + 0.11 \times 0 = 0.89$$

$$\text{由(1-12)式, } E_{R-Y} = 0.70 \times 1 - 0.59 \times 1 - 0.11 \times 0 = 0.11$$

$$\text{由(1-13)式, } E_{B-Y} = -0.30 \times 1 - 0.59 \times 1 + 0.11 \times 0 = -0.89$$

$$\begin{aligned} \text{由(1-30)式, } E_M &= 0.89 + \sqrt{(0.11)^2 + (-0.89)^2} \sin(\omega_{sc} t + \varphi) \\ &= 0.89 + 0.90 \sin(\omega_{sc} t + \varphi) \end{aligned}$$

随着时间的改变,上式第二项之值在 0.90 和 -0.90 之间变动,于是 E_M 信号的动态范围是 1.79 至 -0.01,以 0.89 为其中心值。依此对其它彩条进行计算,得到彩条信号 E_M 的动态范围如表 1-4 所示。

表 1-4 E_M 信号的动态范围

彩条	E_{R-Y}	E_{B-Y}	$E_Y + \sqrt{E_{R-Y}^2 + E_{B-Y}^2}$	电平范围
白	0.00	0.00	1.00 ± 0.00	1
黄	+0.11	-0.89	0.89 ± 0.90	1.79 ~ -0.01
青	-0.70	+0.30	0.70 ± 0.76	1.46 ~ -0.06
绿	-0.59	-0.59	0.59 ± 0.83	1.42 ~ -0.24
紫	+0.59	+0.59	0.41 ± 0.83	1.24 ~ -0.42
红	+0.70	-0.30	0.30 ± 0.76	1.06 ~ -0.46
蓝	-0.11	+0.89	0.11 ± 0.90	1.01 ~ -0.79
黑	0.00	0.00	0.00 ± 0.00	0

然而,彩色全电视信号中还有同步信号。在视频信号中,以同步电平为 100%,若认为黑电平为 76%,白电平为 20%,将表 1-4 中的动态范围画在图 1-25 中,就会发现色度信号的幅度太大。图 1-25(a)是彩条中的亮度阶梯信号,图中右边的标尺是从第一章第三节就开始采用的一个相对单位,在这个标尺中,黑电平为零,白电平为 1。其它彩条的亮度电平已标在同一图中。图(b)是按这个相对单位组成的彩条色度信号,在每一个彩条范围内,它们是一些幅度和相位由(1-28)式、(1-29)式和表 1-4 确定的副载波频率的正弦波。如前所述,每个彩条内,正弦波有很多个,图中用一些垂直细线表示。今后凡是这种波形都表示某种包络内的相位特定的若干个副载波频率的正弦波。现在,将这些副载波迭加在相应的亮度阶梯上。比方说,蓝条的亮度电平为 0.11(相对单位),而蓝条的色度信号是振幅为 0.90(相对单位)的副载波,将它迭加在 0.11(相对单位)的电平上。其它各条也这样迭加以后,就得到图(c)这样的彩色全电视信号。这里一直采用的相对单位称为相对视频幅度,图(c)中用右边的 y' 坐标表示,注意这个坐标的正方向是向下的,因此蓝条色度信号的正峰点是

$$y' = -0.79$$

合成的彩色全电视信号(即 FBAS)是去调制图象载波的,我国采用负极性调制。如果用图(c)左边的坐标 y 表示调制后图象载波的幅度,根据 $y = 0.76$ 时 $y' = 0$ 和 $y = 0.20$ 时 $y' = 1$,则这两个线性相关的坐标系的关系是

$$y' = -1.78y + 1.35 \quad (1-31)$$

如以 $y=1$ 代入上式, 就得到同步头在 y' 坐标系中的值为 -0.43 , 显然, 蓝条色度信号已超出同步头很多了。这在接收机同步分离电路中是根本不能允许的, 接收机将无法从这个信号中分离出同步信号来。事实上红条也超过了同步头。

另外, 对于黄条, 在 y' 坐标系中, 其亮度电平是 0.89 , 色度信号振幅是 0.90 , 所以色度信号和亮度信号迭加以后, 负峰点已到 $y'=0.89+0.90=1.79$ 的位置, 用(1-31)式换算到 y 坐标系中, 已在零以下。已知, 调幅系数最小应是零, 调幅波的振幅小于零是毫无意义的, 而且, 在伴音内载波接收机中, 第二伴音中频是靠图象中频和伴音中频差拍产生的, 因此, 图象载波幅度即使是瞬时为零也是不允许的, 因为会造成伴音的中断。事实上, 青条也有类似现象。这样看来, 按(1-28)式组成的色度信号是不实用的。为了解决这一问题, 可将(1-28)式信号加以适当压缩来作为实际的色度信号使用。当然, 压缩过多会使彩色信号比牺牲太大, 所以要找一个合理方案。若将超过同步头的蓝条和红条色度信号压缩到某一电平, 比如 $y'=-0.33$, 就不会影响同步分离了。对照图 1-25(c), 这等于要求红、蓝条的色度信号的振幅分别为(相对单位):

$$\text{红条振幅} = 0.30 - (-0.33) = 0.63$$

$$\text{蓝条振幅} = 0.11 - (-0.33) = 0.44$$

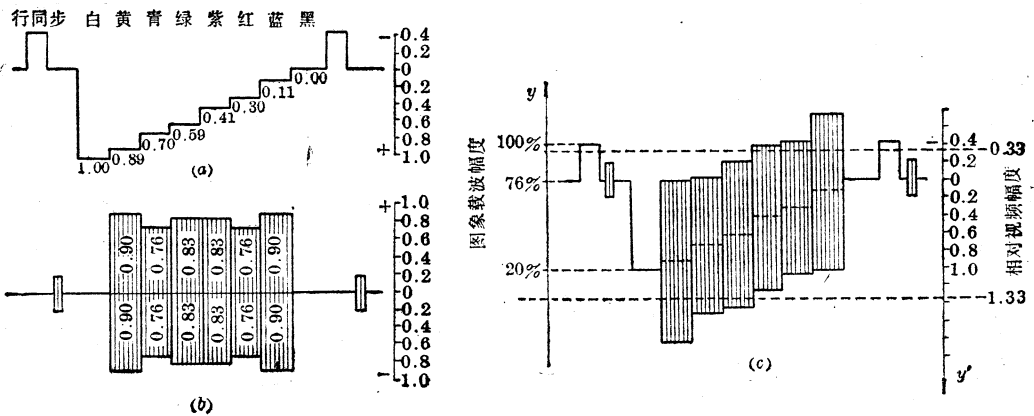


图 1-25 彩条视频信号

(a) 亮度信号 (b) 色度信号 (c) 彩色全电视信号(未压缩)
(a)+(b)=(c)

设必须将 E_{B-Y} 信号压缩 w 倍, E_{R-Y} 信号压缩 z 倍, 现根据上述要求, 应先求出这两个压缩系数。查表 1-4, 红条 $E_{R-Y}=0.70$, $E_{B-Y}=-0.30$, 则

$$\sqrt{[w(-0.30)]^2 + [z(0.70)]^2} = 0.63 \quad (1-32)$$

蓝条 $E_{R-Y}=-0.11$, $E_{B-Y}=0.89$, 则

$$\sqrt{[w(0.89)]^2 + [z(-0.11)]^2} = 0.44 \quad (1-33)$$

联立(1-32)式和(1-33)式求解, 得 $w=0.493$, $z=0.877$, 因此, 应采用

$$\left. \begin{aligned} U &= 0.493 E_{B-Y} \\ V &= 0.877 E_{R-Y} \end{aligned} \right\} \quad (1-34)$$

的色差信号去调制副载波。这样彩色电视的色度信号是

$$F = U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t = \sqrt{U^2 + V^2} \sin(\omega_{sc} t + \varphi) \quad (1-35)$$

其中

$$\varphi = \text{tg}^{-1}[V/U] = \text{tg}^{-1}[0.877 E_{R-Y}/0.493 E_{B-Y}] \quad (1-36)$$

为了方便起见,可将它的两个正交分量分别称为色度分量 F_U 和 F_V 。这样压缩以后,黄条、青条影响调幅器和接收机第二伴音中频工作的问题都随之解决。

彩条信号中的色都是一些饱和度最高的色,对于大多数饱和度较低的色,色度信号幅度更小,因而更不会超出这上、下两个界限了。

当然,在接收机中解调出 U 、 V 信号以后,还要将压缩系数补回来,恢复 E_{B-Y} 、 E_{R-Y} 色差信号,才能不失真地重现彩色。

压缩后彩条信号波形如图 1-26 和表 1-5 所示。表 1-5 最后一栏系根据(1-36)式求出来的各彩条的相角 φ 。用矢量图表示各彩条中已调波的振幅和相位,应用很方便。图 1-27 就是这样的彩色矢量图,各矢量的相角是由(1-36)式决定的。

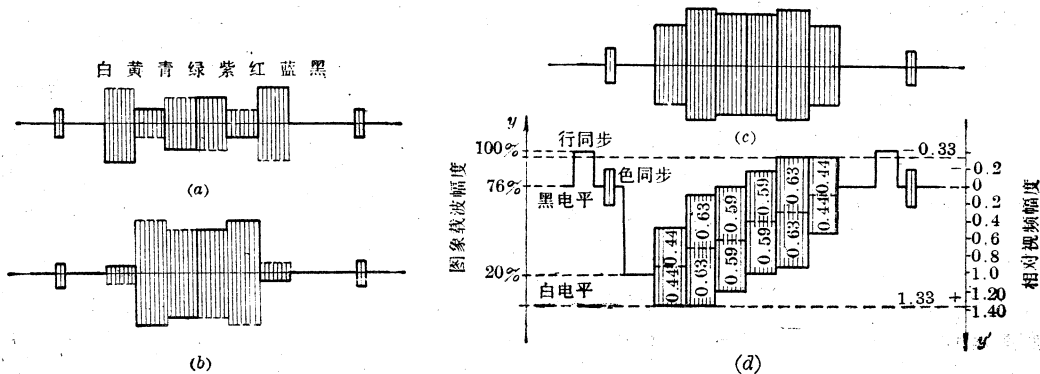


图 1-26 压缩后的彩条信号(100% 饱和度, 100% 幅度)

(a) 色度分量 F_U (b) 色度分量 F_V (c) 全色度信号 F (d) 全电视信号

表 1-5 压缩后彩条信号的数值

彩条	E_Y	E_{B-Y}	E_{R-Y}	U	V	色度信号振幅 $\sqrt{U^2+V^2}$	色度信号相位 $\varphi = \text{tg}^{-1}V/U$
白	1.00	0	0	0	0	0	—
黄	0.89	-0.89	+0.11	-0.4388	0.0965	0.44	167°
青	0.70	+0.30	-0.70	+0.1479	-0.6139	0.63	283°
绿	0.59	-0.59	-0.59	-0.2909	-0.5174	0.59	241°
紫	0.41	+0.59	+0.59	+0.2909	+0.5174	0.59	61°
红	0.30	-0.30	+0.70	-0.1479	+0.6139	0.63	103°
蓝	0.11	+0.89	-0.11	+0.4388	+0.0965	0.44	347°
黑	0	0	0	0	0	0	—

彩色矢量图的横轴称为副载波相位基轴。它的正方向为 $\varphi=0$ 。有关副载波和色度信号的相位,都是相对于它而言的。关于副载波或色度信号的相位,须加以明确的是,任何一个无线电交流信号,其瞬时相位是随时间改变的,色度信号和副载波信号也不例外。例如六个彩条中的色度信号的瞬时相位都是随时间不断改变的。这种改变,相当于图 1-27 中的六个矢量以及相位基轴都在以 $2\pi f_{sc}$ 的角速度围绕 O 点旋转。但是,不管它们的瞬时相位如何变化,它们之间的相位差是不变的。而相位差与色调有关,因此,通常以副载波相位基轴为相

位参考点,用图 1-27 中各色调矢量与它的相位差来代表各色调的相位。这实际上是一个相对的相位关系。此外,今后凡谈到某特定的副载波或色同步信号的相位,也是以相位基轴为参考的。

在这个矢量图上,每一个相角 φ 代表一定的色调,这是正交平衡调幅制的一个重要特点。各矢量的模代表色度信号的幅度即饱和度,它们都是显象基色所能配出的那些饱和度和最高的色。在 φ 不变的直线上,向原点 O 移动意味着色饱和度减褪。因此,正交平衡调幅制是用色度信号的幅度传送色饱和度,用色度信号的相角传送色调信息。色度信号是一个既调幅、又调相的信号。

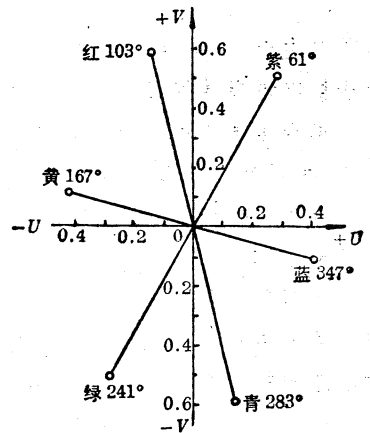


图 1-27 彩条矢量图

如前所述,采用平衡调幅方式抑制了副载波,提高了信杂比,改善了兼容性和发射机的工作状况;采用了正交调幅,使一个副载波能传送两个色差信号而不互串,或者说节约了一个副载波。这就是正交平衡调幅制的主要优点。但其缺点是,发送端抑制了副载波,接收端就要自行产生副载波才能解调;而且,为了保证重现色调的准确性,要求收发两端的副载波严格同步,因此要将发送端的相位基准信息通过发送电波告诉接收端。具体办法是在行消隐期的黑电平上,每行发一串相位确定的副载波脉冲串,叫做色同步定相脉冲串或色同步信号(或色同步脉冲,有关内容将在下节讨论)。

相位不准,色调就会畸变,使传输系统的相位失真,将影响彩色电视的质量。这是正交平衡调幅制的严重弱点。这种正交平衡调幅制就是绪论中所说的 *NTSC* 制。*NTSC* 制对微分相位失真的容限只有 $\pm 12^\circ$,这对整个电视系统来讲是比较苛刻的条件。

第五节 *PAL* 色度信号

实际上,传输系统的相位失真和传输过程中的相位干扰总是不可避免的。为了克服正交平衡调幅制对相位失真的敏感性,采用逐行倒相的措施可以使相位失真和干扰相互抵消。

一、逐行倒相

PAL 就是逐行倒相的缩写,*PAL* 制就是在正交平衡调幅制的基础上加一个逐行倒相措施,所以称为逐行倒相正交平衡调幅制。所谓逐行倒相,是将色度信号中的一个分量,即第二分量 F_V 逐行倒相,而不是将整个色度信号倒相,更不是将整个视频信号倒相。这样,*PAL* 色度信号的数学表达式是:

$$F = U \sin \omega_{sc} t \pm V \cos \omega_{sc} t = \sqrt{U^2 + V^2} \sin(\omega_{sc} t \pm \varphi) \quad (1-37)$$

而

$$\varphi = \text{tg}^{-1} V/U \quad (1-38)$$

PAL 制彩色电视的视频图象信号为

$$E_M = E_Y + F = E_Y + \sqrt{U^2 + V^2} \sin(\omega_{sc} t \pm \varphi) \quad (1-39)$$

(1-37)和(1-39)两式中的 \pm 号表示:第 n 行取正号,第 $n+1$ 行取负号。具体些说,就是,第

一、二场的奇数行和第三、四场的偶数行取正号，第一、二场的偶数行和第三、四场的奇数行取负号。为了方便，可把取正号的那些行叫做 *NTSC* 行，取负号的那些行叫做 *PAL* 行。

一个任意色调的色度信号，如果 *NTSC* 行用 F_n 表示，那末它的 *PAL* 行的矢量 F_{n+1} 就应该是 F_n 以 U 轴为基准的一个镜象，因为二者第一个分量(即 U 轴分量)是相同的，仅第二分量(即 V 轴分量)倒了相。图 1-28(a) 以紫色为例画出了这种情况。图 (b) 则是整个彩条矢量图逐行倒相的情况。其中实线表示 *NTSC* 行，虚线表示 *PAL* 行。

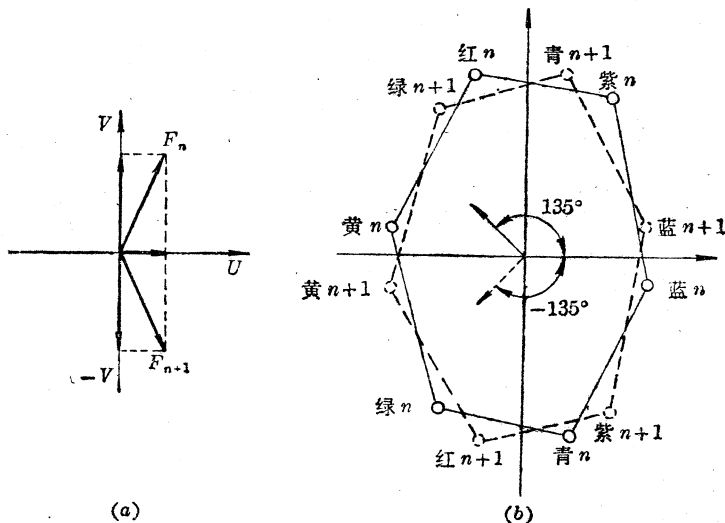


图 1-28 逐行倒相的色度信号

(a) 任意色调(紫)的信号 F (b) 彩条信号

为了使接收机能按色度信号的本来相位正确重现原来的色调，在接收端必须采用相应的措施，将 *PAL* 行的色度信号 F_V 再重新倒回来。就是说，图 1-28 中的 F_{n+1} 在接收机中必须再倒回到 F_n 的位置上来。否则，第 n 行的 F_n 被接收机重现为紫色，第 $n+1$ 行的 F_{n+1} 却被接收机重现为一种接近青色的色调(对照图 (b))，因而失去了原来的色调。其它彩条也都有类似的变化，比如第 n 行是红色，如果接收端不倒回来，第 $n+1$ 行就重现为绿色等等。所有 *PAL* 行的色调逐行倒相以后都位于 U 轴的镜象位置上，这正是由于只倒了 V 轴分量而不是倒整个色度信号的相位的缘故。

至于逐行倒相的方法，可在一个环形调制器中用一个频率是行频一半的方波(电视中心台设备中有一个半行频脉冲信号叫 P 脉冲，半行频方波可由 P 脉冲产生)对色度分量 F_V 进行平衡调制。这样的环形调制器叫做 *PAL* 开关。半行频方波就是开关信号。因为半行频方波电压的极性一行为正，一行为负，每两行重复，而环形调制器又是一个相乘器，所以，调制结果，相邻两行的相位就逐行倒转而不改变原来的波形。这样就达到了逐行倒相的目的。

本来， F_V 是色差信号 V 和经移相 90° 的副载波在环形调制器中相乘的结果。现在，在逐行倒相中它又和半行频方波相乘，根据乘法的交换律，完成 F_V 信号的逐行倒相有三种方案(图 1-29)：即将已调信号 F_V 逐行倒相；用色差信号 V 去平衡调制一个逐行倒相的副载波；将色差信号 V 逐行倒相后去平衡调制副载波。图 1-30 则是第二种方案中所需要的逐行倒相副载波形成过程的示意图。

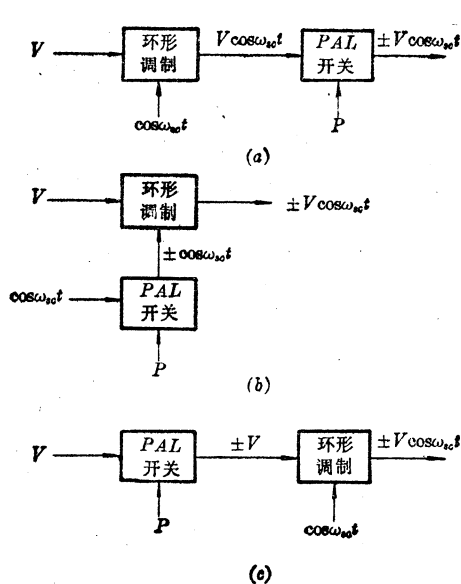


图 1-29 逐行倒相的三种方案

色度信号 F_V 逐行倒相以后, 使色度信号的频谱结构发生了变化 (前已述及, 调幅过程中频谱会发生变化)。而 F_U 分量与倒相无关, 它的谱线群不动, 即以行频 f_H 为间距, 对称地排列在色副载频 f_{sc} 两旁, 如图 1-31 中的实线所示。这里为简单起见, 每一个帧频谱线构成的群, 只用其主谱线表示。 F_U 的主谱线的位置是 $f_{sc} \pm n f_H$, 其中 n 是不为零的整数。

未经逐行倒相的色度分量 F_V 的主谱线本来也应占有这些位置, 但由于逐行倒相, 位置发生了变化。既然逐行倒相过程是用半行频方波平衡调制的过程, 就可以把 F_V 原来的每一根主谱线的频率看成载频, 而将半行频方波的各个谱线对称地配列在它的两旁。由于是平衡调制, 原来位置 $f_{sc} \pm n f_H$ 上不应再有 F_V 的谱线。半行频方波的谱线是

$$\frac{1}{2} f_H, \quad \frac{3}{2} f_H, \quad \frac{5}{2} f_H, \quad \dots$$

于是, F_V 的主谱线就占有 $f_{sc} + (n + \frac{1}{2}) f_H$ 位置。所以 F_V 与 F_U 的主谱线刚好错开了半个行频, 如图 1-31 中虚线所示。在频谱图上将用 U 和 V 分别表示 F_U 和 F_V 的主谱线。

二、相位失真的互补

从电视摄像机到接收机的整个电视系统会有各种各样的相位失真。例如, 传输系统各单元的线性相位失真, 发射机调幅器等大信号工作环节的微分相位失真, 在多山地区或高大建筑物附近, 信号传播过程中发生多径相位干扰, 接收机中副载波恢复电路的相位误差等

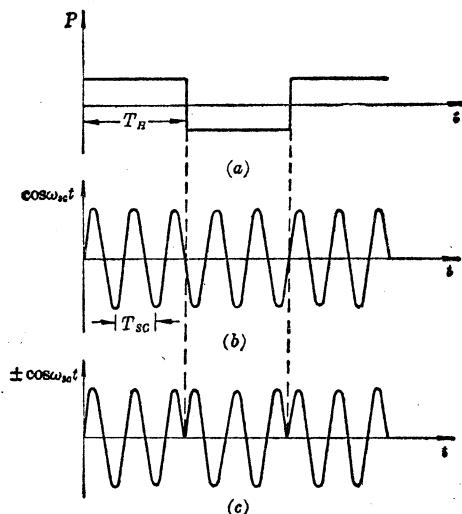


图 1-30 逐行倒相示意图

(a) 半行频方波 (b) 移相 90° 副载波
(c) 移相 90° 逐行倒相副载波
 T_H —一行周期 T_{sc} —副载波周期

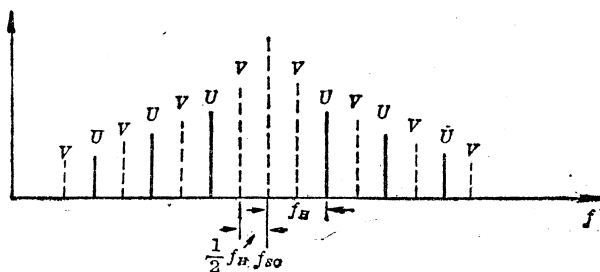


图 1-31 PAL 色度信号的频谱

等。采用逐行倒相的结果都能使这些相位误差互补、抵销。其中尤以改善微分相位误差的效果是一般相位校正网络所不能达到的。现以微分相位误差的改善来说明逐行倒相纠正相位误差的道理,而其它几种失真的抵销则是易于理解的。

所谓微分相位失真大信号工作状态下出现的一种非线性失真。它的特点与信号电平有关。在大信号工作状态下,容易进入电子管、晶体管等特性曲线的非线性部分,将使频率相同的信号因电平不同也有不同的相移。例如,发射机微分相位失真的主要原因在其调幅级中电子管输入特性的非线性,使不同输入电平下管子的输入电阻各异,再由于输入阻抗中的电抗分量以及信号源内阻中电抗分量的存在,就造成了输入信号的不同相移。这种取决于特性曲线的非线性(即其微分)的相位失真,就称为微分相位失真。

色度信号是迭加在亮度信号上传送的。亮度信号随图象内容的变化忽大忽小,使色度信号在管子的特性曲线上来回移动,于是信号的相移随亮度电平而变。以彩条信号来说,各色调的色度信号是在不同亮度电平上的,通过这个系统以后,各色调的色度信号间固有的相位关系(即彩条矢量图 1-28 中的相位关系)就发生了变化,它们与副载波相位基轴的相角也都变了,于是产生色调失真。这种微分相位失真不能用简单的相位校正网络来校正。

微分相位失真只与亮度电平有关。相邻两行上相邻象素的亮度总是差不多的,它们的色度信号的微分相位失真也就相同,假设都滞后了一个相角 φ 。如图 1-32(a) 所示,对一个任意的色度信号 F 来说,其 *NTSC* 行的失真信号为 F' 。*PAL* 行由于逐行倒相,相邻象素色度信号本来是 \bar{F} ,滞后 φ 角就成了 \bar{F}' 。这个矢量的第二分量在接收机中又被倒相,于是变成 $\bar{\bar{F}}'$, F' 和 $\bar{\bar{F}}'$ 恰好对称地位于 F 的两旁,经平均以后,色调将准确地重现为原来的色调,只不过饱和度下降为无失真时的 $\cos \varphi$ 倍。举例来说,如 F 是紫色,则 F' 是紫偏蓝色, $\bar{\bar{F}}'$ 为紫偏红色。由于在荧光屏上这两个象素相邻近,所以看起来还是紫色(图 b)。即使相位误差 φ 高达 40° , F' 几乎已是蓝色, $\bar{\bar{F}}'$ 几乎已是红色,平均起来还是紫色。

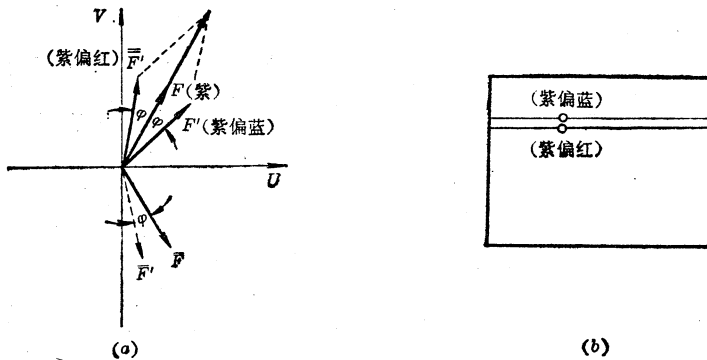


图 1-32 相位失真的互补

这里所说的平均,在 *PAL* 接收机中是通过人眼本身进行视觉平均的,只要在屏幕外一定的距离,由于人眼的分辨力已无法区分是两个点,看到的就是二者合成的色调;在 *PAL_D* 接收机中,这种平均是通过电路来进行的。

三、色同步信号

为了保证色彩准确,利用副载波的相位来传送色调,须使收、发两端的副载波同步。为此,要在每行逆程期发一个色同步信号。这是和行、场同步信号完全不同的另一类同步信

号。色同步信号为接收机恢复副载波提供一个相位基准只是其作用之一。

前述 *PAL* 色度信号的第二分量是逐行倒相的。例如发送一个全红的光栅,红光信号的相位是 103° , 所以 *NTSC* 行色度信号的相位是 103° , 而 *PAL* 行色度信号的相位则是 257° 。如果接收机不将这个相位倒回来,则显象管就会一行重现原来的红色(*NTSC*行),另一行(*PAL*行)却重现为绿色(绿色的相位是 241° , 和 257° 接近),通过平均作用就成了黄色。这是不允许的。所以接收机里也要装一个控制逐行倒相的 *PAL* 开关。但接收机设置了 *PAL* 开关,却不能识别哪一行本来就是没有倒相的 *NTSC* 行,哪一行是经过倒相的 *PAL* 行。结果,就有可能搞错,把 *NTSC* 行的色度信号倒相,而 *PAL* 行却保持 257° 相位不动,于是得到的是一个全绿的光栅。这同样也是不能允许的。很明显,造成这个错误的原因,是接收机的 *PAL* 开关和发送端的 *PAL* 开关不同步。所以色同步信号的第二个作用,称为识别作用,就是提供一种信息,保证收发两端逐行倒相的同步工作,以保证接收机能正确识别信号中的 *PAL* 行和 *NTSC* 行。

色同步信号是在每行的逆程期中即行消隐的特定时间内存在于消隐电平上的 $9\sim 11$ 个副载波频率的正弦波。给它规定一个特定的时间(其包络前沿滞后于行同步前沿 $5.6\mu\text{s}$),是为了接收机电路容易找到它(见图 1-33)。

为了传送识别信息,色同步信号相邻两行的相位也和色度信号一样是逐行将其第二分量倒相的,即 *NTSC* 行(第一、二场奇数行和第三、四场偶数行)的相位是 $+135^\circ$; *PAL* 行(第一、二场偶数行和第三、四场奇数行)的相位是 -135° 。凡是某行色同步信号相位是 $+135^\circ$ 的,即表示这一行是 *NTSC* 行,接收机中的 *PAL* 开关勿须将它的相位反转;凡是某行色同步信号是 -135° 的,即表示这一行是 *PAL* 行,接收机的 *PAL* 开关须将其相位反转回来。于是,尽管图象具体内容无法从正程的色度信号中分辨它是 *NTSC* 行还是 *PAL* 行,但只要认清逆程期内的色同步信号这个标签,就可以判断无误了。

有关色同步信号细节规定请参阅附录二。图 1-33 画出了色同步信号的波形和位置。有人把这种逐行倒相的色同步信号称为摇摆色同步信号是很形象的。

此外,为了不影响场同步脉冲的分离,应在场同步脉冲(包括均衡脉冲)的九行内,消隐掉色同步信号。同时,为了保证接收端色同步的稳定性,应使每场中第一个和最后一个色同步信号的相位相同。这样,色同步消隐门每场应前移 $\frac{1}{2}T_H$ (T_H 是行周期),每四场重复,称为色同步迂回消隐门,或简称迂回门,如图 1-34 所示。

产生这样一个色同步信号,实际上可以用一个行频的色同步门脉冲(电视中心台设备中称“*K* 脉冲”)控制一个门电路,放过 $9\sim 11$ 个副载波频率的正弦波就可以了。为了正好放过 10 ± 1 个副载波,要将 *K* 脉冲的脉宽选为 10 ± 1 个副载波周期即 $2.25\pm 0.23\mu\text{s}$;在时间上,其前沿应滞后行同步前沿 $5.6\mu\text{s}$;为实现 $\pm 135^\circ$ 的摇摆性,可以利用色度信号的正交平衡调制系统。将每行一个的 $+K$ 脉冲混进 *V* 信号,将 $-K$ 脉冲混进 *U* 信号。这样,逆程期

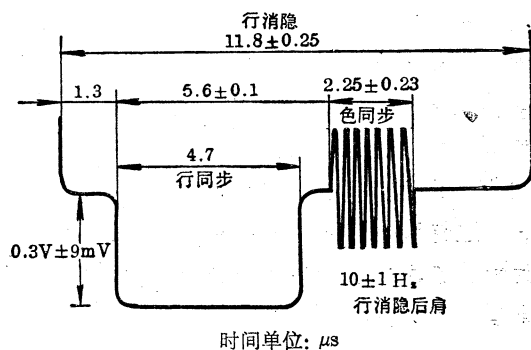


图 1-33 色同步信号

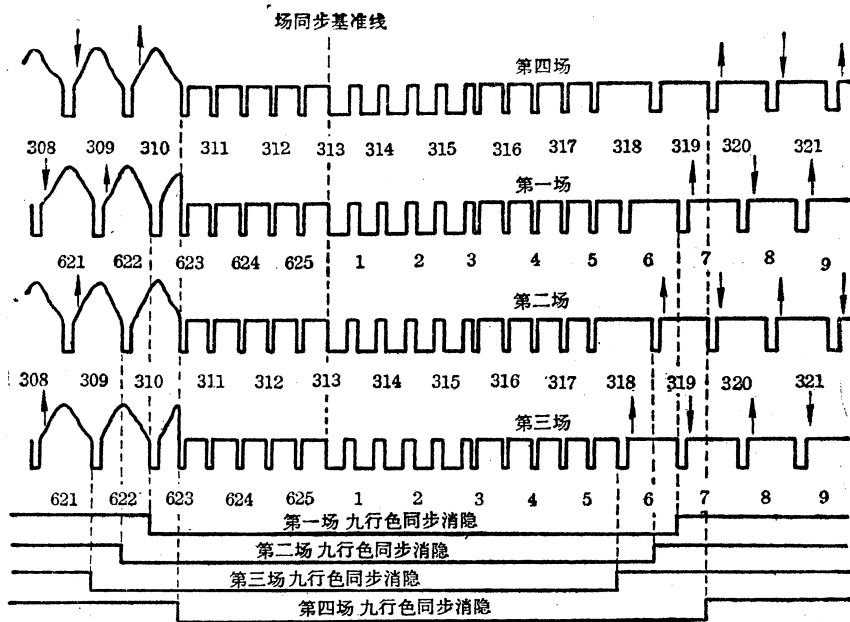


图 1-34 九行色同步信号消隐

“↑”表示色同步信号的相位为 135° (NTSC 行)
 “↓”表示色同步信号的相位为 -135° (PAL 行)

的 K 脉冲和正程期的色差信号将一起对副载波进行平衡调制。于是, 同一个平衡调制器除了产生色度信号之外还顺便产生了色同步信号。正程期色差信号的调制过程, 本章第四节已经叙述了, 现在来看逆程期间 K 脉冲对副载波的调制。先看 NTSC 行, V 通道逆程期是 $+K$ 脉冲, 设其幅度为 A , 其对振幅为 1 经移相 90° 的副载波平衡调制的结果, 在 K 脉冲持续期内是 10 ± 1 个移相 90° 的副载波, 其幅度为 A , K 脉冲持续期以外为零; 同理 U 通道因为是 $-K$ 脉冲去对一个振幅为 1 的 0° 副载波进行平衡调制, 所以放过 10 ± 1 个 180° 副载波, 幅度也是 A , 这两个调制结果相加, 正好是 10 ± 1 个 135° 的副载波, 见图 1-35(b), 幅度是 $\sqrt{2}A$, A 可根据色同步信号振幅的要求选定。

至于 PAL 行, 不同之处在于 V 通道的 10 ± 1 个副载波变成 -90° , 所以相加结果自然是 -135° 的副载波。

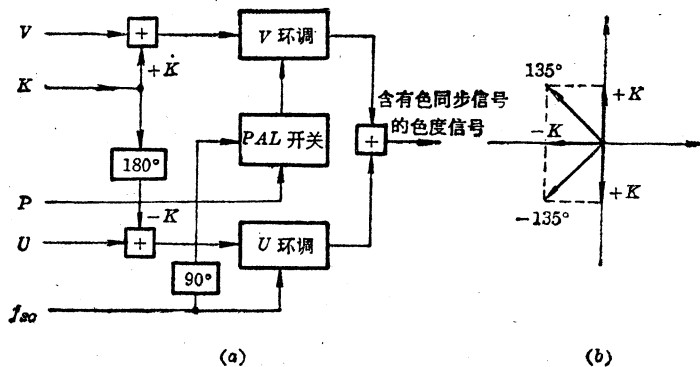


图 1-35 色同步信号的产生

(a) 方框图 (b) 矢量图

由此看来,产生色同步信号的关键在于形成符合要求的 K 脉冲。这部分电路在彩色电视中心台设备内叫做 K 脉冲形成器。

K 脉冲的形成,可以利用复合同步脉冲,其中含有 $T_H/2$ 为重复周期的均衡脉冲及开槽脉冲,在形成色同步信号时是不需要的。因此用一个单稳态电路将它们除去。单稳态电路的形成脉宽选为 $\frac{2}{3} T_H \approx 43 \mu\text{s}$, 行频脉冲来时可以触发产生持续期 $\tau = 43 \mu\text{s}$ 的行频脉冲,而连续两个 $\frac{T_H}{2}$ 周期的脉冲到来时,其中第二个正碰到单稳态处于准稳状态,因而无效。这样,单稳态即输出一个单纯的行脉冲,其前沿与行同步前沿一致。再用这个脉冲去触发一个脉冲形成 I (图 1-36), 形成脉宽为 $5.6 \mu\text{s}$ 的负脉冲,用其后沿(正跳变沿)触发另一个脉冲形成 II , 形成脉宽为 $2.25 \mu\text{s}$ 的脉冲,此脉冲前沿已较行同步前沿推迟 $5.6 \mu\text{s}$ 。脉冲形成 II 是一个带有稳频回路的单稳态,因此,它的形成时间(即色同步的持续期)非常稳定。

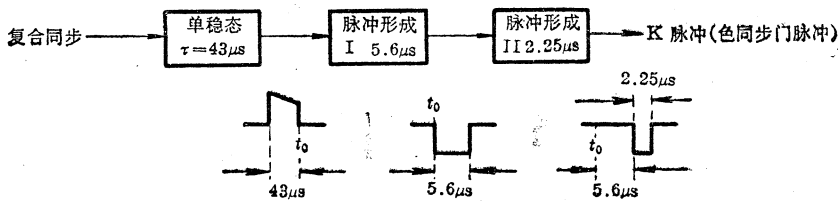


图 1-36 K 脉冲的形成

尽管色同步信号在其存在的期间是副载波频率的正弦波,但是,它并不是一个单一频率的信号。除了副载波频率以外,它还含有丰富的边频成分。

事实上,既然色同步信号是 K 脉冲对副载波的平衡调制,可借助于 K 脉冲的频谱来导出色同步信号的频谱。设 K 脉冲幅度为 1, 持续期 $\tau = 2.25 \mu\text{s}$ (图 1-37a), 重复周期 $H = 64 \mu\text{s}$ (行周期)。

K 脉冲的福里叶展开式为

$$K(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos 2n\pi f_H t + b_n \sin 2n\pi f_H t) \quad (1-40)$$

其中 $a_0 = \frac{2}{H} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} dt = \frac{2\tau}{H}$

$$a_n = \frac{2}{H} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos\left(2n\pi \frac{t}{H}\right) dt = \frac{2}{n\pi} \sin\left(n\pi \frac{\tau}{H}\right)$$

$$b_n = \frac{2}{H} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \sin\left(2n\pi \frac{t}{H}\right) dt = 0$$

即 $K(t) = \frac{\tau}{H} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{H}\right) \cos(2n\pi f_H t) \quad (1-41)$

这表明, K 脉冲含有直流分量 $\frac{\tau}{H}$ 以及行频的各次谐波。 n 次谐波的幅度是

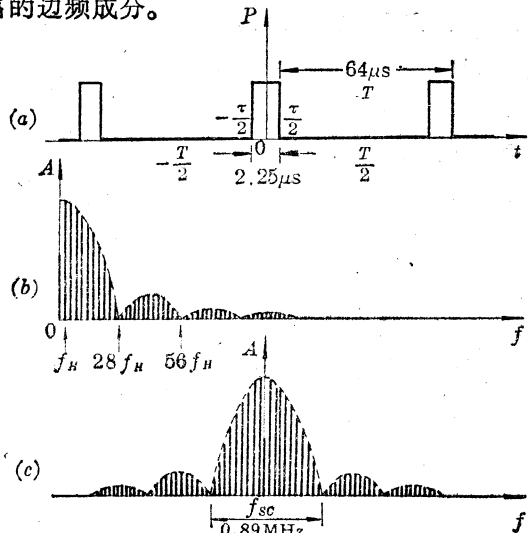


图 1-37 K 脉冲和色同步信号的频谱

(a) K 脉冲 (b) K 脉冲的频谱 (c) 色同步信号的频谱

$$\left| \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi\tau}{H}\right) \right|,$$

总的来说是随着 n 的增加而减小。将这一关系在振幅-频率坐标系中画出来, 就得到了 K 脉冲的频谱, 如图 1-37(b) 所示。

频谱幅度并不随 n 的增加而单调减少, 而是出现了一些振幅为零的频率, 只要令

$$\sin\left(\frac{n\pi\tau}{H}\right) = 0$$

就可以得到振幅为零的谐波次数。第一个零点所对应的谐波次数 n_1 满足下面的关系式:

$$\frac{n_1 \pi \tau}{H} = \pi$$

即

$$n_1 = \frac{H}{\tau} = \frac{64 \mu\text{s}}{2.25 \mu\text{s}} \doteq 28$$

故可近似地认为 K 脉冲占有的频带为

$$\Delta f = n_1 f_H = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2.25 \mu\text{s}} = 444 \text{ kHz}$$

色同步信号是 K 脉冲对色副载波的平衡调制。这一过程, 可看成(1-41)式中各成分对色副载波的平衡调制。由直流分量形成的是副载波频率本身; 各行频谱波对副载波的平衡调制, 在频谱上就是使调制信号谱线对称地配列在色副载波频率的两旁, 见图 1-37(c)。可以近似地说, 色同步信号是一个占有 $2 \times 444 \text{ kHz} = 888 \text{ kHz}$ 的频带的信号。所以, 色同步信号不仅不是一个单一频率的信号, 它占有的频率甚至接近 1 MHz 。

四、PAL 编码器

PAL 编码器是彩色电视中心台设备的主要部件之一, 它的任务是将摄像机摄取的(经过 γ 校正后的)三个基色信号 E_R 、 E_G 和 E_B , 编制成彩色全电视信号 $FBAS$, 它所需要的副载波信号、 P 、 K 脉冲、复合同步、复合消隐等信号, 则由彩色同步机提供。

编码器的主要单元电路, 前面都已经介绍过了, 现在只是把它们完整地组织在一个统一体中(图 1-38)。编码器中的主要过程如下:

(1) 将 E_R 、 E_G 、 E_B 三个基色信号通过矩阵电路, 变换成亮度信号 E_Y 和色差信号 U 、 V 。

(2) 为了保证兼容, 让 U 、 V 信号经过低通滤波器, 只保留 1.3 MHz 以下的低频信号。然后分别混以不同极性的 K 脉冲, 以便在彩色全电视信号中产生色同步信号。

(3) 让带宽限制后的 U 、 V 信号及混入的 K 脉冲, 分别对相位差 90° 的两个色副载波进行平衡调幅。色差信号在进入环形调制器以前, 须进行直流箝位, 这在图中没有画出。

(4) F_V 色度分量要在 PAL 开关中逐行倒相, 开关脉冲由 P 脉冲产生。

(5) 为了使亮度信号对色度信号的干扰在接收机中看不出来, 要让 E_Y 信号通过一个中心频率为色副载波频率的陷波器, 陷波深度为 -6 dB , 带宽 400 kHz 。再在亮度信号中混进复合同步、复合消隐信号。另外, 由于色差信号通过低通滤波器后必然引起附加延时, 为了使亮度信号和色度信号在时间上一致, 须将亮度信号也加以适当延时, 延时量约为 240 ns (视色差信号带宽限制程度而定)。

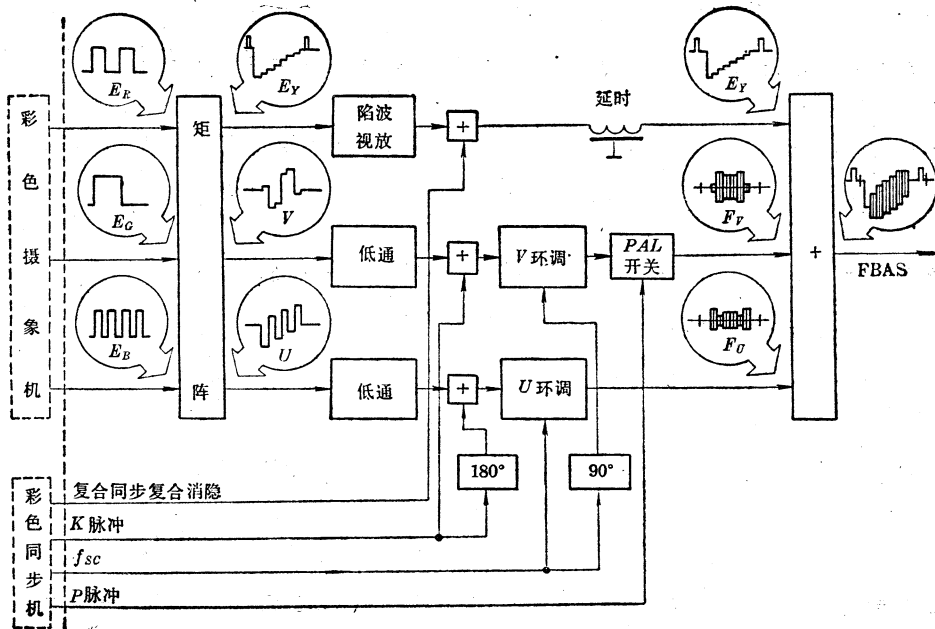


图 1-38 PAL 编码器

(6) 将两个色度分量 F_U 和 F_V 与亮度信号相加，形成彩色全电视信号，从而完成编码全过程。

第六节 色副载波的选择和产生

前已述及，色副载波携带彩色信息的方式要使黑白电视接收机接收彩色电视信号时看不出色度信号的干扰。在 PAL 制中，适当地选择副载波频率，可以使这种干扰减到足够小。

一、色副载波频率的选择

选择副载波频率的第一个出发点是信号的频谱结构，只要色副载波频率的位置选得合适，能错开调制在它上面的色度信号和亮度信号的谱线，在接收机中就可以根据两种不同的信号频率将它们分开，做到它们之间没有干扰或干扰较小。

考虑到图 1-31 PAL 色度信号的频谱是每隔半个行频就有一条 F_U 或 F_V 的主谱线，所以，为了将它们正好插在亮度信号主谱线的空档处，显然应选择色副载波频率

$$f_{so} = \left(n - \frac{1}{4}\right) f_H$$

这叫做四分之一行频间置法。如图 1-39 中的实线表示 E_Y 信号的主谱

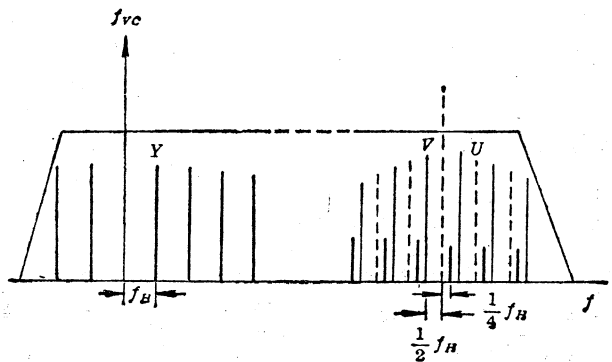


图 1-39 四分之一行频间置

线,虚线是色度信号的主谱线。每条主谱线即使左右各有 20 条帧频谱线(占 1000 Hz 带宽),对于它们之间有 $\frac{1}{4}f_H = \frac{1}{4} \times 15625 \text{ Hz} \approx 4000 \text{ Hz}$ 的间距来说,这样的安排还是很宽裕的,因此彼此不会串扰。图 1-39 是考虑了 F_V 分量逐行倒相以后对图 1-14 的修正。至于 n 选为何值,须具体考虑:

第一,希望 f_{sc} 在 0~6 MHz 的视频带宽内占据较高的频率位置。色度信号是迭加在亮度信号上的。亮度信号的能量主要集中在视频带宽的低端,它的主谱线在低端幅度较大,所以色度信号放在高端将使二者的主要频率成分远离,因而干扰减弱。这一问题还可从另一个角度来看:如果接收机的亮度通道不能完全抑制色度干扰,则混进亮度信号中的色副载波会使图象上出现点状干扰结构,在副载波正峰点亮度加强,在负峰点亮度减弱,所以亮点间水平距离与副载波周期成正比。副载波频率越高,其周期越短,点状干扰结构就越细密,因而越不易被察觉。但是,色副载波频率 f_{sc} 显然不能高于 $(6-1.3)\text{MHz} = 4.7 \text{ MHz}$,因为高于这一频率就会使色度信号的上边带受到抑制。

第二,为便于各制式间的转换,应使 PAL 制和 NTSC 制的副载波频率更接近一些。625 行、50 场,6 MHz 带宽的 NTSC 制中, $f_{sc} = 283.5 f_H$ 。因此,在这里就取 $n = 284$,于是

$$f_{sc} = \left(n - \frac{1}{4}\right) f_H = 283.75 f_H \approx 4.43 \text{ MHz}$$

f_{sc} 的精确选定,还应进一步分析上面提到的副载波点状干扰结构。这里,只讨论 F_V 信号的干扰结构(图 1-40), F_V 的点状干扰结构完全可以类似地进行分析。

若将副载波频率 f_{sc} 选为 $283.75 f_H$,并用 T_H 、 T_{sc} 分别表示行周期和副载波周期,则:

$$\frac{T_H}{T_{sc}} = \frac{f_{sc}}{f_H} = 283.75 \quad (1-42)$$

即

$$T_H = 283.75 T_{sc} \quad (1-43)$$

就是说,一个行周期内有 283.75 个副载波。在图象的一行内,应有 283 个亮点,当然,由于逆程期看不到图象,这个数目要小一些。对于 19 英寸的彩色显象管,水平方向长 370 mm,所以亮点间的距离

$$d_{sc} = \frac{T_{sc}}{52 T_H / 64} \times 370 \text{ mm} \approx 1.6 \text{ mm} \quad (1-44)$$

假设第一行第一个象素适逢副载波正峰点而成为一个干扰亮点,则以后每经过约 1.6 mm 就又要出现一个干扰亮点。第一场第一行的亮点位置如图 1-40(a) 所示。由于是第一场的,所以图内写个①字表示这些亮点的位置。

由于隔行扫描,第一场的第二行应是一帧图象中的第三行。第一行完成时,副载波的周期数留了一个 $\frac{3}{4}$ 的尾巴,所以,这一行紧接着出现的副载波正峰点在水平方向上应比第一行的亮点右移 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 的距离,然后又是每隔一个 d_{sc} 一个亮点。这样画出第一场各行的亮点位置如图(a)所示,其规律是,每过一行亮点右移 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 。

再来讨论第三场。第三场距第一场正好一个整的帧周期。这个周期内有 625 行,副载波有 $625 \times 283 \frac{3}{4}$ 个周期,且不管这个数字具体有多大,但它有一个分数部分 $\frac{3}{4}$ 是无疑的。

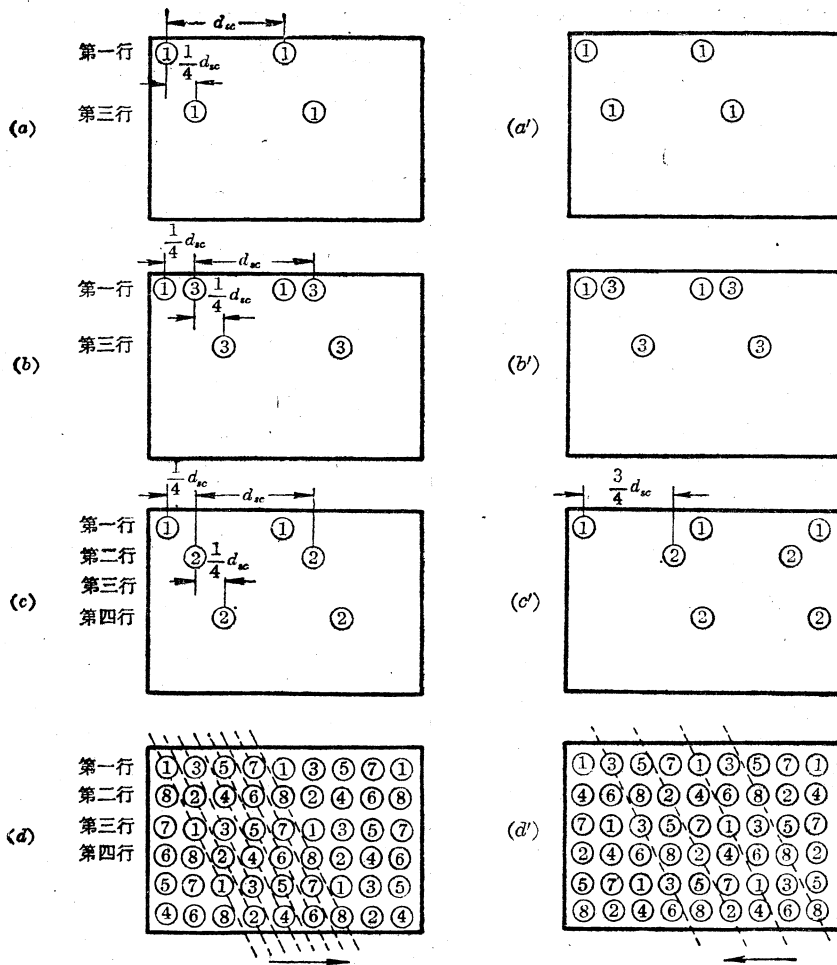


图 1-40 副载波点状干扰结构

(a)、(b)、(c)、(d) $f_{sc}=283.75 f_H$ (a')(b')(c')(d') $f_{sc}=283.75 f_H + f_s$

根据同样的道理,第三场的每一个亮点,一定出现在第一场同一行亮点右边 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 的地方。所以第三场亮点 ③ 的位置如图(b)所示,为了便于比较,图中也画出了第一场的两个亮点 ①。这样,每过一帧,所有亮点都要向右移 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 。第五场、第七场也是如此。

最后看第二场等偶数场。第一场扫描到屏幕最下一行时,在时间上正是这一场的第 313 行。这一行的前半行属于第一场,后半行属于第二场。现从第二场的第一个整行开始讨论,也就是本帧图象的第二自然行。它的第一个象素距第一场第一个象素的时间是 $313 \times 283.75 T_{sc}$ 。这个数的分数部分又是 $\frac{3}{4}$ 。根据同样的道理,第二场的第一个亮点 ② 应在第一场的第一个亮点 ① 右边 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 的位置上出现。所以,第二场所有的亮点 ② 都应在 ① 右边 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 的位置上出现,这就是说,每隔一场,亮点也右移 $\frac{1}{4} d_{sc}$ 。第二场的亮点如图(c)所示,图中亦画出了两个 ① 作为参考。

连续八场的光点图案如图(d)所示。可见,每八场,亮点布满全屏一次。

在人眼看来,每场的亮点都构成一些移动的斜线,因为每场的亮点不但串联成行,而且随着一场一场地扫描,它们的位置在不断地、匀速地缓缓移动。图(d)中用箭头标出了移动的方向。这是可以察觉的,是一种对角线爬行干扰。

为了改善这种干扰的程度,将副载波频率在(1-43)式的基础上再加一个帧频

$$f_z = 25 \text{ Hz}$$

即

$$f_{sc} = 283 \frac{3}{4} f_H + f_z = 283 \frac{3}{4} f_H + 25 \text{ Hz} \quad (1-45)$$

由于

$$\frac{T_z}{T_{sc}} = \frac{f_{sc}}{f_z} = 283 \frac{3}{4} \times 625 + 1 \quad (1-46)$$

其中 T_z 是帧周期。这说明,副载波频率增大 25 Hz 的结果,相当于每帧增加了一个副载波。这种增加是很微弱的,但是却改变了点状干扰的结构。新的情况下与(a)、(b)、(c)、(d)相应的点结构如图(a')、(b')、(c')和(d')。

由于每帧增加一个副载波,所以与(a)、(b)相应的(a')、(b')不变,整数 1 在上面的分析中不影响讨论的结果。但是,每场增加了半个副载波,图(c)中第二场的亮点②则应再右移 $\frac{1}{2} d_{sc}$, 即滞后于第一场的亮点① $\frac{3}{4} d_{sc}$ 。结果变成图(c')的结构。实际上也可看成②超前于① $\frac{1}{4} d_{sc}$, 即跑到①左边去了。

这样,连续八场的图案如图 1-40(d')所示。结果是亮线移动方向相反,而移动速度提高原原来的 3 倍,因而更不易被人眼所觉察,对角线爬行干扰也大为减弱。

使副载波频率增加 25 Hz 的做法,叫 25 Hz 偏置。按(1-45)式计算出来的副载波频率

$$f_{sc} = (283.75 \times 15625 + 25) \text{ Hz} = 4.43361875 \text{ MHz} \quad (1-47)$$

二、色副载波的产生

色副载波由具有恒温系统的晶体振荡器产生。为了保证彩色电视系统稳定地工作,不仅副载波频率应有很高的稳定度,而且副载波频率、行频和场频这些基本频率之间,须保持严格的确定关系。这一任务是由彩色电视同步机来完成的。它和编码器一样,是电视中心台的一种重要设备。

由(1-45)式,有

$$2f_H = \frac{f_{sc} - 25}{5 \times 227} \times 8 \quad (1-48)$$

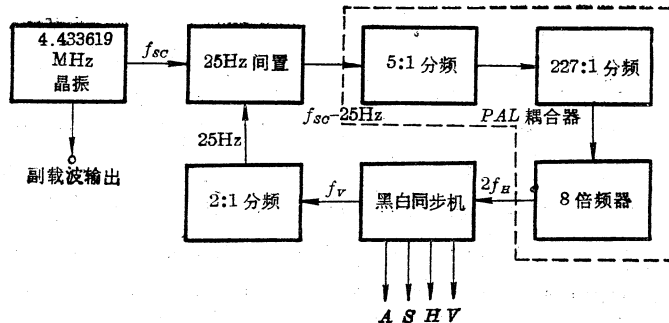


图 1-41 各种频率的关系

此式以四则运算的形式表明了行频 f_H 和副载波频率 f_{sc} 之间应有的关系。即副载波频率减去 25 Hz 以后, 经过 5 分频、227 分频和 8 倍频, 就应该是两倍行频信号。按图 1-41 所示的电路可实现这一要求。图中虚线框内的部分在同步机中称为 *PAL* 耦合器。

下面分别讨论 25 Hz 偏置和 *PAL* 耦合器的单元电路。

1. 25 Hz 偏置器

25 Hz 偏置器又叫 25 Hz 间置器, 实质上是一个单边带调制器, 而调制信号是一个单一频率(25 Hz)的信号。为了实现副载波频率减去 25 Hz, 可先将场频分二, 得到帧频脉冲, 滤出基波即 25 Hz 单一频率正弦波。送进如图 1-42 由两个平衡调制器(环形调制器)和两个 90° 移相电路组成的 25 Hz 间置器中, 即可产生 $f_{sc} - 25$ Hz 信号。

设副载波信号

$$e_{sc} = E_m \cos \omega_{sc} t \quad (1-49)$$

25 Hz 正弦波

$$e_{25} = E_M \cos \Omega t \quad (\Omega = 2\pi \times 25 \text{ Hz}) \quad (1-50)$$

则环形调制器 I 的输出信号为二者之积:

$$e_I = e_{sc} \cdot e_{25} = E \cos \omega_{sc} t \cos \Omega t \quad (1-51)$$

其中

$$E = E_m \cdot E_M$$

在环形调制器 II 中, 两个输入信号都移相 90° , 变成了 $E_m \sin \omega_{sc} t$ 和 $E_M \sin \Omega t$, 因而它的输出

$$e_{II} = E \sin \omega_{sc} t \sin \Omega t \quad (1-52)$$

将二输出相加,

$$e = e_I + e_{II} = E [\cos \omega_{sc} t \cos \Omega t + \sin \omega_{sc} t \sin \Omega t] = E \cos(\omega_{sc} - \Omega) t \quad (1-53)$$

这里利用三角差角公式, 求出了输出信号就是所要求的 $f_{sc} - 25$ Hz 信号这一结果。

图 1-42 中的两个环形调制器结构相同, 可以用二极管环形调制器, 实际设备中也可用如图 1-43 所示的晶体管双平衡调制器。

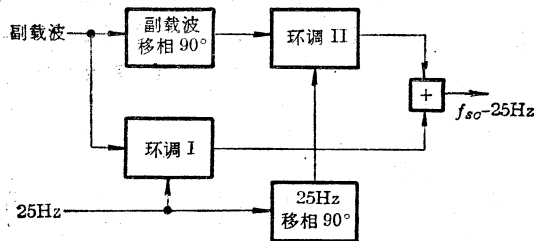


图 1-42 25 Hz 间置器

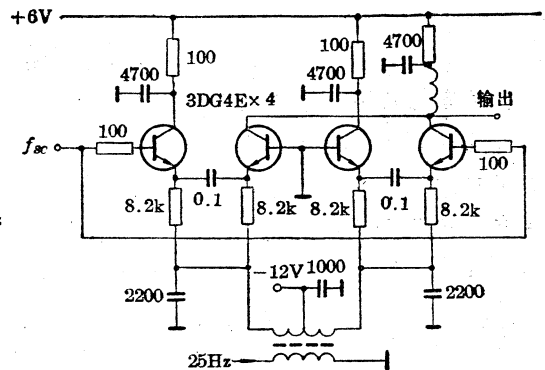


图 1-43 晶体管双平衡调制器

2. 分频器

大家知道, n 节双稳态电路可以组成一个 $2^n:1$ 的分频器(n 为正整数)。PAL 耦合器中的两个分频器, 其分频系数都不是 2^n , 这可用带反馈的多级双稳态电路组成。例如, 5:1 分频器的方案如图 1-44 所示, 由最末级将输出脉冲反馈到前两级。

三级若无反馈, 就是一个 $2^3:1=8:1$ 的分频器, 即是每输入 8 个脉冲才输出 1 个脉冲。现在要求输入 5 个脉冲就能输出 1 个脉冲, 电路必须自动地补上 3 个脉冲, 因此须安排一定的反馈使电路自身再给输入端增加 3 个脉冲。图中, 第三个双稳态翻转一次后, 立即向第一

个双稳态反馈 1 个脉冲, 因而补上 1 个脉冲; 同时还向第二个双稳态送进 1 个脉冲, 这相当于给第一个双稳态又补上 2 个脉冲, 因为从效果上看, 第一个双稳态每进 2 个脉冲才相当于第二个双稳态进 1 个脉冲。

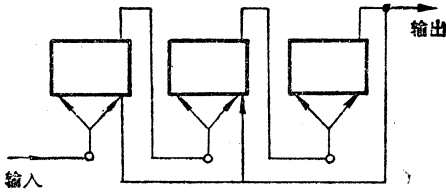


图 1-44 5:1 分频器

由此可总结出带反馈的双稳态计数器的分频系数是从最后一个双稳态算起, 写一个 2, 以后每前移一个双稳态则乘以 2, 遇到从倒数第 n 个双稳态来的反馈脉冲则减去 2^{n-1} 。照这个规律, 图 1-44 的分频系数是

$$(2 \times 2 - 1) \times 2 - 1 = 5$$

同理, 一个 227:1 的分频器可由 8 节双稳态电路适当安排反馈实现, 如图 1-45 所示。它的分频系数是:

$$\{[(2 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 - 2) \times 2 - 2] \times 2 - 2\} \times 2 - 1 = 227$$

这里, 小括号、中括号、大括号中的“-2”是因为倒数第 2 级有脉冲反馈到倒数第五、六、七三级; 最后一个“-1”是因为倒数第一级向最前面一级有反馈。

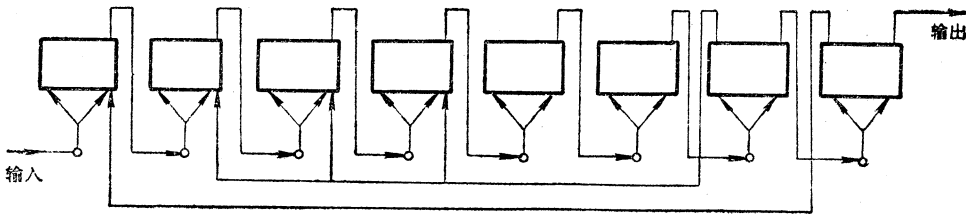


图 1-45 227:1 分频器

3. 八倍频器

八倍频器的电路如图 1-46 所示。

25 Hz 间置器产生的 $f_{so} = 25$ Hz 频率的信号经过 5:1 分频器和 227:1 分频器分频以后, 已经是 $\frac{1}{4} f_H$ (约 3.9 kHz) 的方波。经 RC 微分电路微分, 形成尖脉冲, 被 BG_1 倒相限幅放大成 $\frac{1}{4} f_H$ 窄脉冲。窄脉冲包含了多次谐波成分。将它送进选频放大器 BG_2 , 后者的谐振回路设计在输入信号的 8 次谐波上, 因 $8 \times \frac{1}{4} f_H = 2 f_H = 31.25$ kHz, 就可选出 $2 f_H$ 分量, 再经陶瓷滤波器, 可得到很好的 $2 f_H$ 正弦波。

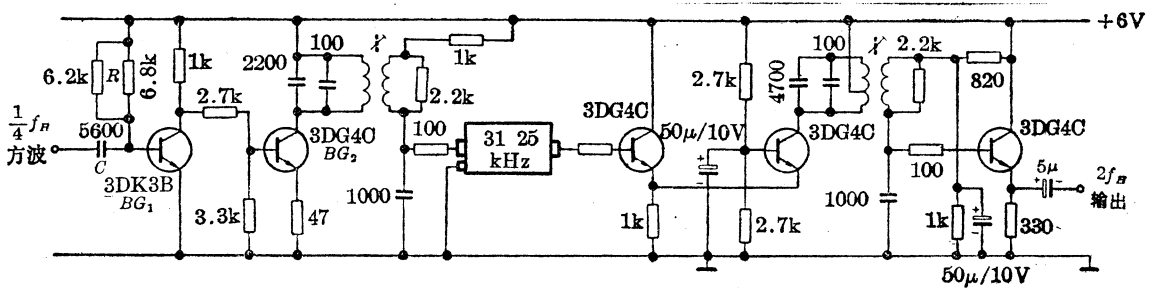


图 1-46 八倍频器

剩下的问题是，窄脉冲的宽度究竟选多大才能使其八次谐波分量最丰富？这可化为一个数学问题。设窄脉冲的持续期为 τ ，重复周期为 T ，如图 1-47 所示。由于是 $\frac{1}{4} f_H$ 方波，所以 $T = 4 \times 64 \mu s$ 。

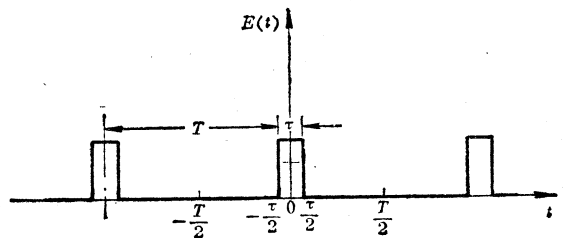


图 1-47 窄脉冲

利用福氏级数展开，得

$$E(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos \frac{2n\pi}{T} t \quad (1-54)$$

其中

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos \frac{2n\pi}{T} t dt = \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi\tau}{T} \quad (1-55)$$

由于是偶函数，所以 $b_n = 0$ ，无正弦项。

显然，要想 n 次谐波分量最丰富，须使 a_n 的值最大，这只有使 (1-55) 式中的正弦取最大值 1。这等于要求

$$\frac{n\pi\tau}{T} = \frac{\pi}{2}$$

即

$$\frac{\tau}{T} = \frac{1}{2n} \quad (1-56)$$

将 $n=8$ 代入 (1-56) 式，得

$$\tau = \frac{T}{16} = \frac{4 \times 64}{16} \mu s = 16 \mu s$$

即是说，要得到 8 次谐波含量最大，应将窄脉冲的脉宽选为 $16 \mu s$ 。调节图 1-46 中的微分电路的电阻 R ，即可得最佳脉宽。

第二章 彩色电视接收机概述

在具体分析彩色电视接收机的各单元电路之前,先从整体上建立接收机的轮廓和概貌,并了解各单元电路在整机中的地位,掌握信号的来龙去脉是很必要的。本章将首先讨论各信号成分的分离原则;其次,分析彩色电视接收机的各种解码器;最后通过一个详细的方框图来说明彩色电视接收机的基本结构并介绍各种电路形式。彩色电视接收机的电路与彩色电视制式有密切的关系,然而真正与制式有关的是解码器。其余的部分则是相同的。本书只讨论国内采用的 *PAL* 接收机的具体电路。

第一节 彩色电视信号各成分的分离

在一个彩色电视信号中,以不同特点同时传送着多种信号成分,它们既存在于一个统一体中,又保持着各自的独立性。在接收过程中,正是根据这些特点将它们逐一分离。一个电视频道传送的彩色电视信号中,由下列五种成分组成:

(1) 伴音信号。它以调频波的形式出现,其能量集中于伴音载频附近,并独立于下面四种调幅成分。

(2) 亮度信号。在时域上,它出现于行、场正程期;在频域上,其能量集中在图象载频附近,即视频低端。其主谱线位于距图象载频整数倍行频上。

(3) 复合同步信号。在时域上,它出现于行、场逆程期;在频域上,其能量主要集中在图象载频附近,即视频低端;同时,在正极性视频信号中,它具有最大幅度。

(4) 色度信号。在时域上,它出现于行、场正程期;在频域上,其能量主要集中在色副载波频率附近,即视频高端,色度信号有两个正交分量,即色度分量 F_U 和 F_V ,两者之间既有相位上的差别,也有频率上的差别,其中,色度分量 F_U 的主谱线距副载波频率整数倍行频,即距图象载频为 $(n - \frac{1}{4})f_H$;色度分量 F_V 的主谱线距副载波频率为半行频奇数倍,即距图象载频为 $(n + \frac{1}{4})f_H$ 。色度信号带宽为 2.6MHz。

(5) 色同步信号。在时域上,它出现于行消隐右肩,其前沿距行同步信号前沿 5.6 μ s;在频域上,它和色度信号一样,能量集中在副载波频率附近,但带宽约 1MHz。

上述差别决定了信号的分离方法。伴音信号的分离方法与黑白电视相同。图象信号各种成分的分离,首先是利用频率分离的方法,将视频低端的亮度信号、复合同步信号与高端的色度信号、色同步信号分开;然后用幅度分离的方法,将复合同步信号和亮度信号分开;用时间分离的方法,将色度信号和色同步信号分开;最后,再用频率和相位双重分离的方法,将色度信号中的两个正交分量分开。上述信号分离过程如图 2-1 所示。图中图象信号就是彩色全电视信号。所以,图象信号以后的分离过程,是在解码器中完成的。

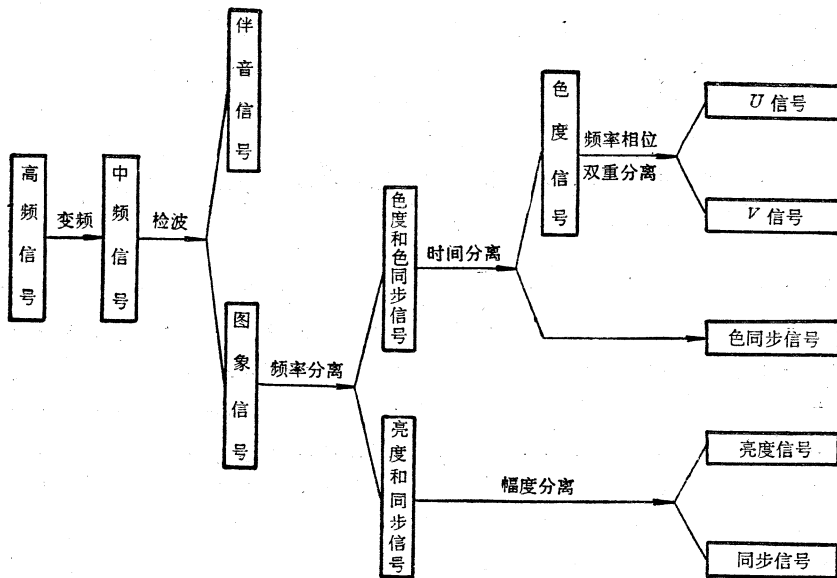


图 2-1 分离五种信号成分的方框图

第二节 PAL 解码器

解码是编码的逆过程，它把彩色全电视信号还原成三基色信号*。PAL 解码器有各种类型，如标准 PAL 解码器（即 PAL_D 解码器）、结构最简单的 PAL_S 解码器、高质量的 PAL_N 解码器和便于集成的 PAL_A 解码器等。

一、PAL_D 和 PAL_S 解码器

PAL_D 解码器又称为延时线型 PAL 解码器，是目前接收机中较为实用的一种。它是用

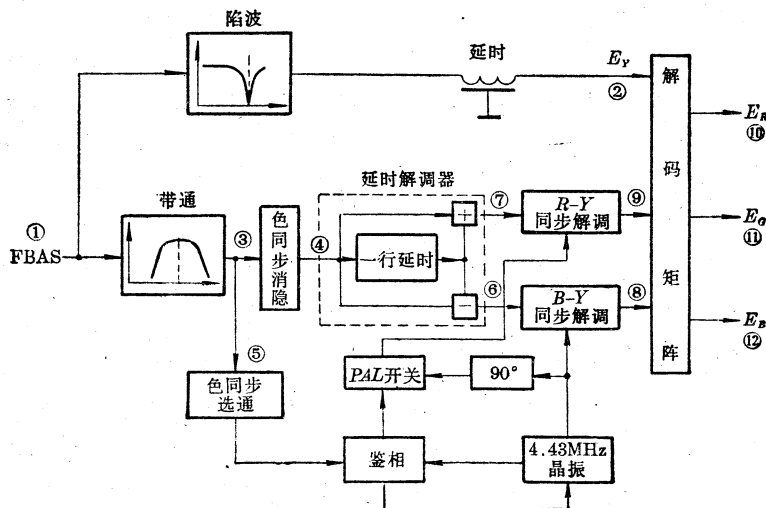


图 2-2 PAL_D 解码器

* 在有些书中，解码部分只包括色度信号处理电路，即色通道（基色矩阵除外）和色同步电路。本书中解码是指彩色全电视信号还原成三基色信号的全过程。

一根超声延时线构成延时解调器，将色度信号的两个正交分量分离。其工作过程示于图2-2。为了便于理解各主要步骤，现以彩条信号为例，说明处理过程前后在时域或频域上的变化。

(1) 首先通过频率分离，把彩色全电视信号分离为亮度信号和色度信号。用一个陷波器，将其陷波频率设计成色副载波频率，从彩色全电视信号中滤去色度信号，得到亮度信号；用一个带通滤波器，其通频带的中心频率亦设计成色副载波频率，并具有色度信号占有的带宽，从彩色全电视信号中选出色度信号。

图2-3说明了这种分离过程。图中每一个信号用两种形式表示，上面是波形，下面是其频谱。从时域上说，彩条的彩色全电视信号①(对照图2-2,下同)分别通过4.43MHz陷波器和以4.43MHz为中心频率的带通滤波器以后，变为亮度阶梯信号②，和色度(包括色同步)信号③；从频域上说，前者抑制了色副载波及其附近的频率成分，后者仅保留这些成分。

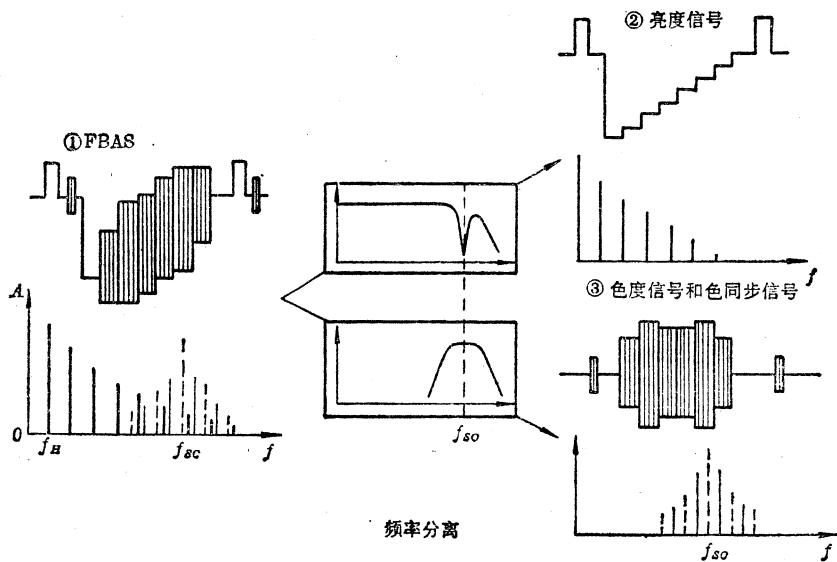


图2-3 亮度信号和色度信号的分离

(2) 将图2-3中含有色同步信号的色度信号③，通过时间分离方法把色度信号和色同步信号分开。

众所周知，门电路是时间分离的一种方法，只要用两个门电路在门控脉冲控制下交替导通即可实现时间分离。作为门控脉冲，可用行同步脉冲经一定延时，使它在时间上正好与色同步信号同时。在图2-4中，门脉冲未到来时，门A导通，门B关断，所以正程期的色信号得以通过形成色度信号④；当门脉冲到来时，门A关断，阻止色同步信号窜入色度信号④，门B导通，从信号③中选出色同步信号⑤。根据上述门电路的功能，分别称为色同步消隐门和色同步选通门。

(3) 色度信号④中包含两个正交分量 F_U 和 F_V 。为了将两者分离，可利用频率分离方法。

图2-5说明了这个分离过程。由于 F_V 的逐行倒相，频谱中两个分量的主谱线正好错开半个行频，如能设计一种滤波器，其幅频特性是每隔一个行频有一个最大传输点，这些点

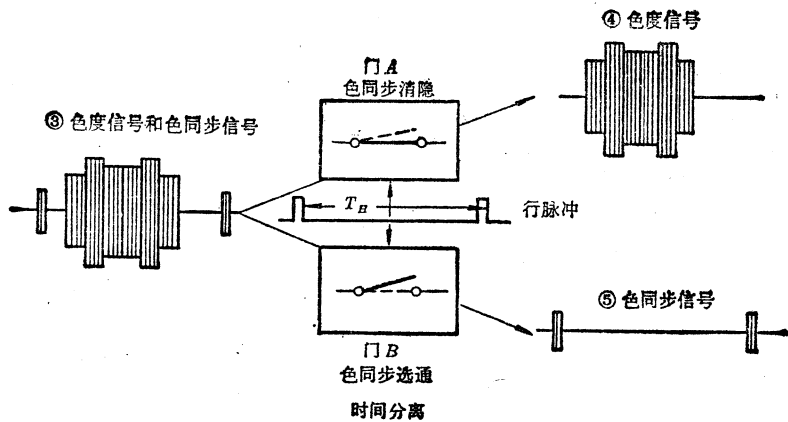


图 2-4 色度信号和色同步信号的分离

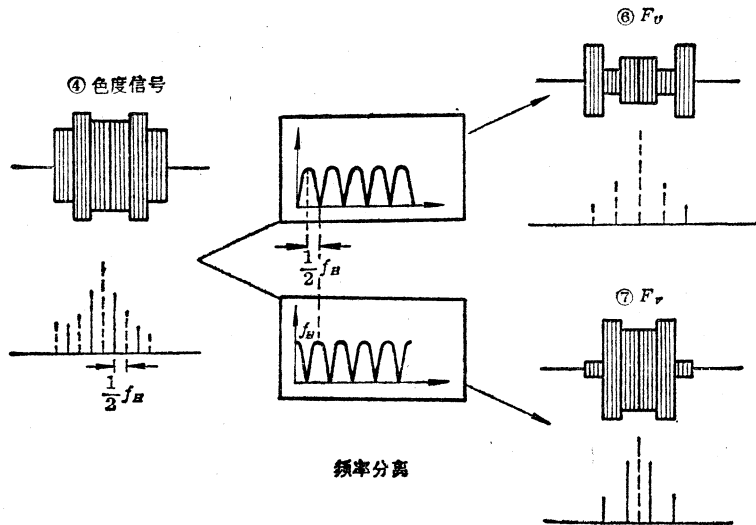


图 2-5 色度信号中两个正交分量的分离

的中点为吸收点,并设法将两个这种滤波器的最大传输点和吸收点做成交错的(图 2-5),就能将色度信号④分离成色度分量 F_U 和 F_V 。由于滤波器的幅频特性曲线如同梳齿状,所以被称为“梳状滤波器”。鉴于其内部包含一个超声延时线,所以也称为延时解调器。

(4) 为了从色度分量 F_U 及 F_V 中,解调出两个色差信号,要各用一个同步解调器。同步解调器可以从平衡调幅波中检出调制信号,但必须有一个基准副载波的配合。这个基准副载波应与平衡调制过程中抑制掉的副载波同频同相。如果梳状滤波器对 F_U 和 F_V 信号分离得不彻底,那末,还有相位关系保证任何串扰部分不会在同步解调器输出中呈现。因此,同步解调器也是一个相位分离器。

为了产生这种基准副载波,解码器中须有一个本机副载波振荡电路,并通过锁相环路被色同步信号(图 2-4 信号⑤)锁定,因此,本机副载波和色同步信号须在鉴相器中进行频率和相位的比较,如二者频率和相位不同,就产生一个误差信号又反馈到振荡器去,以改变本机信号的频率和相位直至二者锁定。被锁定后的本机振荡器给两个同步解调器送去所需的

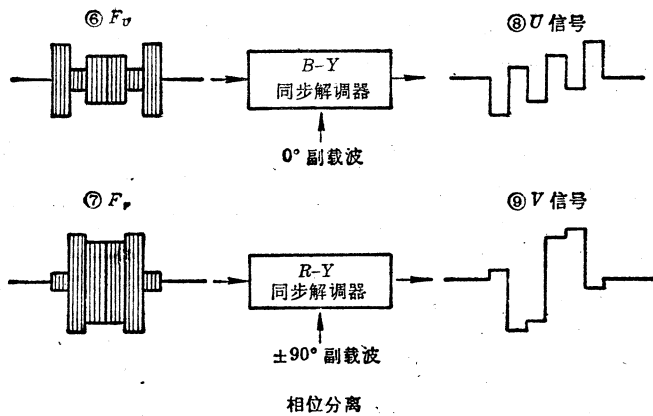


图 2-6 同步解调过程

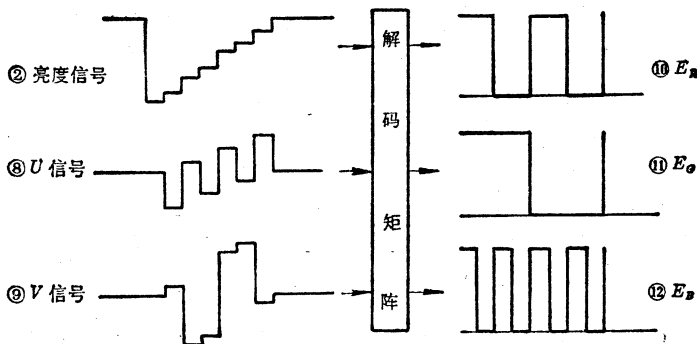


图 2-7 矩阵电路

两个正交副载波，其中送给 $R-Y$ 同步解调器的副载波还要用 PAL 开关逐行倒相。只有这样，两个同步解调器才能分别解调出色差信号 E_{B-Y} (波形 ⑧) 和 E_{R-Y} (波形 ⑨)，如图 2-6。

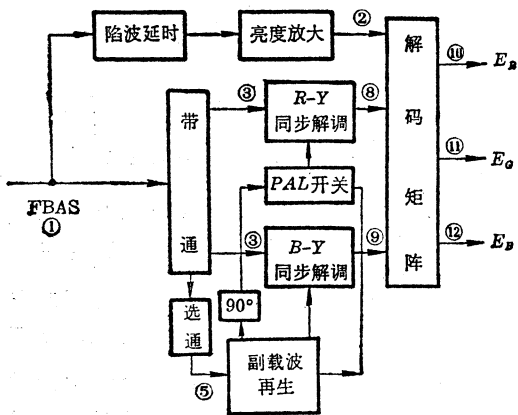


图 2-8 PAL_S 解码器

(5) 亮度信号 E_Y 和两个色差信号 E_{B-Y} 、 E_{R-Y} 在矩阵电路中，还原成三个基色信号 E_R 、 E_G 和 E_B ，如图 2-7 所示。

PAL_D 解码器由于对色度信号进行了频率和相位的双重分离，所以图象质量较好，目前广泛用于接收机中。但实际上是在梳状滤波器中将相邻两行信号平均才消除相位误差的，所以色饱和度有所减退。

PAL_S 解码器 (图 2-8) 是在 PAL_D 解码器中省去延时解调器，将色度信号直接送去同步解调。这样也能解出色差信号，所以比较简单。但图象质量很差，接收机中已不采用。

二、 PAL_N 解码器^[2]

PAL_N 解码器即新型 PAL 解码器或色度锁相型 PAL 解码器。它和 PAL_S 或 PAL_D

的主要区别是，接收机的本机副载波直接和色度信号导出的一个信号锁相，而在 PAL_D 和 PAL_S 中，本机副载波则是和色同步信号锁相的。 PAL_D 中由于微分相位失真等原因使色度信号相对于色同步基准相位有一个相位失真 φ 时（见第一章第五节分析）， U 、 V 色差信号的幅度都减少为无失真时的 $\cos \varphi$ 倍，虽然由于逐行倒相和相邻行的平均抵消了色调误差，但色饱和度却减退了。 PAL_N 直接和色度信号锁相，当色度信号产生相位误差时，被它锁定的本机副载波也有同样的相位失真，于是，同步解调器始终处于完全同步的工作状态，既不会产生色调失真，也不会产生饱和度失真。

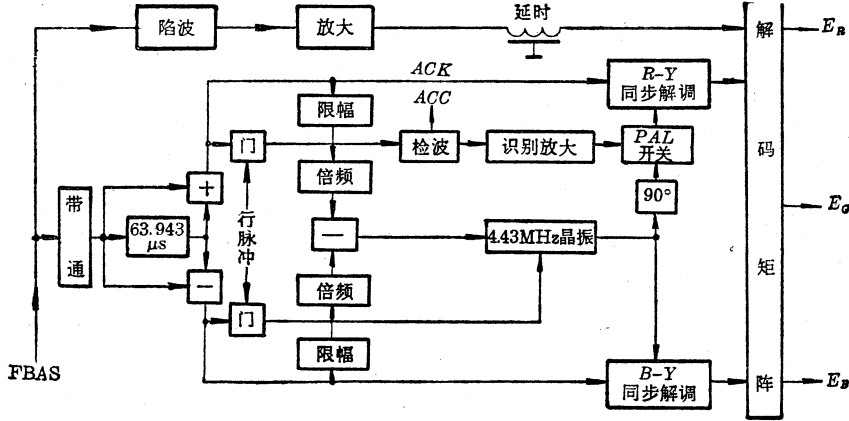


图 2-9 PAL_N 解码器

图 2-9 是 PAL_N 解码方框图。由于 F_U 和 F_V 经常改变极性， F_V 还要逐行倒相，它们的幅度也都随色差信号变动。为了从色度信号中导出一个信号去锁定本机副载波振荡器，须将梳状滤波器分离的两个色度分量限幅、倍频，然后将它们相减，得到一个锁相信号（图 2-10）。这个信号任何时候都具有和色度信号相同的相位失真。

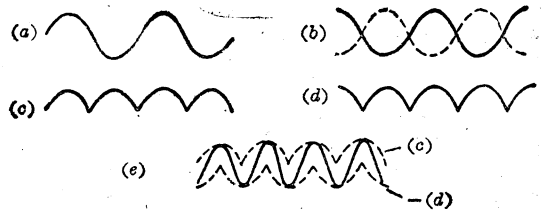


图 2-10 由色度信号导出锁相信号

图中，(a) 是被限幅后的色度分量 F_U ，(b) 是被限幅后的色度分量 F_V ，实线表示 $NTSC$ 行，虚线表示 PAL 行。倍频以后，(a)、(b) 分别变成了 (c) 和 (d)，而 (e) = (c) - (d) = (c) + [- (d)]，这是一个频率为 $2f_{so}$ 的信号。

用这个信号 (e) 去锁定本机振荡信号，是将振荡器锁定在同步频率的分频上，这种锁相原理广泛用于分频电路中。问题是在一个副载波周期内，倍频信号有两点具有和本机信号相同的电平，因而相位的锁定有 180° 的不确定性，故须有色同步信号的配合。倘若振荡器的稳定度能保证在一个行周期内不发生 180° 相移（这个要求不高），那末在行逆程期须有色同步信号同步，就能克服这种不确定性。

梳状滤波以后，加法器一路除色度分量 F_V 外，还有色同步信号的倒相分量；减法器一路除色度分量 F_U 外，还有色同步信号的平均分量。经过门电路选通，可分离出这两个分量。平均分量用来在行逆程期克服上述 180° 相位不确定性。倒相分量经检波，可以得到识别信号、自动色饱和度 (ACC) 电压和自动消色 (ACK) 电压。识别信号用来控制 PAL 开关，给 $R-Y$ 同步解调器提供逐行倒相副载波。

PAL_N 虽有较高质量的图象。但是, 这种新的复杂的锁相系统, 由于其作用只限于改善相位误差引起的饱和度失真, 故尚未用于家庭接收机, 仅在演播设备和精密显示器中较为适用。

三、 PAL_A 解码器

PAL_A 解码器用另一种方法来纠正电视系统的相位畸变, 即自动纠正相位误差。 PAL_A 将相位误差的容限从 PAL_D 的 $\pm 40^\circ$ 提高到 $\pm 90^\circ$ (理论值)。其原理如图 2-11 所示。

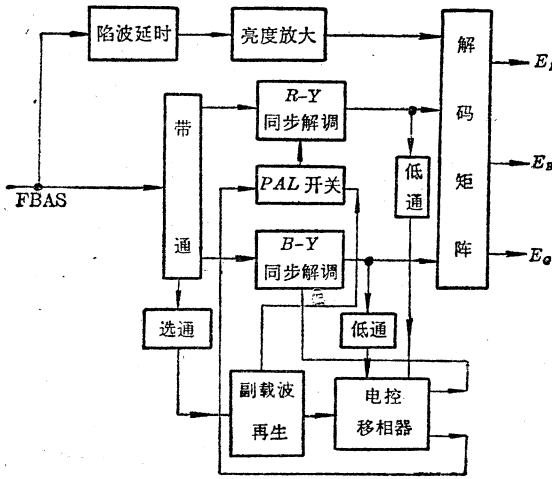


图 2-11 PAL_A 解码器

器; 基准副载波不是直接由晶振提供, 而是中间经过电控移相器, 把相位误差加以校正, 再给同步解调器送去, 准确地解出色差信号来。

由于 PAL_A 解码器摆脱了高精度的延时线及其调整方法, 便于集成化, 其性能也优于 PAL_D , 故有发展前途。

第三节 彩色电视接收机电路的基本结构

通过了解 PAL 解码的全过程, 可以分析彩色电视机的结构。标准 PAL 接收机的方框图如图 2-12 所示。图中把各单元电路方框分成两类, 一类用实线表示, 一类用虚线表示; 去掉实线方框部分的电路, 实际上就是一台黑白电视接收机的方框图。本书打算在黑白电视基础上介绍彩色电视机特有电路, 因此, 重点放在实线方框标出的电路上, 原理上与黑白电视机相同的电路, 只介绍其具体运用的特点。

图 2-13 是一个分立元件的标准 PAL 接收机的方框图(北京牌 73-834 电视机)。现用这个方框图来说明彩色电视接收机的基本组成。

1. 调谐器、图象中放和伴音电路

(1) 调谐器 彩色电视接收机多数采用电子调谐器来转换频道(一般不用鼓形转换开关)。电路结构仍由高放、本振和混频三级组成。

(2) 图象中放 彩色电视接收机的图象中放电路和黑白机相同, 由三级组成, 增益 $60 \sim 70$ dB, 但有的电视机为提高频率特性的稳定度压低每一级增益而采用四级放大。

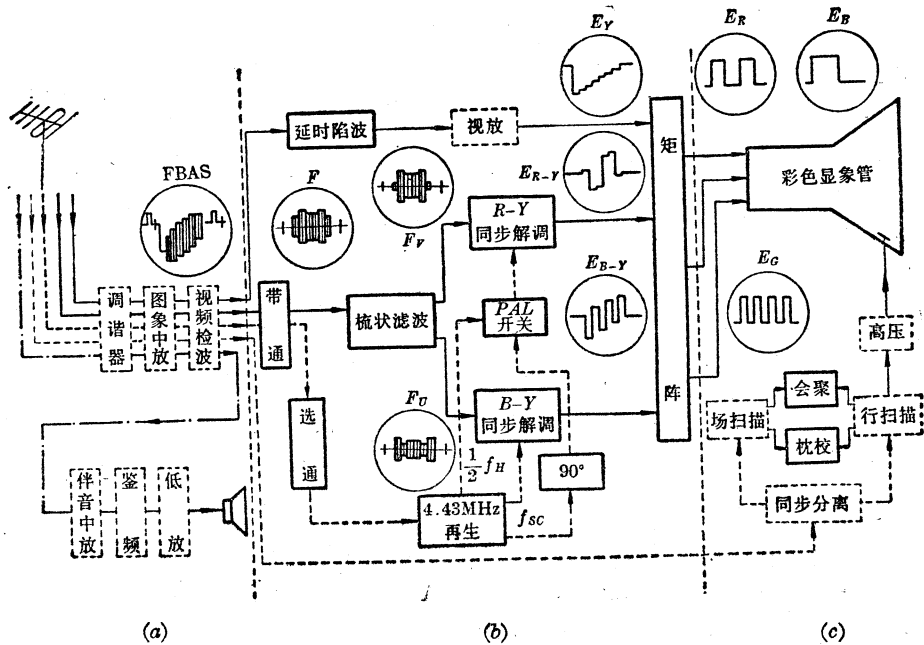


图 2-12 彩色电视机的电路结构(实线方框为彩色特有部分)

(a) 调谐器、图象中放和伴音电路 (b) 解码器 (c) 图象重现电路

信号通路: 粗实线为色度信号; 细实线为亮度信号; 粗虚线为色同步信号; 细虚线为同步信号; 点划线为伴音信号

(3) 伴音电路 彩色电视接收机的伴音电路与黑白机类似。但一般是在视频检波前某处取出含有图象中频和伴音中频的信号, 通过另外设置的伴音检波器差拍, 产生出 6.5 MHz 第二伴音中频。然后, 通过三级伴音中放(包括限幅)、鉴频、低放和功放, 取出音频信号, 推动扬声器。

(4) 视频检波电路 视频检波电路和黑白电视机一样, 采用二极管检波电路。检波得到的彩色全电视信号, 分三路送往色度通道、亮度通道, 以及消噪声同步分离 AGC 电路。

(5) 消噪声同步分离 AGC 电路 这部分电路也完全和黑白机相同。彩色全电视信号经过截止式消噪声电路 BG_4 消去噪声后, 一路给同步分离级 BG_5 , 分离出复合同步信号送给色同步选通电路、行 AFC 电路和帧振荡电路; 一路给 AGC 检波级 BG_6 , 检出的 AGC 电压再经 BG_7 放大, 去控制一、二图象中放和调谐器。这里和黑白机一样, 调谐器 AGC 也采用延迟式。

2. 亮度通道

亮度通道即视频放大器, 由 $BG_8 \sim BG_{11}$ (共四级) 和自动清晰度控制电路 (ARC)、亮度延迟线组成。放大后的信号同时加在三个视频输出级中。

3. 色通道电路

彩色全电视信号经带通放大器 (BG_{10}) 选出色度信号, 经过色饱和度电位器控制幅度后, 被 BG_{32} 放大到足以推动延时解调器, 解调后输出的色度分量 F_V 被 BG_{33} 放大, 经 D_{21} 、 D_{22} 同步解调为 E_{B-Y} 信号再经 BG_{17} 放大, 在 BG_{14} 中与亮度信号混合, 输出基色信号 E_B 。

延时解调输出的色度分量 F_V 被 BG_{34} 放大, 经 D_{18} 和 D_{19} 同步解调为 E_{R-Y} 信号, 又经 BG_{15} 放大, 在 BG_{12} 中与亮度信号混合, 输出基色信号 E_R 。

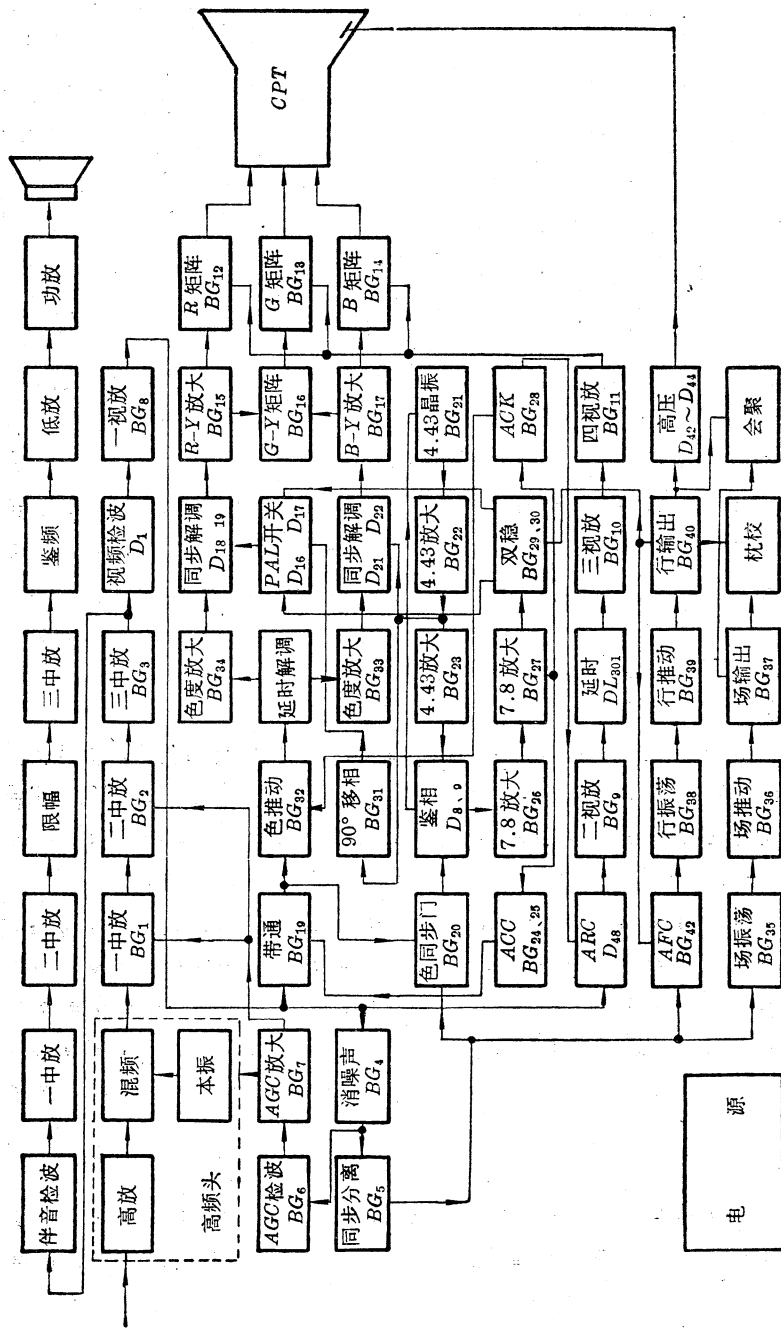


图 2-13 彩色电视机方框图 (北京 73-834 机)

BG_{15} 和 BG_{17} 分别放大的两个色差信号按一定比例在 BG_{16} 中合成 E_{G-Y} 信号, 它在 BG_{13} 中与亮度信号合成, 输出第三个基色信号 E_G , 与 E_B 、 E_R 共同激励显象管。

4. 色同步电路

(1) 带通放大级 BG_{19} 输出的色度信号还送到色同步门电路 BG_{20} , 选出色同步信号。门控脉冲来自同步分离级 BG_5 的行同步信号。

(2) 副载波再生电路 由 BG_{21} 晶振级产生本机副载波, 经 BG_{22} 和 BG_{23} 缓冲放大, 到鉴相器中与色同步信号进行比较, 产生的误差电压又送回去控制晶振 BG_{21} 将晶振信号锁定, 锁定的晶振信号由 BG_{22} 输出, 一路给 $B-Y$ 同步解调器作基准副载波; 一路经 90° 移相 (BG_{31}) 和 PAL 开关 (D_{16} , D_{17}) 逐行倒相送给 $R-Y$ 同步解调器作基准副载波。 PAL 开关受双稳态 (BG_{29} , BG_{30}) 输出的半行频方波驱动, 而双稳态又是受行脉冲 (来自行输出级 BG_{40}) 和识别信号控制的, 因此可以保证收、发两端的 PAL 开关同步。

(3) 识别信号形成电路 由于色同步信号的摇摆性, 鉴相器中还输出一个半行频信号, 经 BG_{26} 、 BG_{27} 两级 7.8kHz 选频放大成为半行频正弦波, 作为识别信号去控制双稳, 使其按正确极性翻转。

半行频信号是和色度信号成正比的, 所以用它产生一个自动色度控制电压 (ACC 电压), 去控制色度信号带通放大器 BG_{19} 的增益。同时, 还用它来产生一个自动消色电压 (ACK 电压), 当接收黑白节目 (或彩色信号太弱) 时, 由于没有色同步信号 (或色同步信号很小), 所以消色电压等于零 (或很小), 于是色通道上的 BG_{32} 截止; 接收彩色节目时, BG_{32} 照常放大色度信号。此外, 消色电压还送到自动清晰度控制 (ARC) 电路, 自动改变亮度通道在接收黑白和彩色两种情况下的频响。

5. 扫描电路

这部分电路和黑白机相同, 由于彩色显象管屏幕较大, 因而需要的偏转功率或偏转指数也较大。行扫描部分由典型的 AFC (BG_{42})、行振荡 (BG_{38})、行推动 (BG_{39}) 和行输出 (BG_{40}) 四级组成; 场扫描电路由典型的场振荡 (BG_{35})、场推动 (BG_{36}) 和场输出 (BG_{37}) 三级组成。

6. 光栅校正电路

这部分电路包括会聚电路和枕形失真校正电路。各种显象管的会聚电路有很大差别。新型的自会聚显象管则不需专门设置会聚电路。一般是从行输出级和场输出级引出行、场电流加在会聚线圈上达到会聚校正的目的。在彩色接收机中, 由于显象管屏幕尺寸和偏转角一般都很大, 所以枕形失真比黑白显象管严重得多, 而且由于会聚问题的牵制, 不能采用黑白机中使用的方法来消除。这里是让行、场输出电流相互调制以后再送入偏转线圈来进行枕形失真校正的。

7. 电源电路

彩色电视接收机除需要 12V 低压电源外, 还需要 100V 以上高压电源。前者一般由行输出级产生的反峰电压整流而来, 后者是将市电整流后经过一个串联式晶体管稳压电路来提供。

第四节 彩色电视接收机的各种电路形式

彩色电视接收机电路一般以上述基本结构为基础, 但在个别单元电路上又有各种不同

的电路形式。各生产厂在具体设计、生产时,有以下一些差别:

从选用的电路元件来看,早期是电子管式,随后出现了电子管-晶体管混合式及全晶体管式。国外七十年代一般趋向集成化。

全晶体管和集成电路接收机具有消耗功率少、小型轻量化、快速启动、便于自动化生产等优点。此外,电视机集成化可使一些调整和控制电路自动化,并能采用电子选台、彩色自动电路等新技术。但晶体管在温度和反向电压、电流过荷方面,还有很大的弱点,还须采用一些自动装置和电路,以保护那些容易损坏的部分。

从接收频道来说,有接收甚高频(VHF)和超高频(UHF)的全波段接收机,也有只能接收甚高频的非全波段接收机(工业彩色电视中尚有单频道接收机)。

全波段接收机除甚高频调谐器以外,又多了一个超高频调谐器。一般是将特高频调谐器的输出加在甚高频调谐器上。在一次变频方案中,甚高频调谐器作为额外的图象中频放大器来工作;在两次变频方案中,甚高频调谐器再变频一次,产生图象中频信号

从视频检波电路来说,有色度、亮度共同检波和分离检波两种电路形式。它们是以色度视频检波和亮度视频检波是否共用一个检波电路来区别的。国内产品除上海 201 型外,基本上采用共同检波方式。两种方式的方框图如图 2-14 所示。

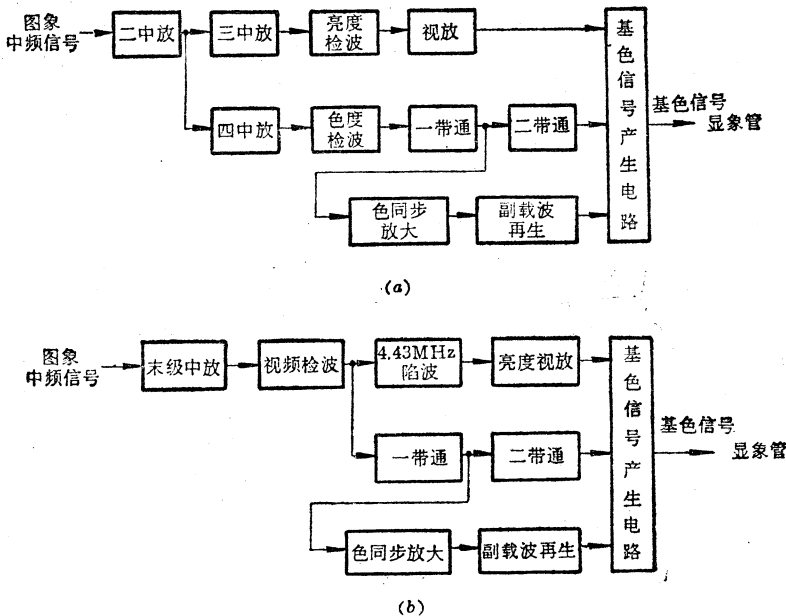


图 2-14 两种检波方式

(a) 色度亮度分离检波 (b) 色度亮度共同检波

采用分离检波方式可以分别设计色度、亮度两路中放电路的通频带,将亮度一路作成窄带型,在保证亮度信号能量集中的低频成分通过的同时,充分衰减色度信号。这不仅使亮度电路稳定,而且消除了色副载波对亮度的影响和声-色差拍干扰成分(差拍频率为 $6.5 - 4.43 = 2.07 \text{ MHz}$);同时,将色度一路作成宽带型,可以使副载波附近的频率特性平缓变化,在本振变动时,色度信号几乎不发生幅度和相位上的变化,因而,当电路参数漂移时,重现图象的色调和饱和度变化小。当然,色度亮度分离检波方式由于亮度通道频带窄,清晰

度要差一些。

从视放电路级间耦合方式来说,大多数电视机视放各级(包括同步解调后的色通道)间全部采用直流耦合,以保证视频亮度信号、色差信号和基色信号的直流分量不致丢失。但是,这些电路是由多级组成的,增益很大,往往因为前级输入信号直流电平的微小变动而使显象管上的视频信号直流电平的大幅度变化。一般电视机同步解调输出信号的直流电平之差应控制在 0.1 V 以内,对元件的配对要求也较严格。为了克服上述困难,有的电视机采用交流耦合加箝位的电路。一般是在行消隐右肩箝位。由于彩色全电视信号中恰在此处有色同步信号,为了保证箝位电平的稳定,在交流耦合加箝位的电路中还须有色同步消隐电路。

从视频信号激励显象管的方式来说,又可分为基色信号激励方式和色差信号激励方式(图 2-15)。

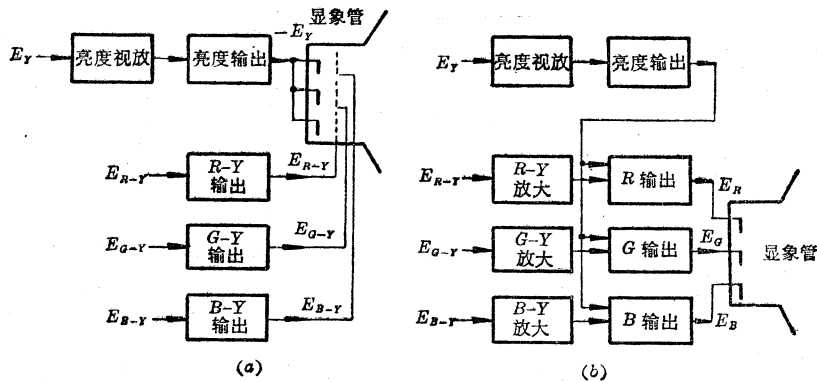


图 2-15 两种显象管激励方式

(a) 色差信号激励方式 (b) 基色信号激励方式

色差信号激励方式是将解码器输出的三个色差信号电压分别加在显象管的三个电子束的控制栅极上,而将亮度信号加在阴极上。

基色信号激励方式是将三个色差信号电压在矩阵电路中和亮度信号混合,变成三个基色电压,分别加在各电子束的阴极,而将三个栅极接在固定电位上。

从上述可知,电子束的强弱分别受三个基色电压控制。这一点在基色信号激励方式中是很明显的,而在色差信号激励方式中,色差信号与亮度信号的混合是在显象管内(又叫内矩阵)完成的。这时控制栅和阴极间的信号电压仍为基色信号电压。以红枪为例,控制栅极和阴极之间的电压为:

$$E_{R-Y} - (-E_Y) = E_R$$

假设显示彩条图象时需要亮度信号 100 V,如果不考虑荧光粉发光效率之间的差异,那末,对色差激励方式来讲,视放末级送给显象管控制栅极的三个色差电压的峰-峰值分别是: $E_{R-Y} = 140$ V, $E_{G-Y} = 82$ V, $E_{B-Y} = 178$ V (见图 1-17);而基色激励方式中,视放末级送给显象管阴极的三色基色信号的峰-峰值只需要 100 V。上述对比说明,两种激励方式所需的视频信号幅度相差悬殊,如果再考虑到阴极激励和栅极激励的调制灵敏度不同,这种差别更显得突出了。

应该指出,一定的激励电压加在显象管的阴极比用同样大小的激励电压加在显象管的控制栅极(假设在这两种情况下,各电极的直流电位不变),对束电流来说,所引起的变化要

更大一些。这点可以这样来理解：设阴极激励使阴极电压降低某值，则不但会使控栅和阴极间的电场加强，而且阳极和各其它栅极与阴极间的电场也加强了；反之，当阴极电位上升某值时，两种电场都减弱了。这说明，后一种电场加强了对束流的调制效果。如果是栅极激励，当信号电压变化时，阴极和阳极、各栅极之间的电场就保持不变。所以一般说来，阴极激励较之栅极激励，显象管的调制灵敏度约大20~30%。

考虑上述两方面的因素，在传送同样的彩条图象时，由于色差信号激励方式中信号是加在控制栅极上的，所以三个色差信号输出的峰-峰幅度应分别是： $E_{R-Y}=140\text{V}\times 130\%=182\text{V}$ ， $E_{G-Y}=82\text{V}\times 130\%=107\text{V}$ ， $E_{B-Y}=178\text{V}\times 130\%=231\text{V}$ 。可见，与基色激励相比， E_{B-Y} 的幅度竟需大一倍以上。

显然，降低视放输出幅度可以使视放输出晶体管的耐压、功耗等要求大大降低，输出级的电源电压也可以相应小些。这对于晶体管来说是很重要的。同时，由于视放输出电压就是显象管的输入电压，这对防止显象管内部电极间的跳火也是有利的。当然，在色差激励方式中，只有亮度信号输出级要作成宽带(0~6MHz)放大器，而三个色差信号输出级可以作成窄带(0~1MHz)放大器就已满足清晰度要求；在基色激励方式中，三个基色输出级都要作成宽带(0~6MHz)放大器，这个要求虽高一些，但对晶体管电路来说，还不算困难。所以晶体管彩色电视机中大多数采用基色激励。

一般说来，色差激励方式适用于交流耦合加箝位的电路，基色激励方式适用于直流耦合电路。在国内电视机中，前者有上海201型，后者有北京73-834型、金星C47-112型、春雷3S2型等。

采用不同的显象管，无论是自会聚管、三枪三束管或单枪三束管，图象重现电路都有很大的区别。

图2-13所示的是北京牌73-834电视机，是以上这些不同形式中的一个特例，该机采用全晶体管式、甚高频波段、色度亮度共同检波、直流耦合、基色激励、19英寸荫罩式彩色显象管。

七十年代彩色电视机趋向于以下结构型式：

- (1) 全电子式调谐器。
- (2) 包括中规模集成电路(MSI)和大规模集成电路(LSI)在内的六块左右或更少的集成电路，总共元件数在500以下。
- (3) 声表面波滤波器图象中放电路。
- (4) 多级一次升压回扫变压器极高压电路。
- (5) 电子枪一字形排列的自会聚显象管配以高阻抗偏转线圈。
- (6) 恒压变压器电源(变压和稳压一体化)。

第三章 调谐器、图象中频放大和伴音电路

第一节 调 谐 器

调谐器的作用是使接收机对接收频率具有良好的选择性、提高其信杂比,并将高频信号变换为中频信号。对调谐器的要求是本机振荡频率稳定、增益控制范围大、寄生辐射小等。

调谐器由输入电路、高频放大电路、混频电路和本振电路组成,如图 3-1 所示。各级电路的一般要求都与黑白电视接收机相同,这里不再赘述。

高放级的自动增益控制,一般是采用正向 AGC,因为正向 AGC 比反向 AGC 引起交扰调制的可能性要小些。这种交扰调制主要是在高放级中有大的干扰信号时引起的。但是,反向 AGC 具有控制功率小、调谐偏差小的优点。为了克服交扰调制,目前在调谐器中多数采用交扰调制小的场效应管。其增益比一般晶体管差,但抗交扰调制特性好,因而可以采用反向 AGC。

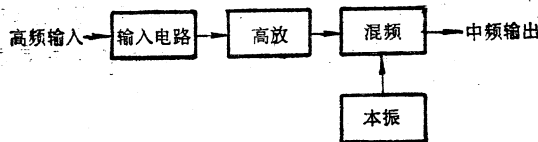


图 3-1 调谐器的组成

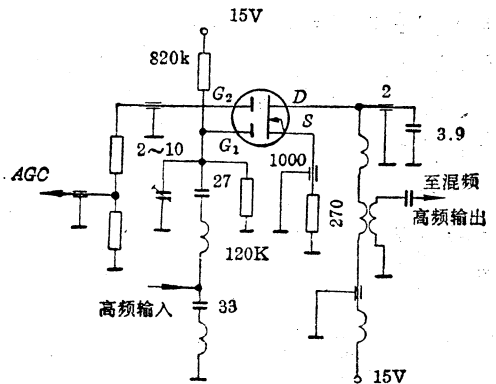


图 3-2 双栅极 MOS 场效应管高放级

图 3-2 是双栅极 MOS 场效应管高频放大级。目前,国内电视机一般仍采用具有正向 AGC 特性的晶体管作高放级。

本章将着重介绍彩色电视机对调谐器的特殊要求以及电子调谐、调谐指示、节目预选和声表面波图象中频滤波器等新的电路技术。

一、彩色电视机对调谐器的要求

在彩色电视机中,调谐器要同时传送亮度和色度信号,所以调谐器应具有下述特点:

1. 平坦的频率特性

一般要求在 6MHz 的带宽内,增益的变化不超过 1dB(图 3-3)。否则电视图象就要出现彩色失真,在黑白电视中,即使 6MHz 带宽内高频特性的不平度达 30% (3dB),也看不出图象质量有明显下降。

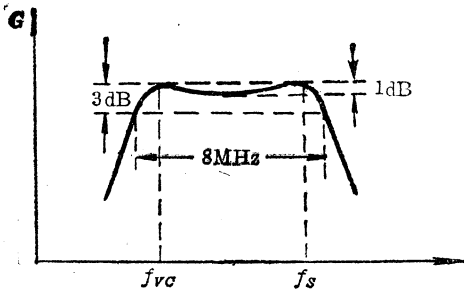


图 3-3 高放级幅频特性

2. 本振频率的稳定性要求较高

在黑白电视机的调谐器中，本振频率的不稳会影响图象质量。彩色电视机中，在亮度视频信号频谱的高端交错地存在着色度信号的频谱，所以本振频率的漂移造成的影响要比黑白电视场合严重得多，如图 3-4 所示。图 (a) 表示各载频、本振频率和各载波中频的关系。以五频道为例，图象载频 $f_{v0} = 85.25 \text{ MHz}$ ，色度载频

$$f_c = f_{v0} + 4.43 \text{ MHz} = 89.68 \text{ MHz},$$

伴音载频 $f_s = f_{v0} + 6.5 \text{ MHz} = 91.75 \text{ MHz}$ ，而本振频率 $f_0 = f_{v0} + 37 \text{ MHz} = 122.25 \text{ MHz}$ 。

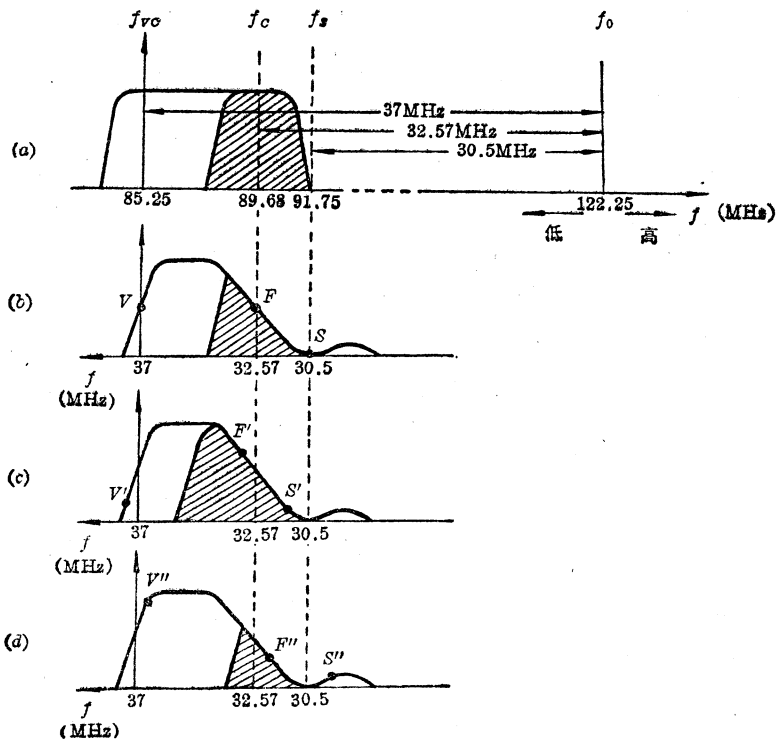


图 3-4 本振偏离时的影响

(a) 载频和中频的关系 (b) 正常 (c) 偏高 (d) 偏低

混频以后，如本振频率正常，应产生如下数值的各中频载波：

图象中频： $122.25 \text{ MHz} - 85.25 \text{ MHz} = 37 \text{ MHz}$

色度中频： $122.25 \text{ MHz} - 89.68 \text{ MHz} = 32.57 \text{ MHz}$

伴音中频： $122.25 \text{ MHz} - 91.75 \text{ MHz} = 30.5 \text{ MHz}$

图 (b) 是一种典型的中频放大器的频率特性。这种中放特性要求图象中频和色度中频分别落在它的两边斜坡 -6 dB 的点上。当本振频率正确时，正好能满足上述要求。图 (b) 中的 V 、 F 和 S 三点即分别代表上述三个中频载波。 V 点和 F 点适处于 -6 dB 点上。 S 点则落在伴音陷波的谷点上。

当本振频率往高端漂移时,即 $f_0 > 122.25 \text{ MHz}$, 图象中频大于 37 MHz

$$f_0 - 82.25 \text{ MHz} > 37 \text{ MHz}$$

其它各中频都大于正常值,而图象中放特性未变,这样就使 V 、 F 、 S 三点移到 V' 、 F' 、 S' 的位置上,如图(c)所示。由于图中频率轴的正方向是向左的,所以各点都向左移。这将产生以下结果:

(1) V' 点的增益下降。这说明,视频信号的低频分量有了损失。

(2) F' 点的增益提高。这说明,视频信号的高频分量,即色度信号和亮度信号的高频成分有了加强。

(3) 伴音信号躲过了陷波点而混进图象通道,将因视频检波电路中的非线性作用而和其它信号差拍,其中尤以 $32.57 \text{ MHz} - 30.5 \text{ MHz} = 2.07 \text{ MHz}$ 的声-色差拍为严重。因为 2.07 MHz 正落在视频带宽之内,会受到视放各级的放大,造成图象的不稳定。这就是彩色电视中特有的声-色干扰(图象色度随伴音的强弱而波动)。因此,本振频率往高端偏离时,色饱和度过强、雪花噪声显眼、声-色干扰显著。

当本振频率往低端偏离时,情况正好相反,如图(d)所示。各中频向右移到 V'' 、 F'' 和 S'' 的位置。这时低频成分加强、画面比较柔合,但清晰度下降,色饱和度减退,伴音则有可能加强,声-色干扰亦会变得严重。

当本振频率更低时,有可能使 F'' 右移至图象中频放大器的伴音陷波频率附近。这时,由于色度信号太弱,接收机内的消色器开始起作用,画面将完全失色而变成黑白。如果本振频率再低,色度信号却可能又会通过中放电路,如果 ACC 控制范围大,图象又会再度着色。这种现象称为二重调谐。在频道预选电子调谐的电视机中,大幅度旋动调谐电位器,就有可能出现这类现象。

为了保证彩色图象的稳定,本振频率的漂移须限制在 $0.05 \sim 0.1\%$ 以下,在黑白电视机中,即使有 0.2% 的偏离,图象质量也不会有显著下降。所以,彩色电视机一般都装有自动频率微调(AFT)电路。图 3-5

是 AFT 电路的方框图。其原理是,将末级中放输出的一部分图象中频信号送到一个鉴频器中,鉴频器调谐回路调准在

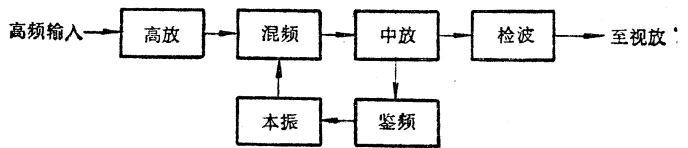


图 3-5 AFT 电路

37 MHz 图象中频上。当本振频率正确时,鉴频器输出为零;当本振频率一有偏离,鉴频器就输出一个直流控制电压,去控制本振频率,使其恢复正常值。目前国内外 AFT 电路都已集成化。

另外,为了不失真地传送彩色,输入回路和天线之间应有良好的匹配。一般要求驻波比小于 2。

二、电子调谐器

机械式高频调谐器是利用鼓形转换开关转接线圈来改变接收频道,并用微调电容来调谐的机械式频道开关。这类调谐器的体积庞大且较易磨损而引起接触不良。随着晶体管工艺的发展,出现了电子式调谐器。其调节方便,线路简单,已被广泛使用。但电路中的变容二极管等成本较高,是其缺点。

图 3-6 是金星 C47-112 彩色电视机中的电子调谐器。由 5 只开关二极管、6 只变容二极管、3 只晶体管和其它一些元件组成。除调谐和更换频道方式不同外,整个调谐器仍由高放级(BG_1)、本振级(BG_2)和混频级(BG_3)组成。输入回路是单调谐电路。高放、混频间的耦合是双调谐回路。开关电压 E_{HL} 和调谐电压 E_D 同时控制着这些调谐回路以及本机振荡回路。

电子调谐器是利用变容二极管在反向偏置时,其结电容随所加反向偏压大小而变化以实现调谐的。在反向偏置时,一个半导体二极管呈现为一个电容,反向偏压使载流子离开结区,形成一个耗尽层,其电阻率很高,如同绝缘介质材料。而 P 区和 N 区都是良导体,好象这层介质两面覆盖着的电极。所以,此时二极管的性质正象电容一样。增加反向偏压,耗尽层将加厚,因而结电容变小;减少反向偏压耗尽层将变薄,结电容增大。其特性曲线见图 3-7。将这样的二极管接进谐振回路,作为可变电容,就可实现回路的调谐。这样,只要用一只电位器来调节反向偏压就可以了。

国产变容二极管,一般当反向偏压由 3V 变到 30V 时,结电容由 20 pF 降到 3.5 pF(图 3-7(a))左右。由于电容的变化范围不大,所以,目前还不能实现甚高频(VHF)波段的一次覆盖。甚高频(VHF)波段的频率覆盖系数

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{216.25}{49.75} = 4.3 \quad (3-1)$$

式中, f_{\max} 与 f_{\min} 分别是 12 频道与 1 频道图象载频。由于谐振频率

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

所以,电容覆盖系数

$$K_c = \frac{C_{\max} + C_0}{C_{\min} + C_0} = K_f^2 = 4.3^2 = 20 \quad (3-2)$$

式中: C_{\max} ——可变电容的最大值;

C_{\min} ——可变电容的最小值;

C_0 ——包括分布电容在内的所有与可变电容并联的电容容量之和。

显然,变容二极管还不可能达到这样大的覆盖系数。因此,在电子调谐器中,一般将甚高频波段分成两段*,即 1~5 频道为低波段,6~7 频道为高波段。这两段的频率覆盖系数分别为:

$$K_{f1} = \frac{85.25}{49.75} = 1.71$$

$$K_{f2} = \frac{216.25}{168.25} = 1.29$$

* 已有用突变结和超突变结变容二极管,实现了甚高频一次覆盖。

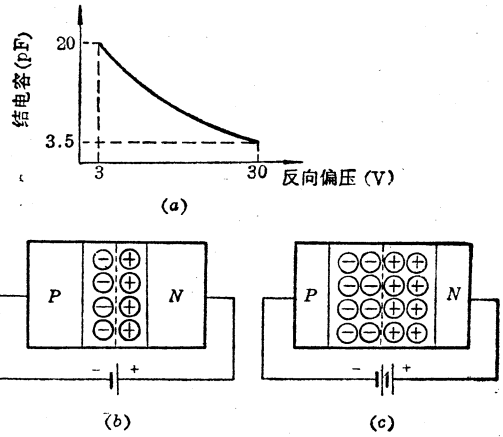


图 3-7 变容二极管特性
(a) 特性曲线 (b) 反偏小时电容大
(c) 反偏大时电容小

其中, 85.25 与 168.25 MHz 分别是 5 频道与 6 频道图象载频。因而相应的电容覆盖系数

$$K_{C1} = 1.71^2 = 2.92$$

$$K_{C2} = 1.29^2 = 1.66$$

其中, K_{C1} 比较大, 只要将 C_0 限制在 5 pF 以下就完全能用上述变容二极管加以覆盖。

另外, 一次覆盖还会造成 12 频道中 Q 值的大幅度变化, 统调也很困难。将甚高频波段分成两段, 可利用一些开关二极管, 如图 3-6 中的 $D_6 \sim D_{10}$, 并用开关电压 E_{HL} 控制 $D_6 \sim D_{10}$ 的断开和导通。 E_{HL} 只能取两个值 +12 V 或 -4 V 中一个值。当 $E_{HL} = -4$ V 时, $D_6 \sim D_{10}$ 一齐导通, 分别将一些线圈短路, 使各回路电感量减小, 频率提高, 这相当于 6~12 频道; 当 $E_{HL} = +12$ V 时, $D_6 \sim D_{10}$ 都截止, 所有线圈全部接入, 相当于 1~5 频道。

用一个在 0~30 V 范围内连续可变的正电压 E_D 来作为调谐电压, 加在 $D_1 \sim D_5$ 5 个变容二极管的负极, 构成反向偏压。因此, 改变调谐电压, 也就同时改变了它们的结电容。只要统调得当, 4 个调谐回路的谐振频率就会跟踪改变。

下面对各级电路加以说明。

1. 输入电路

由 L_1 、 L_2 、 L_3 、 C_7 、 C_8 等元件组成一个高通滤波器, 让电视频道的信号都能通过。开关电压 E_{HL} 通过 R_{12} 和 R_{14} 加在 D_6 、 D_7 的负极。当 $E_{HL} = -4$ V 时, 由于 C_9 、 C_{11} 对电视信号中高频成分可视为短路, 所以等于将 L_5 和 L_7 短路。调谐电压 E_D 通过 R_{13} 加在变容二极管 D_1 的负极, 其正极则通过 L_6 、 L_7 的小直流电阻接地。当 E_D 改变时, D_1 相当于一个可变电容。因此, 这部分电路可画成图 3-8 所示的等效电路。图中, L' 在高、低波段分别等于 L_6 和 $L_6 + L_7$; L 在高、低波段分别等于 L_4 和 $L_5 + L_4$ 。可变电容 D_1 是和 L' 并联后再与 L 串联的, 因此可看成一个串联谐振电路, 它具有较低的阻抗和较大的功率传输。选出某一频道信号后, 经过电容 C_{13} 和 C_0 (BG_1 的输入电容和引线分布电容之和) 分压送给高放管 BG_1 , 以实现阻抗匹配。输入回路是一个单调谐回路, 且有单峰特性。

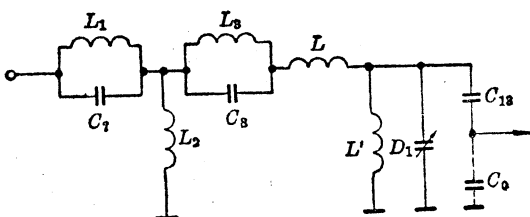


图 3-8 输入级等效电路

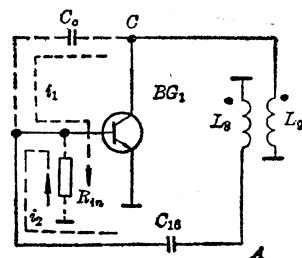


图 3-9 互感耦合中和电路

2. 高放级

高放级和普通调谐器的高放级类似。为了使电路良好地工作, 一般采用中和电路。

当信号频率较高时, 晶体管内部存在着的集电极-基极反馈电容 C_0 , 将输出信号中的一部分反馈到基极, 使增益下降, 在某些条件下, 甚至造成自激。图 3-9 所示的电路是一种互感中和电路, 其工作原理和电容中和电路相同, 而且调整方便。由图可见, 由于 L_8 和 L_9 间的互感耦合, A 点产生一个与集电极 (C 点) 相位相反的信号。因此 C_{16} 就向基极引入一个反馈电流 i_2 , 其极性正好与 C_0 由 C 点引入的反馈电流 i_1 相反。适当调节 L_8 和 L_9 之间的耦合到最佳中和, 可以使两个电流值相等, 因而完全抵消内部反馈电流。

3. 级间耦合回路

高放和混频两级间用双回路耦合。调谐电压 E_D 分别通过 R_{20} 、 R_{25} 送到变容二极管 D_2 和 D_3 的负极，其正极接地（其中 D_3 正极通过 $L_{11} \sim L_{13}$ 的小直流电阻接地）。这样就形成了两个回路的调谐电容，它们是与相应的电感并联的。

当 $E_{HL} = -4\text{V}$ 即高波段时，由于 D_8 和 D_9 导通， C_{20} 、 C_{23} 对信号高频分量可视为短路，所以 L_{10} 、 L_{12} 、 L_{13} 都被交流短路。这时两回路间的耦合是靠 L_9 和 L_{11} 间的空气互感耦合；当 $E_{HL} = +12\text{V}$ 时， L_{10} 、 L_{12} 和 L_{13} 均接入电路，它们比 L_{11} 、 L_9 的电感量大，所以，两回路间的耦合主要靠 L_{13} 的自感耦合，互感耦合相对较弱。双耦合回路有双峰频率特性，从而与输入回路的单峰特性配合，构成所需带宽内的平坦特性。

4. 本振电路

本振电路采用并联型电容三点式振荡器。这是一种改进型的电容三点式振荡器，称为锡拉振荡器，其等效电路如图 3-10 所示。图中的电感 L ，在 $E_{HL} = -4\text{V}$ 时代表 L_{14} ，在 $E_{HL} = +12\text{V}$ 时代表 L_{14} 和 L_{15} 的串联。

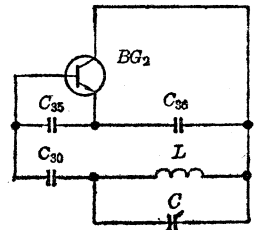


图 3-10 本振级等效电路

调谐电压 E_D 通过 R_{26} 加到 D_4 的负极，其正极通过 L_{14} 和 L_{15} 的小直流电阻接地，从而构成反向偏压，使 D_4 的作用相当于一可变电容 C ，与 L 并联。 C_{35} 和 C_{36} 是反馈分压电容。调节 E_D ，即可实现回路调谐。采用锡拉振荡器，可以大大减少晶体管参数变化造成的本振频率漂移，使用频率也较高。

为了进行自动频率微调，将 AFT 电路产生的 AFT 电压加在变容二极管 D_{11} 的负极，其正极接地，构成另一个可变电容。这个可变电容的容量，取决于 AFT 电压的大小，亦取决于本振频率对其正确值的偏离。偏离正确值时， AFT 电路中鉴频器送来一个调整电压给变容二极管 D_{11} ，使本振频率改变，直至返回其正确值。从电路图 3-6 中还看到本振级有第三只变容二极管 D_5 ，其作用是改善 AFT 的均匀性。它通过 R_{27} 受调谐电压 E_D 的控制。三个变容二极管偏压的变化都会影响谐振回路的电容，所以都会使本振频率改变。

5. 混频电路

高频信号和本振信号分别通过 C_{25} 、 C_{26} 耦合到混频晶体管 BG_3 的基极，混频信号由集电极输出，经过 $C_{43}-L_{18}-C_{47}$ 和 $C_{46}-L_{19}-C_{49}$ 两级 π 型滤波电路，滤去高频信号，将中频信号输出到中频放大器。

三、超高频调谐器

一个全波段的电视机有超高频 (UHF) 和甚高频 (VHF) 两个调谐器。因为频率高，超高频调谐器的增益要比甚高频调谐器低，为了使超高频接收时，整机增益不致太低，这时甚高频调谐器就被当作一个中频预放大器来用。通常，有一次变频和两次变频两种方案，如图 3-11 所示。两次变频是利用超高频调谐器将超高频电波变换成某一中频 (UIF) (实际上是 12 个甚高频频道中一个空着的频道的图象载频)。将这个中频在甚高频调谐器中再一次变频，产生出 37 MHz 的图象中频。一次变频是将超高频电波在超高频调谐器中直接变成 37 MHz 图象中频后，再由甚高频调谐器将它放大 (这时甚高频本振停振，甚高频调谐器当成一个放大器工作)。

表 3-1 是甚高频和超高频电视频道参数。

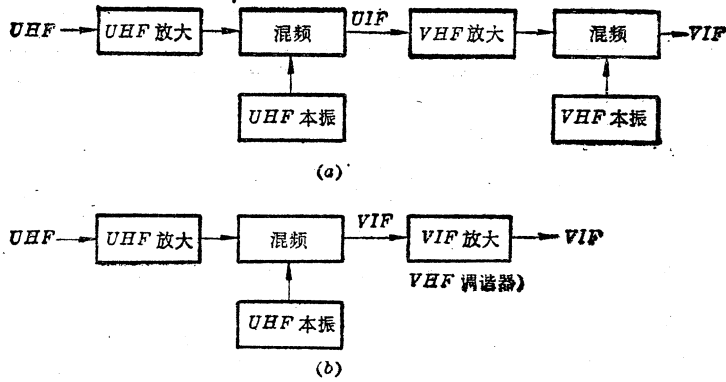


图 3-11 超高频变频的两种方案

(a) 二次变频 (b) 一次变频

表 3-1 甚高频和超高频电视频道参数(单位: MHz)

波段	频道	频率范围	中心频率	图象载频	伴音载频	本振频率
甚高频	1	48.5~56.5	52.5	49.75	56.25	86.75
	2	56.5~64.5	60.5	57.75	64.25	94.75
	3	64.5~72.5	68.5	65.75	72.25	102.75
	4	76~84	80	77.25	83.75	114.25
	5	84~92	88	85.25	91.75	122.25
	6	167~175	171	168.25	174.75	205.25
	7	175~183	179	176.25	182.75	213.25
	8	183~191	187	184.25	190.75	221.25
	9	191~199	195	192.25	198.75	229.25
	10	199~207	203	200.25	206.75	237.25
	11	207~215	211	208.25	214.75	245.25
	12	215~223	219	216.25	222.75	253.25
超高频	13	470~478	474	471.25	477.75	508.25
	14	478~486	482	479.25	485.75	516.25
	15	486~494	490	487.25	493.75	524.25
	16	494~502	498	495.25	501.75	532.25
	17	502~510	506	503.25	509.75	540.25
	18	510~518	514	511.25	517.75	548.25
	19	518~526	522	519.25	525.75	556.25
	20	526~534	530	527.25	533.75	564.25
	21	534~542	538	535.25	541.75	572.25
	22	542~550	546	543.25	549.75	580.25
	23	550~558	554	551.25	557.75	588.25
	24	558~566	562	559.25	565.75	596.25
	25	604~612	608	605.25	611.75	642.25
	26	612~620	616	613.25	619.75	650.25
	27	620~628	624	621.25	627.75	658.25
	28	628~636	632	629.25	635.75	666.25
	29	636~644	640	637.25	643.75	674.25
	30	644~652	648	645.25	651.75	682.25
	31	652~660	656	653.25	659.75	690.25
	32	660~668	664	661.25	667.75	698.25

(续表)

波段	频道	频率范围	中心频率	图象载频	伴音载频	本振频率
超高频	33	668~676	672	669.25	675.75	706.25
	34	676~684	680	677.25	683.75	714.25
	35	684~692	688	685.25	691.75	722.25
	36	692~700	696	693.25	699.75	730.25
	37	700~708	704	701.25	707.75	738.25
	38	708~716	712	709.25	715.75	746.25
	39	716~724	720	717.25	723.75	754.25
	40	724~732	728	725.25	731.75	762.25
	41	732~740	736	733.25	739.75	770.25
	42	740~748	744	741.25	747.75	278.25
	43	748~756	752	749.25	755.75	786.25
	44	756~764	760	757.25	763.75	794.25
	45	764~772	768	765.25	771.75	802.25
	46	772~780	776	773.25	779.75	810.25
	47	780~788	784	781.25	787.75	818.25
	48	788~796	792	789.25	795.75	826.25
	49	796~804	800	797.25	803.75	834.25
	50	804~812	808	805.25	811.75	842.25
	51	812~820	816	813.25	819.75	850.25
	52	820~828	824	821.25	827.75	858.25
	53	828~836	832	829.25	835.75	866.25
	54	836~844	840	837.25	843.75	874.25
	55	844~852	848	845.25	851.75	882.25
	56	852~860	856	853.25	859.75	890.25
	57	860~868	864	861.25	867.75	898.25
	58	868~876	872	869.25	875.75	906.25
	59	876~884	880	877.25	883.75	914.25
	60	884~892	888	885.25	891.75	922.25
	61	892~900	896	893.25	899.75	930.25
	62	900~908	904	901.25	907.75	938.25
	63	908~916	912	909.25	915.75	946.25
	64	916~924	920	917.25	923.75	954.25
	65	924~932	928	925.25	931.75	962.25
	66	932~940	936	933.25	939.75	970.25
	67	940~948	944	941.25	947.75	978.25
	68	948~956	952	949.25	955.75	986.25

在超高频调谐器中,不能采用甚高频那种集中参数的 LC 调谐回路。因为在那样高的频率下,所需电感电容数值太小,集中参数元件已无法实现。而且,回路暴露在空间易造成辐射,使回路 Q 值大为降低,所以一般都采用空腔谐振器做调谐回路,如图 3-12 所示。通常有 $\frac{1}{4}$ 波长型和 $\frac{1}{2}$ 波长型,前者用于高频放大电路和变频电路,后者用于本振电路。在空腔调谐回路中,信号能量是通过耦合窗由一个谐振腔耦合到另一个谐振腔的,这实际上是一种互感耦合

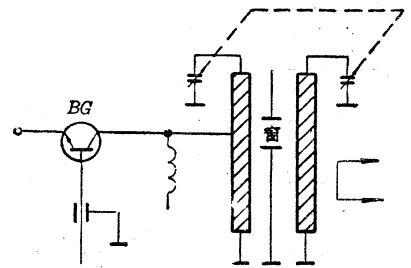


图 3-12 耦合窗双调谐回路

双回路,晶体管是基极接地的。

超高频调谐器通常有两种结构,即没有高放级的直接变频结构如图 3-13(a) 所示和
高频放大级的结构。

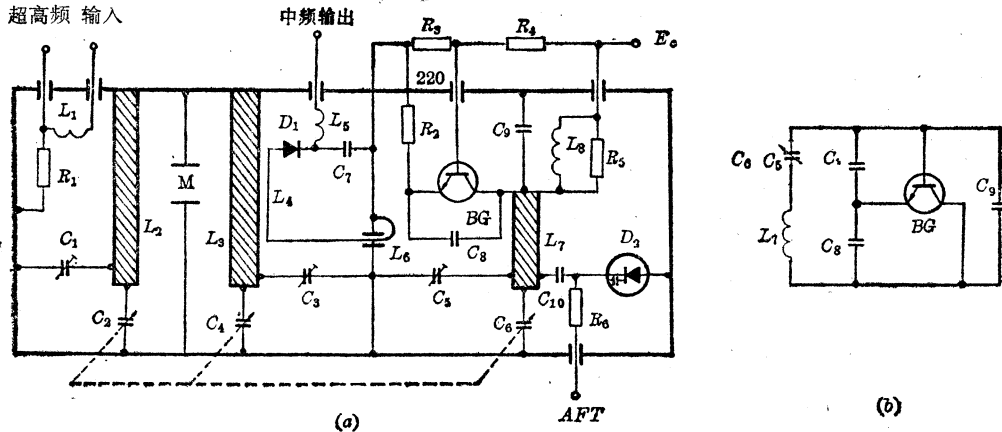


图 3-13 超高频调谐器

(a) 没有高放级的直接变频电路 (b) 本振级等效电路

图中输入级是图 3-12 电路中的耦合窗互感耦合双调谐电路。初级回路由 C_1 、 C_2 、 L_2 及底壳组成,次级回路由 C_3 、 C_4 、 L_3 和底壳组成,由天线送来的信号经 L_1 送进初级回路,并通过耦合窗 M 送进次级回路。初、次级都是 $\lambda/4$ 回路。

晶体管 BG 构成本振级,是另一种改进型的电容三点式电路,即克拉普电路*,其等效电路如图 3-13(b) 所示。这里,谐振回路由 C_5 、 C_6 、 C_8 、 L_7 和底壳等组成。 BG 基极引线的穿心电容较大(220 pF),在超高频段可视为短路,所以 BG 是共基极接法,使用频率较高。 BG 的输入电容 C_1 和 C_8 构成分压反馈电容。 C_2 、 C_4 和 C_6 是三连可变电容,只要调节适当,三个谐振回路的频率可跟踪改变。

本振电路中, D_2 是一变容二极管。当 AFT 电路通过 R_6 送到其负极时,其结电容相应变化,此电容与 C_{10} 串联后,成为与 C_5 、 C_6 并联的另一个可变电容。这样就使本振频率在 AFT 电压控制下自动微调。

D_1 是混频二极管,一般使用噪声指数好的肖特基势垒二极管。本振信号由 L_6 耦合、高频信号由 L_4 和 L_3 之间的互感耦合到混频二极管 D_1 ,混频后经 C_7 、 L_5 组成的滤波电路输出中频信号。

第二节 调谐指示电路^[3,4]

如前所述,彩色电视接收机调谐器本振频率的不准,画面上就会产生 2.07 MHz 的声色

* 克拉普振荡器和前面提到的锡拉振荡器,都是在考比兹(电容三点式)振荡器基础上加以改进的高稳定度振荡器。由图 3-10 和图 3-13(b) 可以看到,和普通的考比兹电路不同,这两个电路中的分压反馈电容对振荡频率的影响较小,振荡频率主要由电感和与其串联的小电容决定。由于晶体管的极间电容是并联在分压反馈电容上的,这样就避免了极间电容等晶体管参数随供电电压,温度等漂移而造成的频率不稳。实质上,两种改进电路都是减弱晶体管与振荡回路之间的耦合。

克拉普电路与锡拉电路的区别在于,前者可变电容是和电感串联的,而后者是并联的,所以也分别称为串联型考比兹电路和并联型考比兹电路。分析表明,后者的覆盖系数容易做得比前者大些,振幅均匀性好。所以,在甚高频波段,由于覆盖系数大,应该用锡拉振荡器。

干扰等毛病,必须采用比黑白机更准确的微调装置。有些接收机采用了调谐指示电路,一种叫调谐线,它是在显象管的荧光屏上显示出一个垂直色条,用条的宽度最窄来指示调谐最佳点;一种叫圆标记指示电路,它是在显象管的荧光屏上呈现一个彩色圆形图象,用圆面积的缩小、扩大来指示准调与偏调。

一、调谐线指示电路

调谐线的工作原理是将图象中频放大电路输出的图象中频信号用二极管检波并以检波输出的大小来代表调谐的准确与否;检波得到的直流输出电压(负极性)作为控制电压,和箝位电路来的方波电压一道,加在限幅电路上,得到一个脉宽随控制电压大小而变化的方波。经过整形、放大成一个正脉冲方波加到色差激励式接收机的 $R-Y$ 放大器*中(也可以加到 $G-Y$ 或 $B-Y$ 放大器中),放大成负脉冲,使显象管的红电子束在脉冲持续期截止。这时其他二束并未截止,于是荧光屏上出现了一个青色条,其宽度和控制电压成正比。而且,当本振频率调准时,该色条的宽度最小。因此,旋动本振微调旋钮,使屏幕上色条最小即实现准确调谐。

图 3-14 是调谐指示电路的方框图和电路图。图 3-15 是各级波形图。调谐指示信号产生的具体过程如下:

(1) 行锯齿波(a)加到箝位电路上,由于箝位二极管 D_1 的作用,所有负峰点均被箝位于零电平,故得到了一个有直流分量的锯齿波(b)。

(2) 波形(b)加到一个由二极管 D_3 、 D_4 组成的双向限幅电路上。将波形上、下切割,产

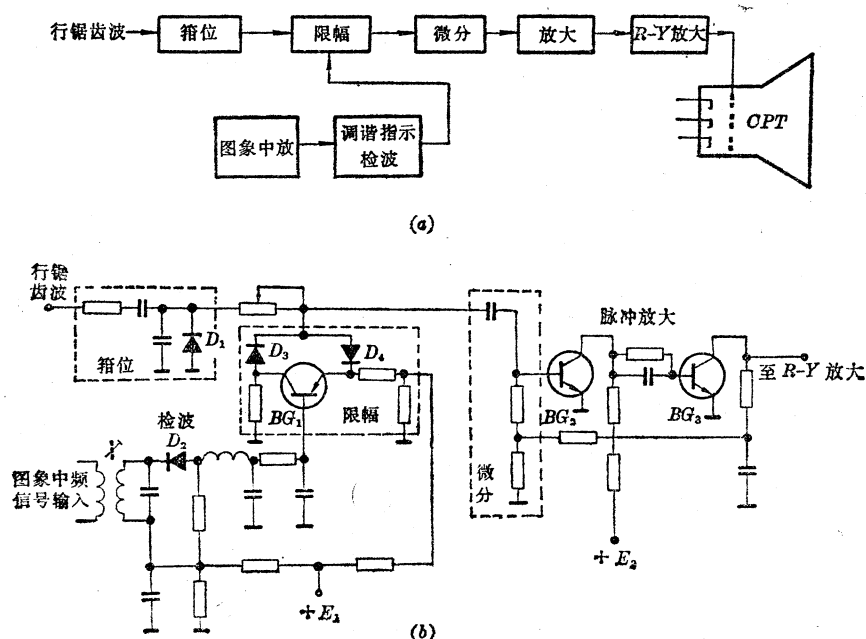


图 3-14 调谐线指示电路

(a) 方框图 (b) 电路图

* 或以负脉冲加在基色激励式接收机的 R 基色放大器中。

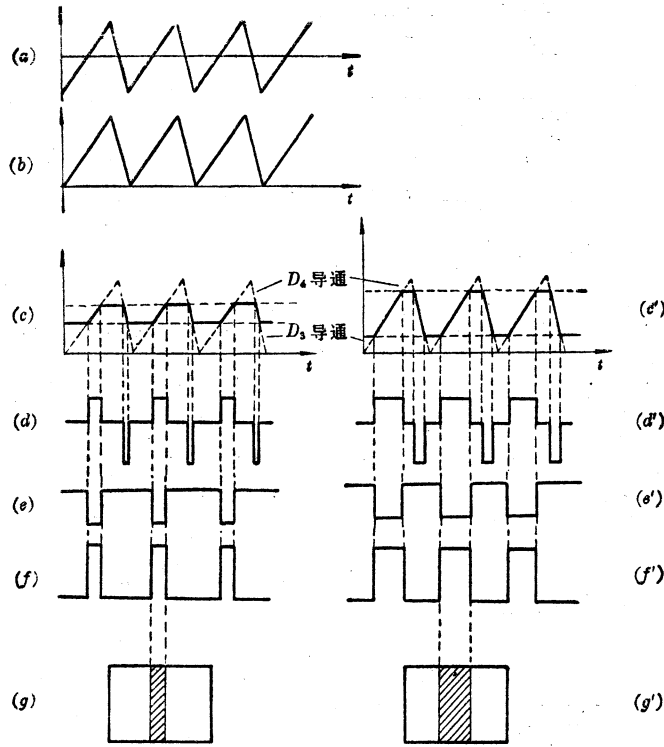


图 3-15 调谐线波形图

左: 本振正确时色条窄 右: 本振偏调时色条宽
 (a) 输入锯齿波 (b) 被箝位锯齿波 (c)、(c') 台形波 (d)、(d') BG_2 基极输入波形
 (e)(e') BG_2 集电极波形 (f)、(f') BG_3 集电极波形 (g)、(g') 屏上的色条

生了一个台形波。上、下限幅电平由晶体管 BG_1 的发射极电压和集电极电压决定。在两种不同限幅电平下的台形波电压,如图(e)和(e')所示。

(3) 晶体管 BG_1 的集电极和发射极电压由基极上的控制电压决定。而这个控制电压就是图象中频信号被调谐指示检波二极管 D_2 检出的直流负电压。所以,在调谐准确时,由于图象中频电压大,直流负压也大,因而 BG_1 的集电极电流就大,内阻就小,于是集电极-发射极电位差小,台形波幅度也就小。反之,越是偏调,台形波电压幅度就越大。

(4) 将双向限幅得到的台形波电压(c)、(c')加在一个微分电路上,就得到图(d)、(d')所示的不同脉宽的脉冲。就是说,检波电压的大小改变了脉冲的宽度。波形(d)和(d')中正、负脉冲的幅度则正比于锯齿波电压上升和下降时的斜率。这个波形被加在 BG_2 的基极,正脉冲被倒相放大,负脉冲无法通过,于是得到负脉冲波形(e)、(e')。

(5) 负脉冲(e)、(e')又被 BG_3 再次倒相放大成正脉冲(f)、(f')加到接收机中的 $R-Y$ 色差信号放大器,使屏幕上出现与调谐状态相应的青色条。如果是同时加到 $G-Y$ 放大器和 $B-Y$ 放大器而不加在 $R-Y$ 放大器,屏幕上就呈现一红色条。

二、圆标记调谐指示电路

这个电路使显象管荧光屏上呈现出一个彩色的圆形图象,准调时小,偏调时大。图 3-16 是其方框图。

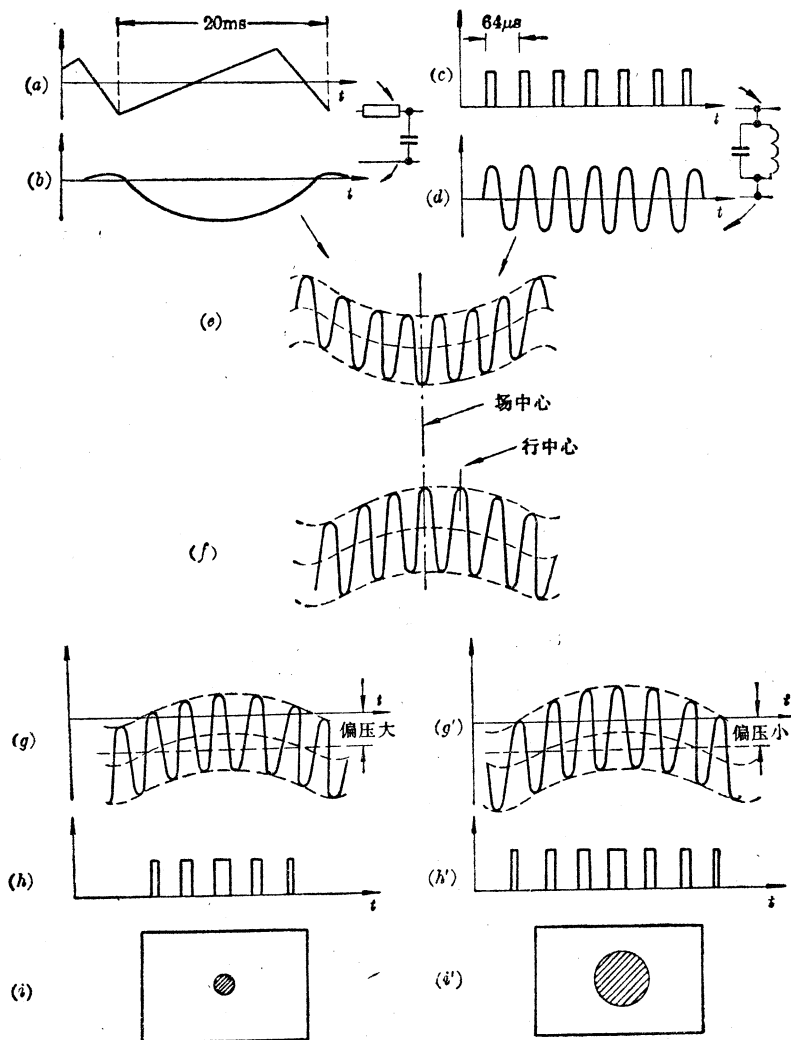


图 3-18 圆标记波形

(a) 场锯齿波 (b) 场抛物波 (c) 行脉冲 (d) 行正弦波 (e) 合成波 (f) BG_3 输出
 (g)、(g') BG_4 输入 (h) (h') BG_5 输出 (i)、(i') 显示图形

$$E_{b1} = I_{a1} R_{b1}$$

$$E_{b2} = I_{a2} R_{b2}$$

BG_4 的基-射间电压为 $E_{be1} = E_{b1} - E_e$, 式中 E_e 为两管公共射极电位。当 $E_{b1} < E_e$ 时, BG_4 截止。 BG_5 的基-射间电压为 $E_{be2} = E_{b2} - E_e$, 如选择各参数, 使 $E_{b2} > E_e$, 则 BG_5 为导通状态。这种状态在外界不加信号时一直保持着。即 BG_4 由于反向偏置处于截止, BG_5 则由于正向偏置处于导通状态。

若在 BG_4 基极加一个正弦交流信号, 当其基极电位超过发射极电位时, 电路就会翻转。各部分波形示于图 (b)。在 $t_0 - t_1$ 期间, BG_4 是截止的, 到了 t_1 , BG_4 因正向电压而导通, 故其集电极电位下降, 这导致 BG_5 基极电位随之下降, 于是 I_{c2} 减少, 使 BG_5 退出饱和区, E_e 下降。因而 BG_4 基极正向电压更大, I_{c1} 也更大, BG_4 集电极电位更低……直至 BG_5 截止, BG_4 饱和。事实上这种正反馈是在瞬间进行和达到截止、饱和的。到了 t_2 , BG_4 又因反

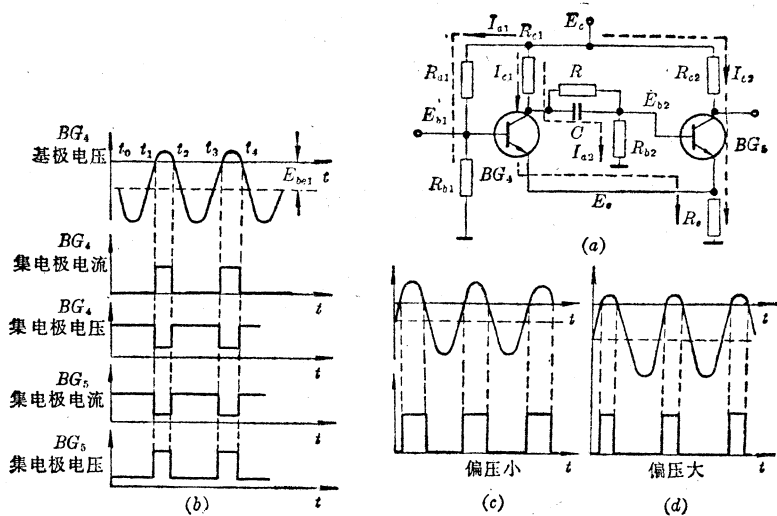


图 3-19 施密特电路

(a) 电路 (b) 波形 (c), (d) BG_4 两种不同的基极直流电压下的输出

向电压而迅速截止, 由于类似的正反馈, 电路发生另一次翻转。因此, BG_5 集电极输出一个方波。若改变 BG_4 反向偏压, 当反偏变小时, BG_4 就提前导通推迟截止(图(c)); 当反偏变大时, 它推迟导通提前截止(图(d)), 这样就调整了输出脉冲的宽度。

现在回到图 3-17, BG_4 基极上加的是图 3-18(f) 所示的合成波形, 而其偏压受直流放大器集电极电流控制, 同时后者是受调谐状态控制的, 所以 BG_5 集电极输出一串脉冲宽度不同的方波。调谐准确时, 检波电压大, 直流放大器集电极电流也大, 于是 BG_4 反偏大, 这时合成正弦波如图(g)所示, BG_5 输出方波如图(h)所示, 脉冲宽度变窄; 偏调时相应波形如图(g')、(h')所示, 脉冲宽度则变宽。

图(h)所示的波形是一行一个方脉冲, 在一帧周期中, 最中间一行脉冲最宽, 越到图象的上面和下面脉冲越窄。如果将它加在色差激励式接收机的 G-Y 矩阵上, 经倒相后就是一个负脉冲加在绿电子枪的控制栅极上, 使绿束在脉冲持续期截止, 而另两束并不截止。于是, 呈现出绿色的补色, 即紫色的圆形图案(图 3-20)。图中的数字表示信号和图象中相对应的关系。每行还画出了同步脉冲。调谐准确时, 形成的圆形图案小; 偏调时, 形成的圆形图案大, 分别见图 3-18(i)及(i')。这样图案的大小就反映了调谐状态。

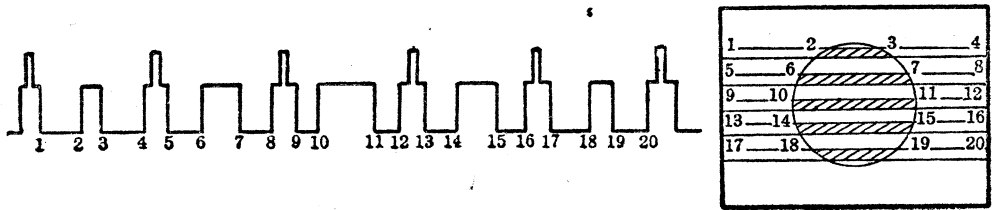


图 3-20 圆形图案的形成

第三节 节目预选器

电视接收机采用电子调谐器, 从根本上克服了机械式调谐器的缺点, 并使频道选择向集

成化迈进。下面将以春雷 3S5 集成电路彩色电视机指触式节目预选装置为例，加以介绍。它实际上是一种半电子式的选台装置，通常有 6~8 个频道预选器，其中每个预选器可以事先调好一个适当的电压，收看节目时，可根据需要由观众用手指触摸接收机面板上的任意一个传感器(其个数与频道预选器一样多)，数字式集成电路 5G673 就自动地将原来调好的某一电压送给电子调谐器中的变容二极管，使接收机自动接入所需频道，随时稳定地收看该频道的节目。

一、指触式频道转换开关

指触式频道转换开关(5G673)是一块金属-氧化物-半导体(MOS)集成电路。5G673 利用 MOS 场效应晶体管具有极高的输入阻抗这一特点，通过人体接触电阻使之导通或截止来实现预定的逻辑功能。电路的基本单元如图 3-21 所示。图中， BG_1 和 BG_2 是 P 型沟道场效应管。 BG_1 作为 BG_2 的恒流源负载。 R 为一高阻值电阻。当手指触摸两块靠近的金属电极片时，就相当于接进了一个人体电阻 R_t 。接触前，由于触摸片间断路， BG_2 栅极上的电位是地电位，因此它是截止的；触摸以后，就在 BG_2 的栅极上产生了一个电压

$$E_i = \frac{R_t}{R + R_t}(-E_{DD})$$

式中 $-E_{DD}$ 是电源电压。

设 E_T 是 BG_2 的开启电压，只要满足 $E_i < E_T$ 时， BG_2 就由截止转为导通。适当选择 R 值，即可做到这一点。

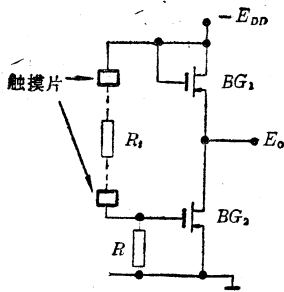


图 3-21 基本单元

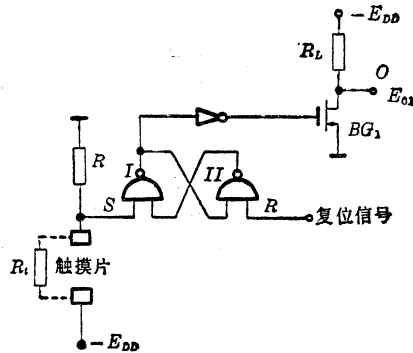


图 3-22 转换电路

转换电路如图 3-22 所示，图中有一个 R-S 触发器、一个反相器和一个单独的场效应管 BG_1 。其中 R-S 触发器由与非门 I 和 II 组成。平时，它的 S 端置于高电位，即逻辑“1”电位，R 端置于低电位，即逻辑“0”电位。当手指接触电极时，相当于使 S 端置于逻辑“0”（低电位），则与非门 I 输出一个高电位（同时与非门 II 输出一个低电位），经反相器倒相，使 BG_1 进入导通状态，O 点输出一个高电平，完成触摸转换功能。

5G673 包括 8 组转换电路。图 3-23 是 5G673 的内部逻辑电路图。当触摸与其中一组电路相应的电极片时，除了要求该路开关接通以外，还要求其余 7 路关闭。因此需要一定的控制电路来产生一个复位信号，使上一次翻转的触发器复位。

假定开始时，用手触摸与第 1 路转换开关相应的电极片，即向第 1 个 R-S 触发器的 S 端 I_1 输入一个低电位（逻辑“0”），则该触发器就输出一个高电位，经反相器反相后，使 A_1 点

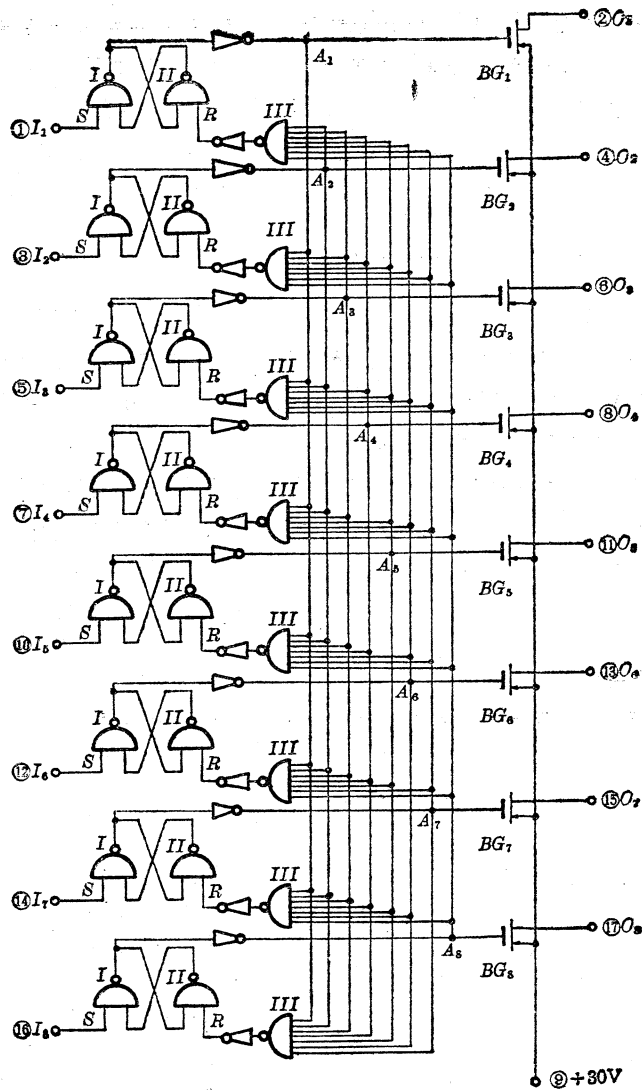


图 3-23 5G673 内部逻辑电路

置于“0”电位。它一方面使 BG_1 由截止变为饱和导通，在输出端 O_1 送出一个高电平；另一方面， A_1 点的低电位又被送到除第 1 路以外的各路中的与非门 III，使它们的输出端都置于“1”电位，再经相应的反相器后，除第 1 个 R-S 触发器外，其它所有 7 个 R-S 触发器的复位端 R 都被置于“0”电位，从而迫使 BG_2 - BG_8 都截止。同样道理，如果下一次再触摸另一路，

表 3-2 5G673 主要电参数

参数名词	符 号	单 位	测试条件	规 范
电源电压	E_{DD}	V		$-30V \pm 10\%$
输出高电平	E_{OH}	V	$R_L=100K$	-2V
输出低电平	E_{OL}	V	$R_L=100K$	-29V
输入阻抗	I_{iL}	μA	$V_{DD}=20V$	20 μA 典型 1 μA

例如第5路转换开关的电极片,则 A_5 点被置于“0”电位, BG_5 导通, O_5 输出一个高电平,同时除第5个与非门 III 外,各与非门 III 均通过相应的反相器向本路 $R-S$ 触发器的复位端 R 送去一个低电位复位脉冲,从而使 A_5 以外的各 A 点置于“1”电位,迫使除 BG_5 以外的各输出场效应管截止,其中上一次翻转的第1个触发器复原,其它6个保持原状。5G673的主要参数见表 3-2。

二、节目预选电路

5G673 用于电视接收机电子调谐器的频道转换电路,如图 3-24 所示。图中仅用了 5G673 中的 6 路转换开关,第 7、8 两路中, $R-S$ 触发器的 S 端 (14、16 脚) 始终通过 R_{18} 接在高电位,故不能翻转。这里使用正电源电压,9 脚接 +30V,各输出端送出的是 30V 以下可调电压给调谐器作调谐电压。

当触摸第 1, 2, 3 组中的一组电极片,例如触摸第 1 组电极片时(电极片组的编号,在图 3-24 中以相应的阿拉伯数码表示),5G673 的 1 脚置于“0”电位,于是 2 脚输出一个约

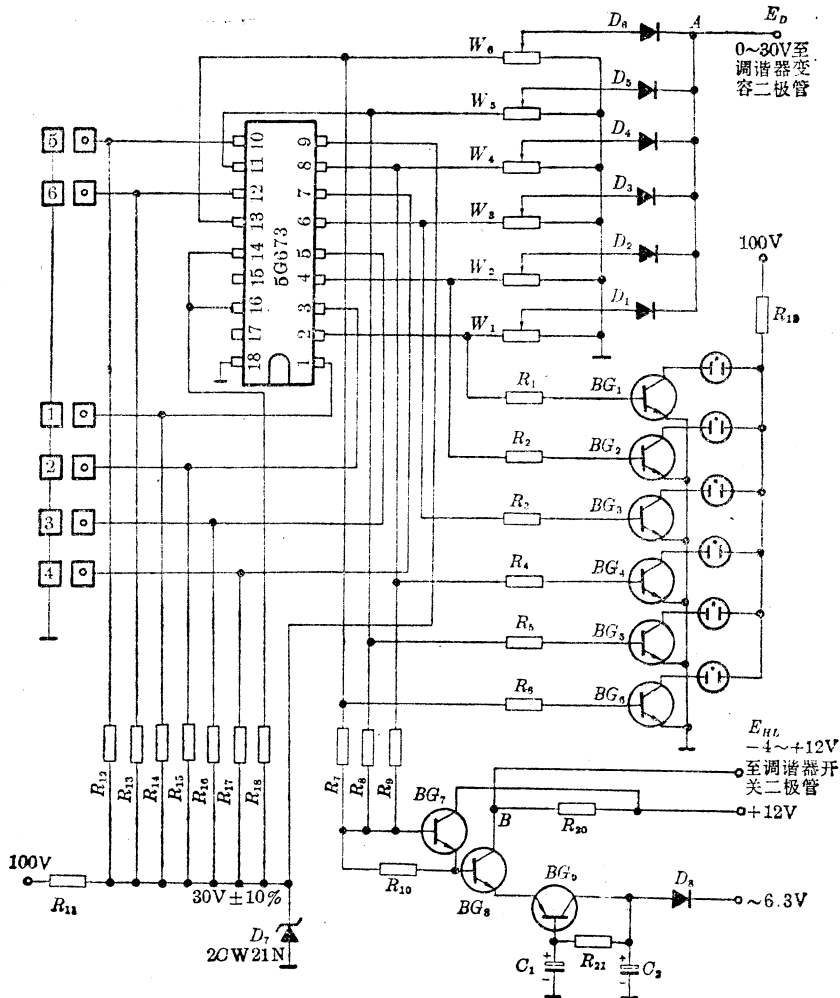


图 3-24 节目预选器

+30V 的电压, 将 D_1 和 BG_1 打开, 这时 A 点出现一个正电压送到电子调谐器中作为调谐电压 E_D , 去控制调谐器中 4 个调谐回路的变容二极管的电容量, 因而改变了它们的谐振频率。适当地选择 W_1 动接点的位置, 即可调谐在所需的一个频道上。同时, BG_1 集电极上的氖管点燃, 指示出被操作的第 1 路转换开关在工作。这时, BG_7 、 BG_8 由于没有加偏置而截止, B 点输出 +12V 电压, 此电压作为电子调谐器所需的开关电压 E_{HL} , 控制调谐器中的 5 个开关二极管都截止, 使电子调谐器工作于 1~5 频道。这样, 第 1、2、3 组转换开关就只能用于预先选择 1~5 频道中的任意三个频道的电视节目, 选好第 1 组, W_1 动接点调好以后再按同样方法预选第 2 组, 由于第 1 路转换开关已自动断开, 故 W_1 已调好的状态不受影响。第 1 组已选好的调谐电压随时可以在 A 点上出现, 只要接触一下这组的电极片就可以了。

当触摸第 4、5、6 组中的一组电极片, 例如触摸第 4 组电极片时, 情况略有不同。这时 5G673 的 7 脚置于“0”电位, 8 脚输出一个约 +30V 的电压, 将 D_4 和 BG_4 打开。与上面相似的是, A 点出现一个正电压送到调谐器作为调谐电压 E_D , 去控制变容二极管的电容, 适当调节 W_4 动接点的位置, 即可实现调谐; 同时, 点燃 BG_4 集电极上的氖管, 指示第 4 路转换开关在工作。所不同的是, 由于 R_7 、 R_8 、 R_9 和 BG_7 、 BG_8 、 BG_9 等组成的或门电路的作用, 这 3 组转换开关只能预选第 6~12 个频道中的任何一个。图中, 6.3V 的交流电压被二极管 D_8 整流, 并经过 BG_9 有源滤波器的滤波, 产生一个平稳的直流负电压加在 BG_8 的发射极上。当触摸 4、5、6 这三组电极片任意一组时, 由 R_7 或 R_8 或 R_9 送来一个正电压加在 BG_7 、 BG_8 的基极, 使它们导通, 其集电极电流在 R_{20} 上有一压降, 致使 B 点输出一个 -4V 的电压, 这个电压就作为开关电压 E_{HL} 加在电子调谐器的 5 个开关二极管上, 使它们同时导通, 调谐器转换到高频段即 6~12 频道工作。因此, 第 4、5、6 路预选器只用来预先选择 6~12 频道中的节目。

这样, 观众就可以根据需要事先选好 6 个不同的电台节目。等到正式收看时, 只要触摸一下相应电极片, 就可以随时稳定地收看这些节目中的任何一个。

除了用氖管指示正在工作的预选器外, 5G673 还可以配合一个十-二-十进制编码器 5G635 和一个八段译码器 5G632, 用荧光数字管显示所选频道数。

在集成选台系统中, 有采用 $MNOS$ (金属氮氧化物半导体) 或 $CMOS$ (互补型金属氧化物半导体) 存储器记忆调谐电压程序选台等方式^[5, 6], 以及超声波和红外线遥控选台装置^[7, 8]。

第四节 图象中频放大电路

一、彩色电视机图象中频放大器的特点

由于彩色电视信号中含有色度信号, 所以, 中频放大器除放大 37MHz 的图象中频信号和以较小增益放大 30.5MHz 伴音中频信号外, 还要放大以 32.57MHz 为载波的色度中频信号。因此, 彩色电视机图象中放电路在设计上有一些特殊的要求。通常采用不同的办法来达到这些要求。

一种办法是将图象中放电路做成宽带特性。考虑到色度信号占有 4.43MHz 为中心的左右各 1MHz 的带宽(接收时取 1MHz 而不是 1.3MHz, 已能满足性能上的要求), 所以宽

带型图象中放电路将中放特性的带宽(-6dB)作成5.5MHz,如图3-25(a)所示。这时,色度中频32.57MHz处在中放特性的平坦部分,色度信号的两个边带基本上得到均匀的放大;因而保证了它不失真。所以,宽带中放能够得到较高的图象清晰度。

另一种办法是将图象中放做成窄带特性,如图3-25(b)所示。对照图(a),图象清晰度要差一些,但增益稳定性较好,做起来比较容易。在窄带型中放特性中,色度中频和图象中频一样,位于特性曲线斜坡的-6dB处。正因为这一点,在图象中放电路中,色度信号的两个边带受到了不同程度的放大。所以以后要在色通道中进行补偿,以保证色度信号的均匀传输,有关这方面的问题,在第四章将要详细叙述。

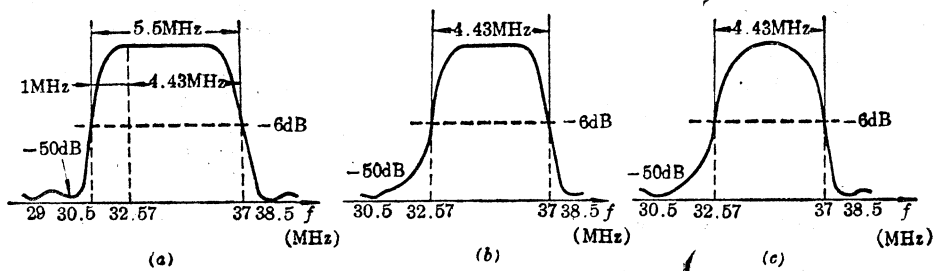


图 3-25 图象中频放大频率特性

(a) 宽带中放特性 (b) 窄带中放特性 (c) 窄带草垛形中放特性

国产彩色电视机中,大多数采用窄带中放特性,亦有采用宽带中放特性。实际上,窄带中放特性多数做成草垛形,如图3-25(c)所示。这主要是因为整个曲线变化平缓,因而相位特性较好。同时,带通窄也带来电路的稳定。

二、声表面波图象中频滤波器^[9~11]

一般图象中频放大电路是靠调整一些吸收回路电感线圈的磁芯来获得所需带通特性的。这种结构调整手续复杂,又容易造成辐射干扰。采用声表面波图象中频滤波器(SAWF),可简化电路、减少元件、增强可靠性,使用时不需要调整,而且便于集成化。

声表面波是一种沿着弹性固体的表面或界面传播的机械振动。固体表面的机械振动不止一种,其中一种叫做瑞利波。它实际上是两个波的迭加,它们沿同一方向以相同的速度传播。一个是横波,质点的位移方向垂直于传播方向,同时也垂直于固体的表面;另一个是纵波,质点位移的方向就是波传播的方向。这样一来,由于两种方向位移合成的结果,在瑞利波传播途径上,质点运动就是一个椭圆。声表面波的最大特点是,质点振动的振幅随着深入固体内部呈指数地急剧衰减,也就是说,这种机械振动的能量只集中在固体表面的一定范围内。实际上,由于这种衰减太快,在离固体表面一个波长以上的深处,已衰减到可以认为不存在了(对于图象中频信号来说,固体中声波的波长仅几十微米)。而且,它的传播速度与频率无关。

上述现象,一旦用于压电材料的固体中,就带来了有益的效果。压电材料是一种实现电能和机械能转换的材料。如果在这种材料两面覆盖上一对金属电极,只要在电极上施加一个交流电压,材料内部就会激起一个与电压同频率的机械振动;反之,若用外力使它内部产生机械振动,则这对电极上就产生一个与机械振动同频率的电压。所以,当声表面波沿压电材料表面传播时,也就伴随着一个以同样速度同样方向传播的电场。而且,这电场也集中于表

面层内,使其能量可以和外电路进行有效的耦合。

叉指换能器就是用于激发和拾取声表面波能量的一种器件,其结构如图 3-26 所示。将一块压电材料的表面抛光,用真空蒸镀法镀上一层铝膜或金膜,厚度约零点几个微米。然后用光刻技术,做成如图所示的叉指电极,这就构成了一个叉指换能器。当交变的图象中频信号加在这两组叉指电极上时,由于压电效应,就在材料表面几十微米深度内激发起一个表面波,其振动频率就是图象中频信号的频率。

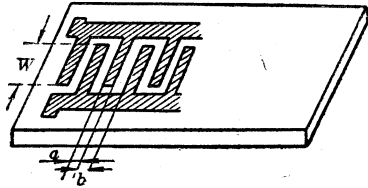


图 3-26 叉指换能器

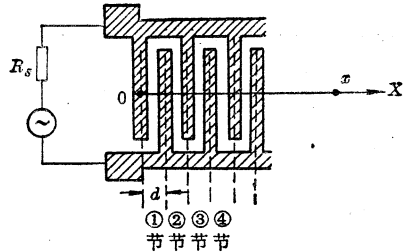


图 3-27 叉指换能器的数学分析

设换能器共有 $n+1$ 个叉指电极(每一个“指”就是一个电极,图 3-26 中共画出 6 个叉指电极),电极的宽度为 a ,相邻电极间的距离为 b ,相邻指对的重迭长度为 W 。为讨论方便,可将换能器分解为 n 节,以每个叉指的中心线为界,如图 3-27 所示。这样每节都激起一个表面波沿 X 轴方向传播。由于各节在 X 轴上的位置依次差一个 $d=a+b$ 的距离,所以各表面波传到轴上的 x 点时,也就依次有一个相位差 φ 。这样, x 点的表面波总量应是这 n 个相位差 φ 的分量的矢量和。

显然,

$$\varphi = \omega t = \omega \frac{d}{v} \quad (3-3)$$

式中, ω 是信号的角频率, v 是表面波的传播速度, $t=d/v$ 是从一节传到下一节的时间,也是相邻两节的表面波分量传到 x 点的时间差。

为讨论简单起见,假定表面波传播中没有衰减,并且忽略节与节之间的相互作用,以第 1 个电极的中点为 X 轴坐标的零点,那末,第 ① 节激起的表面波的方程是:

$$S_1(x, t) = A_0 e^{j\omega(t-x/v)} \quad (3-4)$$

式中, A_0 是振动的振幅,显然,它与重迭长度 W 成正比。

第 ② 节激起的表面波与第 ① 节有两点不同之处:首先,如上所述,它到达 x 点时的相位要比上一节超前一个 φ 角;其次,由于从传播方向上看电极的排列次序相反,信号电压的极性实际上与上一节正好相反,所以激起的表面波还要反一个符号。即:

$$S_2(x, t) = -A_0 e^{j[\omega(t-x/v)+\varphi]} \quad (3-5)$$

同理可分析第 ③, ④, … 节的情况。因此,传到 x 点的表面波总量是:

$$S(x, t) = \sum_{k=1}^n S_k(x, t) = A_0 e^{j\omega(t-x/v)} \cdot \sum_{k=1}^n (-1)^{k-1} e^{j(k-1)\varphi} \quad (3-6)$$

当 $\varphi = \pi$ 时, (3-6) 式中求和各项皆为 1, 这时,合成波的幅度最大,达到 nA_0 , 这是因为 n 个波到达同一点时,相位全都相同。如果 φ 的值使到达同一点的 n 个波正好抵销,则合成波的振幅就等于零。可见,合成波的幅度是与相位差 φ 有关的。

在(3-3)式中,相位差 φ 又是和输入信号的角频率 ω 成正比的。这表示某些频率的信号能激起较大幅度的表面波,若与 $\varphi_0 = \pi$ 相对应的角频率是 ω_0 ,则在此频率下合成波的振幅最大,由于

$$\varphi_0 = \omega_0 \frac{d}{v} = \pi$$

于是

$$\omega_0 = \frac{v}{d} \pi \quad (3-7)$$

ω_0 是叉指换能器的共振角频率。另一些频率则可能根本不能激起相应的表面波。这说明这种叉指换能器具有选频特性。

当频率偏离共振角频率 ω_0 时,不论是高一点,还是低一点,由于合成波中的 n 个分量传到同一点时不再同相,所以合成波振幅都会下降。可以证明,当角频率偏移 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 不大时,合成波的振幅近似为:

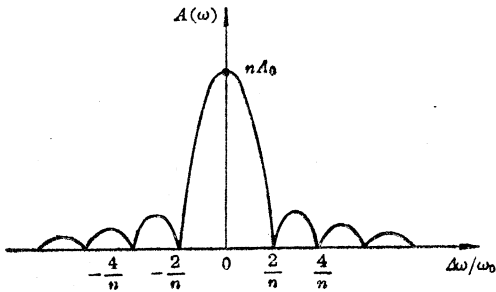


图 3-28 SAWF 元件选频特性

$$A(\omega) = nA_0 \frac{\sin \psi}{\psi} \quad (3-8)$$

其中

$$\psi = n\pi \frac{\Delta\omega}{2\omega_0} \quad (3-9)$$

该特性如图 3-28 所示。可见,随着信号角频率偏离 ω_0 ,振幅迅速衰减。

如果在同一块压电材料的两端各做一个这样的叉指换能器,如图 3-29 所示,并在输入端换能器上加以图象中频信号,那末,当这个电信号转换成的声信号传到另一端时,实际上等于受到了一次如图 3-28 所示特性的滤波。这个声波信号传播到输出端换能器后,又被换能器还原成电信号。在声-电转换即还原过程中,信号又受到了一次上述特性的滤波。只要将两个换能器的谐振频率合理选择,就可以构成一个图象中频滤波器。

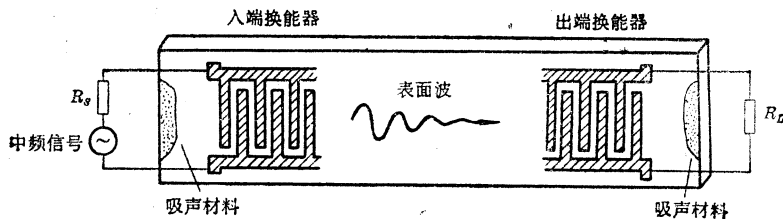


图 3-29 声表面波滤波器(SAWF)

通常,为了得到更理想的图象中频特性,可将各种形式叉指换能器组合起来使用,如图 3-30 所示的振幅加权和相位加权的叉指换能器,使到达同一点的各声表面波具有不同的振幅或不等的相位差。于是,在(3-6)式求和时,各项都有一个振幅或相位的权重因子,得到的选频特性也就有了改变。再通过几个表面波元件级联,就可以用计算机辅助设计(CAD)设计出理想的图象中频特性。图 3-31 是一个典型的图象中频滤波器的特性。

用声表面波元件作图象中频滤波器,由于其频率特性只与电极尺寸有关,只要设计合理,利用光刻技术制造,可保证有很高的精度,所以使用时不需要调整。

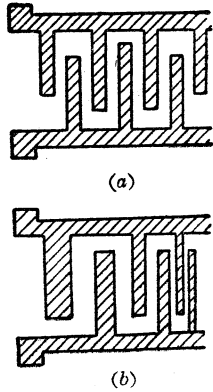


图 3-30 叉指换能器

(a) 振幅加权换能器 (b) 相位加权换能器

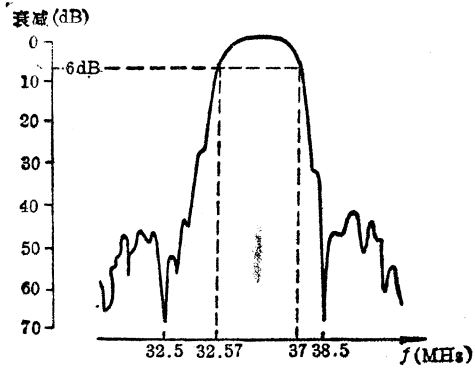


图 3-31 SAW 图象中频特性

SAWF 可以在规定的幅频特性下自由地设计相频特性。而且机械强度高,体积小,性能稳定,适合于大量生产。它采用的工艺可以和半导体集成电路组合(它的工作厚度只需几十微米),制成与电路一体化的混合集成电路,因而有很大的发展前途。

第五节 伴音电路

彩色电视机的伴音电路在结构上,基本上和黑白电视机相同,所不同的是伴音中频信号的拾取位置。

如前所述,彩色电视机中频信号中有 37 MHz 图象中频、32.57 MHz 的色度中频和 30.5 MHz 的伴音中频。所以在视频检波电路中会由于检波器的非线性造成各种差拍干扰,其中尤以 2.07 MHz 的干扰最有害,它给色度带来一种与伴音强弱有关的干扰。为了减小这种干扰,通常是在视频检波前对伴音进行充分的衰减。在彩色电视中,一般要求衰减到 -50 dB,而黑白电视机要求衰减 -20 dB。

伴音载频经过如此深的衰减后,基本上不会产生声色差拍干扰。如果也象黑白电视机那样,在视频检波之后取出第二伴音中频,那末这个信号就很微弱,为解决这一矛盾,通常是在视频检波前某处(伴音中频尚未衰减 20 dB 以上),利用专门的伴音检波器拾取第二伴音中频信号。伴音在这一级拾取后,再将中频信号中的伴音成分继续衰减,然后送到视频检波器,检出不含有伴音的图象信号。

第四章 色通道电路

解码器中的各个单元电路按作用可分为色通道电路和色同步电路两大类。本章将讨论色通道电路,包括色度放大电路、色度信号的延时解调和同步解调电路、矩阵电路等。另外,将亮度信号放大器(视频放大器)也放在这一章讨论,因为亮度信号是基色激励方式中基色矩阵的输入信号之一。

第一节 色度放大电路及其附属电路

色度放大电路的作用,是从彩色全电视信号中分离出色度信号并放大到色解调电路所要求的幅度。由于色度信号在彩色全电视信号所占据的6MHz频带中,仅占据了以4.43MHz为中心的2.6MHz的频带,所以色度放大器应具有选频特性,才能完成频率的分离。这样的电路应该是一个带通放大器。通常,将通频带选为 $4.43 \pm 1\text{MHz}$ 。

色度放大电路实际上是色度信号的视频放大电路。但一般习惯于将亮度信号的视频放大器称为视频放大器。色度放大器一般都是2~3级的。此外,还附属色饱和度调节、自动色度控制和自动消色等电路。

一、色度放大电路的幅频特性

如前所述,色度放大电路的幅频特性随图象中放电路的幅频特性而异。不论在什么场合,要求色度信号总的幅频特性是平坦的,这样才能保持色度信号各频率分量的原有比例而不引起失真。

图4-1表示各种中放所需要的色度放大幅频特性。在采用宽带中放、色度、亮度共同检波的接收机中,由于中放是-6dB的带宽大于5.5MHz,所以色度信号的上、下边带处于中放幅频特性的平坦部分,视频检波以前,两边带得到同样的放大,故色度放大电路的频率特性应以4.43MHz为中心对称,带宽达到2MHz就可以了。色度亮度分离检波的接收机也是如此,因为这种机器内色度信号的中放特性也是宽带型。

但是,在采用窄带中放、色度亮度共同检波的接收机中,由于中放特性是-6dB带宽为4.5MHz,所以色度中频32.57MHz落在特性曲线的-6dB的斜坡上,因而在视频检波前,色度信号的下边带比上边带得到更多的放大。因此,在色度放大电路中,只有对上边带多放大一些,才能使色度信号的两个边带在整个接收系统中得到均匀的放大。这样一来,要求色度放大电路的幅频特性在 $4.43 \pm 1\text{MHz}$ 的通频带内,高于4.43MHz的部分比低于4.43MHz的部分增益要大一些,并且,以曲线最高点为基准,4.43MHz处于-6dB的点上。

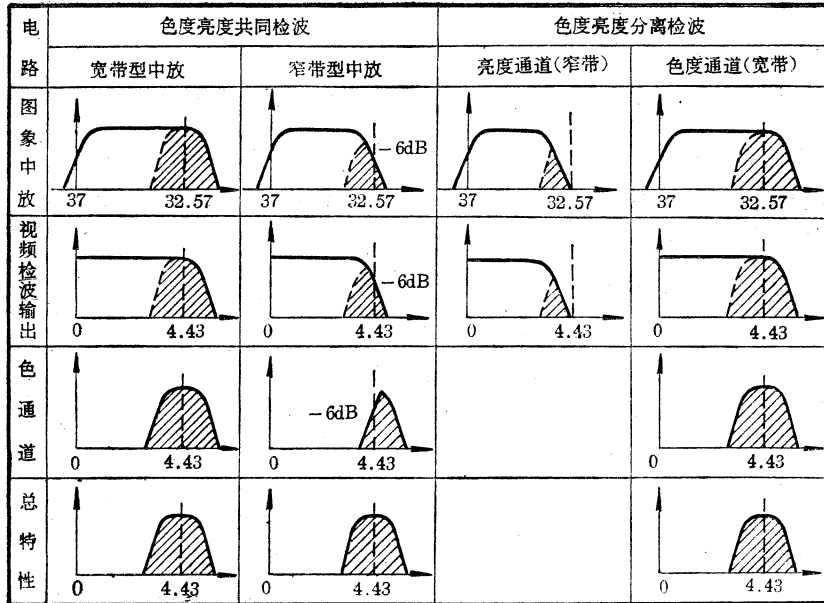


图 4-1 色通道的幅频特性

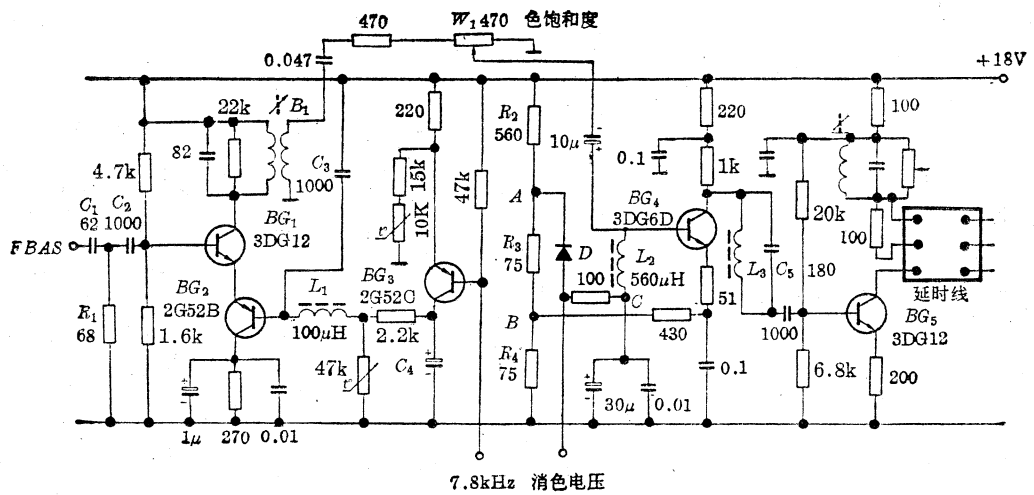


图 4-2 色度放大电路(春雷 3S2-2 机)

二、带通放大电路实例

一个实际的色度放大电路如图 4-2 所示, 图中 BG_1 、 BG_4 和 BG_5 担任三级色度放大, BG_2 和 BG_3 是自动色度控制电路。第一色度放大级 BG_1 是一个单调谐回路带通放大级, 其输出经变压器 B_1 耦合, 由色饱和度电位器 W_1 送入第二色度放大级 BG_4 。 BG_4 是一个由消色电压控制的宽带放大级, 在其输出送往下级 BG_5 的途径中串接着一个由 L_3 、 C_5 组成的 6.5 MHz 陷波电路, 以消除可能存在的伴音中频分量。 BG_5 的集电极负载是由延时线输入电路和延时微调组成的并联谐振回路, 延时线输入、输出电路也都是并联谐振回路, 有关这一级其它方面的作用将在延时解调一节中详细讨论, 这里只讨论它的带通特性。

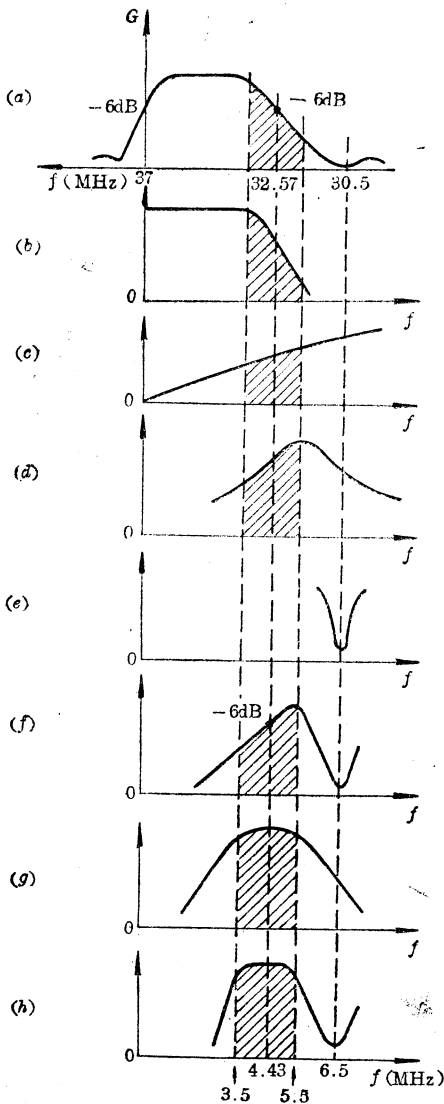


图 4-3 色度放大电路幅频特性
(图 4-2 电路)

这个色度放大器是配合窄带中放特性, 使色度信号在整个接收机中得到均匀放大的。各部分幅频特性如图 4-3 所示。图 (a) 是窄带中放特性, 32.57 MHz 的色度中频处于斜坡上的 -6dB 处; 图 (b) 是视频检波输出的特性, 可见, 色度信号的上边带确实比下边带得到较少的放大, 如不调整, 势必会引起图象色度失真; 图 (c) 是由 C_1 、 C_2 、 R_1 等组成的高通滤波器的频率特性; 图 (d) 是 BG_1 的频率特性, 为了使整个色度放大器具有上边带放大量大于下边带的补偿特性, 主要靠调整这一级的谐振频率高于色副载波频率 (约在 5.5 MHz 以上), 来提高上边带的增益; 图 (e) 是 6.5 MHz 陷波器的幅频特性。图 (f) 是上述的总特性。这里要求色副载波频率的增益应比最高增益下降 6dB, 才能使色度信号象图 (h) 所示 (在包括图象中放和色度放大在内的整个接收机中), 得到均匀的放大。图 (g) 是 BG_4 频率特性。通常, 其集电极上延时线的输入并联谐振回路是调谐在色副载波频率上的。信号经过放大后送到延时解调器去解调。

一个与宽带图象中放电路配合的色度放大电路如图 4-4 所示。这里不存在色度放大器补偿色度信号上边带这样一个问题, 所以带通放大器的频率特性 (在 4.43 ± 1 MHz 带宽内) 较平坦。

电路由两级放大组成。其中 BG_1 是电容耦合双调谐放大级, BG_2 是单调谐放大级。这一级和图 4-2 电路中的 BG_5 一样, 也是带通放大兼延时解调激励级。

图 4-5 表示图 4-4 电路与宽带中放电路配合得到合适的幅频特性。图中 (a) 是宽带中放特性; (b) 是相应的视频检波输出特性; (c) 是由 C_1R_1 组成的高通滤波器的幅频特性 (与图

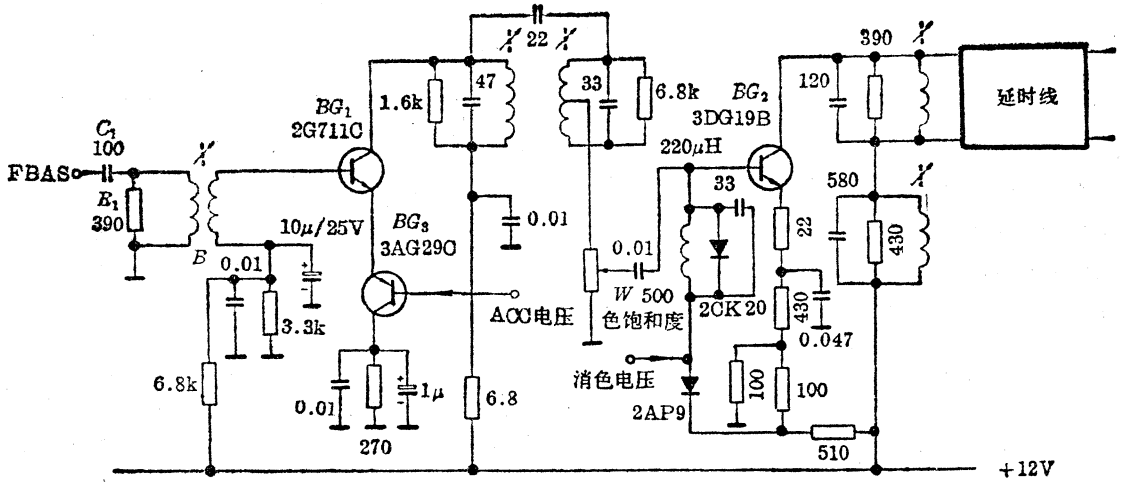


图 4-4 色度放大电路(北京 834 机)

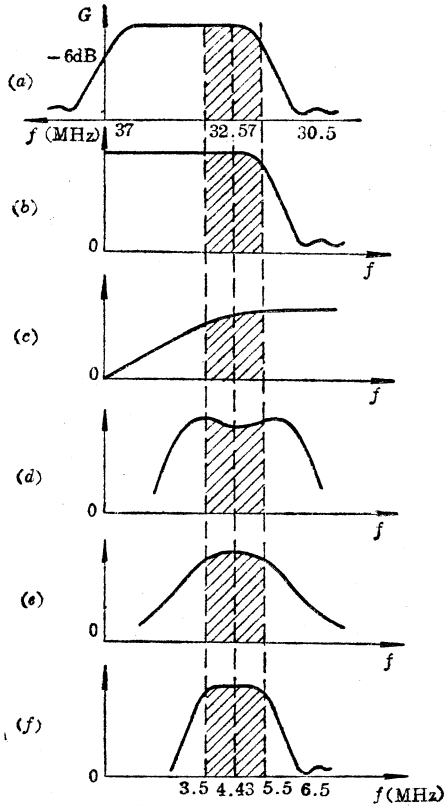


图 4-5 色度放大电路幅频特性

4-3 相比,色度信号频率处在它的平坦部分);(d)是 BG_1 集电极双调谐回路的双峰特性。(e)是 BG_2 的单峰特性。图(f)是上述的总特性。色度信号在整个接收机中能得到均匀的放大。

三、自动色饱和度控制(ACC)电路

通常,引起饱和度变化的原因有:接收电场强度的变动、天线与接收机之间的阻抗匹配

状况的变动、本机振荡频率的变动以及图象中频放大器频率特性的变动等。自动色饱和度电路对上述原因引起的色度信号振幅变动能自动地进行校正，可把色度信号和亮度信号的幅度比例经常保持在规定的数值。它实际上就是色度放大电路中的自动增益控制电路。在彩色电视机中，本来有一个自动增益控制 (AGC) 电路使视频信号的幅度始终保持在在一个变化不大的范围内，但由于上述各种原因，接收图象的色饱和度有可能要发生变化，所以除了图象信号自动增益控制电路外，还要设置一个专门的自动色饱和度控制电路，去控制色度信号的增益，这样才能控制整个彩色图象信号。

ACC 电路和 AGC 电路一样，其形式按其增益控制方式可分为正向控制和反向控制。

图 4-2 所示的电路就是 ACC 电路中的一种。其中 BG_3 是 ACC 检波级， BG_2 是 ACC 放大级。由于色度信号随图象内容的不同而有很大差异，所以图 4-2 所示的电路不是直接将色度信号加以检波、放大来控制电路的增益，而是利用半行频 (7.8 kHz) 信号来检出 ACC 电压。通常 ACC 电路是利用色同步信号来检波，或者由色同步信号产生的半行频正弦波 (频率是 $\frac{1}{2}f_H = 7.8125\text{kHz}$) 来检波。这两个信号都和色度信号的幅度成正比，因而避免了随图象内容变化而变化的不利因素。

半行频正弦波加在 BG_3 的基极，由于偏置电路的作用，只有负半周的一部分才能引起脉动的集电极电流。其集电极上的电压由 C_4 将交流成分短路，再由 C_5 、 L_1 等进一步滤波，就得到一个和色度信号幅度成正比的正直流电压加在 BG_2 的基极上。这个直流电压控制着 BG_2 和 BG_1 的静态工作电流，从而达到了控制第一色度放大级 BG_1 增益的目的。当色度信号幅度增加时，会发生如下控制过程 (以 \uparrow 表示各量的增加， \downarrow 表示各量的减小)：

色度信号幅度 \uparrow \rightarrow 半行频正弦波幅度 \uparrow \rightarrow ACC 检波电压 \uparrow \rightarrow BG_2 基极电位 \uparrow \rightarrow BG_2 基-射间电压 \downarrow
 色度信号幅度 \downarrow \leftarrow BG_1 增益 \downarrow \leftarrow BG_1 、 BG_2 静态电流 \downarrow \leftarrow BG_2 内阻 \uparrow \leftarrow

当色度信号幅度减少时，控制过程与上述情况相反，因而实现了色饱和度的自动控制。以上控制过程是一种反向 ACC 电路。

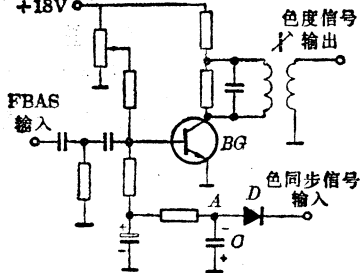


图 4-6 另一种 ACC 电路 (C-915 机)

图 4-6 是另一种反向控制的 ACC 电路。它是直接利用色同步信号来进行控制的。二极管 D 将色同步信号检波，所以在电容 C 上产生一个如图所示极性的直流电压。该电压和色同步信号幅度成正比，因而也和色度信号的幅度成正比。这个电压被送到色度放大管 BG 的基极，去控制其基极电位。

当彩色全电视信号中的色度信号幅度增加时，色同步信号幅度也增加，于是 A 点的负电压增大，带通放大器的基极电位下降，集电极静态电流减少，因而增益下降，阻止了色度信号幅度的增加。

四、自动消色 (ACK) 电路

自动消色电路是在彩色电视机接收黑白电视信号时或接收到的彩色信号太弱但黑白信号尚可观看时，能自动停止色通道工作，以防止色噪声对黑白图象的干扰。消色器相当于色通道上的一个自动开关，以保证彩色电视机接收黑白节目时没有色干扰，并在彩色信号太弱时，能收到一个较清晰的黑白图象。

自动消色电路由消色器产生一个消色电压去控制色度放大器。而消色电压与接收到的信号有关，当接收黑白电视信号或彩色弱信号（等于零或很小）时，色度放大器就停止工作；当接收足够强的彩色信号时，这个电压较大，色度放大器就开始工作。通常，将色同步信号或半行频信号（7.8kHz 信号）加以检波，就可以得到消色电压。图 4-7 中消色检波管 BG 的基本原理和图 4-2 中的 ACC 检波器相同。一般接收机消色电压是 4V 左右。用电位器 W 调整其大小。

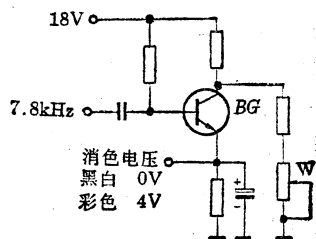


图 4-7 消色器电路
(春雷 3S2-2 机)

这个消色电压加到图 4-2 BG_4 基极上借以控制第二色度放大级的放大量。 BG_4 的发射极电位稍高于 B 点的正电位，接收黑白节目或彩色信号太弱时，一个为零或很小的电压通过 L_2 加在 BG_4 基极，使它处于截止状态；当接收较强的彩色信号时，消色电压大于图中 A 点的电位，箝位二极管 D 就将 C 点电位箝于比 A 点电位略高一点的一个固定电位上。这个电位通过扼流圈 L_2 加在 BG_4 的基极，只要设计合理，就可能使 BG_4 的基极电位大于其发射极电位（ A 点电位已高于 B 点电位），所以 BG_4 处于导通状态，将其基极上的色度信号放大，输出到下级。扼流圈的作用是给直流消色电压提供通路，而不致使前级送来的色度信号短路。这里，箝位二极管之所以重要，就是它能保证在消色电压随信号强弱略有差别时，不致影响 BG_4 的工作点，从而不影响其增益和频率特性。

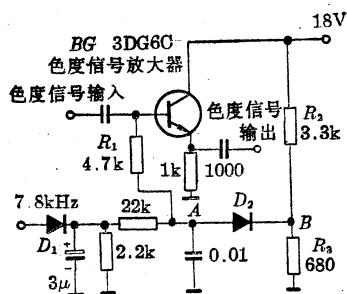


图 4-8 消色器电路（金星 C47-P）

为了使消色更加有效，有些电视机中消色电压除控制色度放大器外，还控制经过延时解调器分开的两个色度分量的放大器，如春雷 3S2-2 机。

图 4-8 所示的另一种 ACK 电路，是用二极管 D_1 将半行频（7.8kHz）正弦波检波，经阻容平滑电路得到一个和色度信号幅度有关的正电压，通过 R_1 加在色度放大管 BG 的基极上，根据不同的消色电压来控制其工作状态。图中 D_2 是消色箝位二极管，一旦 A 点的消色电压大于 B 点时，就将它箝定，使 BG 有稳定的正向偏置。当接收黑白节目时， A 点电压为零，色度放大器截止，消色箝位二极管也截止。

第二节 延时解调器

一、延时解调原理

PAL 制采用逐行倒相的办法，相邻两行的色度信号为：

$$U \sin \omega_{sc}t + V \cos \omega_{sc}t$$

$$U \sin \omega_{sc}t - V \cos \omega_{sc}t$$

从上两式可看出，如将相邻两行信号相加，就可以得到色度分量 $F_U = U \sin \omega_{sc}t$ ；如将它们相减，就可以得到色度分量 $F_V = V \cos \omega_{sc}t$ ，且幅度都增加一倍。

这两个算式是代表不同时刻相邻两行的信号。要实现上述设想，必须借助于一根延时量 τ 等于一个行周期的延时线，使两行的信号在时间上一致，才能用电路进行加减运算。这

就是延时解调器的基本原理。其方框图如图 4-9 所示。图中色度信号 F 通过一行延时线后的延时信号 e_2 分成两路,不延时的直通信号 e_1 也分成两路,分别在一个加法器和一个减法器中进行加、减,就可以将 F 的两个分量分开。

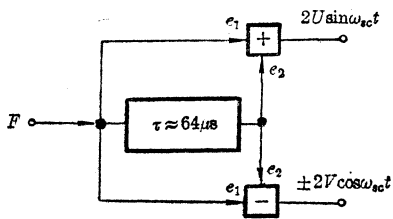


图 4-9 延时解调器

设第一行的直通信号是 $e_1 = U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t$, 它在加法器和减法器中遇到的必是上一行的延时信号 e_2 , 由于逐行倒相的缘故,上一行信号应是 $e_2 = U \sin \omega_{sc} t - V \cos \omega_{sc} t$, 故减法器的输出为 $e_1 - e_2 = 2V \cos \omega_{sc} t$; 加法器的输出为 $e_1 + e_2 = 2U \sin \omega_{sc} t$ 。它们就是第一行经过分离的信号。

同样道理,第二行的直通信号是 $e_1 = U \sin \omega_{sc} t - V \cos \omega_{sc} t$ (由于逐行倒相,第二分量反了相)。但这时延时线送来的延时信号是第一行的延时信号 $e_2 = U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t$ 。所以,第二行分离后的信号为:减法器的输出信号 $e_1 - e_2 = -2V \cos \omega_{sc} t$, 加法器的输出信号 $e_1 + e_2 = 2U \sin \omega_{sc} t$ 。依此,可以列成下面的表格:

	本行直通信号 e_1	上行延迟信号 e_2	减法器输出 $e_1 - e_2$	加法器输出 $e_1 + e_2$
第一行	$U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t$	$U \sin \omega_{sc} t - V \cos \omega_{sc} t$	$2V \cos \omega_{sc} t$	$2U \sin \omega_{sc} t$
第二行	$U \sin \omega_{sc} t - V \cos \omega_{sc} t$	$U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t$	$-2V \cos \omega_{sc} t$	$2U \sin \omega_{sc} t$
第三行	$U \sin \omega_{sc} t + V \cos \omega_{sc} t$	$U \sin \omega_{sc} t - V \cos \omega_{sc} t$	$2V \cos \omega_{sc} t$	$2U \sin \omega_{sc} t$
.....
第 n 行	$U \sin \omega_{sc} t \pm V \cos \omega_{sc} t$	$U \sin \omega_{sc} t \mp V \cos \omega_{sc} t$	$\pm 2V \cos \omega_{sc} t$	$2U \sin \omega_{sc} t$
.....

以上说明,色度信号一行一行地从延时解调器送进去,又一行一行地从加法器和减法器分别输出色度分量 F_U 和逐行倒相的色度分量 F_V 。相邻两行的信号经过一行延时,在时间上虽处于一致,但它们本来是两行上的信号,只能认为是近似相同的。通过电路对相邻两行进行平均的过程中,抵消了各种相位误差(参见第一章第五节)。

延时解调器的主要部件是一根超声延迟线,其结构如图 4-10 所示。它是由一块长约 40 mm, 宽约 30 mm, 厚 0.8 mm 的玻璃片(一般采用温度系数小的材料,如 F_5 光学玻璃)和两个声-电换能器。换能器由压电陶瓷材料做成,以实现电能和机械振动之间的相互转换。当色度信号电压加在入端换能器两面涂敷的金属电极上时,电压的交变导致换能器的压电材料内产生机械振动,

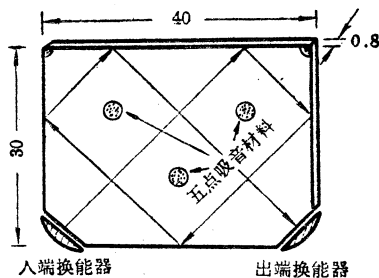


图 4-10 超声延迟线

并传给玻璃。一个沿图示箭头所指的方向的机械振动,碰到玻璃的界面反射五次,最后传播到出端换能器。这样就在出端换能器的压电材料内激起机械振动,因而在它两面的金属电极上还原成色度信号电压。而还原出来的色度信号已被延迟,延迟的时间正是这段传播时间。这种超声波的传播速度约为 2800 m/s, 所以,为达到 $64 \mu s$ 的延时量,约需 18 cm 的传播路径,玻璃片的尺寸就是按这种需要来设计的。 $64 \mu s$ 是一个不小的延时量,若用低损耗

传输线或集中参数 LC 延时线来实现这个延时量, 体积都十分庞大, 而且插入损耗也太大。

为了使超声波按规定路径传播, 减少不规则反射带来的干扰杂波, 在玻璃片上设置了五点吸声材料。表 4-1 列出了超声延时线的具体参数。

表 4-1 超声延时线规格

参 数	指 标
延迟时间	63.943 μ s \pm 5 ns
工作频率	4.43 \pm 1 MHz
插入损耗	-8 \pm 3 dB
工作温度	-10 ~ 50 $^{\circ}$ C
三次反射	\leq -22 dB
其它反射(寄生杂波)	\leq -30 dB
输入输出电阻	390 Ω

如上所述, 延时解调器能够分离两个色度分量的原理是很简单的。但是它的实质意义却很深刻, 图 4-9 的延时解调电路是一个频率分离器, 并具有特殊的选频特性。现在从理论上分析图 4-9 电路的幅频特性。若向该电路送进一个扫频信号

$$e_1 = A e^{j\omega t} \quad (4-1)$$

可以求出加法器和减法器输出信号的幅度大小, 因而就能从理论上分析它们的幅频特性。为了便于计算, 在上式中用指数形式表示一个正弦信号。这个正弦信号的(角)频率 ω 就是扫频(角)频率, 它是一个参变量, 其变化范围就是扫频仪的扫频范围。为简单起见, 设其振幅 $A=1$ 。

这个信号经过延时线后, 如果延时量为 τ , 并假定延时线对信号幅度毫无衰减, 仅在时间上有所滞后, 则延迟信号为:

$$e_2 = e^{j\omega(t-\tau)} = e^{-j\omega\tau} \cdot e^{j\omega t} \quad (4-2)$$

或

$$e_2 = e^{-j\omega\tau} \cdot e_1 \quad (4-3)$$

即延迟信号仅是直通信号乘以一个相位因子 $e^{-j\omega\tau}$ 。则, 加法器的输出电压

$$e_+ = e_1 + e_2 = e_1(1 + e^{-j\omega\tau}) \quad (4-4)$$

减法器的输出电压

$$e_- = e_1 - e_2 = e_1(1 - e^{-j\omega\tau}) \quad (4-5)$$

这里关心的是幅频特性。对于加法器, 其输出信号 e_+ 和输入信号 e_1 的振幅比即为其幅频特性。一个用复数表示的信号, 其振幅应是复数的模。所以, 加法器的幅频特性应为:

$$\begin{aligned} F_+(\omega) &= \left| \frac{e_+}{e_1} \right| = |1 + e^{-j\omega\tau}| = |1 + (\cos \omega\tau - j \sin \omega\tau)| \\ &= \sqrt{(1 + \cos \omega\tau)^2 + \sin^2 \omega\tau} = \sqrt{2(1 + \cos \omega\tau)} \\ &= \left| 2 \cos \frac{\omega\tau}{2} \right| \end{aligned} \quad (4-6)$$

同理, 减法器的幅频特性为:

$$F_-(\omega) = \left| \frac{e_1}{e_2} \right| = |1 - e^{-j\omega\tau}| = \left| 2 \sin \frac{\omega\tau}{2} \right| \quad (4-7)$$

当 τ 等于行周期时, 这两个幅频特性如图 4-11 所示。为了便于对照, 图中还标出了

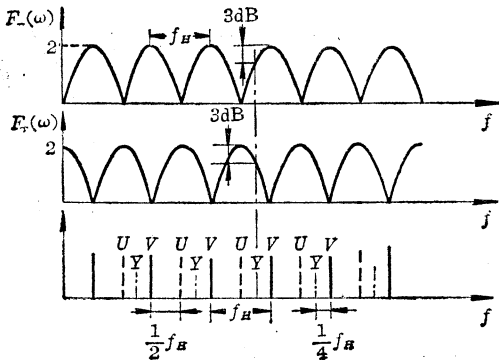


图 4-11 梳状滤波特性

PAL 制视频信号的频谱。

以 $F_+(\omega)$ 为例, 当 $\tau = T_H = 1/f_H$ 时,

$$F_+(\omega) = \left| 2 \cos \frac{\omega\tau}{2} \right| = 2 \left| \cos \left(\frac{f}{f_H} \pi \right) \right| \quad (4-8)$$

这说明, 在 $f = n f_H$ 处,

$$F_+(\omega) = 2 |\cos n\pi| = 2,$$

达到其最大值; 在 $f = \left(n + \frac{1}{2}\right) f_H$ 处,

$$F_+(\omega) = 2 \left| \cos \left(n + \frac{1}{2}\right) \pi \right| = 0,$$

达到其最小值(零)。由上述分析可以知道, 加法器具有一种特殊的选频特性, 让某些频率成分全部通过, 而且全部阻止另一些频率的信号成分; 通过频率不止一处, 陷波频率也不止一处, 它们各相距一个行频, 并以半个行频之差交错地在频率轴上排列着。

不难发现, 减法器的频率特性正好相反, 它让加法器的陷波频率全部通过, 并全部阻止加法器的通过频率。

对照 PAL 信号的频谱, F_U 信号和 F_V 信号的主谱线正是这样交错排列的, 所以, 只有用这种特殊的梳状滤波器, 才能将 F_U 信号或 F_V 信号分离出来。不仅如此, 由于亮度信号的主谱线是位于 U 、 V 主谱线的中间的, 它与 U 、 V 主谱线的距离都是 $\frac{1}{4} f_H$ (PAL 制副载波频率采用 $f_H/4$ 间置), 而在这些位置上 $F_+(\omega)$ 和 $F_-(\omega)$ 都等于 $\sqrt{2}$, 即:

$$2 \left| \sin \left(n + \frac{1}{4}\right) \pi \right| = 2 \left| \cos \left(n + \frac{1}{4}\right) \pi \right| = \sqrt{2}$$

就是说, 它比通过点衰减 3dB。这说明, 在色通道中, 本来对亮度信号进行了抑制, 因为亮度信号的主要能量不能通过色度信号的带通放大器, 但位于色度信号带宽范围内的亮度信号是不受这种抑制的。现在, 由于梳状滤波特性的作用, 串入色度通道的亮度信号又被抑制了 3dB。这对减少亮度对色度的串扰是有利的。进一步的分析表明, 彩色信杂比也将提高 3dB。

当然, 上述结论只有在延时线的带宽内才有意义。事实上, 用扫频仪可以看到图 4-11 中的幅频特性。

二、延时量的精确选择

应该指出, 在这种梳状滤波器中, 对延时量有特殊要求, 而且精度必须很高。这可以从下面两个不同的角度加以分析, 所得到的结论则是完全一致的。

1. 合理安排滤波器的幅频特性

在图 4-11 中, 有意忽略了梳状滤波器的频率特性和 PAL 信号频谱之间, 在频率上的对应关系。现在就来进一步分析这个关系。如果选择 $\tau = 64 \mu s$, 根据 (4-8) 式, $f = n f_H$ 时,

$F_+(\omega)$ 达到其最大值。但是,根据图 1-39,这却是亮度信号 E_Y 主谱线的位置。并且,当 $f=f_{sc}=283.75f_H$ (忽略 25 Hz)时,

$$F_+(\omega_{sc}) = 2|\cos(283.75\pi)| = \sqrt{2} \quad (4-9)$$

这说明, U 和 V 的主谱线反而落到了 -3 dB 的点上,如图 4-12 所示。同样,

$$F_-(\omega_{sc}) = 2|\sin(283.75\pi)| = \sqrt{2} \quad (4-10)$$

因而,加法器和减法器中都有 F_U 和 F_V 分量输出。就是说,选择 $\tau=64\mu\text{s}$ 的方案不能分离 F_U 和 F_V 色度分量。

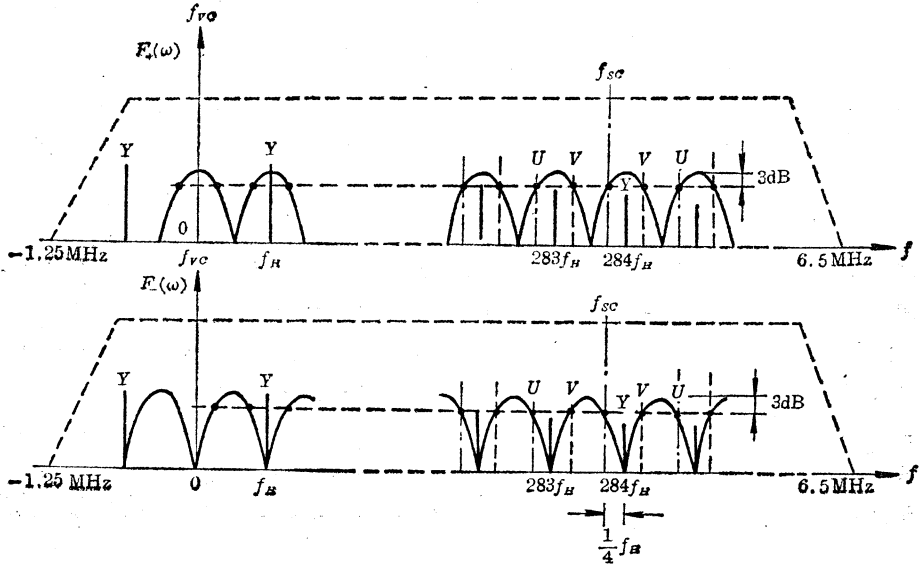


图 4-12 $\tau=64\mu\text{s}$ 时的幅频特性

这个分析表明,要对延时量 τ 作微小的修改,使 f_{sc} 这一点正好落在加法器幅频特性 $F_+(\omega)$ 的零点。于是, U 和 V 的主谱线也分别跟着移到了它们相应的零点和顶点上。根据这一要求,应使(4-9)式中

$$F_+(\omega_{sc}) = 0 \quad (4-11)$$

将上式代入(4-6)式,得:

$$2\left|\cos\omega_{sc}\frac{\tau}{2}\right| = 0 \quad (4-12)$$

即

$$\omega_{sc}\cdot\frac{\tau}{2} = \pi f_{sc}\cdot\tau = \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi \quad (4-13)$$

选择 $n=283$, 使 τ 最接近于行周期,即:

$$\tau = \frac{283.5}{f_{sc}} = 283.5T_{sc} = \frac{283.5}{283.75}T_H = 63.943\mu\text{s} \quad (4-14)$$

只有选择上述延时量,才能使 F_U 、 F_V 两个分量得到较好的分离。应当注意,延时量是副载波周期的半整数倍,在延时过程中色度信号同时还被整个地倒了相。因此,这时加法器输出的是逐行倒相的色度分量 F_V , 减法器输出的是色度分量 F_U 。

当然,也可以选择 $n=284$, 这时

$$\tau = 284T_{sc} = \frac{284}{283.75} T_H = 64.057 \mu s \quad (4-15)$$

这时, $F_-(\omega_{sc})=0$, 副载波频率及所有的 U 主谱线落在 $F_-(\omega)$ 的零点, V 主谱线落在 $F_+(\omega)$ 的零点, 故加法器输出 F_U 分量, 减法器输出逐行倒相的 F_V 分量, 这正是图 4-9 和图 4-11 所示的情况, 色度信号在延迟过程中不伴随着倒相。

通常, 延时量选为 $63.943 \mu s$ 而不选为 $64.057 \mu s$, 这样延时线可短一些。

2. 合理安排色度信号的相位关系

如果忽略(1-47)式中的 25 Hz, 则:

$$\frac{T_H}{T_{sc}} = \frac{f_{sc}}{f_H} = 283 \frac{3}{4} \quad (4-16)$$

所以每隔一行时间, 副载波的瞬时相位变化了

$$283 \frac{3}{4} \times 360^\circ = 284 \times 360^\circ - 90^\circ$$

如果选择 $\tau = 64 \mu s$, 则上行信号延时一行后, 就比这一行超前 90° (如不忽略 25 Hz, 就是

89.424°), 如图 4-13 所示。图中, 为了突出相互关系, 用两个相差 90° , 幅度不同的等幅正弦波代表两个色度分量 F_U 和 F_V , F_V 是逐行倒相的。以 t_0 为第 n 行的起点, 这时色度分量 F_U 的相位设为 0° , F_V 的相位就是 90° , 它们的矢量关系如图中 t_0 上方的相位关系 ①。

从 t_0 经过一个整行的时间以后, 到时刻 t_b , 就是 $n+1$ 行的起点, 这时, 色度信号的瞬时相位变化了 $283 \frac{3}{4} \times 360^\circ$, 因此 F_U 的瞬时相位是 270° , F_V 的瞬时相位为 180° , 如图中 t_b 时刻上方的相位关系 ②, 图的中部画出了 t_b 时刻开始的下一行信号, 为了明确它的相位关系, 相应地称它为信号 ②。如将 t_0 时刻开始的第 n 行信号 ① 延迟一整行和 t_b 时刻开始的第 $n+1$ 行信号 ② 相加减, 则既不能抵

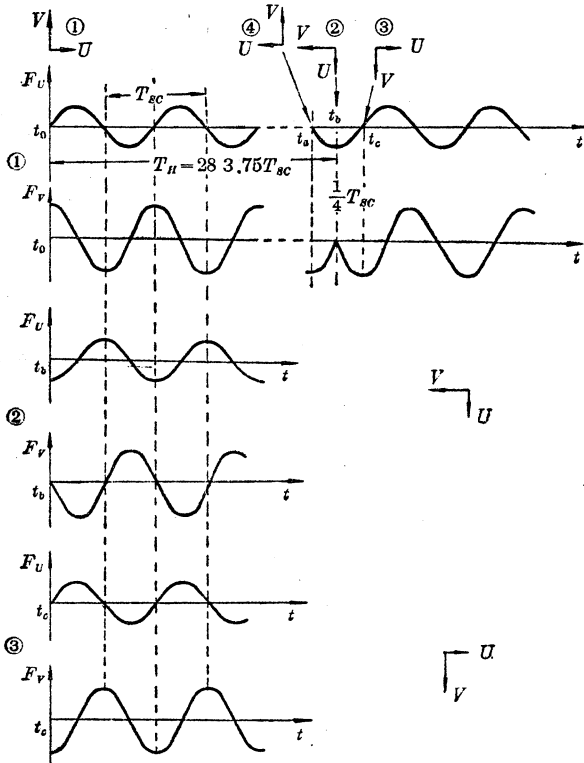


图 4-13 延时和直通信号的相位关系

销 F_U 分量, 也不能抵销 F_V 分量, 所以不能达到分离目的。

若选择 $\tau = 64.057 \mu s = 284T_{sc}$, 则信号 ① 在加法器和减法器中遇到的是从 t_b 开始的下一行信号 ③ (图的下部), 这时的相位关系如该时刻上方的 ③。显然, ① 和 ③ 相加, 就使 F_V 抵销, F_U 幅度增加一倍; ① 和 ③ 相减, 就使 F_U 抵销, F_V 幅度增加一倍。达到了分离目的。

同样, 选 $\tau = 283.5T_{sc} = 63.943 \mu s$ 也可用同样的方法说明。如上所述, 一般延时量是选

为 $\tau = 63.943 \mu\text{s}$ 。这时信号的相位如图上方的④所示。

自然，延迟时间不正好等于一整行，相邻两行进行平均时，时间关系就不密合。例如，一个水平方向有色度突变的信号，两行色度信号的该过渡沿的时差正好是一整行时间。现在延迟不等于一整行。在进行平均时，该过渡沿就对不齐，因而平均信号的过渡沿将增加 $64 \mu\text{s} - 63.943 \mu\text{s} = 57 \text{ ns}$ 。于是，在彩色突变处，边界有一定宽度的模糊。对于 19 英寸的显象管，这个宽度相当于

$$380 \text{ mm} \times \left(\frac{57 \text{ ns}}{52 \mu\text{s}} \right) \approx 0.4 \text{ mm}$$

式中， $52 \mu\text{s}$ 是一行的正程时间。这一过渡沿增长对一般接收机尚在允许范围之内。

延时量不等于一个整行周期带来的第二个问题是，由于梳状滤波特性的梳齿距不再等于一个行频，除了副载波频率以外， F_U 、 F_V 分量的主谱线将不准确落在频率特性曲线的顶点或零点上。而且越是远离副载波频率处，累积误差越大。这就造成色差信号高频分量的串色。具体来说，由于梳齿距不等于行频，离副载波频率 N 倍 f_H 处 (N 为不等于零的正、负整数) 的色度分量 F_U 的主谱线不再落在 $F_+(\omega)$ 特性的零点，因为 $F_+(\omega)$ 在这一点的是：

$$\begin{aligned} F_+[(283.75 + N)f_H] &= 2 \left| \cos \left[\frac{2\pi(283.75 + N)f_H}{2} \times \frac{283.5}{283.75} T_H \right] \right| \\ &= 2 \left| \sin \frac{0.25}{283.75} N\pi \right| \neq 0 \end{aligned} \quad (4-17)$$

所以，加法器不能完全抵销 F_U 分量。

同时，它也不能让色度分量 F_V 100% 地通过。在这附近的一条 F_V 主谱线位于 $(283.25 + N)f_H$ 处，这里的 $F_+(\omega)$ 的值是：

$$F_+[(283.25 + N)f_H] = 2 \left| \cos \frac{0.25}{283.75} N\pi \right| < 2 \quad (4-18)$$

(4-17) 式和 (4-18) 式之比，代表 F_U 串入 F_V 中的相对大小 (以 dB 计算)，就是加法器对两个分量的分离度 s ：

$$s = 20 \lg \left[\left| \text{ctg} \frac{0.25}{283.75} N\pi \right| \right] \text{ (dB)} \quad (4-19)$$

在不同的 N 值下 (即不同的频率处)，按 (4-19) 式计算的分离度如表 4-2 所示。

表 4-2 加法器对不同频率色信号的分离度

N	40	64	80
色差信号频率 (kHz)	625	1000	1250
分离度 s (dB)	19	14.9	12.8

可见，对于 625 kHz 带宽的色差信号，分离特性尚有 19 dB，而 1.25 MHz 处，串入 F_V 分量中的 F_U 分量达到 F_V 分量的 $\frac{1}{4}$ ，这样串色就比较严重了。显然，减法器也有同样的串色问题。

对一般要求不高的接收机来说，两个色差信号高频分量之间的串扰毕竟不大容易为人眼所察觉，因为人眼对彩色细节的分辨力不高。但是，如果延时量 $63.943 \mu\text{s}$ 存在误差，就

会使 f_{sc} 偏离 $F_+(\omega)$ 的零点, 因而使 f_{sc} 附近的 U 、 V 谱线偏离相应的顶点和零点。然而这些谱线代表色差信号的低频分量, 在画面上表现为底色失真, 即大面积的色度畸变。这是容易被肉眼觉察的。实践表明, 要想没有显眼的底色畸变, 必须严格控制延时量的误差, 使之小于 3ns 。但是, 大批生产的延时线目前尚只能控制在 $\pm 5\text{ns}$ 范围内, 因而需要在电路上进行补偿和微调。

三、电路实例

一个实际的延时解调器如图 4-14 所示。由带通放大器的前级电路输入的色度信号 F , 经装在接收机面板上的色饱和度电位器 W_1 调节幅度后, 由 C_1 送到 BG_1 基极。 BG_1 也是一级色度放大器。它的放大量用以弥补超声延时线的插入损耗, 所以又称延时激励级。

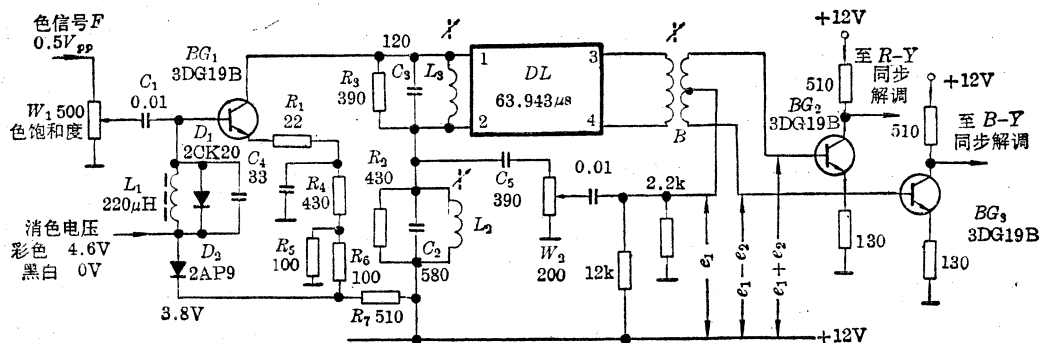


图 4-14 延时解调电路(北京 834 机)

BG_1 集电极负载是两个串联的 L 、 R 、 C 并联谐振回路。其中 L_2 、 C_2 、 R_2 上的谐振电压通过 C_5 送出直通信号 e_1 , 通过电位器 W_2 控制后送到延时线输出变压器 B 次级的中心抽头。并联谐振回路 L_3 、 C_3 、 R_3 上的谐振电压被送到 $63.943\mu\text{s}$ 延时线 DL 的输入端换能器上(1, 2 端), 并由输出端换能器(3, 4 端)送给输出变压器 B 的初级。于是在 B 的次级的两个端点上(相对于其中心抽头)得到一对极性相反的延时信号 e_2 和 $-e_2$ 。这样, BG_2 的基极对地而言的交流信号就是 $e_1 + e_2$, BG_3 基极对地的交流信号就是 $e_1 - e_2$ 。因此, 加、减法运算实际上在变压器 B 的次级已经进行完毕了。

根据上节分析, BG_2 就是 F_V 分量放大器, BG_3 就是 F_U 分量放大器, 它们放大以后的色度信号送给两个同步解调器去解调出色差信号。

由于延时线的插入损耗不尽相同, 所以直通信号的幅度应该是可调的。在上节分析幅频特性时, 曾假定直通信号的幅度必须和延时信号相等($A=1$), 如果不等, 就得不到梳状滤波特性, 所以延时和直通两路信号的幅度平衡是十分重要的。图 4-14 中的电位器 W_2 就是用来调节幅度平衡的。

对于延时量的精度的补偿问题, 由于补偿量不大(从 $\pm 5\text{ns}$ 补偿到 3ns 以内), 用一个简单的 LC 并联谐振回路(图 4-14 中的 L_2 、 R_2 、 C_2), 调节其失谐程度可得到补偿。

大家知道, 一个 LC 并联回路在谐振时呈现为一个纯电阻。回路 L_3 、 R_3 、 C_3 工作时是调谐在副载波频率上的, 所以若 L_2 、 R_2 、 C_2 也调谐于副载波频率, 则 L_3 、 R_3 、 C_3 上尚未延时的信号和直通信号是没有相位差的。如果延时线 DL 的延时误差超过了所要求的值, 可以将 L_2 、 R_2 、 C_2 调到偏离 f_{sc} , 使它的阻抗带有电抗分量, 也就等于改变了直通信号的相位,

以此来补偿延时线的时差。这两个并联回路也就是图 4-2 和图 4-4 第二带通放大器集电极上的调谐回路。

图 4-15 是并联谐振回路的相移特性。并联回路的阻抗

$$z = 1 / \left[\frac{1}{R} + j\omega C + 1/j\omega L \right] = R / [1 + j4\pi RC\Delta f] \quad (4-20)$$

式中, $\Delta f = f - f_0$ 为失谐量, 而

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

为谐振频率。故阻抗 z 的相角

$$\varphi = -\text{tg}^{-1} 4\pi RC\Delta f \quad (4-21)$$

可见, 当失谐量不大时, 相移特性呈直线, 这正是并联回路在谐振频率附近可视为延时线的原因。回路

电压 e 和电流 i 的关系是 $e = iz$, 所以(4-21)式和图 4-15(b) 也就是回路电压相对于电流的相位差。

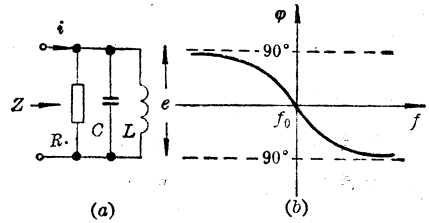


图 4-15 并联回路相移特性

当延时线的延时量 τ 比准确值偏小时, 延迟信号比预计时间提前到达加法器和减法器。这时, 应使直通信号也提前到来, 以便使二者的时差仍保持 $63.943\mu\text{s}$ 的准确值。为此, 应当调节图 4-14 中的 L_2 , 使其电感量减小, 于是并联回路呈感性, 回路固有频率 f_0 提高, $\Delta f < 0$, 由图 4-15, $\varphi > 0$, 直通信号相位得以提前; 反之, 如 $\tau > 63.943\mu\text{s}$ 时, 就要将 L_2 的电感量调大, 于是回路呈容性, 固有频率 f_0 降低, $\Delta f > 0$, $\varphi < 0$ 直通信号相位得以推迟。因此, L_2 就是延时补偿或称延迟解调器的相位微调。当然, 失谐量太大会造成直通信号边带过于不对称而引起失真, 所以补偿范围是有限的。

只有将幅度微调 W_2 和相位微调 L_2 都调到最佳点, 两个色度信号才会有最好的分离。否则会使信号相继两行的色饱和度和色调不一致。由于采用隔行扫描制度, 所以实际上是一帧图象中每相邻双行之间的差别, 因此失真的可见度进一步加重了。同时, 由于人眼对不同色调的光谱灵敏度不同(图 1-1), 因此还会感到相邻双行间亮度有差异, 情况严重时, 会看到一种水平条纹, 称为汉诺威条纹或百叶窗效应, 亦称爬行现象。

图 4-14 中 BG_1 的基极有一个自动消色电路。消色电压在接收彩色节目时约为 4.6V , 接收黑白节目时为零。这个消色电压加在消色箝位二极管 D_2 的正极。该二极管的负极由 R_5 、 R_6 和 R_7 从 12V 电源电压上分取 3.8V 的直流电压, BG_1 的发射极则由同一套分压电路分有 3.4V 直流电压。所以, 当接收黑白信号或彩色信号太弱时, BG_1 是截止的。接收彩色较强信号时, 消色电压打通箝位二极管 D_2 , 通过 L_4 将一个稳定的直流电压加在 BG_1 的基极使其正常工作。这和图 4-2 中的自动消色电路是相同的。此外, 二极管 D_1 还构成一个限幅电路。它对于较大的正干扰信号有抑制作用; 同时, 较大的负干扰信号也因 BG_1 截止而不能通过。

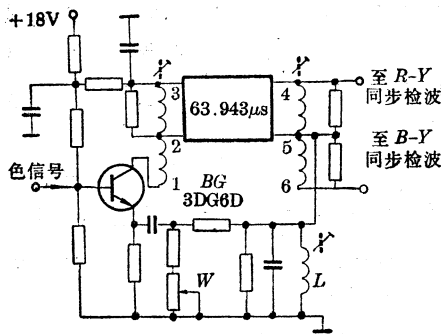


图 4-16 延时解调电路(上海 201 机)

图 4-16 所示的另一个实际的延时解调电路。与图 4-14 电路的不同之处有三:

1. 延时线 DL 用自耦变压器输入和输出色度信号，并将二变压器和延时线组装在一个统一体中，留出开口，可用起子旋转它们的磁芯。它们和延时线的输入、输出电容（约 100 pF ）及分布电容一起，仍构成一个并联谐振电路，调整其磁芯可以使其谐振于色副载波频率。同时，为了提高品质因素，可将延时线接在输入，输出自耦变压器的一半绕组上。

2. 直通信号是从延时激励极 BG 的射极输出加在延时线输出变压器中心抽头上的。但中心抽头接延时线两输出端子中的一端，由自耦变压器的两端取出相加、相减信号。在效果上与图 4-14 的电路无异。

3. 直通信号幅度平衡调节器 W 和延时补偿回路都接在射极回路上。调节 W ，例如将动接点往上调，这时由于 BG 的发射极阻抗减少，因而负反馈量减少，增益加大，所以延时信号幅度增加。然而直通信号正是从这个已经减小了的发射极阻抗上取得的，所以延时信号和直通信号的幅度比例有很大的改变。这样幅度平衡的调节更为有效。延时微调的原理和图 4-14 电路相同，这里不再重复。

第三节 同步解调器

一、平衡调幅波的解调

经过梳状滤波器分离的色度分量 F_U 和 F_V ，是抑制了色副载波的平衡调幅波，其调制信号就是色差信号，但是不能用普通的包络检波器检出。例如图 4-17(a) 所示的彩条色度分量 F_U 中，以粗实线标出其调制信号（色差信号 U ），如将这一信号送到普通的二极管包络检波器（图 (d)）中，由于二极管的单向导电性，只有正半周能通过二极管，形成图 (b) 所示的单向脉动电流。经过阻容平滑电路，得到的输出却是图 (c) 所示的波形，这与原调制信号（色差信号 U ）是完全不同的。因此，普通的包络检波器不能用来检出平衡调幅波中的调制信号。

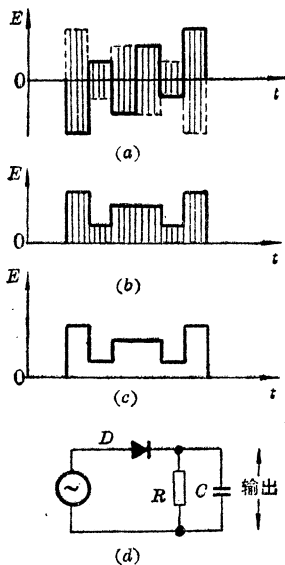


图 4-17 包络检波器不能检出色差信号

(a) 色度信号 F_U (b) 通过二极管的电流 (c) 检波器(低频)输出 (d) 包络检波器

同步解调器又称同步检波器。它和普通包络检波器不同，除需要输入一个被检色度信号 e_2 以外，还需要一个载波信号 e_1 来作为相位基准。这个载波是在调制过程中抑制掉了的那个载波信号，在色度信号解调中就是色副载波。在这里称之为基准副载波或定相副载波。

同步解调器又称同步检波器。它和普通包络检波器不同，除需要输入一个被检色度信号 e_2 以外，还需要一个载波信号 e_1 来作为相位基准。这个载波是在调制过程中抑制掉了的那个载波信号，在色度信号解调中就是色副载波。在这里称之为基准副载波或定相副载波。

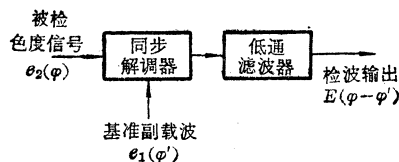


图 4-18 同步解调器

同步解调器的方框图如图 4-18 所示。其输出不仅与被解调信号 e_2 的幅度成正比,而且还与 e_2 和 e_1 之间的相位差有关。只有当 e_2 的相位 φ 与 e_1 的相位 φ' 相同,即二者同步时,检波器才有最大输出,且输出正比于 e_2 的幅度;当二者相位差 $\varphi - \varphi' = 90^\circ$ 时,解调输出为零;当二者反相时,检波输出和同步时反相。

具体分析同步解调器的电路之前,先掌握同步解调器的上述基本性质是有益的。把图 4-17(a) 中的 F_U 信号画成如图 4-19(a) 所示的波形,并在每个彩条中只画了两个波形(前已计算,实际上应有二十几个波形),以便看出其振幅和相位的变化。这也是图 1-18 中的波形 (b')。如前所述,在青、紫、蓝三个彩条中,已调信号的相位和副载波信号的相位相同,在黄、绿、红三个彩条中,已调信号的相位和副载波信号的相位相反。

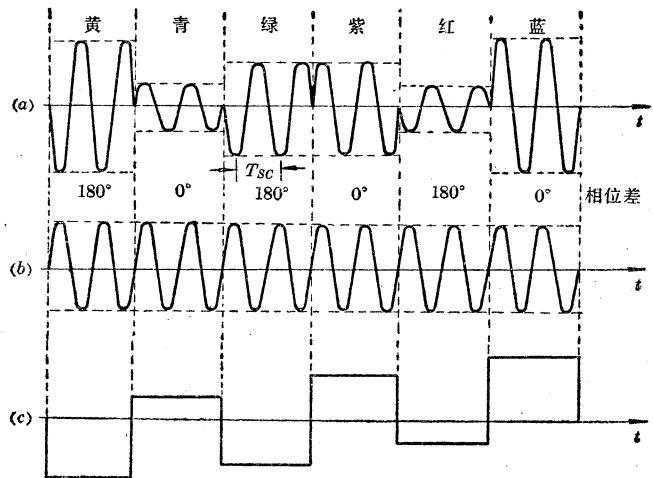


图 4-19 同步解调器对平衡调幅的解调
(a) 色度信号 F_U (b) 基准副载波 (c) 解调输出

将这个色度信号分量 F_U 送到同步解调器(图 4-18)中去。根据同步解调器的要求,还应送进一个与原来在平衡调制过程中抑制掉的副载波同步的基准副载波,可按图 1-18(e) 的相位画出基准副载波(见图 4-19(b))。根据同步解调器的上述基本性质,可得出解调输出的波形。在青、紫和蓝三个彩条中,由于图(a)和图(b)波形相同,所以解调输出极性相同,设为正,各彩条输出的幅度与色度信号的幅度成正比。同样,在黄、绿和红三个彩条中,由于图(a)和图(b)波形反相,所以输出为负,幅度与色度信号成正比。按此分析画出的波形(图 4-19(c)),就是图 1-18 中的波形 (a') 即色差信号 U (或 E_{B-Y})。同步解调器不仅反映了被检信号的幅度变化,而且也反映了被检信号的相位变化。

正如第一章第四节所指出的,只有在原载波的正峰点对平衡调幅波取样,才能得到原来的调制信号。图 4-19(c) 中的波形,就是图(b)波形的正峰点对图(a)波形取样,如果将图中每个彩条中近 30 个副载波周期的波形全部如实划出,这一点将更为明显。事实上,所有的同步解调器都可以看成一种取样装置。

必须指出:一个解码器中须有两个同步解调器,各从相应的色度信号分量中解出色差信号来。这两个同步解调器按其工作对象分别称为 $R-Y$ 同步解调器(或 V 同步解调器)和 $B-Y$ 同步解调器(或 U 同步解调器)。由于两个色度分量是正交的,为满足同步解调器的同步要求,送到这两个同步解调器去的基准副载波也必须是正交的;又由于色度分量 F_V 是逐行倒相的,送到 $R-Y$ 同步解调器中去的基准副载波也必须是逐行倒相的。这两个基准副载波也相应地被称为 $R-Y$ 基准副载波(或 V 基准副载波)和 $B-Y$ 基准副载波(或 U 基准副载波)。

在彩色电视术语中,常引用解调轴的概念。所谓解调轴,是指每个同步解调器的基准副载波相位轴的方向(见图 1-27),由同步解调器的基准副载波的相位来确定。也就是说, $B-Y$

同步解调器的解调轴应该位于 $B-Y$ 轴即 U 轴上, $R-Y$ 同步解调器的解调轴应该位于 $R-Y$ 轴即 V 轴上。只有这样, 才能使两个同步解调器中各输入的色度分量和基准副载波同步。也就是说, $B-Y$ 同步解调器输入的色度分量 F_U 本来是位于 $B-Y$ 轴上的, 只有当 $B-Y$ 解调轴也位于 $B-Y$ 轴上时, 被解调的色度信号才是和基准副载波同步的。否则, 错误的 $B-Y$ 解调轴会使 $B-Y$ 同步解调器出现解调误差。 $R-Y$ 同步解调器亦是如此。

为了得到相位正确的 $B-Y$ 基准副载波和 $R-Y$ 基准副载波, 还须解决副载波的再生、移相和逐行倒相的问题, 这将在下章中专门讨论。本章讨论同步解调时, 均认为符合要求的基准副载波已经产生。

二、双二极管同步解调器

1. 平衡式同步解调器

图 4-20 是一个平衡式同步解调器。电路由参数相同的 2 只二极管、2 只电容、2 只电阻组成对称式电路, 输入变压器次级两个绕组也是对称的。电路的时间常数选得远小于副载波周期。电路工作时, 基准副载波 e_1 由输入变压器对称馈入, 在其次级的两个端子 G 、 H 与其中心抽头 C 之间, 产生了两个大小相等、相位相反的信号。若以图中箭头表示信号的正方向(下同), 则数值上这两个信号都可以用

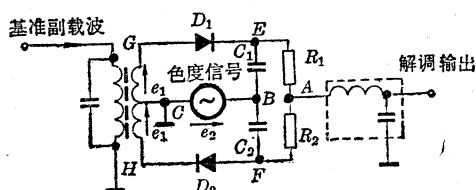


图 4-20 双二极管平衡式同步解调器
(北京 834 机)

$$e_1 = E_1 \sin \omega_{sc} t \quad (4-22)$$

表示。其中 E_1 是其振幅。由于是相位基准, 故设其初位相为零。

色度信号 e_2 (可以是 F_U , 也可以是 F_V) 由 C_1 、 C_2 的连接点单端馈入。设它与 e_1 的相位差是 φ , 故

$$e_2 = E_2 \sin(\omega_{sc} t + \varphi) \quad (4-23)$$

式中, E_2 就是色差信号, 它是随图象内容而变动的。

在实际运用条件下, 一般有

$$E_1 \gg E_2 \quad (4-24)$$

试先来定性地看这个电路的工作原理, 然后再进行定量分析。将图 4-20 的电路改画成图 4-21 的等效电路形式, 就可以看到这里有两个相同的单二极管同步检波电路。回路 I 上的电压 (GB 间电压) 为

$$e_I = e_1 - e_2 \quad (4-25)$$

回路 II 上的电压 (BH 端电压) 为

$$e_{II} = e_2 + e_1 \quad (4-26)$$

已知 $E_1 \gg E_2$, 图中二极管的导通与截止主要是取决于 e_1 的极性。当 e_1 为正半周时, D_1 、 D_2 同时导通, 由于 $R_1 C_1 = R_2 C_2 \ll T_{sc}$, 所以 C_1 、 C_2 上建立不起什么偏压来, 导通角基本上是 180° 。检波电流 i_1 , i_2 沿图示方向在负载电阻 R_L 上建立起输出电压 e_0 , 它显然正比于 $i_1 - i_2$, 而 i_1 , i_2 又是分别正比于 e_I 和 e_{II} (正半周) 的瞬时幅

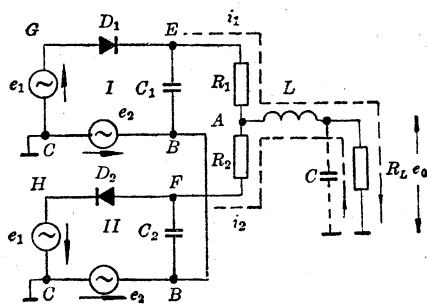


图 4-21 等效电路

度的。

图 4-22 示出了 e_1 和 e_2 有不同相位差的三种典型情况。为清楚起见, 设 i_1 和 i_2 分别等于 e_I 、 e_{II} (正半周), 图中用点划线表示。当 $\varphi=0$ 时, 由于 $i_1 < i_2$, 故 $i_1 - i_2 < 0$, 即输出电压 e_0 是一个负极性脉冲电流, 经过滤波以后的平滑输出为负。当 $\varphi=90^\circ$ 时, i_1 和 i_2 点划线下的面积相等, 所以 $(i_1 - i_2)$ 平滑后的输出必然为零。当 $\varphi=180^\circ$ 时, 正好与 $\varphi=0$ 相反, 输出为正。

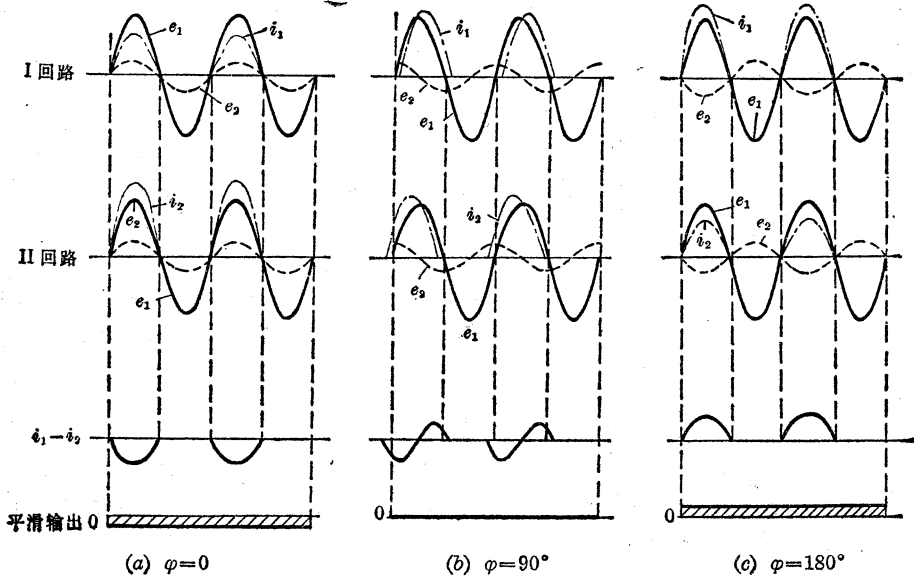


图 4-22 双二极管平衡同步解调原理

以上分析与上节中对同步解调器特点的说明是一致的。若须进一步认识同步解调器输出的一般规律, 则须借助于一定的数学分析。

现以图 4-21 的等效电路及图 4-23 所示的矢量关系来分析各电压之间的关系。设 I、II 两个检波回路的合成电压 e_I 、 e_{II} 的振幅分别是 E_I 和 E_{II} , 则流入负载的检波电流 i_1 和 i_2 的大小应与它们成正比, 设比例系数为 k :

$$i_1 = kE_I \quad (4-27)$$

$$i_2 = kE_{II} \quad (4-28)$$

根据余弦定理,

$$E_I = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 - 2E_1E_2 \cos \varphi} \quad (4-29)$$

$$E_{II} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \varphi} \quad (4-30)$$

从 (4-24) 式已知 $E_1 \gg E_2$, 这两个式子平方根内的 E_2^2 项可以忽略, 再利用二项式定理 (当 $x \ll 1$ 时 $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2}x$), 略去高次小量可将 (4-29) 式简化如下:

$$\begin{aligned} E_I &= \sqrt{E_1^2 + E_2^2 - 2E_1E_2 \cos \varphi} \approx \sqrt{E_1^2 - 2E_1E_2 \cos \varphi} \\ &= E_1 \sqrt{1 - 2(E_2/E_1) \cos \varphi} \approx E_1 [1 - (E_2/E_1) \cos \varphi] \\ &= E_1 - E_2 \cos \varphi \end{aligned} \quad (4-31)$$

同理,

$$E_{II} = E_1 + E_2 \cos \varphi \quad (4-32)$$

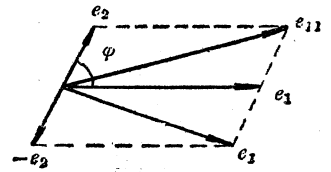


图 4-23 相位关系

将(4-31)和(4-32)式代入(4-27)和(4-28)式中,可求出负载 R_L 上的输出电压

$$e_0 = R_L(i_1 - i_2) = k \cdot R_L(E_I - E_{II}) = -2R_L k E_2 \cos \varphi \quad (4-33)$$

这就是同步解调器的数学分析结果。虽然是从双二极管平衡电路导出来的,但也适用于其它各种同步解调电路。这个结果所显示的同步解调器的重要性质如下:

(1) 除 R_L 、 k 、 $\cos \varphi$ 等常数因子以外,解调输出与 E_2 成正比。 E_2 就是须解调的色差信号。因此,同步解调器(经过低通滤波器之后)的输出能够反映色差信号的幅度变化,并与其成正比。

(2) (4-33)式中的因子 $\cos \varphi$,当 $\varphi=0$ 时, $\cos \varphi=1$,这说明如果色度信号和基准副载波同步,输出最大;当 $\varphi=90^\circ$ 时, $\cos \varphi=0$,说明二者正交时输出为零;当 $\varphi=180^\circ$ 时, $\cos \varphi=-1$,输出与同步时反相而数值不变(即色差信号波形不变); φ 为任意值时,输出是同步时的 $\cos \varphi$ 倍。这一点在色度解调中有如下含意:如果送到 $B-Y$ 和 $R-Y$ 两个同步解调器中的基准副载波有同样的相位误差 φ ,则两个解调器的输出都减小到没有误差时的 $\cos \varphi$ 倍。这说明重现图象的色饱和度减退了而色调并不产生失真。

(3) (4-33)式是 E_2 的线性函数,并且这个规律不论 E_2 多小都成立。这说明:同步检波器是一个很好的线性检波器,它没有普通二极管振幅检波器中的小信号非线性失真,因而也不会产生高次谐波和各种差拍干扰,如果在彩色电视机中采用同步检波器来作为图象信号的视频检波器,理论上将没有 2.07 MHz 的声-色干扰或其它差拍干扰。这是同步检波器的一大特点。

由上述三点,完全可以得出结论:同步解调器可以有效地从色度信号中检出色差信号。

(4) (4-33)式中的负号表示同步解调器的输出与原来的调制信号极性相反。这一点在设计电路时应予考虑。

(5) 从上述图解分析和数学推导中可知,图 4-20 是一种平衡式电路。由于电路的对称性,幅度很大的基准副载波不呈现于输出信号中。另外,如果没有被解调信号 e_2 ,只有 e_1 ,则任何情况下解调器均无输出。输出电流 $i_1 - i_2$ 的差值完全是由 e_2 造成的。

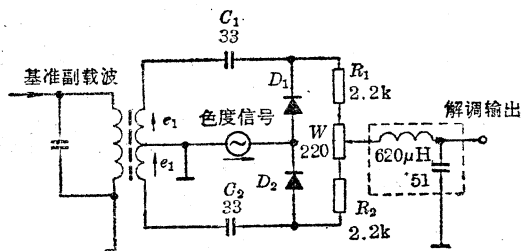


图 4-24 双二极管平衡同步解调器(春雷 3S2-2 机)

必须指出,要有优良的平衡性,两个检波回路必须做得很对称。然而在实际工艺中,很难达到两只二极管的静态特性和动态特性都一致的要求。除了仔细挑选配对以外,在电路上须有一个调整装置。图 4-24 的是实际中的另一种平衡式电路。和图 4-20 的电路相比,二极管和电容的位置互换了,但二极管还是顺向串联的,分析方法和电路的时间常数基本类似,唯一不同之处是增加一个电位器 W ,适当调节 W 就可以弥补两个检波回路中的不平衡。

由以上分析,可以清楚地看到同步解调器是一个相位分离器。在基准副载波相位确定以后,它根据色度信号相对于基准副载波相位的不同,输出的大小和极性也各异。

2. 箝位式同步解调器

图 4-25 是箝位式双二极管同步解调器,基准副载波 e_1 由变压器对称输入,色度信号由 C_3 送到图中的 A 点。它也是一种平衡式的电路,但 RC 时间常数选得很大

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \gg T_{so}$$

这里,基准副载波的振幅远大于色度信号的振幅,所以二极管的导通和截止也是由基准副载波决定的。在电路进入稳态以前,两只二极管在基准副载波的正半周一齐导通,幅度很大的基准副载波 e_1 给 C_1 、 C_2 充电,充电时间常数很小,经过一段时间就充满了;到了信号 e_1 的负半周,二极管截止, C_1 、 C_2 上的电荷通过 R_1 、 R_2 放电,但放电时间常数很大,到 e_1 的下一个正半周到来时,没放多少又被充电。电路进入稳态以后, C_1 、 C_2 上建立起的电压,大小差不多等于 e_1 的峰值。而这个电压对 D_1 、 D_2 来说都是反向偏压。所以, D_1 、 D_2 只在 e_1 正峰点附近一个很小的导通角内导通。

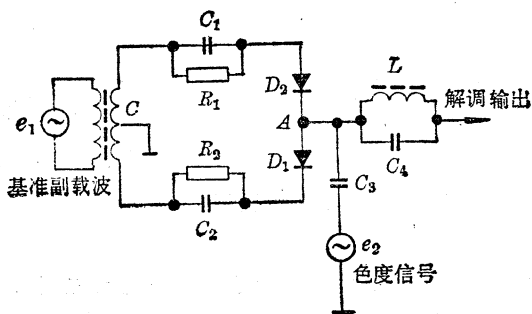


图 4-25 箝位式同步解调器

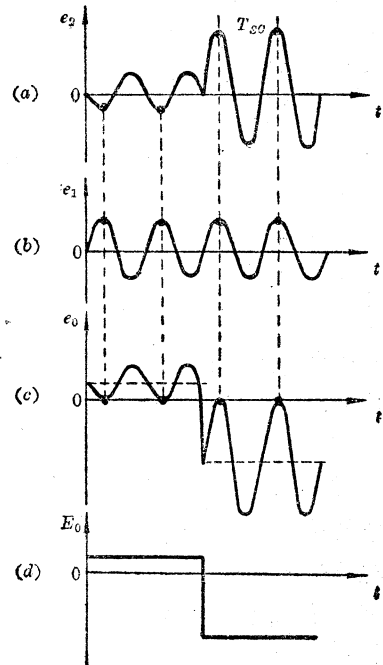


图 4-26 箝位解调示意图

(a) 色度信号 (b) 基准副载波
(c) 被箝位色度信号 (d) 解调输出

在二极管导通瞬间,只要电路对称,图 4-25 中的 A 点的电位与输入变压器次级中心抽头处 (C 点) 的电位相同,都是地电位,因而检波器的工作与箝位电路非常类似。因此,这就使通过 C_3 加到 A 点的色度信号 e_2 的波形中,所有与 e_1 正峰点同时的点均被箝于零点,见图 4-26。其中图 (a) 中的色度信号 e_2 ,是从图 4-19(a) 中抽出的对应于红条和蓝条的色度信号 F_V 。图 (b) 是基准副载波 e_1 (这里没有按照 $e_1 \gg e_2$ 的比例画)。在 e_1 的正峰点 (图中 4 条垂直虚线所连结的点) 将 e_2 箝位在零电位,得到图 (c) 的波形,将它通过一个低通滤波器 L C_4 滤去高频成分,就得到图 (d) 的波形,对照图 4-19 中的红、蓝条部分,这就是负极性的色差信号 U 。所以箝位式同步解调器的输出也是与原调制信号反相的。

三、二极管桥式同步解调器

桥式同步解调 (图 4-27) 电路的工作原理很简单。幅度较大的基准副载波 e_1 控制 4 个二极管的导通和截止。在 e_1 的正半周,图中 A 点电位高于 B 点,4 个二极管一齐导通,如果 4 个二极管的参数相同,那末基准副载波电流将不流过负载,而此时色度信号通过 4 只二极管 (其电阻值很小) 由 C 点几乎无损耗地传到 D 点并给电容 C_1 充电。到了 e_1 的负半周,4 只二极管都截止, C_1 通过 R 放电,这里 RC_1 时间常数选取和副载波周期接近。这样就形成了

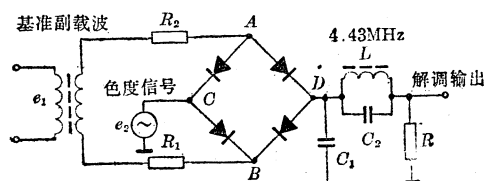


图 4-27 桥式同步解调器(上海 201 机)

图 4-28 所示的输出波形。这个电压经过 L 、 C_2 组成的并联回路滤去副载波成分, 即得到色差信号作为解调输出(其输出与原调制信号同相)。

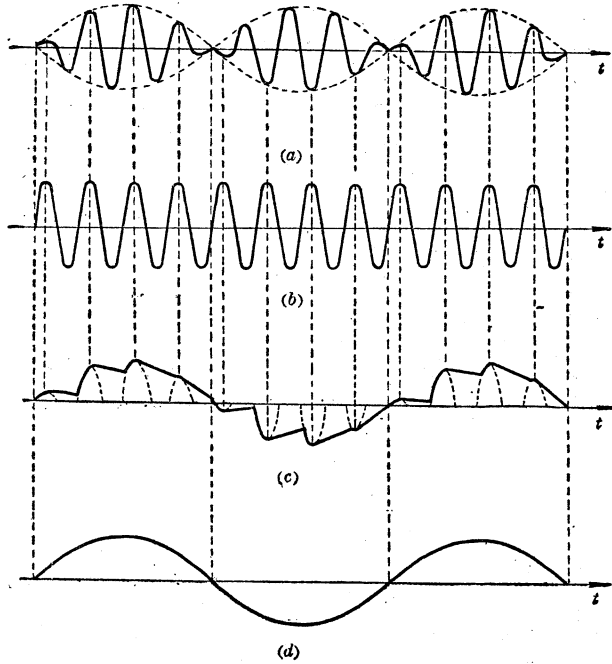


图 4-28 桥式解调波形

(a) 色度信号(C点) (b) 基准副载波(A、B间) (c) C_1 上电压(D点) (d) 低通输出

第四节 视频放大电路

视放电路可以采用直流耦合或交流耦合加箝位两种电路结构。视放电路一般由 3~4 级电路组成, 除放大亮度信号外, 还附加亮度控制、对比度控制、自动清晰度控制(ARC)电路、亮度信号延时电路和消隐电路等。

一、视频放大电路的频率特性

彩色电视机在接收彩色节目时, 为了抑制色度信号对图象亮度的干扰, 要求其视放幅频特性在副载波频率附近有 20 dB 以上的衰减; 但是, 在接收黑白节目或彩色信号较弱时, 由于无色度信号的干扰, 所以不希望亮度通道有上述陷波特性的。因而, 视放电路的幅频特性应能自动调整。这种自动控制清晰度的电路称为自动清晰度控制(ARC)电路。

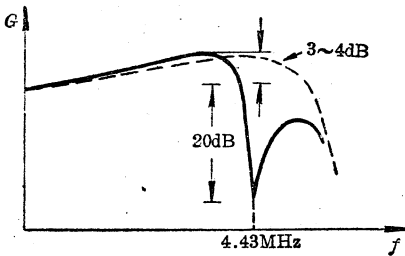


图 4-29 视放幅频特性

视放电路的幅频特性如图 4-29 所示。图中实线为接收彩色节目时的特性。在 3 MHz 频率附近提升 3~4 dB, 经验表明, 这样做可以提高彩色图象清晰度。在接收黑白节目时, 由于 ARC 电路的作用, 能自动过渡到图中虚线所示的特性工作。

二、自动清晰度控制与亮度延时电路

1. ARC 电路

两种常用的 ARC 电路如图 4-30 所示。图中二极管 D 和晶体管 BG 作清晰度控制开关, 开关信号来自消色电压。

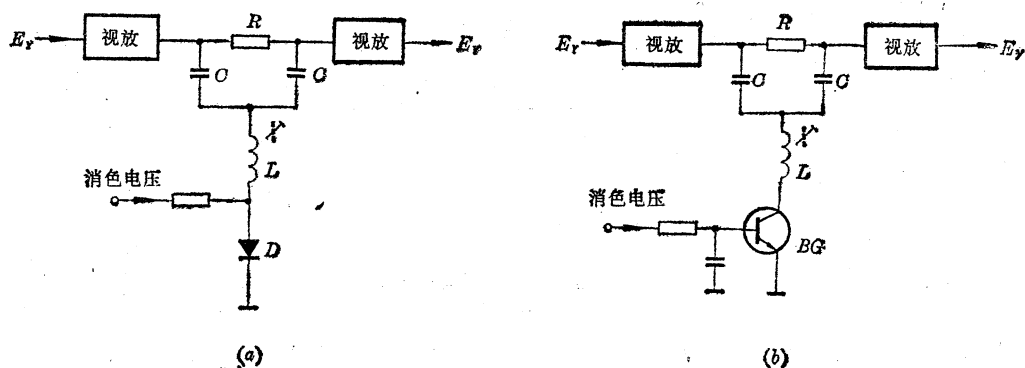


图 4-30 ARC 电路

(a) 二极管电路 (b) 晶体管电路

由 R 、 C 、 L 组成的桥接 T 型陷波器的陷波频率设计为色副载波频率 f_{sc} 。在接收彩色节目时, 消色电压 $E_k \geq 4V$, 于是 D 或 BG 饱和导通, 4.43 MHz 附近的频率成分被短路到地, 使进入下级视放的副载波及其附近频率成分衰减 20 dB 以上; 当接收黑白节目时, $E_k = 0$, D 或 BG 截止, 实际上陷波电路不起作用, 因而清晰度自动得到改善。

剩下的问题, 是元件参数的选择。先来分析图 4-31 中的 $\Delta \sim Y$ 网络变换。各阻抗的符号如图 4-31 所示。图中画出了两个四端网络。如果要求两个四端网络全等, 则两个网络所呈现的输出端开路阻抗应当完全相等。

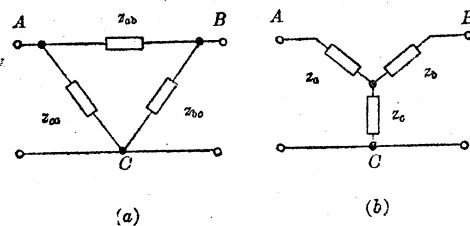


图 4-31 $\Delta \sim Y$ 变换

(a) Δ 网络 (b) Y 网络

对于 Δ 网络, 从 $A-B$ 端看去, C 端开路时的阻抗为 z_{ca} 和 z_{bc} 串联后与 z_{ab} 的并联值:

$$z_{AB} = 1 / [1/z_{ab} + 1/(z_{bc} + z_{ca})] = z_{ab}(z_{bc} + z_{ca}) / (z_{ab} + z_{bc} + z_{ca}) \quad (4-34)$$

对于 Y 网络, 从 $A-B$ 端看去, C 端开路时的阻抗

$$z_{AB} = z_a + z_b \quad (4-35)$$

将上式代入(4-34)式, 得:

$$z_a + z_b = z_{ab}(z_{bc} + z_{ca}) / (z_{ab} + z_{bc} + z_{ca}) \quad (4-36)$$

同理有:

$$z_b + z_c = z_{bc}(z_{ca} + z_{ab}) / (z_{ab} + z_{bc} + z_{ca}) \quad (4-37)$$

$$z_c + z_a = z_{ca}(z_{ab} + z_{bc}) / (z_{ab} + z_{bc} + z_{ca}) \quad (4-38)$$

将 z_a , z_b , z_c 当作未知数, z_{ab} , z_{bc} , z_{ca} 当作已知数, 解联立方程(4-36)~(4-38), 即可求出两个全等网络参数之间的关系。这里只关心 z_c , 它的结果是:

$$z_c = z_{bc} \cdot z_{ca} / (z_{ab} + z_{bc} + z_{ca}) \quad (4-39)$$

在图 4-30 中, 电阻 R 和两个电容 C 也可组成一个 Δ 网络, 如利用上述 $\Delta \sim Y$ 变换, 变成一个 Y 型网络, 则 z_0 就和 L 串联。这时, 将

$$z_{ab} = R, \quad z_{bc} = z_{ca} = -\frac{j}{2\pi fC}$$

代入(4-39)式, 得:

$$\begin{aligned} z_0 &= -1 / [(2\pi fC)^2(R - j/\pi fC)] \\ &= -R / [4 + (2\pi fRC)^2] - j / [4 + (2\pi fRC)^2] \cdot \pi fC \end{aligned} \quad (4-40)$$

这说明, 实际上与 L 串联的, 是一个负电阻 ($-r$) 和一个电容 C' , 即:

$$-r = -R / [4 + (2\pi fRC)^2] \quad (4-41)$$

$$C' = [4 + (2\pi fRC)^2] C / 2 \quad (4-42)$$

一般选择 $RC \ll \frac{1}{f_{so}}$, 所以,

$$-r = -\frac{R}{4}, \quad C' = 2C \quad (4-43)$$

设计时, 使 $f_{so} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}}$ 即可充分衰减色度信号。这里关键的因素是出现了这个负阻 ($-\frac{R}{4}$)。众所周知, 一般 LC 串联陷波电路对陷波频率的衰减量受到串联电路品质因数的限制, 故不可能做得很大。一旦有了这个负阻, 在电路设计时, 就可使它抵销电感线圈 L 的直流电阻与清晰度开关(图 4-30 中的 D 或 BG)的饱和内阻, 从而提高电路的品质因数。

2. 亮度延时线

由于色度信号经过带通滤波器受到带宽限制, 必然伴随着色度信号的延时。理论上可以证明, 带宽越窄, 引起的附加延时量越大。但是, 色度信号被解调成色差信号以后, 最终还要和亮度信号在基色矩阵中混合。因此, 这种延时会造成色度-亮度时差, 表现在重现图象上, 就是一种色镶边现象(图 4-32)。

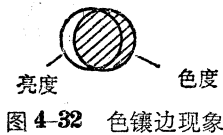


图 4-32 色镶边现象

分析表明, 若将色度信号带宽限制为 ± 1 MHz, 则延时量约为 600 ns, 对于一个 19 英寸的接收机, 色镶边的宽度约为

$$\frac{600 \text{ ns}}{52 \mu\text{s}} \times 380 \text{ mm} = 4.4 \text{ mm}$$

如不加补偿, 会严重影响彩色图象的清晰度。补偿的办法是在亮度视频放大器中, 设置一个 600 ns 的亮度延时线(延时量视色度放大器带宽而定)。这种延时线通常由多节集中参数 LC 延时线构成。如果延时量和色度放大器的带宽间配合不当, 造成欠补偿或过补偿, 则还是有色镶边出现于图象之右或之左。如果重现图象有这类故障, 可能是色度放大器的带宽变动所引起的, 故要进行适当调整。

三、电路实例

实际的视频放大电路如图 4-33 所示。图中, BG_1 、 BG_3 和 BG_4 是射极跟随器, BG_2 是电压放大级。第一级采用射极输出, 可以提高视频检波的效率、保证优良的频率特性和良好的负载能力。最后两级射极跟随器, 主要是为了实现从零到 6 MHz 这样宽的频响。同时 BG_4 的负载是三个并联的输出级, 它们对亮度信号都是共基极接法, 输入阻抗很低。所以必

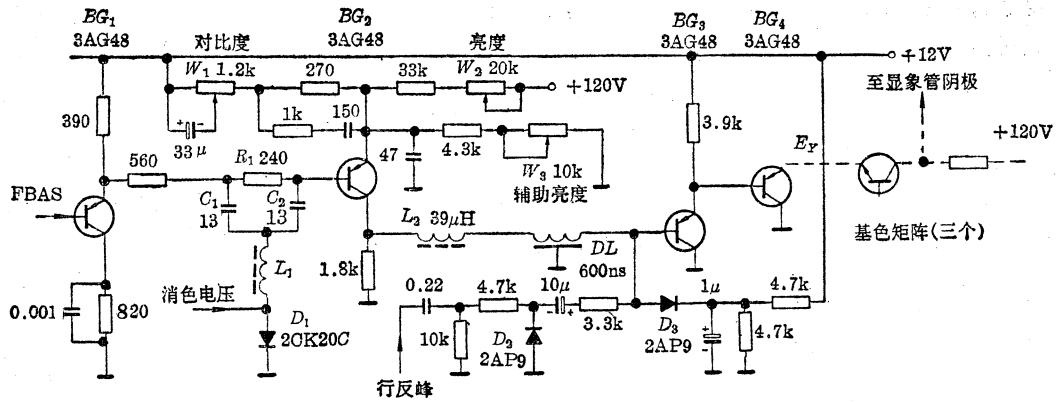


图 4-33 视频放大电路实例(北京 834 机)

须将 BG_4 做成射极输出, 以实现阻抗匹配。

电压放大级 BG_2 设有亮度控制电位器 W_2 和辅助亮度控制器 W_3 , 现将这部分电路画在图 4-34 中。各支路电流如图所示。显然

$$I_e = I_1 + I_2 - I_3$$

控制 I_2 和 I_3 , 都会使 I_e 改变, 因而改变了 BG_2 集电极直流电位。由于以后各级直至显象管都是直流耦合, 这样就达到了控制亮度的目的。由于成批生产中显象管特性曲线的离散性, 造成各只管子的截止偏压不一样, 所以在电路中须设置一个辅助亮度电位器 W_3 , 用来调节显象管的工作状态, 使束流处于正常范围。

图中 W_1 用作对比度调节。它和一般接收机中的对比度调节器相同, 也是通过改变交流负反馈量调整视放增益来实现对比度控制的。 D_2 、 D_3 等组成行消隐电路, 将行反峰脉冲进行上、下切割, 得到一个 6V 左右的正脉冲加在 BG_3 基极, 在脉冲持续期使 BG_3 截止, 射极电位上升, 最终使显象管阴极电位上升, 显象管截止, 达到行消隐目的。

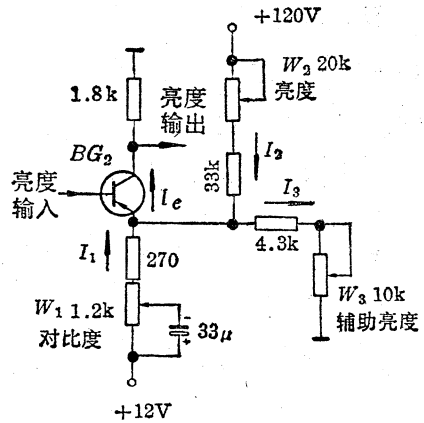


图 4-34 亮度控制作用

第五节 解码矩阵电路

同步解调器解调出来的 U 、 V 色差信号还不是原始的色差信号 E_{B-Y} 和 E_{R-Y} 。它们之间还差一个压缩系数(见第一章(1-34)式)。将 U 、 V 信号还原成 E_{B-Y} 和 E_{R-Y} 的过程叫做“去压缩”, 即通过适当安排色差信号放大器的增益或 F_U 、 F_V 信号放大器的增益给 U 、 V 信号以不同倍数的放大, 具体些说, 将 U 信号放大 $\frac{1}{0.493} = 2.03$ 倍、 V 信号放大 $\frac{1}{0.877} = 1.14$ 倍, 就分别成了 E_{B-Y} 和 E_{R-Y} 信号。

但是, 这两个色差信号还不能激励显象管。在色差激励式中, 还必须通过 $G-Y$ 矩阵电路产生 E_{G-Y} 色差信号, 在基色激励方式中, 须通过基色矩阵电路将三个色差信号与亮度信

过电阻 R_1 、 R_2 和电容 C_1 送到 BG_2 的基极。分取一定比例合成 E_{G-Y} 信号的过程是在 BG_2 的输入电阻 R_{in} 上进行的。由于 C_1 容量很大,对色差信号可视为短路,所以送到 BG_2 基极的 $-E_{R-Y}$ 信号应为 BG_1 集电极信号的 $R_{in}/(R_1+R_{in})$ 倍。同样送到 BG_2 基极的 $-E_{B-Y}$ 信号应为 BG_3 集电极信号的 $R_{in}/(R_{in}+R_2)$ 倍。因此 BG_2 基极上的信号就是:

$$-[R_{in}/(R_1+R_{in})]E_{R-Y}-[R_{in}/(R_2+R_{in})]E_{B-Y}$$

图中, $R_1=27k$, $R_2=75k$ 。 BG_2 为共发电路,由于输入电阻远小于 R_1 、 R_2 ,所以可以忽略分母中的 R_{in} ,于是送到 BG_2 基极的 $-E_{R-Y}$ 和 $-E_{B-Y}$ 信号的比例就是 $R_2/R_1=75/27=2.7$,符合(4-44)式的要求。这个信号经 BG_2 放大、倒相,在其集电极上得到的信号就是 $-E_{G-Y}$ 。这样, BG_1 , BG_2 , BG_3 集电极上得到的三个色差信号的极性正好相同。另外,三个色差信号的幅度比也应有确定的要求,根据图 1-17,已知彩条信号的三个色差信号及亮度信号峰峰值的比例是:

$$(E_Y)_{pp}:(E_{R-Y})_{pp}:(E_{G-Y})_{pp}:(E_{B-Y})_{pp}=1.00:1.40:0.82:1.78 \quad (4-45)$$

若以 E_{B-Y} 的峰峰值为 100%,则 E_Y 、 E_{R-Y} 、 E_{G-Y} 峰峰值各为:

$$\beta_Y=55\%, \beta_R=77\%, \beta_G=46\% \quad (4-46)$$

因而,可以根据(4-45)式或(4-46)式来选择 BG_1 , BG_2 , BG_3 的增益以及 R_1 , R_2 , R_{in} 的数值。

有的电视机采用图 4-37 所示的双晶体管矩阵电路。 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 加在 BG_1 和 BG_2 的基极,通过晶体管放大器的反相作用,在集电极上输出一定幅度的 $-E_{R-Y}$ 和 $-E_{B-Y}$ 信号,由于 R_c 是公共负载,因此, R_c 上的输出信号就是 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 按一定比例的合成的 E_{G-Y} 信号。调节 W_1 和 W_2 ,可以分别改变 BG_1 和 BG_2 的放大量,这样既能选择 $-E_{R-Y}$ 和 $-E_{B-Y}$ 混合时的比例又能选择 E_{G-Y} 信号的幅度,使其达到(4-45)和(4-46)式所规定的大小。

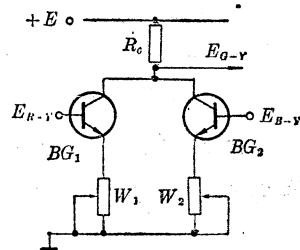


图 4-37 双晶体管矩阵电路

2. 基色矩阵

有了上述三个色差信号,很容易和亮度信号 E_Y 混合,得到三个基色信号。在图 4-36 中, BG_4 , BG_5 和 BG_6 构成基色矩阵。三个色差信号由它们的基极输入;亮度信号由视放电路分别送到三个管子的发射极。以 R 矩阵为例, BG_4 基极输入色差信号 E_{R-Y} ,则发射极就应输入 $-E_Y$,这样才能输出基色信号,即:

$$E_{R-Y}-(-E_Y)=(E_R-E_Y)+E_Y=E_R$$

图中, C_2 、 C_3 、 C_4 是射极旁路电容,具有高频提升作用。电感 L_3 、 L_4 、 L_5 和各自的分布电容谐振于 3 MHz 左右,构成了一个 3 MHz 附近的提升。

BG_4 、 BG_5 、 BG_6 同时也是视频输出级即彩色末级。由于末级输出电压要大于 100 V,所以采用反压较高的管子,如 3DG54F、3DA87E、3DG118 等。

另外视频末级的三路输出幅度的大小要符合(4-45)式的要求。但是,还须考虑到三种基色荧光粉的发光效率是不同的(一般绿荧光粉发光效率最高,红荧光粉则最低),所以,调机时往往使 E_R 信号的幅度大一些。例如,图 4-36 中 BG_4 、 BG_5 、 BG_6 集电极上的输出各为 110, 80 和 100 V_{PP}(19 英寸电视机)。调机时的一个客观标准是人的肤色,肤色失真会给人不舒服的感觉,甚至会破坏人物的形象,所以要尽量把肤色调得真实一些。通过调节 W_2 、 W_3 ,可改变两个输出级的反馈量,因而可调整三路基色信号的相对幅度。

励方式的带宽小多了,但对输出管所承受反压和功耗的要求要高。为了改善其工作的稳定性,每路色差放大器均接有第二级射极到第一级基极的负反馈。由于这个电路前后各级间采用交流耦合,所以减少了级间直流工作点漂移所带来的不稳定性,这一点在图 4-36 电路中是不容易克服的。但交流耦合会使色差信号失去它的直流分量,所以必须加一套箝位电路。

在彩色电视中,直流分量的丢失,将会引起图象彩色比例失调,如图 4-39 所示。图 (b) 是某一色调的彩条(阴影线部分)和白色竖条相间的图象,图 (a) 是它所对应的色差信号。以白条为例,它所对应的色差信号应该是零。如果图 (a) 的色差信号失去了它的直流分量,则变成了图 (c) 的信号,这说明,重现图象在原来白条处不再是白色而是带有某种色调了。原来有色的地方,色调也变了,结果使彩色画面的色彩畸变如图 (d) 所示。

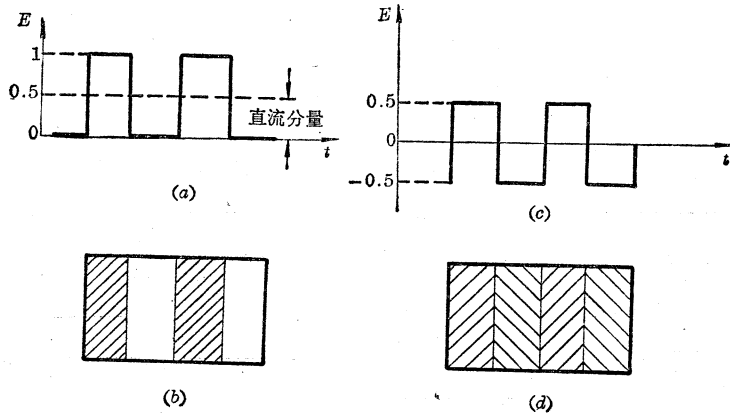


图 4-39 直流分量的影响

可见,在彩色电视中,色差信号直流分量的丢失,将严重影响彩色图象的质量。因此,在

图 4-38 电路中,每一路色差放大器的末级都采用了一个直流箝位电路。图中, D_1 、 D_2 、 D_3 分别是三路信号的箝位二极管。箝位脉冲是来自行扫描电路的行逆程负脉冲。现以红色色差输出一路为例来说明箝位电路的工作原理,如图 4-40 所示。设 E_{R-Y} 输出的直流电平为 E_0 , 即 A 点的直流电平, 电位器 W_1 给 B 点选定了直流电位 E_2 , 由 R_7 、 C_3 输入的行逆程负脉冲(行反峰)被 C_3 隔直流, 设它到达 B 点

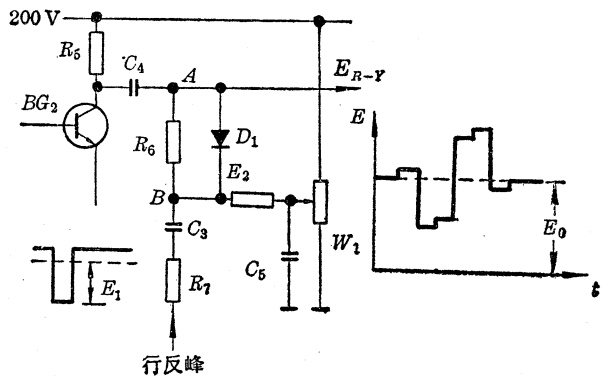


图 4-40 箝位电路

时负向部分的电平为 E_1 。当箝位脉冲到来时,箝位二极管 D_1 导通, C_4 经箝位二极管放电(忽略 D_1 的压降), A 点电位很快降低到 $E_2 - E_1$ 之值; 当箝位脉冲离去后, C_4 只有通过 R_5 、 R_6 等充电, 而 R_6 数值很大(3.3 M Ω), 所以 A 点电位在一行中无多大变化, 紧接着又来一个箝位脉冲, 在稳定状态, 必然有 $E_0 = E_2 - E_1$, 于是 A 点电位被箝定。由于 E_1 是恒定的, 所以调节 W_1 就使 E_2 改变, 从而调节了箝位电平, 因此 W_1 就是红基色的底色电位器。

E_{G-Y} 和 E_{B-Y} 输出级也有上述相同的箝位电路, 箝位二极管分别是 D_2 和 D_3 , 底色电位器分别是 W_2 和 W_3 。 W_1 、 W_2 、 W_3 所确定的底色的改变影响到无色图象信号是否真正重现为白色, 所以称为白平衡调节器。 W_4 和 W_5 的作用与图 4-36 电路中的 W_2 、 W_3 相同, 也是用来控制三路视频输出信号之间的相对大小的, 所以也称为白平衡电位器。 通常, 将低亮度区的白平衡电位器 W_1 、 W_2 和 W_3 称为暗平衡电位器; 而将高亮度区的白平衡电位器 W_4 和 W_5 称为亮平衡电位器。 有关这方面内容, 将在第八章第四节详细叙述。

第五章 色同步电路

前已述及正交平衡调幅的色度信号解调出三基色信号的主要过程。这一过程离不开色同步电路的辅助作用。由于同步解调器必须输入一个相位准确的基准副载波，所以接收机中再生色副载波须和发送端抑制掉的副载波同步(同频、同相)；同时，还要一些移相电路产生同步解调器需要的基准副载波；另外，送到 $R-Y$ 解调器的基准副载波还须用一个 PAL 开关进行逐行倒相，而且这个 PAL 开关还要与发送端编码器中的 PAL 开关同步。以上就是本章所要介绍的内容。

第一节 色副载波再生电路

一、副载波再生电路的类型

副载波再生电路有三种类型(图 5-1)：(a) 自动相位控制(APC)型；(b) 冲击激励型；(c) 色同步脉冲注入型。其中，(b) 是无源副载波再生电路，(a)、(c) 是有源副载波再生电路。由于 APC 型工作稳定、相位误差小，国内电视机大多采用这种电路。

APC 型色副载波再生电路是由本机晶体振荡器产生一个连续的副载波振荡，为了使其和发送端抑制掉的副载波同步，将它和彩色全电视信号中分离出来的色同步信号都送入鉴

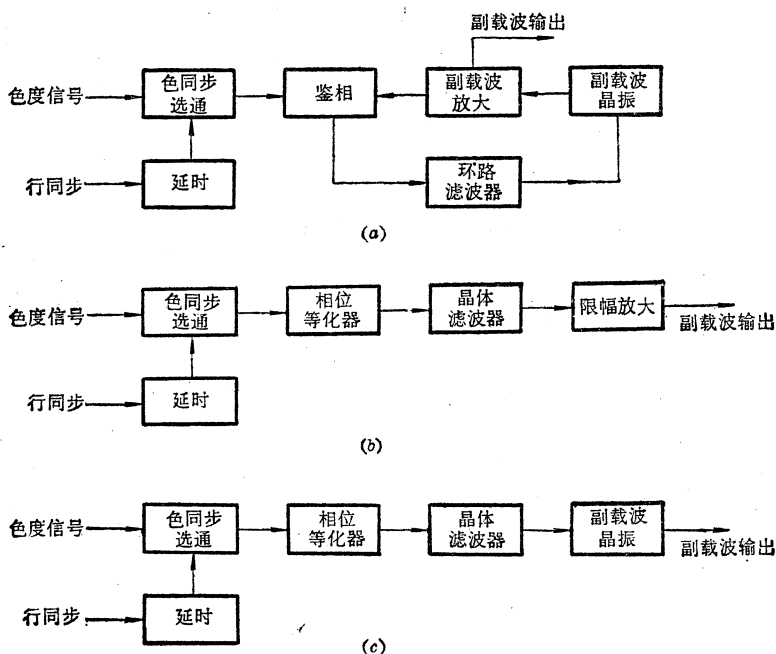


图 5-1 副载波再生电路的类型

(a) APC 型 (b) 冲击激励型 (c) 色同步脉冲注入型

相器去进行频率和相位比较。如果连续副载波对于色同步信号有频率和相位的偏差，则鉴相器就输出一个调整电压，用来控制晶体振荡器，使它产生的副载波与色同步信号频率相同、相位关系固定。

图(b)是一个无源副载波再生电路。它是利用色同步信号去激励一个高 Q 值的晶体谐振回路(晶体滤波器)来得到副载波。由于色同步信号不是一个连续波,因为在每行中,它大约只有 $1/28$ 的时间才存在,当回路已调谐于副载波频率时,激起的是一个幅度逐渐衰减的副载波,到下一行色同步信号给回路补充能量,幅度才增加,所以是一串串的振铃振荡。由于晶体谐振电路的有效 Q 值很高(达 $8000\sim 10000$),所以衰减很慢。从频谱的角度来说,晶体滤波器从色同步信号中选出副载波。再经过限幅放大器,就可得到幅度恒定的副载波,其相位自然与色同步信号有固定的关系。这个过程可用图5-2的波形来表示。

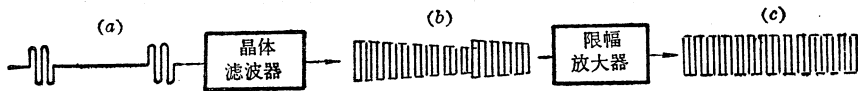


图5-2 副载波的无源再生

(a) 色同步信号 (b) 副载波振铃振荡 (c) 副载波等幅信号

在PAL信号中,由于色同步信号的相位是逐行变换于 $\pm 135^\circ$ 的。所以在按照图5-2形成副载波时,必须使每行的色同步信号都相同。执行这一任务的,叫做色同步相位等化器。它是利用接收机内产生的半行频方波去控制一个二极管开关,将NTSC行的色同步信号相位移前 90° ,即从 135° 移到 225° ,使它具有与PAL行色同步信号一样的相位,这样每行色同步信号的相位都相同了。

无源副载波再生电路如图5-3所示。图中, BG_1 和 BG_2 是两级色同步选通放大器,色同步选通门脉冲(即延时的行同步脉冲或行同步信号)来自同步分离级。变压器 B 、二极管 D_1 、 D_2 等组成色同步相位等化器, R_1 、 R_2 引入两个极性相反的半行频方波①和②。变压器 B 、 R_3 和 C 组成 90° 移相电路(参阅图5-29(a)电路的分析), A 点信号的相位超前 A' 点 90° 。图中分别以 N 、 P 表示NTSC行和PAL行。PAL行时,方波①是低电平,②是高电平,故 D_2 导通, D_1 截止,这一行信号由 A' 点经过 D_2 送到 BG_2 基极;NTSC行时, D_1 导通, D_2 截止,信号由 A 点经 D_1 送到 BG_2 基极,这时信号相当于受到一个 90° 相位超前的作用,使这行色同步信号在送到 BG_2 基极时实际上与PAL行一致,从而完成了色同步相位

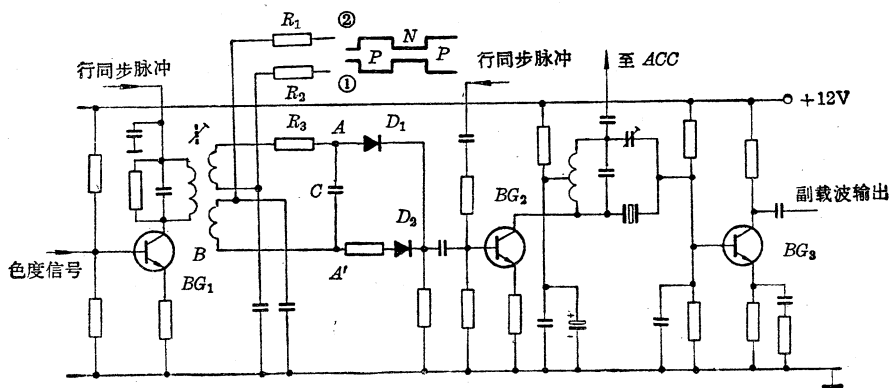


图5-3 无源副载波源再生电路

等化过程。经过晶体滤波后的信号由 BG_3 放大后送到限幅器得到等幅副载波。

图 5-1(c) 色副载波再生电路与图 (b) 相同, 亦是色同步信号中取出连续副载波。但它将这个副载波送到一个本机副载波振荡器中, 使本机振荡信号被这个连续副载波强迫同步。

以下分段讨论 APC 型色副载波再生电路。

二、色同步选通和色同步消隐电路

1. 色同步选通电路

色同步选通电路如图 5-4 所示。色同步信号是位于行同步信号后肩的副载波脉冲串。要将它从色度信号中分离出来, 须用一个门电路。平时, 门电路是关闭的。当门脉冲到来时它才开启。如果门脉冲每一行恰好与色同步信号同时到来, 就正好让色同步信号通过。图 5-4(a) 就是符合上述要求的门电路。选通放大晶体管 BG 的发射极直流电位设计为 $2.1V$, 而基极直流电位为 $0.7V$ 。因此平时它处于截止状态。如果有一正的门脉冲同时加到基极, 只要它有一定幅度, 就能使发射结在脉冲持续期正向偏置, 从而使 BG 导通, 集电极上就出现与门脉冲同时的色同步信号。事实上, BG 基极上的信号 (图 (d)) 应是图 (b) 门脉冲和图 (c) 色度信号的迭加。这里, 色同步信号的直流电位被门脉冲提高到超过 BG 的导通电平, 而正程期的色度信号却仍留在导通电平以下。

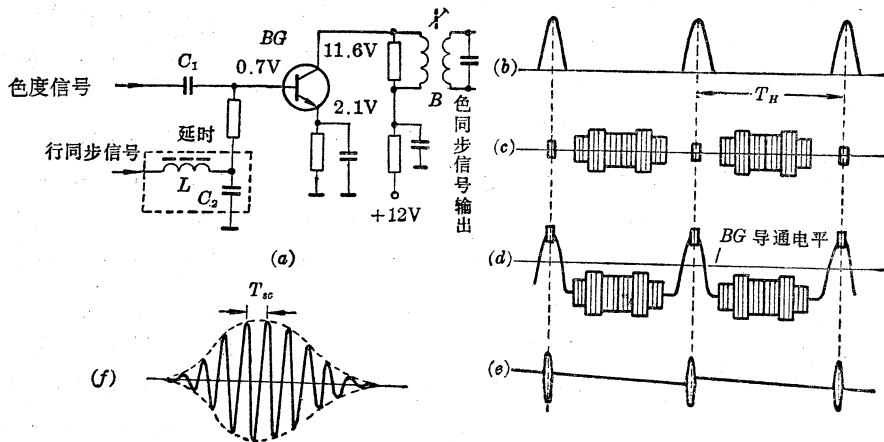


图 5-4 色同步选通电路(北京 834 机)

(a) 电路 (b) 门脉冲 (c) 色度信号 (d) 基极波形 (e) 色同步信号
(f) 色同步信号中一个波形的扩展

色同步信号是色同步包络脉冲 (K 脉冲) 对副载波的调制波, 所以谐波分量是比较丰富的 (见图 1-37)。但选通级 BG 的集电极负载回路却有较小的带宽, 使 K 脉冲通过以后变了形。因此, 选通出来的色同步信号是图 (e) 所示的菱形包络的副载波脉冲串, 用示波器将它扩展, 呈现图 (f) 所示的波形。

作为门脉冲过去一般都用行脉冲 (行逆程信号)。但用行同步信号更为有利, 因为后者在脉宽和相位上是准确的。而用行脉冲会把行正程中的色度信号也选出来,

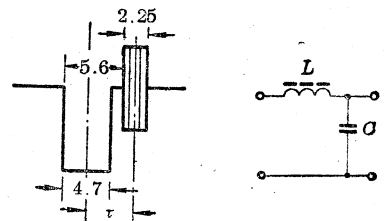


图 5-5 延时量和延时网络(单位 μs)

造成锁相环路的错误动作。行同步信号和色同步信号并不是同时的，所以必须将行同步信号用一个 LC 延时网络来延时。根据第一章第五节和附录二关于色同步信号的规定，如果将行同步信号的中心移到色同步信号的中心，则延时量(见图 5-5)

$$\tau = \frac{4.7}{2} \mu\text{s} + \frac{2.25}{2} \mu\text{s} + (5.6 - 4.7) \mu\text{s} = 4.38 \mu\text{s}$$

这里用一个简单的 LC 延时网络来延时。其延时量(包括脉冲前沿的增长)为:

$$\tau = 2.2\sqrt{LC}$$

若 L 取 4.7 mH ，则 C 约为 1000 pF 。

2. 色同步消隐电路

在视频电路采用交流耦合的接收机中，需要用箝位电路恢复视频输出的直流分量。通常，箝位是在行消隐后肩进行的。如果色同步信号也混在色度信号中进入同步解调器，则经过解调和矩阵以后，与色同步信号对应的地方就不是黑电平。然而色同步信号也是存在于行消隐右肩的，因此影响到箝位电平的稳定。所以，在这种程式的电路中，需将进入色解调器的色同步信号消隐掉。

色同步消隐的功能和色同步选通正好相反。色同步选通是滤去正程期的色度信号，

保留色同步信号，色同步消隐则是滤去色同步信号，保留色度信号。两者在电路中的位置应如图 5-6 所示。

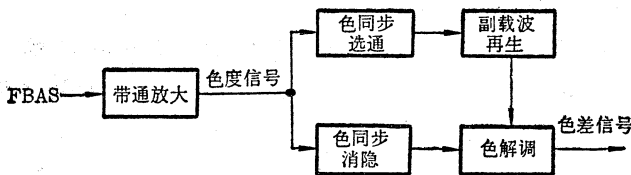


图 5-6 色同步消隐电路的位置

保留色同步信号，色同步消隐则是滤去色同步信号，保留色度信号。两者在电路中的位置应如图 5-6 所示。接收机中的色同步消隐电路如图 5-7 所示。图中用行脉冲控制二极管 D_3 的通断。由扫描电路送来的负行脉冲到来后，通过 R 给 C 充电，充电极性如图所示。这个电压对 D_3 是正向电压，所以充到一定值后 D_3 导通，并将图中 A 点电位箝于 B 点的负电位上(忽略 D_3 压降)。但是， A 点是色度信号通路上两个极性相反的二极管 D_1 、 D_2 的正极， A 点电位变负，使 D_1 、 D_2 截止，于是在 B 点电位为负的时刻将色度信号通路截断。负行脉冲过去后， C 上电荷通过并联电阻放电， B 点负电位消失，保证了正程期色度信号的畅通传输。显然，这也是一种门电路。而且门脉冲也是经过延时的，延迟时间就是电容 C 充电充到使二极管 D_3 导通的时间。适当设计充电电路时间常数，就使门脉冲与色同步信号同时。

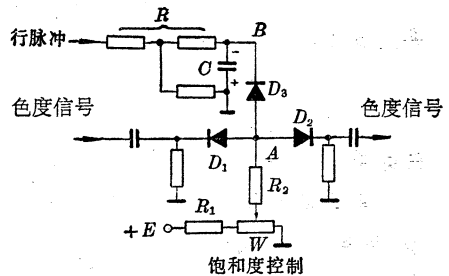


图 5-7 色同步消隐电路(武汉 915)

另外两只极性相反的二极管 D_1 、 D_2 还与电阻 R_2 、电位器 W 构成一种特殊的手动饱和度和调节电路。滑动 W 的动接点时， A 点的直流电位发生变化，因而改变了 D_1 、 D_2 的偏置电压，同时也改变了两只串接二极管所呈现的电阻。这个电阻是串接在色度信号通道上的，所以起到了控制色度信号幅度(即色饱和度)的作用。

三、鉴相器

鉴相器的电路如图 5-8 所示，其形式和同步解调器无异，分析方法和结果基本相似。但

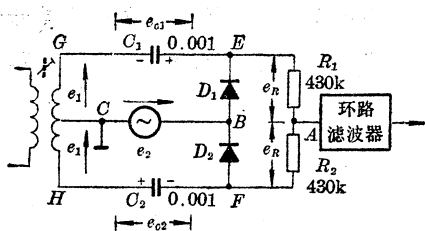


图 5-8 鉴相器之一(北京 834 机)

运用的条件是:

(1) 两个输入信号分别是: 外来色同步信号 e_1 从变压器对称输入; 本机副载波晶振信号 e_2 从两个二极管的连接点单端输入。在锁相环路未锁定前, 两者的频率 f_1 和 f_2 是不同的(相差几百 Hz)。

(2) 电路的 RC 时间常数远大于输入信号的周期, 所以, 两个回路处于峰值检波状态。电路进入稳态后,

D_1 、 D_2 只在大信号 e_1 为负峰值时导通, 导通角很小。这时 C_1 、 C_2 通过二极管及信号源(内阻较小)很快充电, 二极管截止后, C_1 、 C_2 上的电荷通过 R_1 、 R_2 渐渐放电, 由于 RC 很大, 所以没放多少又碰到负峰点到来。这样, C_1 、 C_2 上的电压基本上等于充电电压的峰值, 当然, 两个回路的充电电压的峰值是不同的。

用在彩色电视接收机解码器中的鉴相器, 并不单纯只是完成相位鉴别的任务, 它首先要完成一个频率牵引的过程。因为, 发射台发出的色同步信号的频率 f_1 和接收机开机时的本机副载波振荡器频率 f_2 一般不可能正好相同。如果上述频率之差不太大, 锁相环路就会自动地改变 f_2 , 使其和 f_1 一致, 这就叫做频率牵引。除了频率牵引外, 锁相环路还会自动地将 e_1 和 e_2 的相位关系锁定。当然, 这两个过程是不能绝然分开的。

现以图 5-8 的电路来分析鉴相器输出电压的定量关系。设鉴相器输出端 A 点对地(C 点)的输出电压为 e_{AC} , 电容 C_1 、 C_2 上的电压为 e_{C1} 和 e_{C2} , $R_1=R_2$ 上的电压为 e_R , 则输出电压

$$e_{AC} = e_{AF} + e_{FH} + e_{HC} = e_R - e_{C2} - e_1 \quad (5-1)$$

式中, e_{AF} 是 A 点电位和 F 点电位的差值。由于

$$e_R = \frac{1}{2} e_{EF} = \frac{1}{2} (e_{EG} + e_{GH} + e_{HF}) = \frac{1}{2} (e_{C1} + 2e_1 + e_{C2}) \quad (5-2)$$

将上式代入(5-1)式, 得:

$$e_{AC} = \frac{1}{2} (e_{C1} - e_{C2}) \quad (5-3)$$

由此可见鉴相器输出电压是 C_1 、 C_2 上充电电压差值的一半。

鉴相器的输出电压也可以象图 5-9 那样, 由 C' 点和地之间取出而将原输出点 A 交流接地(电容 C_A 之值很大, 对副载波可视为短路)。在这个电路中, 一般要求:

$$\left. \begin{aligned} C_A \gg C_C \gg C_1 = C_2 = C \\ R_1 = R_2 = R \\ RC \gg T_{sc} \end{aligned} \right\} \quad (5-4)$$

电路的分析与图 5-8 相似, 由于 $C_C \gg C_1 = C_2$, 所以 C_C 的接入不影响对两个检波回路工作状态的定量分析。一般 C_C 容量是 $0.01 \mu\text{F}$, 对副载波来说只有几个欧姆, 故 e_2 仍相当于接在 B 点和地(C 点)之间。唯一不同的是, 由于输出电压由 C' 点取出(对输出电压而言, C_C 不可视为短路, 因为输出电压是 f_1 和 f_2 的差频, 而在低频率下 C_C 有较大阻抗), 如将 A 点接地, 则输出电压和(5-3)式反相。这时输出电压为:

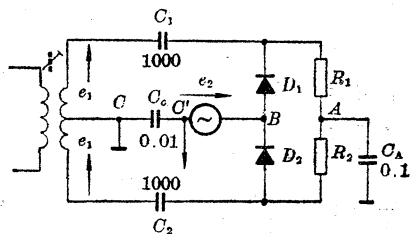


图 5-9 鉴相器之二(春雷 3S2-2 机)

$$e_{CA} = -e_{AC} = \frac{1}{2}(e_{C2} - e_{C1})$$

所以,只需分析图 5-8 的电路就可以了。

为方便起见,设 $f_2 > f_1$, 再假设锁相信号为:

$$e_1 = E_1 \sin 2\pi f_1 t \quad (5-5)$$

环路尚未锁定时,被锁信号 e_2 的频率和相位都与 e_1 不同,设

$$e_2 = E_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi) = E_2 \sin(2\pi f_1 t + \phi) \quad (5-6)$$

式中

$$\phi = 2\pi \Delta f t + \varphi \quad (\Delta f = f_2 - f_1) \quad (5-7)$$

是 e_1 和 e_2 的瞬时相位差。

按照图 5-8 中箭头表示的各电压的正方向, D_1 、 D_2 峰值检波回路中的被检波电压 e_I 、 e_{II} 分别是 e_2 和 e_1 的矢量差和矢量和,其矢量关系如图 5-10(a)所示。

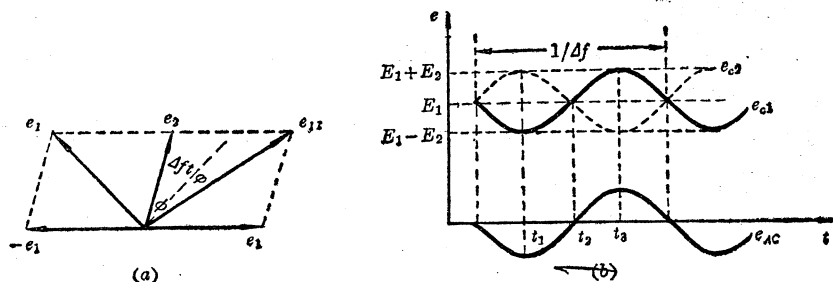


图 5-10 鉴相器各信号的相位关系及输出波形

(a) 相位关系 (b) 输出波形

当 e_1 和 e_2 未锁定时,它们之间的瞬时相位差 $\phi = 2\pi \Delta f t + \varphi$ 是随时间不断变化的,所以 e_I 和 e_{II} 的振幅也是不断改变的。由于这两个回路都是峰值检波电路,因而, C_1 、 C_2 上的电压分别等于 e_I 、 e_{II} 的振幅, e_I 、 e_{II} 这两个矢量的长度就代表 e_{C1} 和 e_{C2} 的大小,所以 e_{C1} 和 e_{C2} 也是不断改变的。当瞬时相位差 $\phi = 2\pi \Delta f t + \varphi = 0$ 时, e_1 、 e_2 两矢量重合, e_{C2} 最大, e_{C1} 最小,相当于图(b)中 t_1 点;当 $\phi = 90^\circ$ 时, e_2 和 e_1 两矢量垂直, $e_{C1} = e_{C2}$, 相当于图中 t_2 点;当 $\phi = 180^\circ$ 时, e_2 和 $-e_1$ 重合,这时与 $\phi = 0$ 时相反, e_{C2} 最小、 e_{C1} 最大,相当于图中 t_3 点。可见, e_{C1} 、 e_{C2} 都是周期函数,瞬时相位 ϕ 改变 360° 所用的时间就是一个周期,即

$$\Delta \phi = 2\pi \Delta f T = 2\pi, \quad T = 1/\Delta f$$

所以, e_{C1} 、 e_{C2} 的频率就是 Δf , 即 f_2 和 f_1 的拍频。从(5-3)式可知,输出电压 e_{AO} 也是频率为 Δf 的低频周期信号。

事实上,对图 5-10(a)的矢量三角形应用余弦定理,有:

$$e_{C2} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos \phi} \quad (5-8)$$

$$e_{C1} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 - 2E_1 E_2 \cos \phi} \quad (5-9)$$

在实际应用中,有三种情况:

(1) 当 $E_1 \gg E_2$ 时,这时与讨论同步解调时所作的近似运算相同,即:

$$e_{C2} \doteq E_1 + E_2 \cos \phi$$

$$e_{C1} \doteq E_1 - E_2 \cos \phi$$

所以

$$e_{AC} \doteq -E_2 \cos \phi = -E_2 \cos(2\pi \Delta f t + \varphi) \quad (5-10)$$

从上述定量分析证实: e_{C1} 、 e_{C2} 、 e_{AC} 都是以 Δf 为频率的正弦波, e_{AC} 的振幅是小信号 e_2 的振幅 E_2 。

(2) 当 $E_1 \doteq E_2$ 时, 情况有所不同。如 $E_1 = E_2 = E$, 则(5-8)和(5-9)式分别为:

$$\begin{aligned} e_{C1} &= \sqrt{2E^2 - 2E^2 \cos \phi} = 2E \left| \sin \frac{\phi}{2} \right| \\ e_{C2} &= \sqrt{2E^2 + 2E^2 \cos \phi} = 2E \left| \cos \frac{\phi}{2} \right| \\ e_{AC} &= 2E \left(\left| \sin \frac{\phi}{2} \right| - \left| \cos \frac{\phi}{2} \right| \right) \end{aligned} \quad (5-11)$$

(3) $E_1 \ll E_2$, 这时

$$e_{AC} = -E_1 \cos \phi \quad (5-12)$$

上述的结果只适用于锁相环路断开时的情况, 即鉴相器的开环输出。这里并未考虑环路闭合, 由于鉴相器的输出送到振荡器使 e_2 发生变化, 又会对鉴相器的输出造成影响, 如此连锁影响下去, 结果就会不同。

假设环路闭合, 将 f_2 牵引到 f_1 , 则 $\Delta f = 0$, 于是(5-10)式, (5-11)式, (5-12)式变为:

当 $E_1 \gg E_2$ 时

$$e_{AC} = -E_2 \cos \varphi \quad (5-13)$$

$E_1 = E_2 = E$ 时

$$e_{AC} = 2E \left(\left| \sin \frac{\varphi}{2} \right| - \left| \cos \frac{\varphi}{2} \right| \right) \quad (5-14)$$

$E_1 \ll E_2$ 时

$$e_{AC} = -E_1 \cos \varphi \quad (5-15)$$

上述说明在任何情况下的输出都取决于两个信号 e_1 和 e_2 的相位差。将这些关系画在图 5-11 中, 就是鉴相器的鉴相曲线。由图可见, 当 $E_1 \gg E_2$ 和 $E_1 \ll E_2$ 时, 曲线是正弦形, 这时称为正弦鉴相; 当 $E_1 = E_2$ 时, 曲线是三角形, 这时称为三角鉴相。

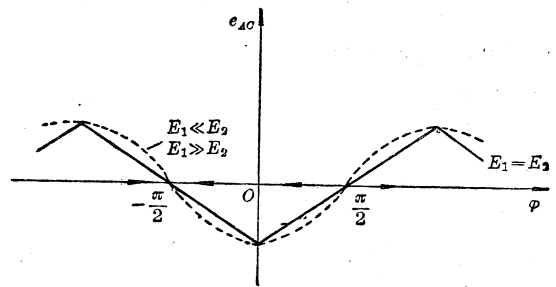


图 5-11 鉴相曲线

另外从图中可知两种鉴相曲线中 $e_{AC} = 0$ 的点相同, 即

$$\varphi = \left(n + \frac{1}{2} \right) \pi \quad (n \text{ 为 正 负 整 数 和 零}) \quad (5-16)$$

这些点表示 e_1 和 e_2 的矢量垂直, 由于 $e_{AC} = 0$, 鉴相器没有任何电压去改变振荡器的状态, 所以是平衡状态, (5-16)式所表示的点都是平衡点。在这些点附近, 鉴相曲线都是一些直线, 其斜率通常称为鉴相器的灵敏度, 以字母 μ 表示, 单位是伏/弧度, 物理意义是单位相位误差所产生的控制电压。

四、压控晶体振荡器

锁相环路中的晶体振荡器, 处于鉴相器输出的误差电压控制之下, 所以称为压控晶体振

荡器(VCO)。它的一个基本电路如图 5-12 所示。图(a)是实际电路,图(b)是图(a)的交流等效电路。这里,由于 C_3 容量较大($0.01 \mu\text{F}$),对副载波可视为短路。 BG 的射极是交流接地的,所以电路实际上是一个电容三点式振荡电路(考比兹电路),其中电感 L 、电容 C_2 和变容二极管 D 的结电容构成一个可变电容 C' ,与 C_1 组成分压反馈电容,而晶体 J 在运用条件下等效为一个电感 L' 。调整电感 L 的磁芯,可以改变晶振的频率,使其接近色同步信号频率,当两者之差不大时,锁相环路就能将晶振信号锁定。

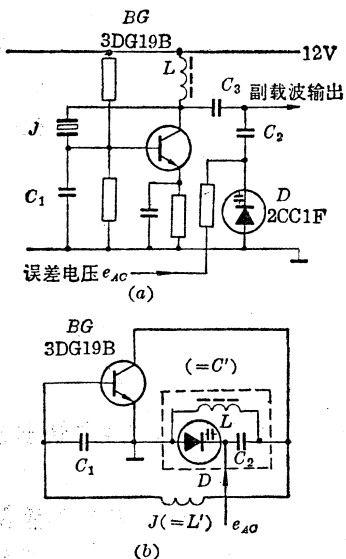


图 5-12 压控晶体振荡器之一
(北京 834 机)
(a) 电路 (b) 等效电路

晶体的等效电路如图 5-13 所示。其中, C_s 相当于晶体的弹性, L_s 相当于晶体的惯性, 它们构成一个串联谐振回路。 r_s 相当于晶体内部振动时的摩擦损耗和振动产生的超声波的辐射损耗等, 可以等效为一个很小的电阻, 电容 C_0 是晶体片的静电容和晶体支架的分布电容之和。该电路有两个十分邻近的固有频率, 即串联谐振频率 f_s 和并联谐振频率 f_p 。

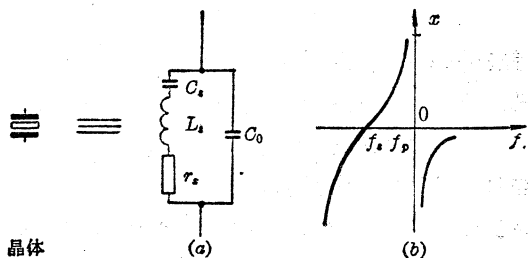


图 5-13 晶体等效电路和电抗特性

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (5-17)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \cdot C_0 C_s / (C_0 + C_s)}} \approx f_s \left(1 + \frac{C_s}{2C_0}\right) \quad (5-18)$$

晶体的特点是等效电感大, 电容小, Q 值很高。因此振荡频率非常稳定。它的电抗特性示于图(b)。通常, 晶体工作在 f_s 和 f_p 之间的区域, 在这一区域, 电抗分量 x 为正, 晶体呈现为一电感。由于 C_0 是 C_s 的数百倍, f_p 与 f_s 的差值很小, 所以这个区域是很窄的。

国内电视机副载波晶体振荡器采用的变容二极管有 2CC1F 和 302A 等型号, 其特性如图 5-14 所示。变容二极管的变容原理, 在第三章第一节已作了介绍。在实际运用中, 它的正极接地, 负极加一固定的正电压构成反偏。当鉴相器输出的误差电压 e_{AC} 加在其负极时, 工作点就以静态反偏为中心, 上下偏离, 从而改变了它的电容量。

另一种形式的压控晶体振荡器和等效电路如图 5-15 所示。图中晶体接在晶体管的基极电路上, 从其电路型式来看, 是克拉普振荡器。其振荡频率主要由晶体所呈现的电感和变容二极管所呈现的电容来决定的。这一可变电容的容量远小于 C_1 、 C_2 的电容量。晶体管的输入和输出电容可看成是分别并联在 C_1 和 C_2 上的。这样, 当晶体管的输入和输出电容随晶体管的工作点漂移时, 由于它们不参与决定振荡频率, 所以振荡频率漂移很小。

图 5-15(a) 电路还接有 C_3 和 C_4 构成的电容分压输出电路, 以减小后级输入阻抗对本

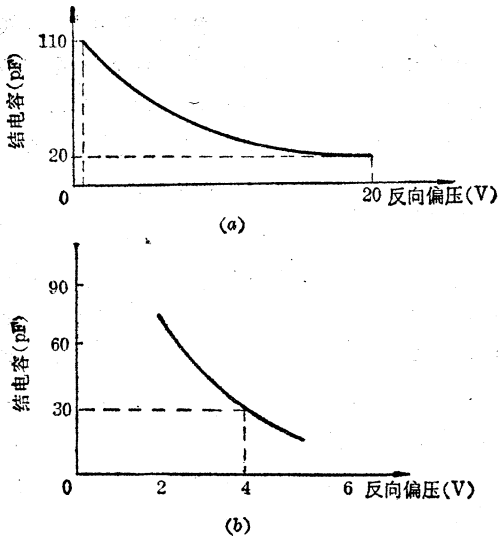


图 5-14 变容二极管特性
(a) 2CC1F (b) 302A

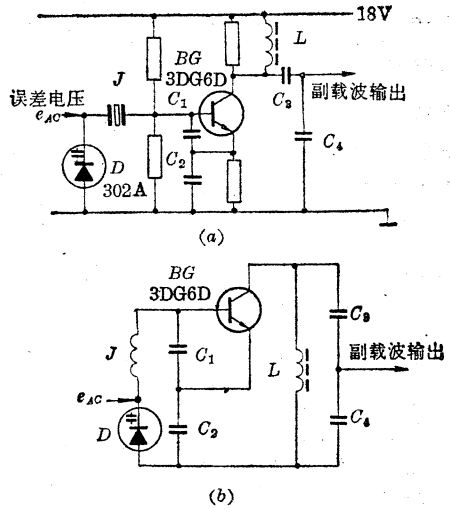


图 5-15 压控晶体振荡器之二
(春雷 3S2-2 机)
(a) 电路 (b) 等效电路

振级的影响,提高了振荡回路的有效 Q 值。这是一个稳定频率的措施,同时也改善了输出波形。为了进一步提高上述效果,晶振级后面再加一级跟随器。

当鉴相器的输出电压 e_{AC} 加在图 5-12 和图 5-15 中变容二极管负极上时,其电容量跟着改变,所以振荡器的频率(即(5-6)式中的 f_2)也跟着改变。例如,当 $e_{AC} > 0$ 时,变容二极管的工作点向其特性曲线的下端滑动,因而电容量减少,振荡频率上升;当 $e_{AC} < 0$ 时情况相反,振荡频率下降。控制电压 e_{AC} 和振荡频率 f_2 之间的关系,称为压控振荡器的压控特性,如图 5-16 所示。图中, f_0 是没有控制电压时,变容二极管在固定偏压下,振荡器的自由振荡频率。在这个频率附近,特性曲线近似为一直线,这说明晶振频率随控制电压直线地改变。这条直线的斜率,称为压控振荡器的被控灵敏度,以字母 β 表示,单位是弧度/秒·伏,它表示单位控制电压引起的频率变化。 β 和鉴相器灵敏度 μ 的乘积 $\beta\mu$ 称为锁相环路的直流增益。分析表明,环路直流增益越大,静态相位误差就越小*。

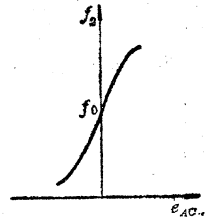


图 5-16 压控特性

五、频率牵引和锁相过程

以上是鉴相器和压控晶体振荡器在锁相环路未闭合前的讨论结果,没有考虑两者间的相互影响。当环路闭合后,由于互相之间的作用和反作用,情况就会变得异常复杂。要严格地分析这个过程,必须进行繁琐的论理推算^[12],而且常常是近似的。因此,现在只是定性地对这些过程加以描述。

1. 频率牵引过程

开环时,鉴相器的输出波形 e_{AC} 如图 5-17 中虚线所示的正弦波(中心电压值 1.7V 是

* 所谓静态相位误差,是指实际环路锁定后,两信号之间的相位差对(5-16)式的偏离。(5-16)式是理论上得出的平衡点,但任何实际的锁相环路总是不能达到理想情况的,环路的直流增益越大,环路自动调节的灵敏度就越高,平衡点距理想情况就越近,静态相位误差就越小。

变容二极管的静态反向偏压)。假设在 t_1 时刻将环路闭合。这时由于从 t_1 开始的一段时间

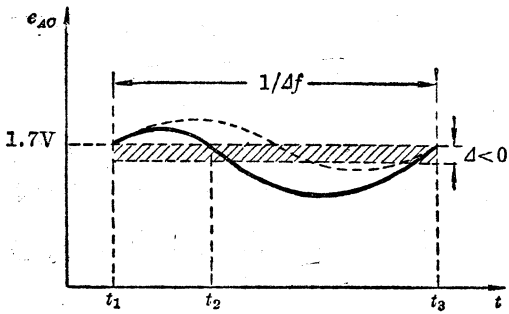


图 5-17 环闭后的情况

内 $e_{AC} > 0$, 鉴相器给振荡器变容二极管负极送去一个正电压, 根据图 5-16 压控特性, 正的 e_{AC} 会使 f_2 上升。 f_2 上升的结果, 反过来影响鉴相器的输出波形, 后者是以

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

的拍频为频率的, 因而鉴相器的输出电压的频率将比图中虚线所示波形的频率提高, 即周期变短。这样一来, 前一时刻的输出电压影响这一时刻的输出信号频率, 这一时刻波

形的变化又影响下一时刻的输出电压, 如此连锁控制下去, 由于 f_2 不断提高, 拍频过程加快, 使 e_{AC} 波形的正半周提前于 t_2 结束。

从 t_2 开始, e_{AC} 进入负半周。与上面过程相反, 负的控制电压使 f_2 下降。 $\Delta f = f_2 - f_1$ 变小, 负半周周期拉长, 负半周延缓结束。结果, 在闭环条件下的输出电压 e_{AC} 是一个正半周短, 负半周长的交变波形(如图中实线所示)。这个波形有一个负的直流分量 Δ 。

综上所述, f_2 增加的时间(正半周)短, f_2 下降的时间(负半周)长, 总效果是下降。从另一个角度看, 由于有一个负的直流分量, 而负的控制电压是使 f_2 下降的(图 5-16), 所以一周的平均效果是 f_2 下降。原来已假设 $f_2 > f_1$, 所以 f_2 的下降意味着它将接近 f_1 , 经过若干周以后, 最后达到 $f_2 = f_1$, 完成频率牵引过程。

以上分析尽管是粗略的, 但却反映了这一过程的实际情况。实际上, 用示波器观察频率牵引过程中鉴相器的输出波形, 是一个正负半周不对称、最后趋于恒定的示波图形, 如图 5-18 所示。

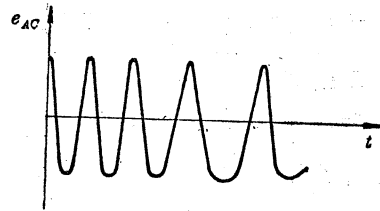


图 5-18 捕捉过程示波图

牵引过程又叫捕捉过程。一般常用捕捉范围和保持范围两项指标来衡量锁相环路的质量性能。捕捉范围是指环路两信号由失锁进入锁定状态的 $|\Delta f|$ 的极限值; 保持范围是指环路已将二信号锁定后, 由于被锁信号的频率漂移, 造成失锁, 即退出锁定状态(e_2 自由振荡)时的 $|\Delta f|$ 的极限值。这两个参数可用图 5-19 来说明其含义。当环路失锁时, 如果

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

的差值(设 $f_2 > f_1$) 太大, 不能引起锁相环路的锁定。逐渐增加 f_1 到某一频率 f_0 时, 鉴相器输出控制电压, 将振荡器的频率迅速牵引到 f_1 上, 环路开始进入锁定状态。此后继续增加 f_1 , 环路仍保持锁定状态, 只是鉴相器输出的控制电压逐渐减少。当 $f_1 = f_2$ 时, 控制电压为零。继续增加 f_1 , 控制电压极性改变, 数值增加, 直到某一频率 f_b 以前, 环路还是锁定的, f_1 超过 f_b 以后, 环路又会失锁, 两个信号频率不同。

如果减少 f_1 , 当 $f_1 = f_b$ 时, 环路并不能进入锁定状态, 只有将 f_1 降到 f_0 时, 环路才进

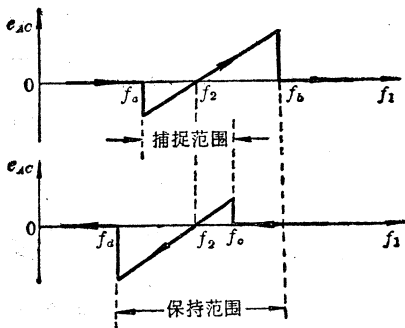


图 5-19 捕捉和保持范围

入锁定状态。如继续减少 f_1 到 f_d 时, 环路又开始失锁。一般称 f_d 为下捕捉频率, f_b 为上保持频率, f_o 为上捕捉频率, f_a 为下保持频率。在彩色接收机中, 副载波恢复电路的捕捉和保持范围分别为 $\pm 200 \text{ Hz}$ 和 $\pm 400 \text{ Hz}$ 。

2. 锁相过程

环路将两频率牵引到一起后, 即 $\Delta f = 0$, 还不是它的最终稳定状态。只要不满足(5-16)式的条件, 还会有一个误差电压 e_{AC} 去控制振荡器的变容二极管, 使它的频率和相位发生变化, 直到 $\Delta f = 0$, $\varphi = \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi$, 环路才达到它的平衡状态。这时, 只要没有外界干扰, 振荡器的状态不会变化。

如图 5-11 所示, $\varphi = \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi$ 的平衡点, 实际上只有两个, 即 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 和 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 。其中一个为稳定平衡点, 另一个则是不稳定平衡点。

图 5-20 示出了 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 和 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 两种平衡状态。它们都满足(5-16)式。图(a)中的 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 是一个平衡点, 却不是稳定的。因为实际上不可能没有一个微小的扰动, 例如变容二极管上有一个微小的干扰电压, 使 φ 偏离了 $\frac{\pi}{2}$ 这一点, 假设 $\varphi < \frac{\pi}{2}$, 振荡器的输出电压偏到 e'_2 位置, 这时将产生一个 $e_{AC} < 0$ 的控制电压(见图 5-11), 根据图 5-16 振荡器的控制特性, 负的 e_{AC} 将使 f_2 下降, 这表示图 5-20(a)中的矢量 e'_2 旋转速度变慢, 因此它将越来越偏离 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 这一平衡点; 反之, 当干扰电压使 e_2 与 e_1 的夹角 $\varphi > \frac{\pi}{2}$ 时, e_2 移到 e''_2 位置, 由于 $e_{AC} > 0$, f_2 将上升这表示 e''_2 旋转速度加快, 结果也是越来越偏离 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 的平衡点。图(b)中的 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 则是一个稳定的平衡点。如果 φ 从这个平衡点有一个微小偏离, 不管是向哪个方向, 电路会自动地将它返回到 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 平衡点。例如, 当 $\varphi < -\frac{\pi}{2}$, e_2 偏到 e'_2 位置时, 由于 $e_{AC} > 0$, f_2 将上升, 结果 e_2 旋转加快, 使它返回到 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 的状态; 当 $\varphi > -\frac{\pi}{2}$, e_2 偏到 e''_2 位置时, 由于 $e_{AC} < 0$, f_2 将下降, 结果 e''_2 旋转速度变慢, 同样使它返回到 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 的状态。

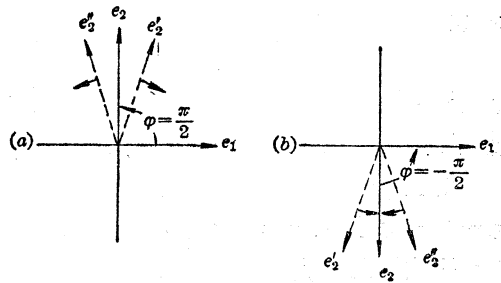


图 5-20 两种平衡状态

(a) $\varphi = \frac{\pi}{2}$, 不稳定平衡 (b) $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 稳定平衡

图 5-11 横坐标上的箭头和图 5-20 的箭头代表回路自动校正相位误差的方向。它清楚地表明, $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 是一个稳定平衡点, $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 是一个不稳定平衡点。 $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ 的含意是 e_2 比 e_1 滞后 90° 相位, 所以, 环路相位锁定后, 被锁信号(即晶振信号 e_2)滞后锁相信号(即色同步信号 e_1) 90° 相位。这是分析色同步电路相位关系时的一个重要准则。

在上述讨论中, 实际上认为锁相信号 e_1 是一个连续、等幅正弦波。而事实上锁相信号 e_1 不是一个连续等幅信号。它只在每行的约 $\frac{1}{28}$ 的时间内存在, 所以不是连续的, 而它的相

位则是逐行变换的。

上面的讨论为了突出频率牵引和锁相这个主要矛盾，而将问题作了简化。这一简化使我们对锁相环路的过程有一个明确的了解。然而，即使考虑到色同步信号的上述特征，这些讨论仍不失其正确性。

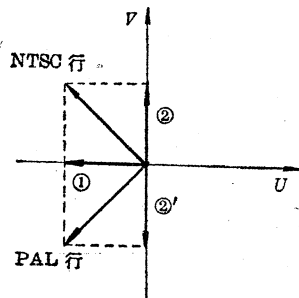


图 5-21 色同步信号两个分量

事实上，如图 5-21 所示，逐行倒相的色同步信号总可以分解为两个正交分量，即：

- (1) 色同步信号的平均分量，即图中矢量 ①，它在每一行都在同样的时间、以同样的相角(180°)和同样的幅度出现；
- (2) 色同步信号的倒相分量 ②、②'，除了相位 ($NTSC$ 行是 90° ， PAL 行是 -90°) 外，其它特征和平均分量相同。

由此可见色同步信号的平均分量起着上述讨论中的信号 e_1 的作用。色同步平均分量的不连续性并不影响频率牵引和锁相过程。实际上，上述讨论的频率牵引和锁相过程只是在每行色同步持续期内逐步完成的，每行的色同步信号通过电路对晶振信号的频率和相位作一些调整，在若干行的色同步持续期内完成。由于完成锁相任务的是这个平均分量，所以晶振信号的相位必将被锁定在滞后于色同步平均分量相位 90° 的位置。以副载波相位基轴为参考，色同步信号平均相位是 180° ，所以晶振信号应锁定在 90° 相位上。

至于色同步信号的倒相分量，由于它和被锁定的晶振信号同相 ($NTSC$ 行) 或反相 (PAL 行)，所以它对锁相过程不产生任何影响。它的作用将在第五章第三节讨论。

六、色副载波再生电路实例

实际的副载波再生电路如图 5-22 所示。色同步信号由色同步选通放大器选出，通过 B_1 馈入鉴相器。鉴相器由 B_1 、 D_1 、 D_2 等组成(即图 5-8 的电路)。压控晶体振荡器 BG_1 (采用图 5-12 的电路)产生的晶振信号，经 BG_2 和 BG_3 (兼移相)两级缓冲放大后，由 C_7 馈入鉴相器的 B 点，与色同步信号进行频率和相位比较。鉴相器输出电压 e_{AC} 经过由 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 组成低通滤波器滤波后加到变容二极管 D_3 的负极，控制 BG_1 产生的信号的频率和相位。晶振信号不直接送到鉴相器，而是通过两级缓冲放大，这是因为晶振级输出信号幅度不够，更重要的是由于缓冲级的隔离，负载的变动将较小地影响本机振荡级的稳定。另一方面

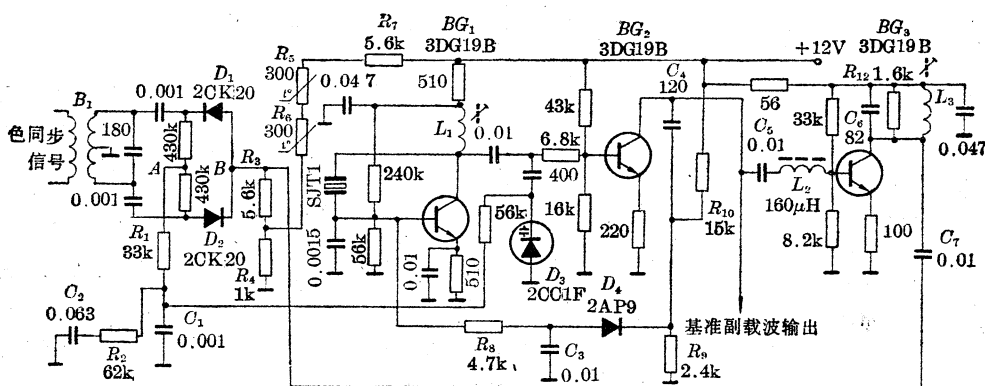


图 5-22 副载波再生电路(北京 834 机)

BG_2 和 BG_3 都有电流负反馈,因而输入阻抗提高,对本机振荡造成的负担是较轻的。

除了上面对鉴相器和压控振荡器已作分析外,这个电路还需作下列说明:

(1) 环路滤波器(双时间常数低通滤波器) 鉴相器的输出包括直流分量和各种频率成分。因此接一个环路滤波器来滤除高频分量,只让低频和直流的误差电压去控制振荡器。从另一角度来看,环路滤波器具有较大时间常数,可以提供一个短期存储。若有一个干扰脉冲,它能将这种瞬变干扰积分或平均,减少它对鉴相器产生误控的可能。因而环路滤波器是锁相环路中必不可少的一环。

而且,环路滤波器的结构和参数的选取,在很大的程度上支配着锁相环路的质量指标(例如捕捉范围和保持范围性能)。

在图 5-22 的电路中,采用图 5-23 所示的环路滤波器。单节 RC 电路和本环路滤波器的频率特性分别如图(b)、图(c)所示。这里采用环路滤波器,是为了滤去图 5-18 波形中高频成分。这个信号开始的频率就是捕捉过程开始时外来色同步信号和本地副载波信号的频率差值。所以,如果环路滤波器的通带越宽,捕捉范围也就越宽。或者反过来说,如果环路滤波器的通带太窄,不能通过图 5-18 中的波形,也就不能将鉴相器产生的控制电压及时地送到变容二极管上去控制振荡器。所以,从加大捕捉范围的角度,希望环路滤波器的通带要选得宽一些。但是,通带太宽,则噪声电平也高,甚至有可能使控制电压淹没。或者从另一角度讲,时间常数太小,干扰脉冲的积分和平均效果不佳,这样易造成振荡器被它们误控。为了解决捕捉范围和抗干扰这一对参量之间的矛盾,实际上是采用图 5-23(c)所示的频率特性,因而保证足够的捕捉范围和较大的抗高频干扰的能力。图 5-22 的电路中的捕捉范围:高端 250 Hz, 低端 370 Hz; 保持范围: 高端 340 Hz, 低端 540 Hz。

(2) 稳幅电路 在图 5-22 电路中,有一个如图 5-24 所示的稳定副载波输出幅度的电路。这个电路由 D_4 、 C_3 等组成。图中 D 点的直流电位是

$$[R_9/(R_9+R_{10})] \times 12V = [2.4k/(15k+2.4k)] \times 12V = 1.7V$$

而 C 点的直流电位是 0.9V。 BG_2 集电极的副载波正弦电压通过 C_4 送到 D 点,所以 D 点的电位就是在 1.7V 直流电位上迭加了一个正弦波,如图(b)所示。假设二极管 D_4 的导通电压是 0.2V,则当 D 点的瞬时电位低于 $(0.9-0.2)V=0.7V$ 时, D_4 将导通,因而使 C_3 上充有的电荷沿图中虚线所示方向放电。这在时间上对应着 D 点正弦波的负峰值部分(图(b)中的阴影部分)。一旦过了这个时期,二极管截止, C_3 又被充电,由于充电时间常数远大于放电时间常数,所以充电速度很慢。当 C_3 通过 D_4 放电时,C 点电位 E_c 降低,导至 BG_1 的基极电位也随之降低。这样,如果 D 点的副载波幅度越大, C_3 的放电时间就越长,充电时间越短,因而 BG_1 基极电位越低,促使 BG_1 增益下降,于是限制了副载波幅度的增加。反之,若 D 点的副载波幅度下降,则 C_3 充电时间长,放电时间短,因而 BG_1 基极电位上升, BG_1 增益变大,抑制了副载波幅度的下降。这样就达到稳定副载波幅度的目的。这个电路将 D 点的副载波幅度限制在 $1.7V-0.7V=1V$,即峰峰值为 2V 左右。调节 D 点的直流电位可以改变输出幅度。限制输出幅度可以避免幅度过大造成的辐射,干扰本机和邻机的工作。

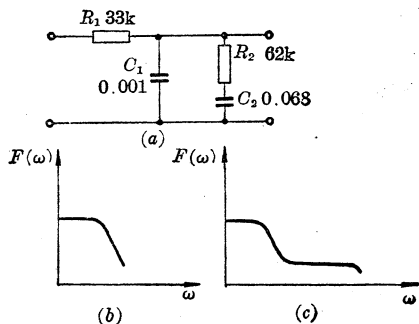


图 5-23 环路滤波器

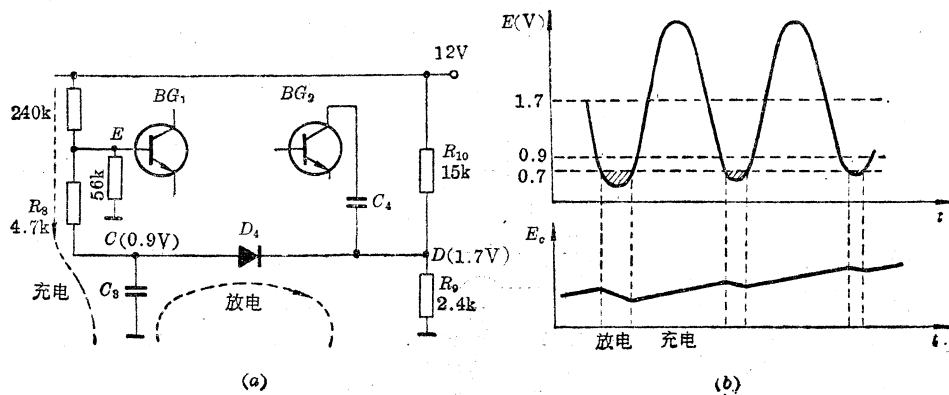


图 5-24 稳幅电路

(3) 用热敏电阻稳定变容二极管的直流偏置 图 5-22 中, B 点的直流电位是:

$$[R_4 / (R_4 + R_5 + R_6 + R_7)] \times 12V = 1.67V$$

由于 A 点的直流电位等于 B 点的电位, 而 A 点的直流电位也是变容二极管的直流偏置点。这一偏置点决定了 $e_{dC} = 0$ 时振荡器的自由振荡频率。

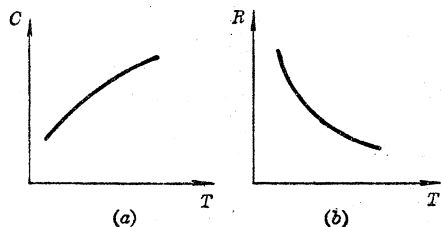


图 5-25 温度特性

(a) 变容二极管 (b) 热敏电阻

变容二极管的结电容具有正的温度系数。当温度升高时, 其结电容量增加(见图 5-25(a)), 引起本振频率随温度漂移。所以需用负温度系数的热敏电阻 R_5 、 R_6 加以补偿。当温度上升时, R_5 、 R_6 阻值减少(图 5-25(b)), 于是 B 点电位上升, 使变容二极管的反偏加大, 使其结电容减小(见

图 5-14), 因而补偿了温度上升造成的结电容的增大。

另一种副载波再生电路(APC 型)的实例见图 5-26。

图中各级的作用已经标明。这里需要说明的有以下几点:

(1) 色同步选通以前, 先将色度信号进行一级放大。这一级(BG_1)也是一个带通放大器, 其集电极调谐回路由 L_1 和 C_1 、 C_2 组成, 调整 L_1 使它谐振于副载波频率。经过一级放大后, 色同步信号幅度增大, 有利于提高鉴相灵敏度。

(2) 鉴相器的电路与图 5-9 相似。通过变压器 B_2 将 BG_5 的本机副载波信号送到鉴相器两只二极管的连结处 B 点(即图 5-9 中的 B 点), 图中 C_3 就是图 5-9 中的 C_0 , 鉴相器的输出电压正是从 C_3 和 B_2 次级的连结点 C' 取出送到下一级的。图中的 C_4 就是图 5-9 中的 C_A 。根据前面的分析, 输出电压和图 5-22 中的鉴相器相比是反相的, 但通过 BG_3 反相后, 加在变容二极管上的极性就和图 5-22 的电路一样。这里变容二极管的固定偏压可用电位器 W 来改变。因为 A 点的直流电位等于 B 点的直流电位, 而 B 点到变容二极管负极是直流耦合, 所以调节 W , 也就改变了本机振荡频率。

(3) 鉴相器的输出电压由 C' 点取出后, 经过直流放大器 BG_3 再加入到变容二极管上, 这相当于增加了压控晶体振荡器的灵敏度, 因此提高了锁相环路的直流增益, 减少了静态相位误差。

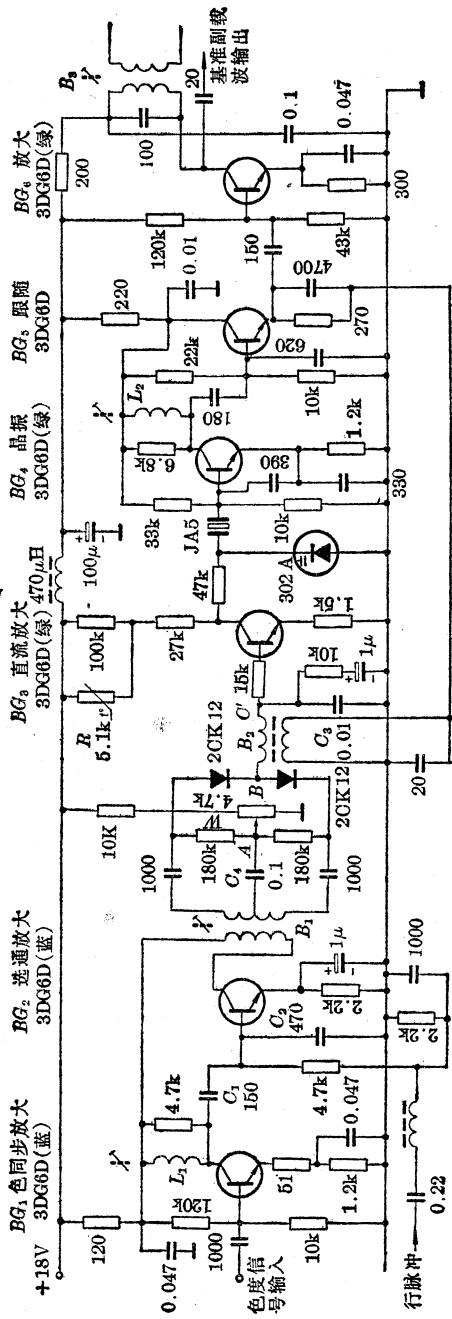


图 5-26 副载波再生电路之二(春雷 3S2-2 机)

(4) 晶振级采用图 5-15 所示的电容分压式输出, 后级是一个射极跟随器 BG_3 , 这样可以减少负载对晶振的影响。图中电感 L_2 用来调整本振频率实现锁相。因此, 可以调节电路中 W 和 L_2 值大小来改变晶振的自由振荡频率。这样调整方便, 既可以将自由振荡频率调整到锁相, 又可以选择合适的捕捉范围。

(5) 和图 5-22 电路一样, 变容二极管的温度特性也用一个热敏电阻进行补偿。当温度上升时, 变容二极管的结电容增加, R 阻值减小, 因此 BG_3 集电极直流电位上升, 结果变容管的反偏加深, 使结电容减少, 因而补偿了结电容的增加。

第二节 副载波移相和逐行倒相电路

通过副载波再生电路产生的副载波, 已经具有和色同步信号相同的频率, 具有滞后色同步平均分量 90° 的相位即位于 V 轴上。只要电路有足够的保持范围, 这一锁定状态就不受电路参数漂移的影响而一直保持着。但是, 这样的信号仍不能作为同步解调器的基准副载波。因为相位还不符合两个同步解调器的要求。所以这个任务必须由副载波移相电路和逐行倒相电路(即 PAL 开关)来完成。

一、各种移相电路

由电阻、电容、电感、谐振回路、耦合回路等组成的电路都可构成移相电路。移相电路种类很多, 这里只介绍今后用到的四种移相电路。

1. RL 和 RC 移相电路

这类相位滞后或相位超前电路, 可在小于 90° 的范围内完成移相任务, 如图 5-27 所示。在图 (a) 的电路中, 设回路电流为 i , 则输出电压, 即电容 C 上的电压 $e_0 = i/j\omega C$, 而输入电压 $e_i = Ri + \frac{i}{j\omega C}$, 图中画出了它们的矢量关系, 可见 e_0 滞后 e_i 的相角

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \omega CR \quad (5-19)$$

同理, 在图 (b) 中, 输出电压 e_0 超前输入电压 e_i 的相角

$$\varphi = \text{ctg}^{-1} \omega CR \quad (5-20)$$

图 (c) 中, 输出电压 e_0 滞后输入电压 e_i 的相角

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (5-21)$$

图 (d) 中, 输出电压 e_0 超前输入电压 e_i 的相角

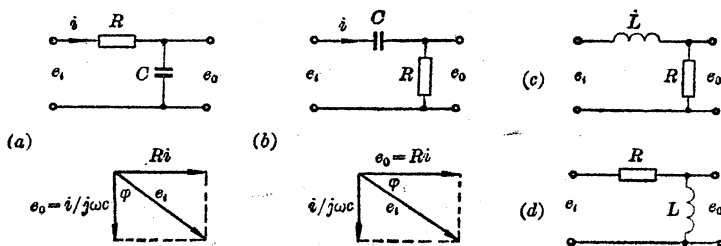


图 5-27 RL 和 RC 移相电路

(a)、(c) 相位滞后电路 (b)、(d) 相位超前电路

$$\varphi = \text{ctg}^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (5-22)$$

显然, 这些电路没有一个能独自完成 90° 移相的任务, 因而要由别的电路来配合。

2. 失谐的 LC 谐振回路移相器

LC 谐振回路在其固有频率上呈纯电阻性, 失谐时则呈感性或容性。因此, 失谐时流过回路的电流和回路两端的电压就有一个相移, 该相移与电阻、电抗分量之比有关, 也就是与失谐量有关。因此可以通过调整失谐状态, 方便地得到所需的相移。并联的和串联的 LC 谐振回路及其特性如图 5-28 所示。图中 r 代表电感和电容的等效损耗电阻 (如有外接电阻, 也包括其折算值)。在并联回路中, 回路阻抗

$$z = [(r + j\omega L) / j\omega C] / [(r + j\omega L) + 1 / j\omega C] \quad (5-23)$$

当回路品质因素很高时, 可以忽略分子中的 r , 于是

$$z = (L/C) / (r + jx) \quad (5-24)$$

式中,

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

设电流 $i = I \sin \omega t$, 则电压 $e = iz = E \sin(\omega t + \varphi)$, 式中, E 为电压的振幅, φ 为电压相对于电流的相移。根据 (5-24) 式, 得:

$$E = LI/C \sqrt{r^2 + x^2} \quad (5-25)$$

$$\varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{x}{r} \quad (5-26)$$

现在利用回路的固有频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 将上式加以变形:

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \frac{L}{\omega} (\omega^2 - \omega_0^2) \doteq \left(\frac{L}{\omega}\right) \cdot 2\omega \cdot \Delta\omega = 2L\Delta\omega \quad (5-27)$$

$$\varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{x}{r} \doteq -\text{tg}^{-1} \left(\frac{2L\Delta\omega}{r}\right) \quad (5-28)$$

式中, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 为失谐量。

(5-28) 式和 (5-25) 式的特性已分别绘于图 (c) 和图 (d)。由图可见, 当信号频率 ω 大于回路固有频率, 即 $\Delta\omega > 0$ 时, $\varphi < 0$, 这时回路呈容性, 电压 e 滞后电流 i ; 当 $\omega < \omega_0$ 时, $\Delta\omega < 0$, $\varphi > 0$, 这时回路呈感性, 电压 e 超前电流 i ; 当 $\omega = \omega_0$ 时, $\varphi = 0$, e 和 i 同相位。

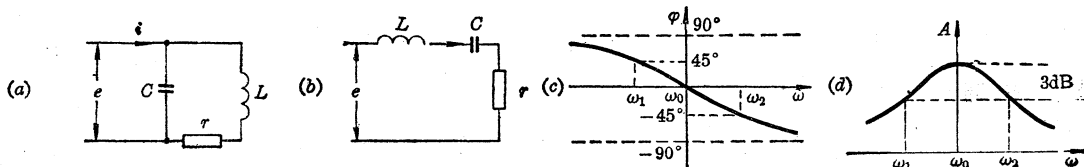


图 5-28 失谐的 LC 移相器

(a) 并联回路 (b) 串联回路 (c) 相移特性 (d) 幅频特性

当满足条件 $r = \pm x$ 时, 即 $|\Delta\omega| = \frac{r}{2L}$ 时, $\varphi = \pm 45^\circ$ 。由 (5-25) 式, 这时正对应着回路幅频特性的半功率点 ω_1 、 ω_2 , 这说明, 在回路通频带内的相移不超过 $\pm 45^\circ$ 。

对于图 5-28(b) 的串联谐振回路, 回路阻抗

$$z = r + jx \quad (5-29)$$

由于 $i = \frac{e}{z}$, 所以仍可用(5-28)式和图 5-28(c) 为串联谐振电路的相移特性, 不过, 这里 φ 是指回路电流 i 相对于电压 e 的相移。并联失谐回路主要是配合其它移相电路作移相微调之用。

3. 变压器中心抽头接地的 RC 和 RL 移相电路

变压器中心抽头接地的 RC 或 RL 移相电路如图 5-29 所示, 变压器两半绕组上的电压大小是相等的, 设为 e_1 。图中画出了各电压的矢量关系。以图(a)为例, 分析时要考虑: 电容上的电压 e_C 总是比电阻上的电压 e_R 滞后 90° 的; e_R 和 e_C 的和等于 $2e_1$; 输出电压 e_0 等于 $-e_C$ 和 e_1 之和(或 e_R 和 $-e_1$ 之和)。于是, 当参数变化时, 输出点 C 总是位于一个圆周上, 这表示 e_0 的幅度不变。当 $R = \frac{1}{\omega C}$ 时, e_0 比 e_1 超前 90° 。

图(b)和图(a)不同之处在于, 它是相位滞后电路, 当 $R = \omega L$ 时, e_0 比 e_1 滞后 90° 。这种电路的优点是移相范围大, 且可以独自完成 90° 移相任务, 相移调节过程中输出信号幅度不变。

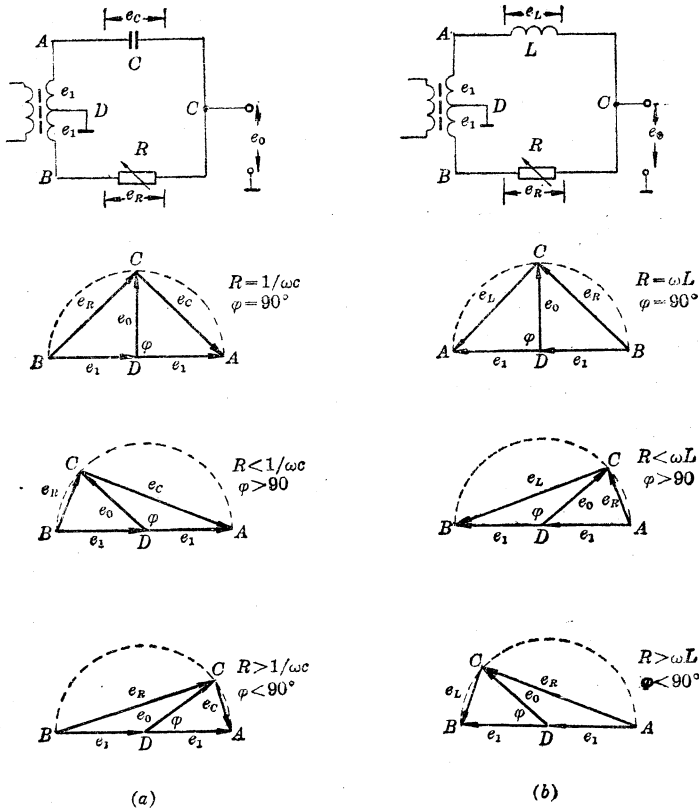


图 5-29 变压器中心抽头接地的 RC 和 RL 移相电路

(a) RC 移相电路(超前) (b) RL 移相电路(滞后)

4. 双调谐耦合回路移相器

耦合回路移相电路如图 5-30 所示。图(a)是互感耦合, 当初次级回路都已调谐于工作频率时, 图(a)中输出电压 e_0 比输入电压 e_i 滞后 90° , 图(b)是电容耦合, 调谐时输出电压 e_0 比输入电压 e_i 超前 90° 。现以互感耦合回路为例加以说明。为了讨论相移, 只需列出次级回路方

程。设互感为 M ，则初级回路电流 i_1 在次级回路中感应的电动势为 $-j\omega M i_1$ ，所以，次级回路方程是：

$$i_2(r_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2) - j\omega M i_1 = 0 \quad (5-30)$$

式中， i_2 是次级回路电流。当次级回路调谐于 ω 时，由于 $j\omega L_2 + 1/j\omega C_2 = 0$ ，故：

$$i_2 r_2 = j\omega M i_1 \quad (5-31)$$

这说明， i_2 正好比 i_1 超前 90° 。次级回路失谐时，超前相角在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化。考虑到 e_i 总是比 i_1 （注意图中 i_1, i_2 的方向）超前 90° 的（忽略损耗 r_1 ）， e_o 总是比 i_2 滞后 90° 的（忽略损耗 r_2 ），所以，当次级回路调谐时， e_o 比 e_i 滞后 90° ，次级回路失谐时，相移在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间改变。

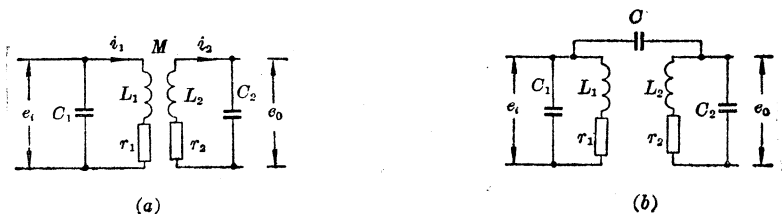


图 5-30 耦合回路的移相电路

(a) 互感耦合(滞后) (b) 电容耦合(超前)

同样道理，对于图(b)的电容耦合双回路，当次级回路调谐时， e_o 比 e_i 超前 90° ，次级回路失谐时，超前相角在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间改变。值得注意的是：如果次级不是调谐回路，则没有移相作用。耦合调谐回路移相的特点是：移相范围可在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化，并且在谐振点，移相准确地为 90° ，即移相 90° 和调谐是一致的，而不象单回路那样，只有失谐才有相移。

二、副载波 90° 移相电路实例

1. B-Y 基准副载波 90° 移相电路

图 5-22 中的 90° 移相电路，现重绘于图 5-31 中。在图 5-22 的电路中，由 C_7 送到鉴相器中去的信号是被锁定在滞后色同步平均分量 90° 的相位上的，所以它的相位应是 90° ，即位于 V 轴上。如用它来作为 B-Y 同步解调器的基准副载波，就不输出 U 信号。所以在图 5-22 电路中，是从 BG_2 的集电取出一个 0° 基准副载波供 B-Y 同步解调器解调。在图 5-31 中 A 点的信号是 0° ，C 点就是送到鉴相器去的 90° 副载波， BG_3 是一个相位超前的 90° 移相电路。

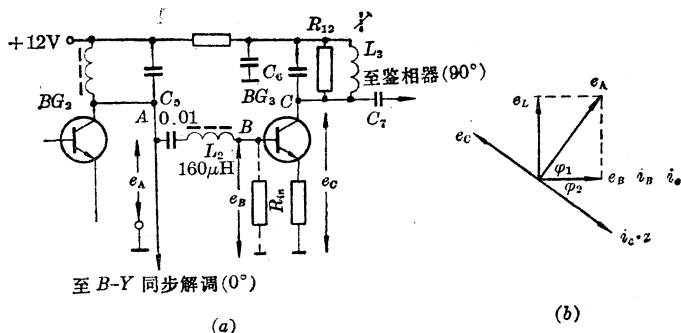


图 5-31 B-Y 基准副载波 90° 移相电路(北京 834 机)

(a) 电路 (b) 相位关系

移相过程是由 BG_3 基极上的 LR 移相电路和集电极上的并联失谐回路共同完成的。设图中 A 、 B 、 C 点的电压分别是 e_A 、 e_B 和 e_C ，电感 L_2 上的电压为 e_L ； BG_3 的基极和集电极电流为 i_B 和 i_C ； C_6 、 L_3 、 R_{12} 的并联阻抗为 z 。各矢量的相位关系如图 5-31(b) 所示。

C_5 的电容量较大，它对副载波相当于短路，不参与移相过程。 L_2 和 BG_3 的输入电阻 R_{in} (图中虚线所示) 构成一个图 5-27(c) 所示的 RL 相位滞后电路，所以它的输出电压 e_B 滞后输入电压一个角度，设为 φ_1 。 BG_3 集电极回路上有一个图 5-28(a) 所示的移相电路，微调 L_3 的磁芯，使它的谐振频率 ω_0 稍低于副载频 ω_{sc} ，这样，由于 $\Delta\omega = \omega_{sc} - \omega_0 > 0$ ，根据(5-28)式，这个并联阻抗 z 的相角 $\varphi_2 < 0$ ，再考虑到 C 点对地的电压即输出电压 $e_C = -i_C \cdot z$ ，于是 e_C 就超前 e_A 。只要将 L_3 磁芯调得合适，使 $|\varphi_1| + |\varphi_2| = 90^\circ$ ， e_C 就比 e_A 超前 90° 。既然 e_C 已被锁在 90° 相位， e_A 当然就是 0° 副载波。

2. R-Y 基准副载波 90° 移相电路(滞后)

将 $B-Y$ 基准副载波再移相 90° ，并经过 PAL 开关逐行倒相，就得到 $R-Y$ 基准副载波。

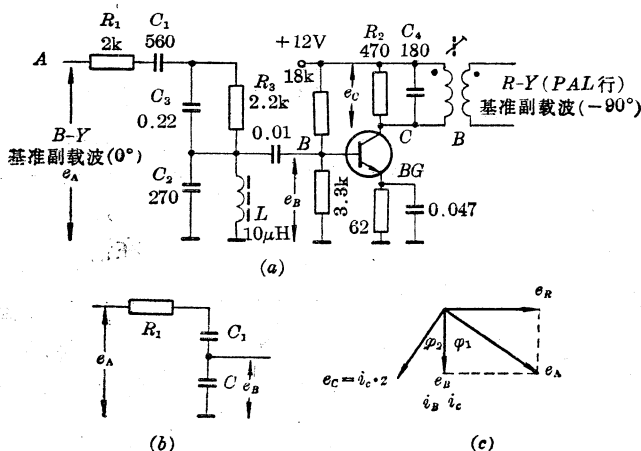


图 5-32 $R-Y$ 基准副载波 90° 移相电路(北京 834 机)

(a) 电路 (b) 基极等效电路 (c) 相位关系

R_3 、 C_3 网络的作用，以后将会提及。因此 BG 的基极和集电极电流 i_B 、 i_C 也都比 e_A 滞后 φ_1 相角。

BG 集电极上也是一个并联谐振失谐移相器。 R_2 、 C_4 和输出变压器 B 的初级谐振于副载波频率附近，只要将 B 的磁芯调到使谐振频率稍低于副载波频率，则此回路阻抗 z 的相角 $\varphi_2 < 0$ ，若调到恰好使 $|\varphi_1| + |\varphi_2| = 90^\circ$ ，就能使 e_C 比 e_A 滞后 90° 。

3. R-Y 基准副载波 90° 移相电路(超前)

另一种 $R-Y$ 基准副载波 90° 移相电路如图 5-33 所示。它利用图 5-30(b) 所示的电容耦合双调谐回路一次完成 90° 相移。晶体管 BG 的集电极上接有一个 LC 调谐回路，其谐振电感就是变压器 B 的初级电感，其次级送出一个 0° 副载波供 $B-Y$ 同步解调器解

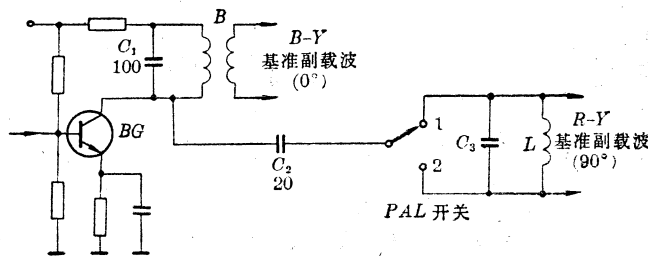


图 5-33 $R-Y$ 基准副载波 90° 移相电路(超前)

调。另一方面,谐振电压还通过一个小电容 C_2 耦合到另一个调谐回路 L, C_3 。当图中的 PAL 开关接通接点 1 时, L, C_3 上就输出一个相位为 $+90^\circ$ 的副载波;当 PAL 开关接通接点 2 时,就输出一个 -90° 的副载波。

三、PAL 开关电路

如前所述, PAL 开关是实现 $R-Y$ 基准副载波逐行倒相的一个电子开关。因为延时解调器分离出来的色度信号 F_V 本身是逐行倒相的,所以 $R-Y$ 同步解调器的基准副载波,也必须逐行倒相。 PAL 开关的原理如图 5-34 所示。这个电子开关的开关信号是解码器其它电路产生的半行频方波。半行频方波的重复周期是两个行周期,它在相邻两行的时间内,一行是高电平,一行是低电平,用它去控制 PAL 开关,一行将 0° 副载波接通,另一行将 180° 副载波接通,如此周而复始,就得到一个逐行倒相的副载波。

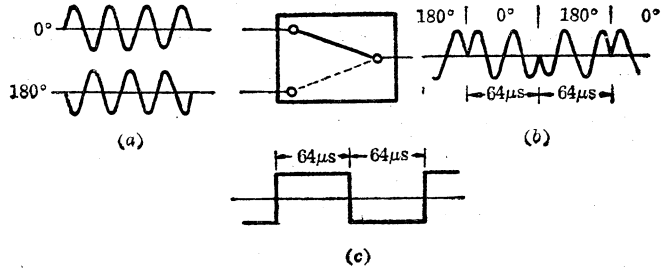


图 5-34 PAL 开关

(a) 副载波 (b) 逐行倒相副载波 (c) 半行频方波

周而复始,就得到一个逐行倒相的副载波。

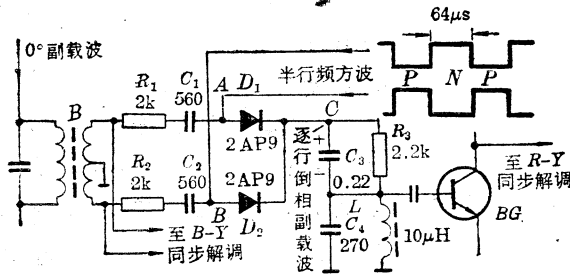


图 5-35 PAL 开关之一(北京 834 机)

对于其中心抽头产生一对副载波信号,由于次级的中心抽头接地,故两个副载波(对地)分别是 $0^\circ, 180^\circ$ 信号。同时,从图中 A, B 两点分别送来一对大小相等、极性相反的半行频方波。使得 PAL 行 A 点是高电位, B 点是低电位,于是 D_1 导通, D_2 截止, C 点与地之间输出一个 0° 副载波;到了 $NTSC$ 行,一对半行频方波的电位反相, A 点是低电位, B 点成了高电位,于是 D_1 截止, D_2 导通, C 点与地之间输出一个 180° 的副载波。这样就实现了副载波的逐行倒相。经过 90° 移相(滞后)电路移相后, BG 集电极与地之间, $NTSC$ 行输出 $+90^\circ$ 副载波, PAL 行输出 -90° 副载波,这正是 $R-Y$ 同步解调器需要的基准副载波。

通常,这一对半行频方波是由一个双稳态电路提供的,该双稳态受行脉冲驱动。双稳态集电极输出的半行频方波中低电平至少也是 $0.2V$ 的正电压(双稳态饱和导通管的压降),所以必须通过 R_3, C_3 网络给 D_1 和 D_2 负极加一个正的偏置电压,才能使二极管在半行频方波为低电平的那一行可靠截止。由于 R_3, C_3 时间常数远大于输入副载波周期,所以 C_3 上建立起一个图示极性的正电压加在 D_1, D_2 负极,改善了两个二极管的截止状况。

在实际电路中,输入变压器 B 次级的中心抽头不是直接接地的,而是接在场消隐电路。这个电路是配用图 4-20 所示的同步解调器,故这一点(在图 4-20 中就是 C 点)的电

1. 实例之一

图 5-35 中的 PAL 开关是与图 5-32 中的 $R-Y$ 基准副载波 90° 移相电路配用的。图中的 R_3, C_3 即图 5-32 中的 R_3, C_3 。图 5-22 中 BG_2 集电极送来的 0° 副载波自输入变压器 B 的初级馈入,在其次级两个双线并绕的绕组上相

位又决定了同步解调输出的直流电位(图 4-20 中输出端 A 点的直流电位等于 C 点直流电位)。如果同步解调以后的各级都是直流耦合,这一点的直流电位还要影响视频输出的直流电平。因此,为了不让半行频方波影响这一点的直流电位,由 C_1 、 C_2 进行隔直,以保证 PAL 开关的动作不影响基色输出的直流电平。

2. 实例之二

图 5-36 的电路包括 R - Y 基准副载波 90° 移相、PAL 开关和 R - Y 同步解调三个电路。其中 90° 移相电路就是图 5-33 中的电路,这里 C_2 、 L 、 C_3 分别相当于图 5-33 中的 C_2 、 L 、 C_3 。 L 、 C_6 、 C_7 、 D_3 、 D_4 、 R_6 、 R_7 和 W 就是图 4-24 中的同步解调器。

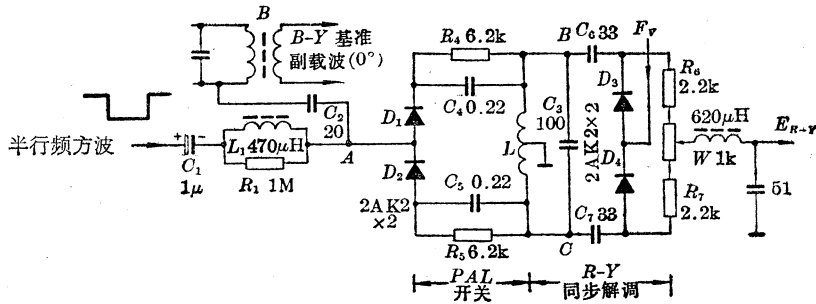


图 5-36 PAL 开关之二(春雷 3S2-2 机)

由 D_1 、 D_2 、 R_4 、 R_5 、 C_4 、 C_5 和 L 构成的 PAL 开关在 C_1 送来的半行频方波推动下工作。 R_1 、 L_1 是一个阻止 A 点的副载波进入半行频部分的电路。当半行频方波使 A 点处于高电位时 ($NTSC$ 行), D_1 导通, D_2 截止, 由于 C_4 、 C_5 容量很大, 对副载波可视为短路, 所以, 这等于将 B 点和 A 点短路。根据对图 5-33 电路的分析, 这时 B 点和 C 点间将产生一个 90° 的副载波。当半行频方波使 A 点处于低电位 (PAL 行) 时, D_1 截止, D_2 导通, 等于将 A 点和 C 点短路, 这一行的副载波自然是 -90° 了。于是 L 上产生了 R - Y 同步解调需要的基准副载波, 送到 R - Y 同步解调器解调。这里 R_4 、 C_4 和 R_5 、 C_5 时间常数很大, 它们也是为了提供一个偏压来改善 D_1 、 D_2 的截止状况的。

3. 实例之三

图 5-37 是第三种类型的 PAL 开关电路。 D_1 、 D_2 是 PAL 开关二极管, 它们的正极由 R_3 、 R_4 将电源电压分取一部分正压, 当 A 、 B 点送来的半行频方波通过 B_2 的初级加到 D_1 、

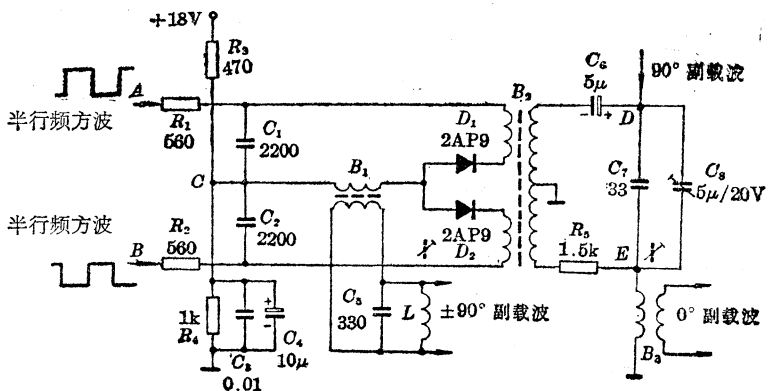


图 5-37 PAL 开关之三(上海 201 机)

D_2 的负极时, 它们就会逐行轮流地导通。

副载波再生电路产生的锁定在 90° 的副载波由 D 点进入电路, 由于 C_6 容量很大, 所以等于直接加在 B_2 次级的上端。当 A 点处于低电位、 B 点处于高电位时, D_1 导通, D_2 截止。当 A 点处于高电位、 B 点处于低电位时, D_2 导通, D_1 截止, 于是 B_1 的次级送出逐行倒相的副载波, 一行是 $+90^\circ$, 一行是 -90° 。这个副载波经过 C_5 和 L 组成的电路(调谐于副载波频率)滤去由于开关动作产生的高频分量后, 输出给 $R-Y$ 同步解调器作基准副载波。调节 L 的磁芯, 可以对这个基准副载波的相位进行微调。由于参数的选择, C_1 和 C_2 对副载波可视为短路, 而它们对半行频信号却是开路的, 这样既可将副载波有效地加在 B_1 初级, 又避免半行频信号被短路。 C_3 、 C_4 并联电路对副载波和半行频都是短路, 以保证 C 点是交流地电位。

图中由 B_2 的次级、 C_7 、 C_8 和 R_5 等组成一个图 5-29(a) 所示的 90° 移相电路。将 D 点的 90° 副载波移相 90° 后由 E 点送到变压器 B_3 上, 于是在 B_3 次级得到一个 $B-Y$ 同步解调器所需的 0° 副载波。调节 C_8 , 可微调这个副载波的相位。

第三节 倒相识别电路

一、识别电路的重要性

一般, 半行频方波用一个双稳态电路将行脉冲分频(图 5-38)就可以得到。图中(a)是行脉冲。如果 $NTSC$ 行脉冲到来前, 双稳的初始状态是 BG_2 截止 BG_1 导通, 那末, 这时 BG_2 的集电极是高电位, BG_1 集电极是低电位。当 $NTSC$ 行脉冲到来后, 正脉冲加在原来截止的 BG_2 基极, 使它转向导通, BG_1 自然就截止了。因此图(c)波形在 $NTSC$ 行变成低电位, 图(b)波形在 $NTSC$ 行变成高电位。等到 PAL 行脉冲到来时, 电路状态又恢复原状。所以图(b)和图(c)波形就是 PAL 开关所需要的一对半行频方波。

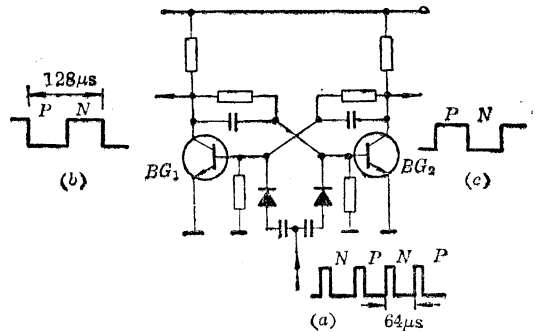


图 5-38 半行频方波的产生

(a) 行脉冲 (b)、(c) 半行频方波

但是, 问题并不这么简单。关键在于双稳态触发器的初始状态。如初始状态变了, 图(b)、图(c)波形的极性也变了。就是说, 如果 $NTSC$ 行脉冲到来前, 双稳态触发器的状态是 BG_2 导通, BG_1 截止, 则图(c)波形在 $NTSC$ 行是高电位, PAL 行是低电位, 图(b)波形则反过来。这样, 如果接收机中的 PAL 开关和发送端的 PAL 开关本来是同步的, 经过上述改换极性, 收发两端的 PAL 开关就不同步了。然而, 接收机每次开机时, 双稳态的两只晶体管到底哪只导通, 哪只截止, 有一个随机性。这样, 收发两端的 PAL 开关之间的同步就没有保障。也就是说, 用这种极性不固定的半行频方波去控制 PAL 开关, 就会给 $R-Y$ 基准副载波的逐行倒相带来不确定性。解调出的 V 信号可能是 $+V$ 信号, 也可能是 $-V$ 信号。结果屏幕上的颜色忽而正确, 忽而又不正确。这就不会出现没有识别或识别错误的现象。

现以彩条图象为例, 说明彩色的重现将会出现何种错误。图 5-39(a) 再次画出了彩色

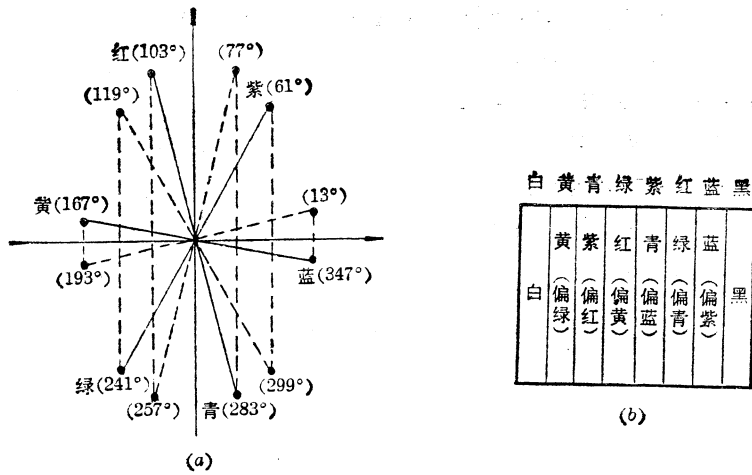


图 5-39 识别错误时的重现色
(a) 彩色矢量图 (b) 彩条图象

矢量图。当接收机的 PAL 开关和发送端的 PAL 开关失步时，R-Y 基准副载波中的 PAL 行相位是 $+90^\circ$ (应该是 -90°)，而 NTSC 行却是 -90° (应该是 $+90^\circ$)，这样 R-Y 同步解调器输出的 V 色差信号就完全反了相。而 U 色差信号不受 PAL 开关失步的影响，所以还是正确的，因而所有 6 种色调都重现成它们的镜像，即红条 (103°) 重现为 257° 的色调，它是一种接近绿色略带青色的色调；绿条 (241°) 重现为 119° 的色调，它是一种红中略偏黄的色调。依此类推，PAL 开关失步 (即识别错误) 时的彩条图象如图 (b) 所示。6 种彩条中，只有那些 V 分量较小的黄条和蓝条色调失真不大，而 V 分量大的 4 种彩条色调失真都很大，因而画面上出现红色草地、绿色面庞等怪现象。但是这时色调仍然是稳定和鲜艳的。如果忽而识别正确，忽而识别错误，那末色调就不稳定、模糊、发暗等。

为了避免这种现象，就要发挥色同步信号的第二个作用，即识别作用，除了用行脉冲触发双稳态以外，还要用一个能代表发送端 PAL 开关极性的识别信号对双稳态起主控作用。这就是识别电路的目的。

二、识别信号的形成和放大

如前所述，识别信号就是色同步信号的倒相分量。事实上，这个识别信号是由锁相环路中的鉴相器作为副产品自然产生的。

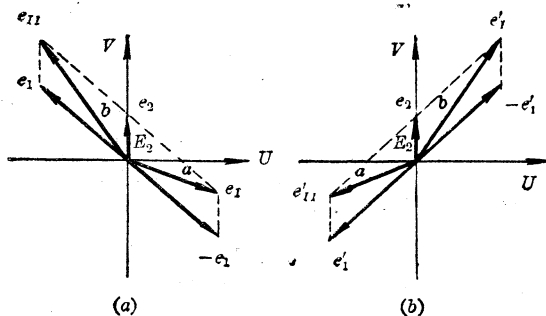


图 5-40 相邻两行矢量图
(a) NTSC 行 (b) PAL 行

考虑到色同步信号的断续性及其相位的摇摆性，鉴相器中两个峰值检波电路中，因被检波的电压 e_r 和 e_{II} 在相邻两行是不同的，所以其工作状态在相邻两行也是不同的，如图 5-40 所示。图中 e_1 是 NTSC 行的色同步信号，其相位为 $+135^\circ$ ； e'_1 是 PAL 行的色同步信号，其相位是 -135° ； e_2 是本机副载波晶振信号，如前所说，它是被锁定在 90° 上的，滞后于色同步平均相

位 90° 。因此，相邻两行上，鉴相器两个峰值检波回路的电压 e_{I} 、 e_{II} ($NTSC$ 行) 和 e'_{I} 、 e'_{II} (PAL 行) 应分别如图 5-40 所示。

图 5-41 是考虑到这些情况之后鉴相器的波形。图中认为频率牵引和锁相过程已经完成。所以是在环路锁定状态下的波形。其中，图 (a) 是色同步信号波形，图 (b) 是本机副载波波形， P 、 N 仍代表 PAL 行和 $NTSC$ 行。各符号所代表的电压与第五章第一节相同。下面分阶段讨论 (见图 (c)、图 (d)):

1. $t_1 \sim t_2$

以 t_1 为 $NTSC$ 行色同步包络的前沿， t_2 为它的后沿。在这段时间内，色同步信号是存在并作用于鉴相器的。这时各电压的矢量关系如图 5-40(a)。

设 a 为电压 e_I 的振幅， b 为电压 e_{II} 的振幅， E_2 为电压 e_2 的振幅，显然当 $E_1 \gg E_2$ 时，

$$b > a \gg E_2。$$

根据前面的讨论，此时 e_{C1} 应很快充电充到 a ， e_{C2} 应很快充电充到 b 。

2. $t_2 \sim t_3$

t_3 是 PAL 行色同步包络的前沿。因此 $t_2 \sim t_3$ 这段时间是色同步信号休止期。在这一时期由于 e_1 消失，所以不管是回路 I ，还是回路 II ，都只有一个小电压 e_2 。而 C_1 和 C_2 上有很大的电压，这个电压对 D_1 、 D_2 都是反偏压，所以 D_1 、 D_2 在整个这段时间内截止。 C_1 、 C_2 通过 R_1 、 R_2 和负载放电。因为 RC 时间常数很大，它们的放电速度非常缓慢，一直到 t_3 ，电容上的电压泄放很少。

3. $t_3 \sim t_4$

t_4 是 PAL 行色同步包络的后沿。这段时间内色同步信号 e'_1 出现，其相位关系如图 5-40(b) 所示。显然，这时两个峰值检波回路被检波电压的幅度交换了，即 e'_I 有较大的幅度 b ，而 e'_{II} 有较小的幅度 a 。于是， C_1 又很快被充到大电压 b 。但是，只要 RC 时间常数选得足够大，以至于 C_2 的电压在整个 $t_2 \sim t_3$ 时间内放电并不多，因而尚未低于 a ，则 D_2 仍将保持截止状态，故 C_2 仍继续放电。

4. $t_4 \sim t_5$

t_5 是 $NTSC$ 行色同步包络的前沿，因此它距 t_1 有整整两行即 $128 \mu s$ 的时间。这段时间内又是色同步信号休止期， e_1 又消失了，两个回路都只剩下小信号 e_2 ，两个二极管都由于各自回路上电容的电压而被反偏，二极管都截止，各电容通过 R_1 、 R_2 和负载渐渐放电。

到 t_5 ，又开始了 t_1 那样的过程。不过这时 C_1 上的电压尚未低于 a ，所以 D_1 仍截止， C_1 继续放电。这样就形成了图 5-41(c)、(d) 中的 e_{C1} 、 e_{C2} 充放电波形。它们都是以 2 倍周期为重复周期的半行频信号。于是，鉴相器的输出电压 $e_{A0} = \frac{1}{2}(e_{C1} - e_{C2})$ 也是一个半行频信号，如图 5-41(e) 所示，这就是我们所需要的识别信号。由图可见，这个方波 (略有倾

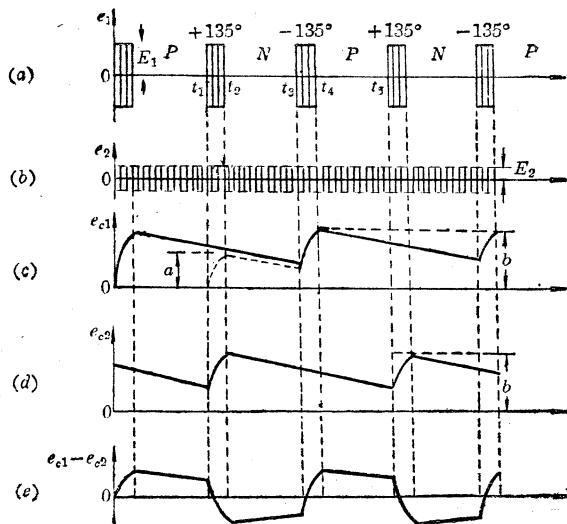


图 5-41 识别信号的形成

斜的方波)的极性确实反映了色同步信号的相位变化: *NTSC* 行时, 色同步信号的相位是 $+135^\circ$, 识别信号就是负的; *PAL* 行时, 色同步信号的相位是 -135° , 识别信号就是正的。识别电路只要根据这个识别信号的极性来工作, 当识别信号为正时, 将那一行的基准副载波倒相为 -90° , 当识别信号为负时, 将那一行的基准副载波不倒相, 保持 $+90^\circ$, 就不会发生识别错误的现象。显然, 识别信号的正负和色同步相位的正负是相反的。这一点, 并不影响识别, 关键在于两者有一个确定的关系, 剩下的问题是如何根据情况具体设计电路。

此外还要注意: 识别信号的直流分量为零。因此这个信号在鉴相器输出端出现并不影响锁相电路的工作。这正是因为 e_2 已被锁相于 90° 。如果它一旦有所偏离, 从图 5-40 可知, e_{II} 和 e'_I 的振幅不再相等, e_I 与 e'_{II} 的振幅也不相等, 这样 e_{C1} 和 e_{C2} 之差是一个直流分量不等于零的波形, 这样就会改变变容二极管的偏置, 直到 e_2 的相位回到 90° 才稳定下来。所以这里讨论的结果与第五章第一节是一致的。

鉴相器中形成的识别信号往往只有几十毫伏, 必须经过 2~3 级放大, 才能达到主控双稳态所需的幅度。这种放大电路一般都是选频放大器, 在分析电路实例时一并介绍。

三、倒相识别电路实例

图 5-42 倒相识别电路中 BG_1 和 BG_2 是两级识别信号选频放大器, BG_3 和 BG_4 是双稳态电路。

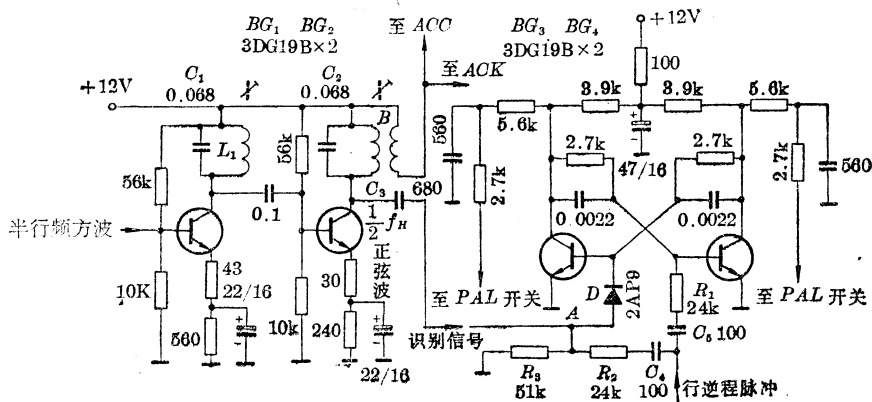


图 5-42 倒相识别电路(北京 834 机)

鉴相器产生的微弱识别信号, 经过 BG_1 和 BG_2 两级选频放大器放大成大约 $20V_{PP}$ 的半行频正弦波 (即 $\frac{1}{2}f_H$ 正弦波), 由 C_3 送到双稳态电路的 A 点作为主控信号去对双稳态作单端触发。 L_1 、 C_1 和 C_2 、 B 的初级均应调谐于 7.8kHz , 但后一个调谐回路由于需要微调半行频信号的相位, 可稍为失调。半行频正弦波除了作为识别信号以外, 还从变压器 B 的次级输出一个约 3V 的信号, 送到 ACC 电路和 ACK 电路。

另外, 由扫描电路送来的行逆程脉冲 (即行脉冲, 约 $50V_{PP}$), 通过两个相同的微分电路 R_1 、 C_5 和 R_2 、 C_4 变成尖脉加到 BG_3 和 BG_4 的基极。如果没有识别信号, 仅由行逆程脉冲触发, 则双稳态电路的状态依赖于初始状态, 并且一有大的干扰, 其翻转极性就可能产生混乱, 从而使接收机的 *PAL* 开关和发端 *PAL* 开关失步。但是, 当有了识

别信号以后,就严格地保证了这种同步关系。由于这两个信号一个是行频,一个是半行频,所以在A点相加时,就使相邻两行的行逆程脉冲分别落在半行频正弦波的正峰点和负峰点上。这样,只有那些位于正峰点的行逆程脉冲才有可能触发 BG_3 ,使其由截止变为导通;而那些位于负峰点的行逆程尖脉冲则被二极管D隔离。于是,双稳态的翻转极性就被固定。不管开机时的初始状态如何, BG_3 的截止只能在NTSC行。

图5-43表示各信号的时间关系。图中(a)是色同步信号;(b)是鉴相器输出的半行频信号,即图5-41中的波形(e),它在PAL行为正,NTSC行为负;(c)是(b)经过两级选频放大以后的波形。两级放大就是反相两次,故极性不变。这里只考虑相位关系而不考虑信号的振幅比例;(d)是行脉冲,其前沿比色同步包络前沿超前 $5.6\mu\text{s}$;(e)是(d)的微分信号;(f)是(e)移相后与(e)迭加的合成信号,即图5-42中A点的信号;(g)和(h)则分别是图5-42中 BG_3 和 BG_4 集电极的输出信号。应该指出,这里的波形都是一些示意图,但是相位关系则是严格的。从这些相位关系的需要来看,半行频正弦波信号到达A点以前需要将相位向前移。这个移相过程是靠图5-42中的 C_3 、 R_3 相位超前电路和 BG_2 集电极上的谐振回路的失谐来达到的。其中后者可作为微调装置。相位应调到使行逆程脉冲落在半行频正弦波的正、负峰点,这样识别稳定性最高。

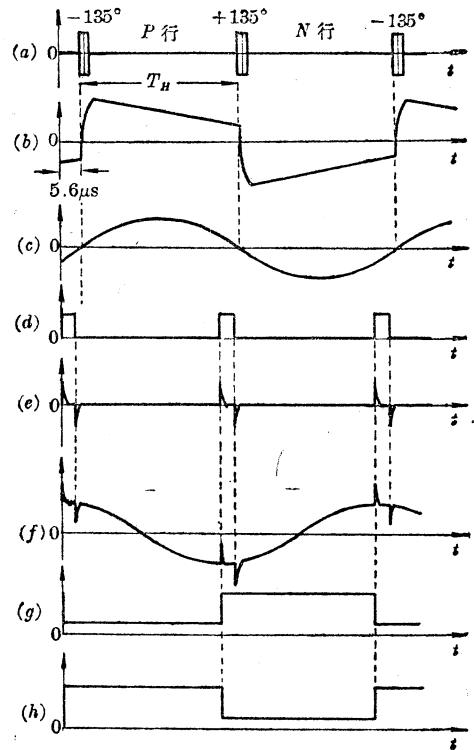


图5-43 识别电路波形

(a) 色同步信号 (b) 半行频信号 (c) 半行频正弦波 (d) 行脉冲 (e) 微分信号
(f) 合成信号 (g) BG_3 集电极信号
(h) BG_4 集电极信号

这种识别电路的抗干扰能力较强。其根本原因是采用了上述两个信号来控制双稳态的翻转。行逆程脉冲是在本机内产生的,而且幅度很大,几乎没有什么干扰脉冲能够超过它。半行频信号来自色同步信号,色同步信号的时间性很强,与色同步信号不同时的其它干扰信号不可能通过色同步选通电路。同时,半行频信号又通过了两级选频放大,在频率上边滤去了任何混在它里面的干扰信号。

四、解码器的整体电路及相位关系的总体安排

一个完整的解码器电路和各级波形分别如图5-44和图5-45所示。这个电路的各个单元已在相应部分举例作了说明。现在,将解码器各主要过程联系起来进行分析。

1. 解码器的整体电路

整个解码器由26只晶体管和其它元件组成。视频检波产生的彩色全电视信号(FBAS)送到第一视频放大器 BG_8 ,经射极输出(波形①)分别送到带通放大器 BG_{10} 和亮度视频放大器。 BG_8 、 BG_9 、 BG_{10} 和 BG_{11} ,即图4-33电路。在 BG_{11} 的发射极输出亮度信号(波形⑩)给基色矩阵管 $BG_{12}\sim BG_{14}$ 的射极。

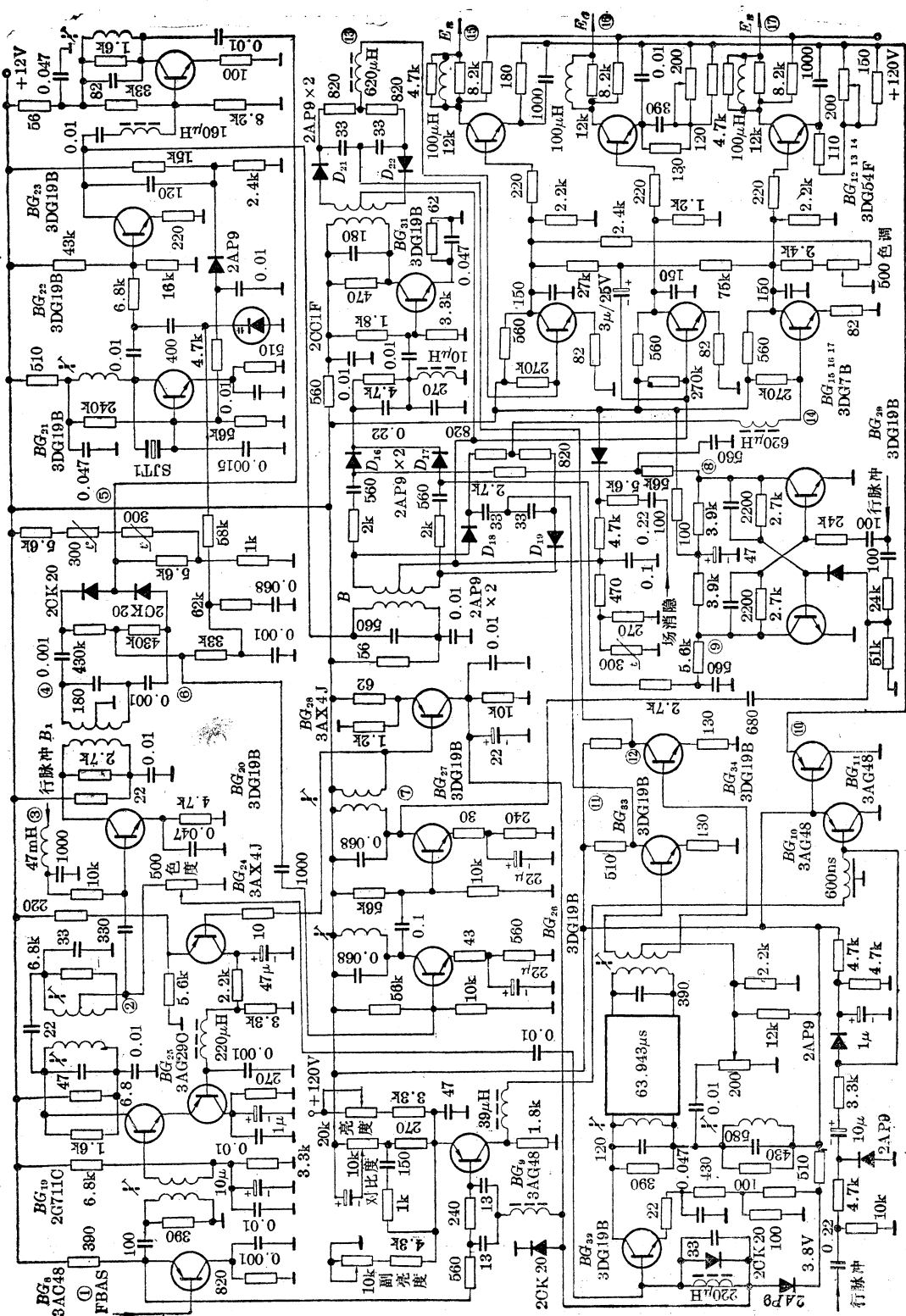


图 5-44 解码器电路(北京 834 机)

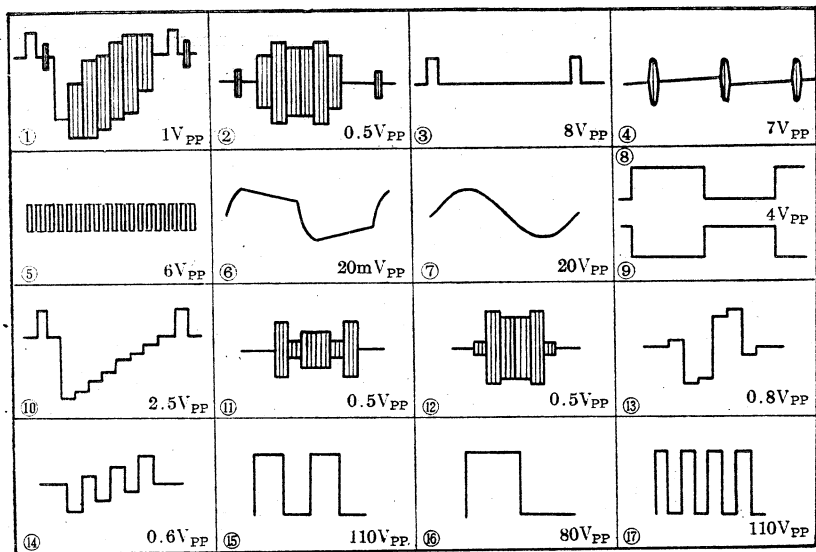


图 5-45 解码器波形(北京 834 机)

- ①—彩色全电视信号 ②—色度信号 ③—行同步信号 ④—色同步信号 ⑤—副载波晶振信号 ⑥—识别信号 ⑦—半行频正弦波(基波) ⑧、⑨—半行频方波(PAL 开关信号) ⑩—亮度信号 ⑪—色度分量 F_U ⑫—色度分量 F_V ⑬— U 色差信号 ⑭— U 色差信号 ⑮—基色信号 E_R ⑯—基色信号 E_G ⑰—基色信号 E_B

彩色全电视信号另一路送到由 BG_{19} 和 BG_{32} 组成带通放大器(即图 4-4 电路),但附有 ACC 电路 BG_{24} 和 BG_{25} 。 BG_{32} 和 BG_{33} 、 BG_{34} 还组成图 4-14 所示的延时解调电路,因而在 BG_{33} 和 BG_{34} 的集电极分别输出两个色度信号分量 F_U (波形 ⑪)和 F_V (波形 ⑫)。

BG_{20} 、 BG_{21} 、 BG_{22} 和 BG_{23} 组成的副载波再生电路,即图 5-22 的电路。带通放大器 BG_{19} 将色度信号(波形 ②)送到 BG_{20} 的基极,在同步分离级送来的行脉冲(波形 ③)控制下,选出色同步信号(波形 ④),在鉴相器中与本机副载波晶振信号(波形 ⑤)比较,通过锁相环路将副载波和色同步信号锁定。同时,鉴相器还输出一个识别信号(波形 ⑥),经 BG_{26} 和 BG_{27} 放大成半行频正弦波(波形 ⑦)分三路输出:第一路送到 BG_{29} 和 BG_{30} 组成的双稳态电路作识别信号;第二路送到 ACC 检波器 BG_{24} ,去控制 BG_{19} 带通放大器的增益;第三路送到消色器 BG_{28} ,在其集电极产生一个消色电压。此消色电压有两个用途,其一送到 BG_{32} 的基极电路,对 BG_{32} 进行自动消色;其二送到 BG_9 基极的 ARC 电路进行清晰度的自动控制。

副载波再生电路 BG_{22} 输出的 0° 副载波送到变压器 B 的初级。其次级一路直接将此副载波送到由 D_{18} 和 D_{19} 等组成的 $B-Y$ 同步解调器,与 BG_{33} 来的色度分量 F_U 一起,解调出 U 色差信号(波形 ⑭);另一路经由图 5-35 所示的 PAL 开关(D_{16} 、 D_{17})及 90° 移相电路 BG_{31} ,送到由 D_{21} 、 D_{22} 组成的 $R-Y$ 同步解调器,与 BG_{34} 送来的色度分量 F_V 一起,解调出 V 色差信号(波形 ⑬)。 PAL 开关是受双稳态输出的半行频方波(波形 ⑧、⑨)驱动的。

最后, U 、 V 色差信号在由 BG_{12} 、 BG_{13} 、 BG_{14} 、 BG_{15} 、 BG_{16} 、 BG_{17} 组成的矩阵电路中,即图 4-36 所示的电路,还原成三基色信号(波形 ⑮、⑯、⑰)。

2. 解码器相位关系的总体分析

从这两章的分析可以看到,要完成解码器的功能,各信号间相位关系的配合,是十分重

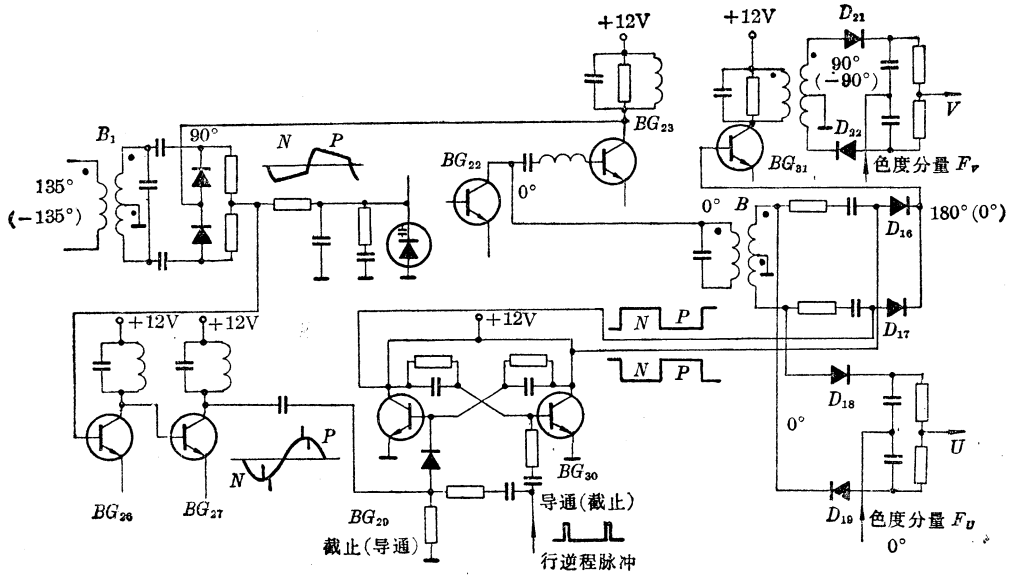


图 5-46 解码器相位总体安排

要的。在设计解码器的时候，必须有一个总体安排而不能把相位关系搞乱。解码器的调整有相当大一部分工作就是调整各级的相位关系。鉴于各个环节的相位关系是相互依存、互相牵制的，所以有必要对各部分相位关系的协调加以说明。现仍以图 5-44 的解码器为例，画出了它的总体相位安排如图 5-46 所示。图中字母 *N* 仍代表 *NTSC* 行，字母 *P* 仍代表 *PAL* 行。图中括号外的文字或数字属于 *NTSC* 行；括号内的属于 *PAL* 行。各变压器的同名端已示如图中。

先从色同步信号的相位开始。由 B_1 输入的色同步信号的相位，*NTSC* 行是 135° ，*PAL* 行是 -135° ，其平均分量的相位是 180° 。因此， BG_{23} 集电极输出到鉴相器的副载波被锁相于 90° 。于是， BG_{22} 集电极就是 0° 副载波，这里的 90° 移相电路就是图 5-31 中的电路。这个 0° 副载波，直接提供给 *B-Y* 同步解调器作基准副载波，使它解调出 U 色差信号。

另一方面，鉴相器输出一个半行频信号。根据图 5-41，它在 *NTSC* 行为负，*PAL* 行为正。经过 BG_{20} 、 BG_{27} 两级选频放大，其极性当然没有改变，因为经过两级放大，两次反相，相位正好复原。所以半行频正弦波仍以 *NTSC* 行为负半周、*PAL* 行为正半周的极性送到双稳态电路。这正是图 5-43 所示的极性，因此，根据该图的分析， BG_{29} 输出的半行频方波是 *NTSC* 行为高电位，*PAL* 行为低电位（该图中的波形 (g) ）； BG_{30} 集电极的输出与此相反。

这样两个方波送到 *PAL* 开关中去。 *NTSC* 行时， D_{17} 导通， D_{16} 截止，这时 *PAL* 开关输出一个 180° 的副载波。根据图 5-32 的分析，这时送到 *R-Y* 同步解调器的相位正是 90° ；*PAL* 行时， D_{17} 截止， D_{16} 导通，*PAL* 开关输出 0° 副载波，经 90° 相位滞后电路，给 *R-Y* 同步解调器送进一个 -90° 副载波。这样 *R-Y* 同步解调器就正确无误地解调出 V 色差信号。

第六章 行、场扫描和电源电路

如前所述, 图象重现电路可分为扫描电路和会聚、枕形失真校正电路。彩色电视机的行、场扫描电路是由振荡级、激励级和输出级组成, 行扫描电路还包括自动频率控制 (AFC) 电路。除输出级外, 各级电路的原理与结构基本上和黑白电视机相同。

彩色电视机一般都采用大屏幕、大偏转角的彩色显象管, 所需要的扫描功率要比黑白电视机大得多, 对元器件的要求也相当高。彩色电视机和黑白电视机一样, 其显象管的高压也是由反峰整流而来。由于荧光屏面积较大, 为了获得足够的亮度, 彩色显象管的高压相应也要高得多, 在正常情况下应为 $20\sim 27\text{kV}$, 所以通常称之为极高压 (EHT)。而且高压电流也要大些, 一般为 $1\text{mA}\sim 1.5\text{mA}$ 。

本章重点是讨论行、场输出级和极高压电路。在彩色电视机中, 作为行输出级开关元件大体上有三种, 一种是高反压大功率晶体管, 这与黑白电视机相同, 只是对元件的要求高得多; 另外两种是高频可控硅 (SCR) 和栅控开关 (GCS), 后者又称为可关断可控硅。

另外, 在彩色电视机中, 为了节省功耗、提高整机效率, 有些电视机不采用传统的串联式晶体管稳压电源, 而采用开关式稳压电源和恒压变压器稳压电源。

第一节 场扫描电路

场扫描电路原则上和黑白电视相同, 只是场输出级有所不同。除了上述功率方面因素外, 为了和场偏转线圈的阻抗取得匹配, 便于附加彩色电视机特有的会聚和枕形失真校正电路, 通常在场输出级中采用变压器耦合电路或无输出变压器电路 (OTL 电路)。

由于偏转功率大, 大多数电视机输出级用 100V 以上的电源供电 (低阻抗自会聚管电视机仍采用低压电源), 所以场输出管要选用耐高压 ($300\sim 400\text{V}$)、大功率 ($5\sim 20\text{W}$) 低频管。常用型号有: DD01B、3DD103、3DD106、3DD15D 以及 3DD302C 等。

一、变压器输出场扫描电路

变压器输出场扫描电路实例及各级波形图如图 6-1 所示。场振荡级 BG_1 是间歇振荡器。正极性复合同步信号 ① 通过积分电路加在振荡管的基极, 决定振荡频率的 RC 时间常数电路 (R_1 和 C_1) 接在发射极上。调节基极上的场同步电位器 W_1 , 可以改变 BG_1 导通电平, 因此改变了振荡频率。 BG_1 发射极输出一个负极性锯齿波 ②。通过激励极放大、反相后, 得到的波形 ⑤ 是正极性锯齿波。由于输出管是 NPN 型管, 所以正极性锯齿电压符合输出管对激励信号的极性的要求。

场输出电路中, 锯齿波输出波形因输出变压器激磁电感的分路作用而产生失真。另外晶体管功放级在大振幅状态下工作时, 由于管子特性曲线的非线性而产生的失真, 都会使锯齿波的线性变坏, 使其峰值区变圆, 造成画面的压缩。为了改善线性和稳定工作点, 该电路

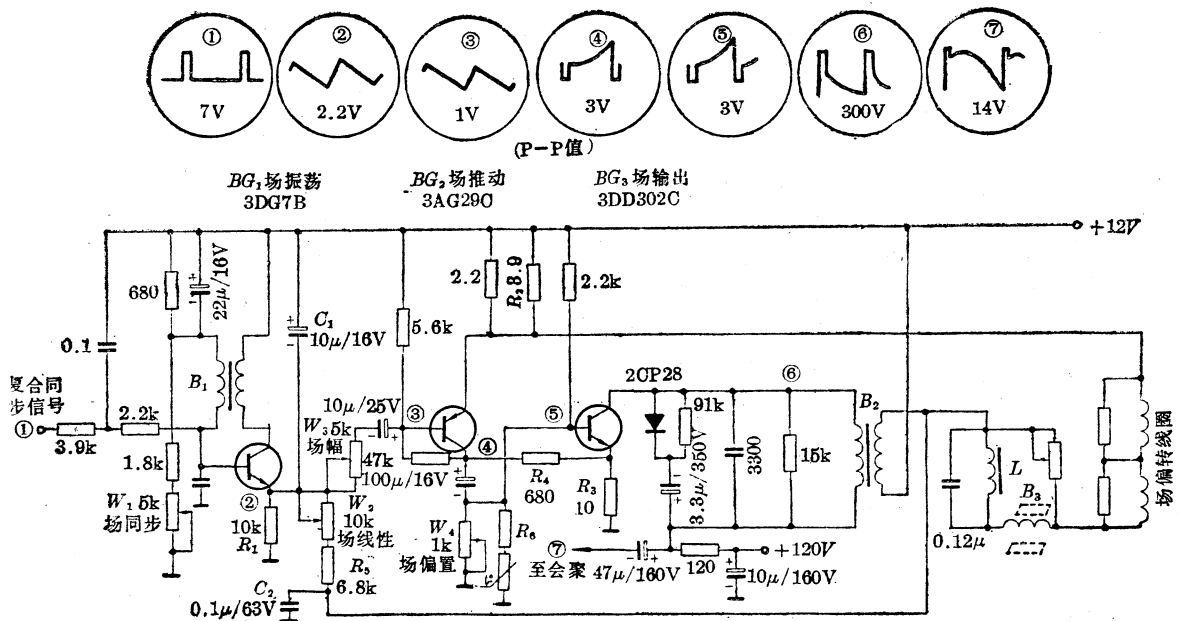


图 6-1 变压器输出场扫描电路(北京 834 机)

采用了以下五路反馈:

- (1) 由激励管 BG_2 的发射极电阻 R_2 进行电流负反馈。
- (2) 由输出管 BG_3 的发射极电阻 R_3 进行电流负反馈。
- (3) 由场偏转线圈至激励管 BG_2 发射极的负反馈。
- (4) 由输出管 BG_3 发射级经 R_4 至激励管 BG_2 的直流反馈。
- (5) 从偏转线圈经 C_2 、 R_5 和 W_2 反馈到锯齿波形成电路的正反馈。这一路的反馈量做成可调的, 改变 W_2 就改变了正反馈校正量, 因而 W_2 就是场线性调节器。

调节场幅调节器 W_3 能改变振荡级 BG_1 馈给激励级 BG_2 的锯齿波幅度。为了在大批生产中对有差异的输出管都能选择合适的偏置点, 设置了场偏置调节器 W_4 , 如果偏置电流小, 画面上部被压缩, 反之, 偏置电流大, 画面下部亦会被压缩。调节时应注意基极电流不宜过大, 以免输出管损坏。此外, 由于输出管基射间电压随温度有 $-(2 \sim 2.5) \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 的变化率, 所以用负温度系数热敏电阻 R_6 来进行补偿。通常将其紧贴在输出管外壳上, 直接检测其温度, 自动调节偏置电流, 使工作点稳定。 B_3 和 L 是枕形失真校正电路。有关这方面内容将在第七章第五节中讨论。

二、无输出变压器(OTL)场扫描电路

OTL 场输出电路如图 6-2 所示。场振荡级产生的锯齿波经 BG_1 放大后, 送至激励级 BG_2 。为了使末级的一对推挽管的基极得到相位相反的信号, BG_2 的输出一路直接加在 BG_4 的基极, 另一路经 BG_3 倒相后加到 BG_5 基极。 D_1 、 D_2 是基极偏置温度补偿二极管。其简化电路如图 6-3 所示。

整个电路采用直流耦合。正确选择 R^* 值, 调节电位器 W_1 , 可使末级两管均工作在乙类状态。 W_1 是偏流调节器, 其作用是使推挽管输出的锯齿波的对称性达到最佳状态。正程

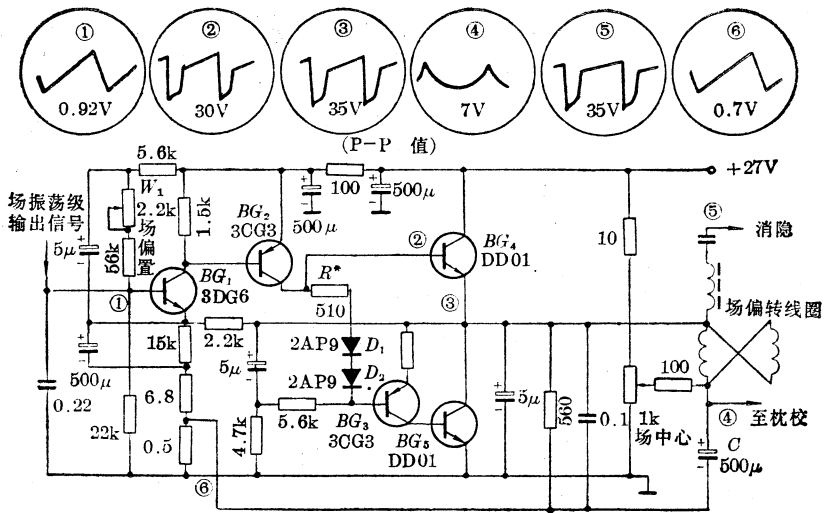


图 6-2 OTL 场输出电路(武汉 C-915 机)

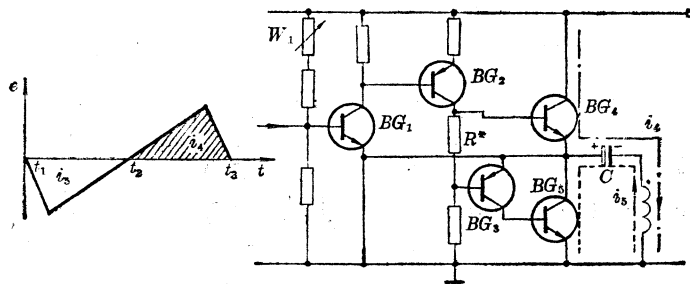


图 6-3 简化电路

后半截如图中 $t_2 \sim t_3$ 段, BG_4 导通, BG_5 截止, 这时电源 (+27V) 通过 BG_4 给电容 C 充电, 偏转线圈中有从上到下的电流流过, 如图中点划线所示。在 t_1 到 t_2 这段时间, BG_4 基极电位变负, BG_5 基极电位为正, 故 BG_5 导通、 BG_4 截止, 此时电容 C 上的电荷通过偏转线圈放电, 偏转线圈中的电流反向, 自下而上, 如图中虚线所示。

当两只输出管都工作在乙类时, 伏安特性恰好衔接。为了避免非线性失真, 将两只管子的工作点稍提高, 使其工作在甲乙类。

偏转线圈的电流经过 BG_1 射极上的一只 0.5Ω 的电阻接地, 这个电阻两端的电压构成了一个电流负反馈电路以校正线性。场中心电位器从电源向偏转线圈引入一个直流电流, 因而可改变光栅的垂直位置。

第二节 行扫描电路

一、晶体管行扫描电路

彩色电视机的行扫描电路除了对输出管在功耗、耐压、饱和压降、开关速度等方面的要求都大为提高外, 在电路上常采用高压输出和行输出分离式电路或采用两输出管并联式的电路。分离式电路中, 除了使一个管子的工作由两个管子分担外, 还可以对高压输出电路选

取更大的逆程时间,以便得到更好的高压调整率。采用单枪三束显象管的电视机中,彩色显象管的枕形失真大,必须采用分离式,这时,为了进行如此大的枕形失真校正,行输出电流的场频抛物调制量很大(常高达30%),所以,只有和高压输出分开,才不致影响高压。换句话说,分开后,只有行输出电流受到场频调制,而高压不受调制,因而高压比较平稳。当然,在晶体管参数允许时,荫罩式显象管彩色电视机中,行输出和高压输出共用一只管子会使电路更加简单。北京牌834机就是采用这种电路,输出管用的是NPN型台面高频高压硅管3DA58F。

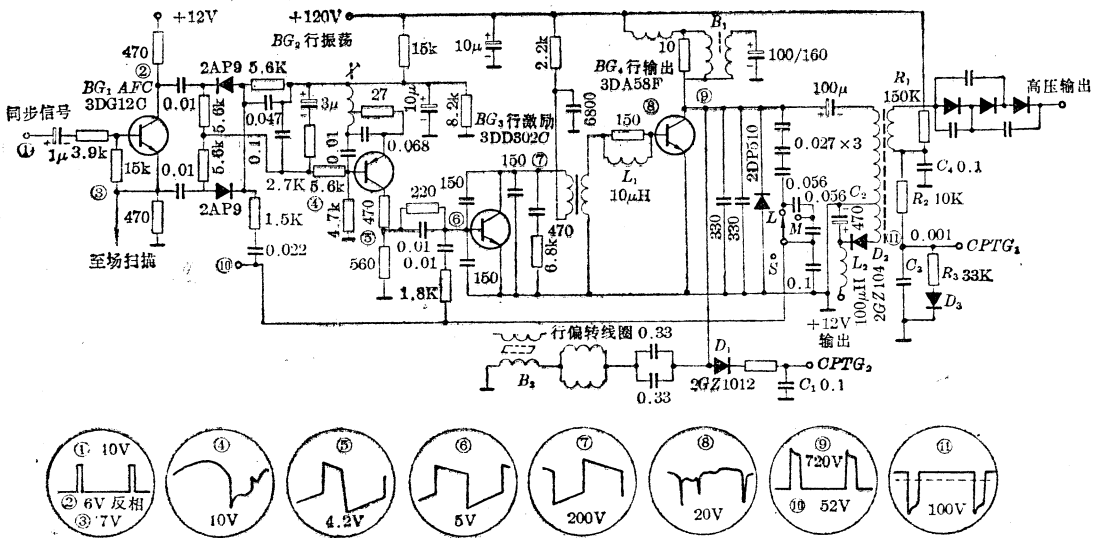


图 6-4 晶体管行扫描电路之一(北京 834 机)

这个电路及其各级波形如图 6-4 所示。行振荡级采用电感三点式脉冲振荡器*。行 AFC、激励级和输出级都是常用的典型电路,需要说明的是:

(1) 输出管 BG_4 基极电路中的电感 L_1 , 是为了给该级设计一个合理的 di_b/dt (基极电流下降速度) 值, 以减少损耗^[13]。

(2) 逆程电容是若干个电容串并联组成。从串联的一串电容中引出三个插口 L 、 M 、 S , 调机时根据需要选择某一插口, 短路掉其中的两个、一个或不短路任何一个电容, 就能分别获得了长、中、短三种逆程期。

(3) B_1 是稳定极高压的饱和电抗器; D_3 、 R_1 、 R_2 、 R_3 和 C_3 、 C_4 等构成自动亮度限制 (ABL) 电路; B_2 是另一个饱和电抗器, 用作枕形失真校正。这些都会在以后的相应章节中介绍。

(4) D_2 、 C_2 和 L_2 对波形 ⑩ 所示的负极性行反峰进行整流和滤波, 将其正值部分平滑成 +12V 低压电源, 供整机各部分电路作低压电源; D_1 、 C_1 等直接将行反峰 (波形 ⑨) 整流, 产生约 520V 正压, 供显象管第二栅极 G_2 作加速极电压。

行输出和高压输出分离式电路如图 6-5 所示。

由行激励级放大的行脉冲信号在激励变压器 B_1 次级的两个绕组上产生两路行脉冲,

* 亦称自举哈特莱电路 (boot strap Hartley)。

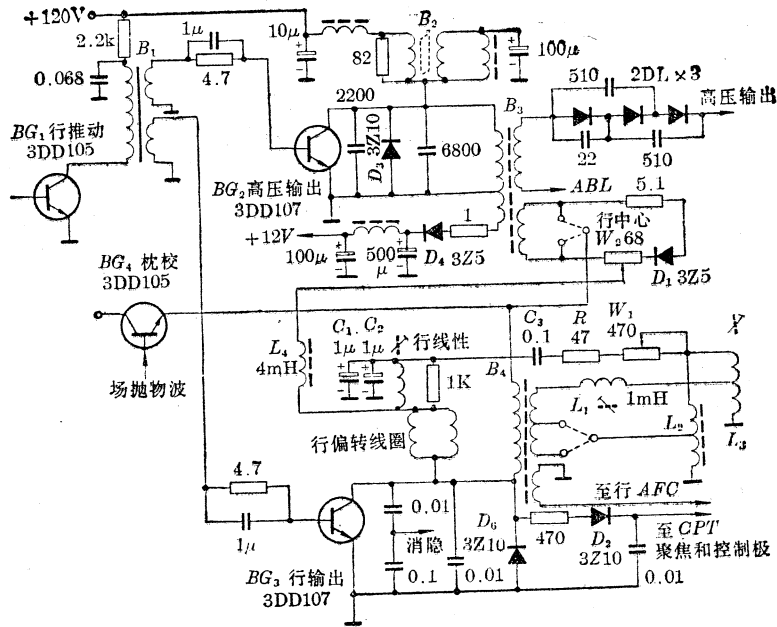


图 6-5 行输出和高压输出分离式电路(金星 112 机)

分别送到高压输出管 BG_2 和行输出管 BG_3 。行输出级电路与黑白电视机中的典型电路基本相同,所不同的有以下几点:

(1) 电源供给是在直流电压上迭加了一个场频抛物波的脉动电压。这可看成是枕形校正管将 120 V 电压按场频抛物规律降去一部分后形成的,其目的是为了校正枕形失真,详见第七章第五节。

(2) 高压输出变压器次级绕组接有二极管 D_1 整流电路。在 W_2 动接点上产生一个可调的直流电压,通过扼流圈 L_4 引入行偏转线圈,在其中产生一个可调的直流电流。因而 W_2 就成了行中心位置调节器, L_4 用来阻止行频电流窜入 D_1 电路中去,以免影响高压输出电路。同时,根据各个显象管对中心位置调整的不同要求,引入的直流电流还可以通过选择 D_1 、 W_2 电路中的插口,有两种不同的处置。

(3) 行输出管集电极由行偏转线圈支路与 B_4 初级并联。这里, B_4 初级一方面起着电源直流通路的作用,另一方面又将回扫脉冲耦合到其次级进行会聚校正。这部分校正电路由 L_1 、 L_2 、 L_3 、 W_1 等组成,见第七章第三节分析。 B_4 次级中一个绕组提供一定幅度的行回扫脉冲,反馈到 AFC 电路进行自动频率控制。

由 BG_2 组成的高压输出电路,在工作原理和电路结构上和行输出电路完全相同,所不同的是逆程期(即 BG_2 的截止期)较长。这个逆程较长的行脉冲,经输出变压器 B_2 耦合给倍压整流电路产生极高压,由于整流二极管导通时间长,因而极高压调整率较好。

在行输出与高压输出分离式电路中,如果行输出管一旦出现故障,电子束扫描作用即消失,如高压仍正常工作,则电子束就会始终打在荧光屏中心一点上,这样势必会损坏显象管。解决的办法是让显象管的控制栅极 G_1 和聚焦极 G_2 的直流电压由行输出电路(即图 6-5 中 D_2 整流电路)提供。这两个直流电压不会给行输出电路增加多少负担,然而,一旦扫描停止,电子束电流就大为减弱并散焦,此时尽管高压可能仍为正常值却不致损坏显象管。

二、对行输出晶体管的要求

在正常工作情况下,回扫期间输出管集电极-发射极间承受的反压为电源电压的 $1 + \pi t_s / 2t_R$ 倍,其中 t_s 为正程期, t_R 为逆程期。因此,如行逆程为 $12 \mu\text{s}$,则倍数为 7.8; 行逆程为 $14 \mu\text{s}$,则倍数为 6.6。这样一来,作为行输出管,其 BV_{CBO} 至少应选为电源电压的 10 倍以上。如考虑到电源电压变动和振荡频率漂移,还应再留有一定余量。在行输出与高压输出分离式电路中,作为高压输出管, t_R 很大,一般可选为 $24 \sim 30 \mu\text{s}$,如选为 $24 \mu\text{s}$,则该管反峰压仅为电源电压的 3.6 倍,因此对 BV_{CBO} 的要求大为降低,而极高压却更加平稳。

至于集电极峰值电流,它随不同的偏转匝数和电源电压、显象管的型号尺寸而不同,一般在 $3 \sim 10 \text{ A}$ 范围内。如扫描和高压各用一只输出管,每管的峰值电流当然要小些。输出管集电极的容许损耗应为 $30 \sim 50 \text{ W}$ 。

集电极饱和电阻不能太大,以 0.2Ω 以下为宜。否则不仅增加损耗,而且输出电流的线性也要变坏,使画面出现左边拉长、右边压缩的畸变。所以输出管饱和压降一般要求控制在 $1 \sim 2 \text{ V}$ 以内。当然,高压输出管不存在线性畸变问题,但从损耗角度考虑,也应适当选取饱和压降小的管子。

还须着重指出,行输出管的集电极电流下降时间 t_{off} 必须限制在 $1 \mu\text{s}$ 以内,否则输出管因截止损耗(和 t_{off} 平方成正比)太大而损坏,当然,通常小的 t_{off} 和大的 β 值是矛盾的。

常用来作行输出级的管子有: 3DA58F、DF104C、3DD107、3DD14H 等。

若输出管的电流放大倍数大, $e-b$ 间正向压降小,则所需的激励功率就小。但是国产晶体管很难达到这种要求。因此,对激励管也提出较高要求。当激励级采用 100 V 以上的电源电压供电时,常用与输出管同型号的低档管子。

三、可控硅行扫描电路^[14, 15]

高频可控硅(SCR)是一种功率容量大、导通时间快(小于 $2 \mu\text{s}$)、关断时间短(小于 $3 \sim 4 \mu\text{s}$)、可靠性高的开关元件。可控硅行

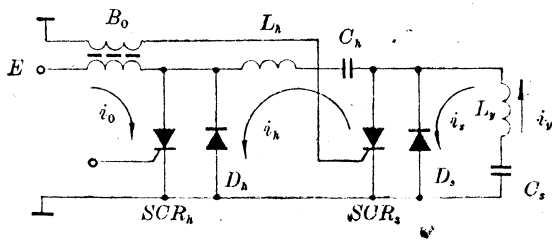


图 6-6 可控硅行输出电路

输出的基本电路如图 6-6 所示。图中, L_y 是偏转线圈, C_s 是一个微法数量级的大电容,它的作用是储能、隔直和 S 形校正。 SCR_s 和 D_s 是扫描可控硅和扫描回路的阻尼二极管,它们轮流导通,组成一个类似于晶体管行输出电路中的扫描开关,从而在 L_y 中产生所需要的锯齿波电

流(正程)。但是,可控硅与晶体管不同,它不能靠其栅极上加负脉冲来使它截止,所以还需要有一个换向开关来配合。换向开关由换向可控硅 SCR_n 、阻尼二极管 D_n 等组成,它们也是轮流导通的。此外,为了把电源能量源源不断地送入扫描电路,还须有一个储能变压器 B_0 、一个换向电容 C_n 和一个换向电感 L_n ,它们的作用将在下面介绍电路工作原理时阐明。通常, B_0 的初级电感 L_0 比 L_n 和 L_y 均大很多倍。

这样,电路就构成了两个回路:即扫描回路和换向回路。图中 i_s 表示扫描回路的电流, i_n 表示换向回路电流, i_0 表示储能变压器 B_0 初级上的电流。当扫描开关导通时, $i_y = i_s$; 当

扫描开关截止时, $i_y = i_h$ 。有关电流和电压的波形如图 6-7 所示。下面按各个时期来讨论电路稳态过程的工作原理。电路工作时, 由行激励级给换向可控硅栅极加一个激励电压脉冲。

首先分析扫描正程期。这时逆程期存在于 L_y 和 C_s 中的能量, 由于扫描开关的闭合而形成谐振。 C_s 容量很大, 其端电压可认为不变, 因此 L_y 中的电流近似为锯齿波。这段时间扫描电路的工作类似于晶体管行输出电路, 并可分为五个小阶段:

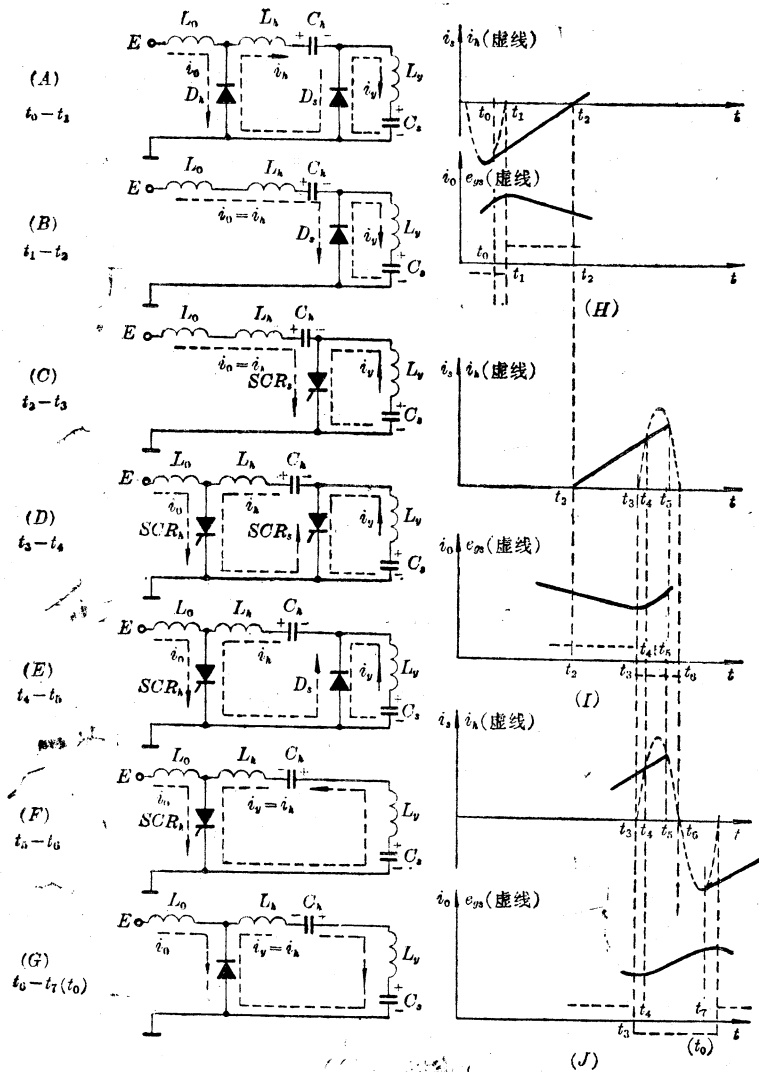


图 6-7 可控硅行输出电路各阶段等效电路及波形

(A) $t_0 \sim t_1$ 阶段(等效电路(A), 波形(H)): t_0 时刻开始的状态是 D_s 导通, 存在于 L_y 中的能量泄放, 给 C_s 充电, 充电电流线性减少。这个直线减少的电流也就是扫描电流 $i_y = i_s$, 极性为负(向下)。这期间, i_h 继续给 C_h 充电, 同时, D_h 仍导通, 电源 E 继续向 L_0 提供能量, 充电电流 i_0 直线增长。这种增长在 B_0 次级(见图 6-6)感应出一个电压 e_{gs} 加在扫描可控硅 SCR_s 的栅极上, 它对地来说是负的, 适当安排 B_0 的接法可以保证这一点。 i_0 直线增加到某一时刻 t_1 , 就会使 $v_0 = i_h$, 于是 D_h 截止, 造成换向开关断开。

(B) $t_1 \sim t_2$ 阶段(等效电路(B), 波形(H)): 行偏转线圈中向下的电流继续直线减少, 电容 C_s 继续充电, 极性如图所示。由于 D_h 截止, L_0 中的电流 i_0 不能突变, 于是 i_0 经 L_h 向 C_h 充电, 使 C_h 上的电压逐渐升高, 充电电流 i_0 逐渐减少。而(A)阶段中, i_0 是逐渐增加的, 这样就使 B_0 次级感应的电动势 e_{ps} 与(A)阶段反向。这个电压加在扫描可控硅的栅极上, 但并不能使 SCR_s 立即导通, 因为这时 L_y 和 C_s 的谐振仍处于 L_y 中的磁能向 C_s 泄放的过程, 扫描回路的电流 i_s 对阻尼二极管 D_s 是正向电流, 故 D_s 是导通的; 此电流对扫描可控硅是反向的, 所以它不能导通。

随着 L_y 中磁能的不断泄放, i_y 的数值逐渐减少, 直到 t_2 这一时刻, $i_y = i_s = 0$, 磁能泄放完毕, C_s 上充有最高电压, 谐振现象过渡到 C_s 中的电能向 L_y 泄放的状态。 i_y 反向, 这个电流对 SCR_s 是正向的, 所以 SCR_s 导通, D_s 截止。 t_2 时刻结束了扫描正程的前半截, i_y 从负值变成正值(方向自下而上为正)。

(C) $t_2 \sim t_3$ 阶段(等效电路(C), 波形(I)): 到 t_2 时刻, C_s 上电压最高, 它上面储存着的电能又自下而上地向 L_y 放电, 形成 L_y 的磁能, 这时 $i_y = i_s > 0$ 。当电流 i_y 在 t_2 时刻过零时, 几乎同时使扫描可控硅 SCR_s 导通, 使扫描阻尼二极管 D_s 截止。所以自此以后 i_y (数值上等于 i_s) 不再经过 D_s 而是经过 SCR_s 来构成通路。同样, 这个电流是线性增长的。

(D) $t_3 \sim t_4$ 阶段(等效电路(D), 波形(I)): 由激励级送来的触发脉冲在 t_3 时刻使 SCR_h 的栅极为正, 于是 SCR_h 从 t_3 开始导通。这样, 一方面, 将换向回路重新接通, 前阶段储存于 C_h 上的能量就通过换向回路放电, 形成换向回路中的谐振。不过, 由于这个回路的元件 C_h 数值远小于 C_s , 而 L_h 和 L_y 是同数量级, 所以谐振频率远高于 L_y 和 C_s 的谐振频率, 于是产生一个迅速变化的幅度较大的正弦电流, 如图(I)中虚线所示。这个电流流过 SCR_s 的方向正好和 i_s 反向。由于 i_h 增长快, 所以, 到某一时刻 t_4 , i_h 在数值上必然会等于 i_s , 这样, 才能迫使扫描可控硅关断。

另一方面, SCR_h 的接通, 等于将 L_0 的一端接地, 电源 E 向 L_0 充电, 电流 i_0 从直线下降变成直线上升, 因此 B_0 的次级电压 e_{ps} 已从 t_3 时刻起变为负值(见波形(I)中的虚线)。

这一阶段 $i_y = i_s$ 仍是线性增长的。电源 E 给 L_0 补充能量, 以便下阶段往电路转送。

(E) $t_4 \sim t_5$ 阶段(等效电路(E), 波形(I)): t_4 时刻迫使 SCR_s 关断的条件正好使 D_s 导通, 提供 i_y 继续直线增长的通路。同时, i_h 上升到其最大值后, 就要开始下降。当其值在某时刻 t_5 降到与 i_s 相等时, D_s 又截止, 整个扫描开关从此关断, 直到下一个正程期。从 t_5 时刻起, 扫描进入逆程期, $i_y = i_h$ 。因为扫描开关断开已使扫描回路和换向回路联成一体。

由于换向开关闭合, L_0 中的电流 i_0 仍继续线性增长。电源 E 中的能量不断转入 L_0 中。逆程又可分为下面两个小阶段:

(F) $t_5 \sim t_6$ 阶段(等效电路(F), 波形(J)): 当换向开关接通且扫描开关断开时, $L_h - C_h - L_y - C_s$ 串联谐振回路中, C_s 是个大电容, 可视为短路, 谐振频率基本可由 L_h 、 C_h 和 L_y 决定。在 t_5 至 t_6 阶段, 储存在 L_h 中的磁能使 C_h 被反向充电, 充电电流逐渐减少, 到某时刻 t_6 , 减到零值, C_h 上的电压最高。此后其电能开始泄放, i_h 反向, 于是 SCR_h 截止, D_h 导通(严格地说, 应是在 i_h 反向后在数值上大于 i_0 时, 才使 SCR_h 截止)。

(G) $t_6 \sim t_7$ (下一周期中的 t_0) 阶段(等效电路(G), 波形(J)): 从 t_6 开始, 回路振荡进入负半周。 C_h 向 L_y 、 C_s 放电, 放电电流增至最大值后又开始下降, 因此, L_y 上感应一个上负下正的电动势。在某时刻 t_7 , L_y 端电压和 C_s 端电压正好抵销, 于是 D_s 又被正偏而导通, 从

而恢复到(A)状态, t_7 距 t_0 整整一个行周期。在这一阶段中, C_h 又从 L_0 中得到的能量, 向 L_y 、 C_s 传送, 以补充扫描过程中能量的损失。

以上简化地说明了一个周期的全过程。虽然不是很严格的, 但对其中的主要物理过程作了交待。这样一来, 就形成了图 6-8 所示的锯齿波扫描电流 i_y (实线), 这个图中的虚线表示换向回路电流 i_h 。从上面的分析可以看出: 在 $t_0 \sim t_2$ 期间, 扫描电流是由 L_y 中的磁能释放形成的; 在 $t_2 \sim t_5$ 期间, 扫描电流是由 C_s 中的电能释放产生的; 在 $t_5 \sim t_7$, 扫描电流是由 $L_h-C_h-L_y-C_s$ 的谐振电流产生的, 其大小与 i_h 相等。

综上所述, 可控硅行扫描电路的特点可归纳为以下几点:

(1) 扫描电路中能量的传送过程是: 在换向开关导通期间, 电源 E 的电变成 L_0 中的磁能; 在换向开关截止期间, L_0 中的磁能又转换成 C_h 中的电能, 最后通过 C_h 的放电传送给 C_s 和 L_y 。这里, C_h 的大小决定了储能的多少。容量大, 储能多, 则供给偏转和高压的能量就多, i_y 的幅度就大; 但容量太大, 又不利于产生一个变化迅速的换向电流使扫描可控硅截止。一般 C_h 选为 $0.1 \mu\text{F}$ 左右, 使其远小于 C_s 。

(2) 可控硅扫描电路中的扫描回路虽然和晶体管扫描电路的工作原理有类似之处, 但是, 也有一个重要的不同点。在晶体管电路中, C_s 上形成的电压基本上就是电源电压, 因此, 在逆程期加在开关元件上的反峰压是电源电压的 8~10 倍, 达 1 千伏以上。在可控硅扫描电路中, C_s 上的电压一般只有电源电压的 $\frac{1}{5}$, 这样, 行反峰幅度只有电源电压的 2 倍左右, 这是一个很大的优点, 它使器件的耐压要求降低了很多。

(3) 为了关断扫描可控硅, 换向可控硅要提供一个更大的反向电流, 所以, 对换向可控硅的电流容量要求较高, 但关断时间的要求比扫描可控硅可降低一些。

可控硅扫描电路虽有很多优点, 但采用两套开关元件, 电路复杂, 故行输出电路中常采用栅控开关(GCS)作开关元件。GCS 可以靠在其栅极上加负脉冲来使它截止。GCS 作行输出电路的工作原理和晶体管行输出电路相同, 这里不再赘述。

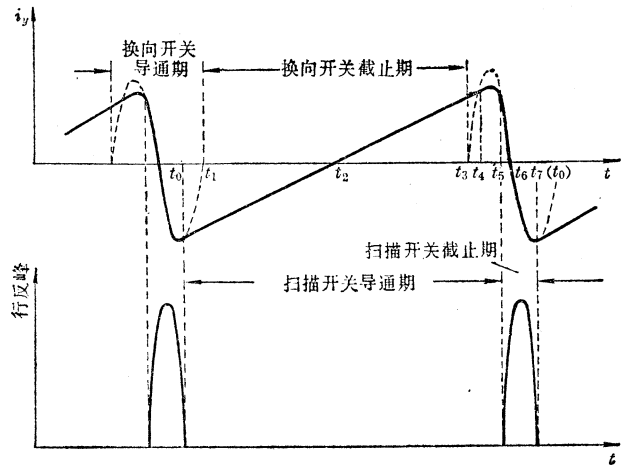


图 6-8 扫描电流和反峰压

第三节 极高压(EHT)电路

彩色显象管由于画面大, 再加上荫罩或栅网大量截获电子, 所以, 如要求和黑白显象管至少相等的亮度, 则束流和高压都要大得多。例如, 黑白显象管的阳极电流一般在 $200 \mu\text{A}$ 以内, 而彩色显象管束流(三束之和)至少要 $600 \mu\text{A} \sim 1.5 \text{mA}$ 左右; 黑白接收机高压最大值仅十几千伏, 而彩色电视机高压常在 $20 \sim 27 \text{kV}$ 。同时, 平均束流也随画面内容而大幅度变

动。这就决定了彩色电视机的高压电源要具有电压高、调整率好的特点，因而需要采取一定措施来稳定高压。高压不稳会产生散焦、图象变暗、模糊、色彩不鲜艳等现象，严重地影响图象质量。

一、普通倍压整流式极高压电路

由于高压达 20 kV 以上，经行输出变压器或高压变换变压器取出的逆程脉冲，须经过倍压或三倍压电路整流。在通常的半波整流电路中，为了得到 n 倍交流电源电压幅度的电压，

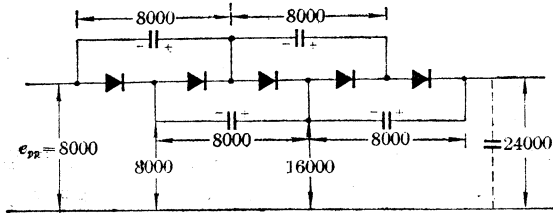


图 6-9 三倍压整流电路中的电压分配

当电源是正弦波时，整流器数目为 n 个；当电源为单向脉动电流时，整流器数目是 $2n-1$ 个。所以，倍压整流需用 $2 \times 2-1=3$ 个高压硅堆，三倍压整流电路需用 $2 \times 3-1=5$ 个高压硅堆。图 6-9 示出了一个脉冲三倍压整流电路中的电压分配，根据这些数值来确定对元器件耐压的要求。由于电压很高，一般都是

将高压硅堆、高压电容、分压和泄放电阻等密封在有机玻璃做的高压盒内，用硅橡胶固化。

行输出变压器或高压输出变压器不可避免地存在分布电容和漏感，但是，适当地控制它们，反而可以改善输出电压的调整率或降低对输出管耐压等特性的要求。

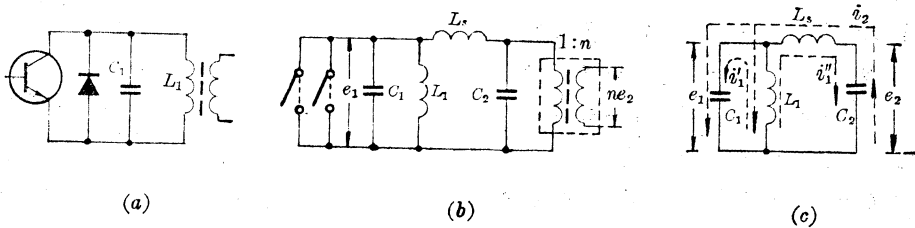


图 6-10 高压输出等效电路

(a) 输出级交流等效电路 (b) 考虑了漏感和分布电容时的等效电路 (c) 逆程时的电流

图 6-10 中 L_1 是高压输出变压器初级的电感， C_1 是逆程电容， L_s 是输出变压器初级漏感， C_2 是其分布电容，包括次级绕组分布电容和负载电容的折算值。虚线框框是一个理想变压器，只实现 $1:n$ 的电压变比。由图可见， C_1 两端的电压 e_1 就是加在行输出管 $C-E$ 间的电压， C_2 两端的电压 e_2 经理想变压器变换成 ne_2 以后，就是加在高压整流电路上的电压。显然，除了幅度不同外，可用 e_2 来代替输出电压。

逆程期晶体管截止，阻尼二极管也尚未导通，此时研究图 (c) 的电路就可以。在晶体管刚截止的瞬间， L_1 和 L_s 上(此瞬间以前就已存在)的电流都不会突然截止。它们除了图 (c) 中所示的充电回路外，别无通路，因此，就给 C_1 、 C_2 充电，引起谐振。通常将 L_1 、 C_1 的谐振半周期(即逆程期)选为 $12 \mu s$ ，故 L_1 、 C_1 的谐振频率为：

$$f_1 = \frac{1}{2 \times 12 \mu s} \approx 42 \text{ kHz} \quad (6-1)$$

这个频率称为基波频率。

根据实际需要，适当选配 L_s 和 C_2 ，使它们谐振在上述基波的 n 次谐波上。一般， C_2 已

随绕线方式确定,只要适当改变变压器铁芯的磁隙,就可达到这种要求。于是

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_2}} = n f_1 \quad (6-2)$$

式中, $n=3, 5, \dots$ 。

下面着重讨论三次调谐^[16]和五次调谐^[17]的特点。现以图 6-10(c) 的电路,先分析 n 为一般值时的情况。图中 i_1' 、 i_1'' 表示基波电流, i_2 表示 n 次谐波电流。

首先考虑 L_s 、 C_2 对 C_1 、 L_1 振荡基波电流 i_1 的影响。在频率 f_1 下, L_s 和 C_2 的串联阻抗为:

$$\begin{aligned} z_2 &= j\omega_1 L_s + 1/j\omega_1 C_2 = (-\omega_1^2 L_s C_2 + 1)/j\omega_1 C_2 \\ &= (1 - \omega_1^2/\omega_n^2)/j\omega_1 C_2 = \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) / j\omega_1 C_2 \doteq 1/j\omega_1 C_2 \end{aligned} \quad (6-3)$$

式中, $\omega_1 = 2\pi f_1$, $\omega_n = 2\pi f_n$ 。

上式表明, 并联在 L_1 、 C_1 上的串联阻抗 L_s 、 C_2 , 在频率 f_1 下, 相当于一个小电容 C_2 并联在电容 C_1 上。而 $C_2 \ll C_1$, 所以 L_s 、 C_2 对基波电流 i_1 没有什么影响, i_1 的波形仍然是半个基波, 如图 6-11 中的虚线所示。

其次, 分析 C_1 、 L_1 并联回路串接在 L_s 、 C_2 回路中, 对谐波电流 i_2 的影响。 C_1 、 L_1 并联导纳在 f_n 频率下的值是:

$$Y_1 = j\omega_n C_1 + \frac{1}{j\omega_n L_1} = \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2 L_1 C_1}\right) j\omega_n C_1 = \left(1 - \frac{1}{n^2}\right) j\omega_n C_1 \doteq j\omega_n C_1 \quad (6-4)$$

这说明, 在频率 ω_n 下, L_1 、 C_1 并联回路的作用相当于一个大电容 C_1 串联在 L_s 、 C_2 回路中(对谐波电流 i_2 可视为短路), 所以对 i_2 也没有什么显著的影响。因此, i_2 仍然是一个 n 次谐波的波形。由图可见, n 次谐波电流 i_2 在 C_1 、 C_2 上分别与基波电流 i_1 同相和反相。当 $n=3$ 时, 输出管集-射间电压 e_1 和输出变压器次级电压 e_2 的波形如图 6-11 实线所示, 图中的点划线为两个反相的三次谐波波形。

从图中可以看出 e_1 波形中央下凹, 故对输出晶体管的耐压要求有所降低; e_2 波形中央凸起, 因而高压可以得到提高。由于 e_2 正是倍压整流电路的输入信号, 所以相应减少了倍压次数, 节约了高压硅堆和耐高压电容。因此三次调谐电路只需要倍压整流, 即可达到所需极高压。三次调谐虽有这些优点, 但是由于 e_2 波形中央太尖; 整流硅堆导通时间短, 因而极高压的调整率较差, 内阻较大。所以三次调谐电路又会对极高压稳定电路提出较高要求, 一般采用饱和电抗器极高压稳定电路予以配合。

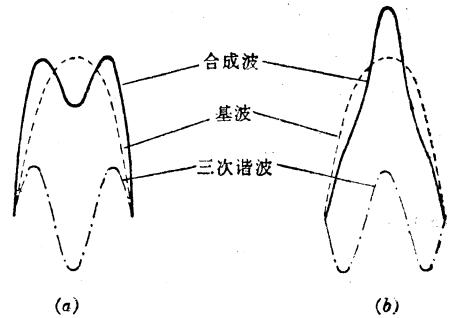


图 6-11 三次调谐波形

- (a) 输出管反峰压 e_1 波形
- (b) 输出变压器次级电压 e_2 波形

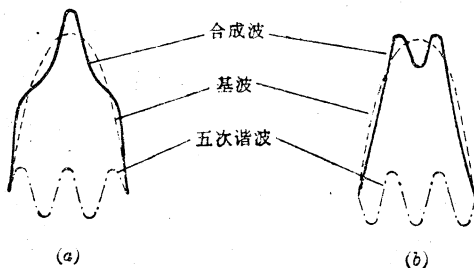


图 6-12 五次调谐波形

- (a) 输出管反峰压 e_1 波形
- (b) 输出变压器次级电压 e_2 波形

五次调谐的情况正好相反。图 6-12 是 $n=5$ 时 e_1 和 e_2 的波形。由图可见, 初级波形

e_1 的中央进一步隆起,对输出管的耐压要求反而提高,这是它的缺点。但是从次级波形 e_2 来看,由于整流器导通角的加大而使高压调整率得以改善。只要将五次谐波含量控制得比较小,就可以使输出管不致承受过高的反压。同时,由于图 6-12(a) 的波形上升部分较之图 6-11(a) 缓慢,所以输出晶体管截止期的损耗比三次调谐时小,故五次调谐应用较广。

但当温度等因素造成电路参数漂移时,分布电容和漏感将破坏谐波中的频率或相位关系,使本来设计得很理想的上述各种方案会受到破坏而不能取得预期效果。所以,采取一体化极高压电路就能实现高压调整率较好的高次调谐。

二、一体化极高压电路(多级一次升压回扫变压器)^[18,19]

最初,高压整流电路原是一次升压式的。随着高压的提高,为了降低输出变压器的匝数比和变压器的输出电压,简化变压器中的绝缘问题,出现了倍压系统。有不少彩色电视机采用三倍压整流电路。这种电路有 5 块高压硅堆,4 只高压电容和 1 个高阻值泄放电阻。随着元件的增加,体积、重量和可靠性都大为劣化。为了克服这些缺点,又在新的水平上回到一次升压的路上来,但这种一次升压是多级一次升压电路。

多级一次升压电路配用玻璃封装二极管,将回扫变压器和整流电路溶为一体,所以称为一体化极高压电路。回扫变压器的次级线圈分绕成几个圈数相同的绕组,这些分离的绕组与数目相同的玻璃封装二极管间隔地串接,然后用环氧树脂将它们凝成一体,很好地解决了绝缘问题。

图 6-13 所示四级一次升压电路中,电容 C_1 是每个绕组自身的分布电容(自电容), C_2 是绕组对地的电容。从图 (b) 中可知,每一个二极管可看成一个普通的二极管整流电路,整流后的滤波电容就是相应的寄生电容。例如 D_1 整流电路,就是由 D_1 将绕组 L_1 上的行反峰电压整流,整流后得一单向脉动电流,但交流分量被寄生电容 C_1 、 C_2 旁路到地,于是 A 点的直流电位是 E ,交流电位是零。

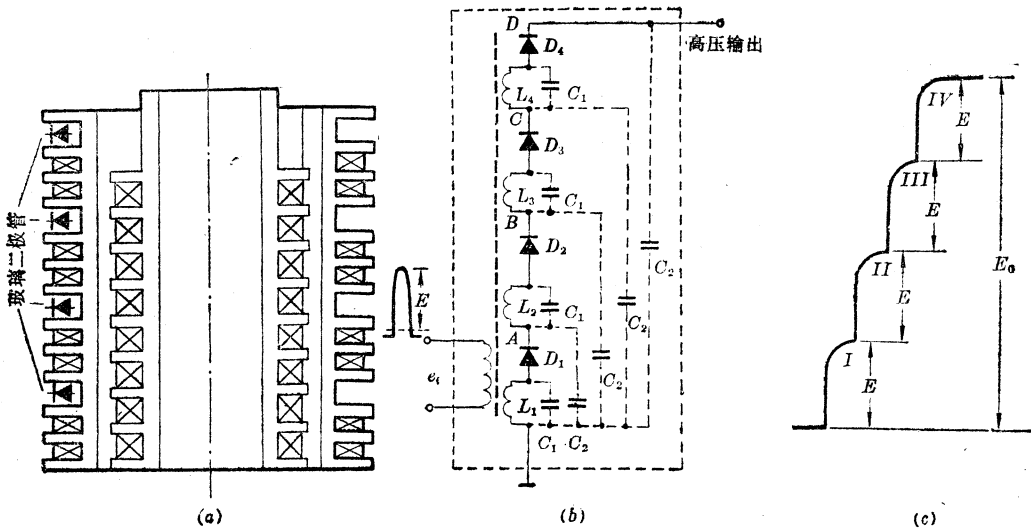


图 6-13 四级一次升压电路

(a) 剖面(不包括树脂封装和磁芯) (b) 电路 (c) 升压过程

同理, B 点的直流电位在 A 点的基础上再升高一个 E , 因而是 $2E$, 但由于寄生电容将交流旁路, 所以 B 点的交流电位仍是零。 C 点的直流电位是 $3E$, D 点的直流电位是 $4E$, 交流电位都是零。

由此可以看出, 这个电路有如下特点: 从直流来看, 各绕组是串联的, 在输出端得到 $4E$ 的输出; 在交流上, 它们都是并联的。因为每一个绕组的下端都是交流地电位, 上端的交流电位又都等于 ne_i , 其中 e_i 是初级输入电压, n 是每个单独的次级绕组与初级绕组的匝数比。如果 e_i 的正值部分幅度为 E_i , 则整流得到的直流电压

$$E_0 = 4E = 4ne_i = NE_i \quad (6-5)$$

式中, $N = 4n$ 是次级总匝数与初级的匝数比。输出电压和一次升压情况相同, 即为初级的 N 倍。

这种接法对降低寄生电容是很有效的。下面计算四级一次升压电路在理想情况下, 寄生电容折算到初级的值。先分析自电容 C_1 的折算值 C_{01} 。由于 4 个 C_1 是并联的, 所以

$$C_{01} = (4C_1) \cdot n^2 = 4n^2C_1 \quad (6-6)$$

4 个对地电容是并联的, 故折算到初级的值为:

$$C_{02} = (4C_2) \cdot n^2 = 4n^2C_2 \quad (6-7)$$

但是, 普通一次升压电路却有所不同。图 6-14 是普通一次升压电路, 假设初次级匝数比也等于 N , 并且将它分成 4 组圈数相同的绕组, 用 C_1 和 C_2 代表各绕组的自电容和对地电容。这时, 由于 4 个 C_1 是串联的, 其总值为 $\frac{C_1}{4}$, 故

$$C_{01} = N^2 \cdot \frac{C_1}{4} = 4n^2C_1 \quad (6-8)$$

与(6-6)式相同。但对地电容折算值却大得多。这时 4 个 C_2 按不同的变压比 $n, 2n, 3n$ 和 $4n$ 分别折算到初级, 于是

$$C_{02} = n^2 \cdot C_2 + (2n)^2 \cdot C_2 + (3n)^2 \cdot C_2 + (4n)^2 \cdot C_2 = 30n^2C_2 \quad (6-9)$$

这个值是(6-7)式的 7.5 倍。可见, 两种电路在同样匝数比和绕法的条件下, 对地折算电容却差很多。而且, 电路级数越多, 寄生电容折算值就越小。总的分布电容是自电容和对地电容之和。如前所述, 分布电容和漏感的降低可以使谐波次数提高, 谐波含量减少, 因而改善了输出电压的调整率。

4 个二极管均采用玻璃封装二极管, 它是将玻璃直接沉积在层结构硅片的表面并同时充作封装。这样二极管的尺寸可以做得很小, 且在各种恶劣环境下均有很高的耐压特性, 总功耗也大为减少。一体化以后, 元件用量比普通倍压式电路减少 50% 以上, 从而提高了电路的可靠性。同时, 体积缩小了 80%, 重量减轻了 70% 左右。

三、极高压稳定电路

极高压稳定和限制电路种类繁多, 除了本书介绍的以外, 还有自稳压行输出系统^[20]和 Wessel 系统^[21]等。下面将简要介绍使用饱和电抗器、高压控制晶体管以及晶体管稳压电路的三种高压稳定电路。

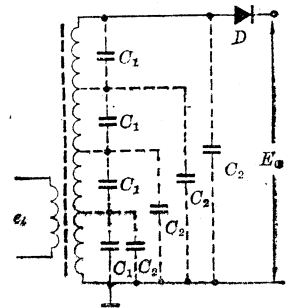


图 6-14 普通一次升压电路

饱和电抗器高压稳定电路如图 6-15 所示。现以串联式电路(图(b))为例,说明其稳压原理。所谓饱和电抗器实质上是一种利用电流增加使铁芯饱和的变压器。在易饱和材料做成的“日”字型铁芯上,绕有三组绕组 L_{a1} 、 L_b 和 L_{a2} , 见图 6-16(a)。两个边枝上圈数相同的绕组 L_{a1} 和 L_{a2} 串联起来,叫做被控绕组,中枝上的 L_b 叫做控制绕组。 L_{a1} 和 L_{a2} 不是随便串联的,而是要求当磁芯未饱和时,被控绕组和控制绕组间没有变压器作用。这就需要象图(a)那样的连结,这时 L_{a1} 和 L_{a2} 中电流 i_a 产生的磁通(虚线)在中枝磁芯中正好抵销,因而不会在 L_b 中感应出任何由 i_a 引起的电动势。同理, L_b 中电流 i_b 虽然在两个边枝上产生了磁通(点划线),但是它们在 L_{a1} 和 L_{a2} 中感应出的电动势也恰好抵销。

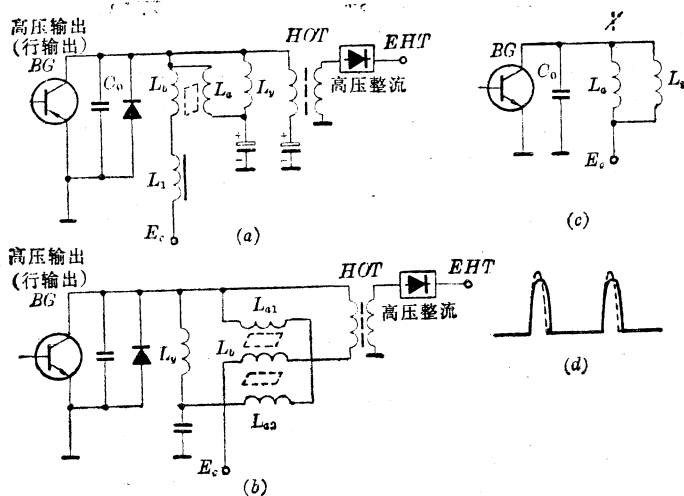


图 6-15 饱和电抗器高压稳定电路

(a) 并联式电路(北京牌 834 机) (b) 串联式电路 (c) (a) 的等效电路 (d) 波形的变化

当 L_b 中的电流较小时,磁芯没有饱和,就会出现上述结果;但是,当 L_b 中电流较大时,可以看到右枝上由 i_a 和 i_b 产生的磁通是同相的,而左枝上是反相的,所以右枝磁芯会出现一定程度的饱和,而左枝则不会饱和。右枝饱和的结果,使 L_{a1} 和 L_{b1} 串联的总阻抗下降。因此,具有图 6-16(b) 所示的控制特性。

在图 6-15(a) 的并联式电路中, L_v 是偏转线圈, HOT 是行输出变压器, L_1 是扼流圈。虚线方框表示饱和电抗器,它的被控绕组 L_a 的阻抗随控制绕组 L_b 上的电流变化而变化。该

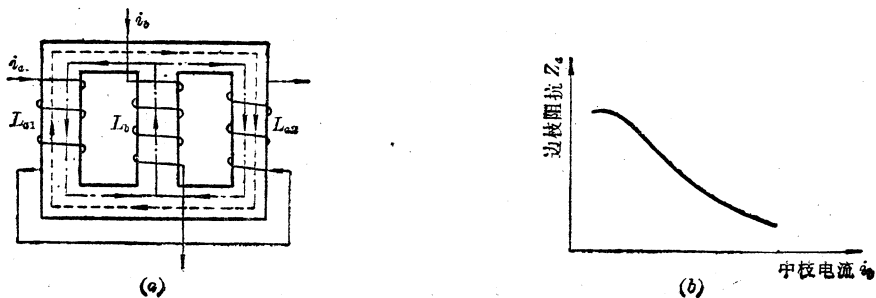


图 6-16 饱和电抗器

(a) 结构 (b) 特性曲线

电路的等效电路见图(c), 因为 *HOT* 初级的激磁电感和 L_1 都很大, 故可看成开路而予以忽略。而行输出晶体管集电极脉冲电压的幅度 E_{cm} 有以下的关系:

$$E_{cm} \propto \frac{E_c}{\sqrt{L \cdot C_0}} \quad (C_0 \text{ 是逆程电容}) \quad (6-10)$$

其中
$$L = \frac{L_a \cdot L_y}{L_a + L_y} \quad (6-11)$$

当高压电流增加时, 如果没有稳压电路, 高压就会下降。但加了饱和电抗器后, 高压电流的增加使行输出管的集电极电流也增加, 因此, 流过饱和电抗器控制绕组 L_b 的直流电流增加, 根据饱和电抗器的性质, L_a 将减少, 根据上述两式的关系, E_{cm} 将提高, 逆程期将缩短, 如图(d)中的虚线所示。这就防止了高压的下降。

图 6-17 所示的高压控制晶体管的高压稳定电路中, BG_1 是行输出晶体管, BG_2 是高压控制晶体管。行输出变压器初级一部分上的脉冲电压被二极管 D_1 整流, 得到的直流电压经过电阻 R_2 耦合到 BG_2 集电极供电。行输出变压器一个次级的脉冲电压又被 D_2 整流, 得到的直流电压由电位器 W 的滑动触头送到 BG_2 基极提供正向偏压。这样, 扫描输出功率的一部分就消耗在 BG_2 和 R_2 上。另外, BG_1 的集电极电流在 R_1 上的压降也同时加在 BG_2 的基极上, 其极性是抵消 D_2 的整流电压。如果高压整流电路负载加重而高压电流增加, 将使 BG_1 的集电极电流增加, 那末 R_1 上的压降就增加, BG_2 基极电压下降, 使其集电极电流减少, 因此控制电路的损耗减少 (或者说, 并联在行输出变压器初级上的控制电路的阻抗增加), 高压得以大致维持恒定。

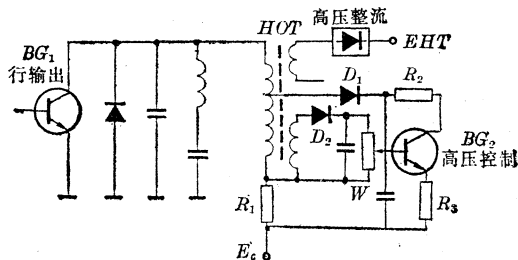


图 6-17 高压控制晶体管的高压稳定电路

图 6-18 是晶体管稳压电路的高压稳定电路, 其工作原理类似于串联型晶体管稳压电源, 这里不再重复。

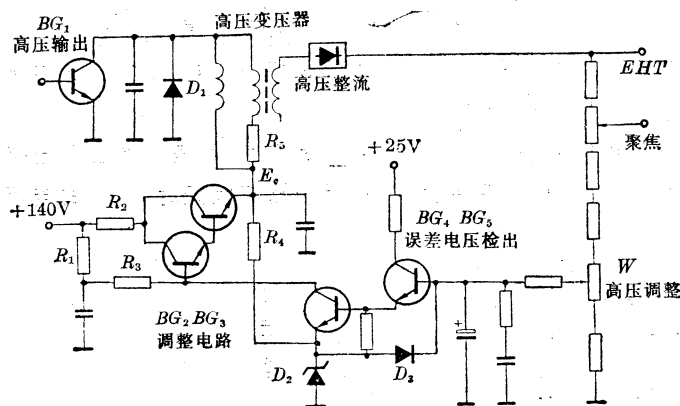


图 6-18 晶体管稳压电路的高压稳定电路

第四节 自动亮度限制 (ABL) 电路

当显象管的亮度过高时, 显象管的电子束就会过大而使高压电路过载, 高压输出晶体管

就有损坏的可能。自动亮度限制电路就是为了使电子束电流不超过预定值的一种保护电路。

自动亮度限制 (ABL) 电路实例如图 6-19 所示。由行输出变压器次级产生的行脉冲经倍压整流电路产生极高压 (EHT) 加在彩色显象管 (C T) 的阳极上。120 V 的电源电压则经 R_1 、 R_2 和 R_3 分压, 在 B 点产生一定大小的电压 E_B 加在显象管的控制栅极 G_1 上。当电子束电流 I 为零时, B 点电压 E_{B0} 为:

$$E_{B0} = E_B |_{I=0} = E \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right) = \left(\frac{33 \text{ k}\Omega}{150 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega + 33 \text{ k}\Omega} \right) \times 120 \text{ V} = 20.5 \text{ V} \quad (6-12)$$

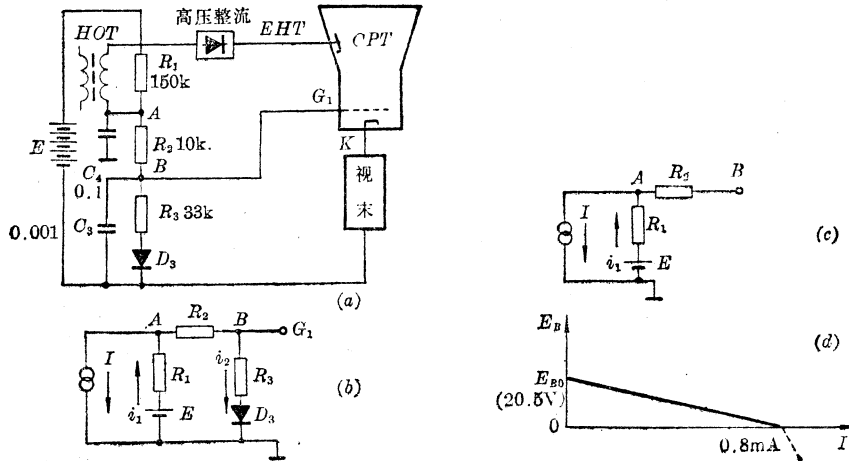


图 6-19 ABL 电路之一(北京 834 机)

(a) 电路 (b)、(c) 是 (a) 电路的等效电路 (d) 限制特性

当束流 I 增加时, 由于束流流过 R_1 , 其压降也就随之增加。显象管 G_1 上的电压就随之下降, 使 I 减少, 这就是束流得以限制的原因。为了便于讨论, 将图 (a) 的实际电路改画成图 (b)、图 (c) 的等效电路。由于显象管的内阻极大 (数十兆欧), 故图中以恒流源来代替, 电流 i_1 、 i_2 的方向如图所示。

(1) 当 $E_B > 0$, D_3 导通。所以 $i_2 > 0$, 见图 (b)。根据等效电路, 有:

$$I = i_1 - i_2 \quad (6-13)$$

$$E_A = E - i_1 R_1 = i_2 (R_2 + R_3) \quad (6-14)$$

$$E_B = \frac{R_3 E_A}{R_2 + R_3} \quad (6-15)$$

以上忽略了 D_3 的饱和压降, E_A 是 A 点电压。

由 (6-13) ~ (6-15) 式解得:

$$E_B = \frac{R_3 (E - IR_1)}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (6-16)$$

若将 $I=0$ 代入上式, 即为 (6-12) 式结果。由图 (d) 可见, 当 I 由 0 上升到 $\frac{E}{R_1} = 0.8 \text{ mA}$ 时, E_B 由 20.5 V 直线下降到零。这说明束流越大, 显象管的控栅电压越低, 使束流受到限制。

(2) 当 $I > \frac{E}{R_1} = 0.8 \text{ mA}$, $E_B < 0$ 时, D_2 截止, 等效电路变成图(c)。这时,

$$E_B = E_A = E - IR_1 \quad (6-17)$$

以上分析表明, 当束流 I 超过 0.8 mA 后, 电路对束流的限制能力会加强。以上分析没有考虑栅压 E_B 对束流 I 的影响, 但是可以定性地说束流限制的原理。综上所述, 当 $I < 0.8 \text{ mA}$ 时, G_1 电位 E_B 变化很小, 当 $I > 0.8 \text{ mA}$ 以后, G_1 电位迅速下降, 自动限制束流增加, 这样亮度基本上是恒定的。

在图 6-20 的电路中, 行输出晶体管集电极产生的反峰压经 D_1 整流, 产生数百伏直流电压, 经过大电阻 R 接进显象管的栅极电路。另一方面, $+120 \text{ V}$ 的电源电压经 R_1 和 R_2 分取一定电压加在 ABL 二极管 D_2 的负极。当高压电路的电流在额定值以下时, D_2 的正极电位比负极高, 所以它是导通的。因而显象管控制栅极 G_1 的电位大致被箝于 A 点的分压电位上, 因而束流恒定。当高压电流超过额定值时, 由于束流流过 R , 在它上面产生压降较大, 致使 D_2 的正极 B 点的电位低于 A 点电位, 于是 D_2 截止, G_1 电位随束流增大而下降, 这样束流就会减少。通过这个电路的作用, 亮度得以维持恒定。

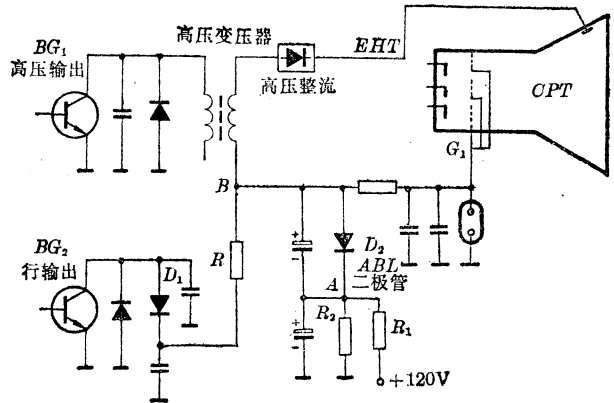


图 6-20 ABL 电路之二

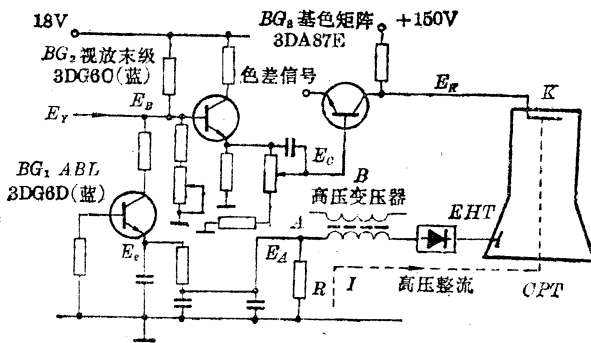


图 6-21 ABL 电路之三(春雷 3S2-2 机)

其基极为零偏置状态, 接在末级视放管 BG_2 的基极电路上。

图中 B 是高压输出变压器。在极高压回路中串进一只取样电阻 R , 并接进 ABL 晶体管的射极电路中。当束流 I 流过 R 时, 在 A 点产生对地为负的电压 E_A 。如果束流 I 增加, 会发生如下自动控制过程:

$$I \uparrow \longrightarrow |E_A| \uparrow (E_A \downarrow) \longrightarrow E_A \downarrow \longrightarrow E_B \downarrow \longrightarrow E_C \downarrow \longrightarrow K \uparrow \longleftarrow I \downarrow$$

其中, E_e 、 E_B 、 E_C 和 E_K 分别表示 BG_1 的发射极、 BG_2 的基极、 BG_3 的基极和显象管的阴极 K 的直流电位。由此可见, ABL 晶体管的作用将亮度大致维持不变。

第五节 开关式稳压电源^[22]

大多数彩色电视机的稳压电源都采用与黑白电视机相同的串联式晶体管稳压电源。这种电源中的调整管工作在放大区,消耗功率大。尤其是当电网电压上升时,要将多余的整流电压全部降在调整管上,消耗了很多能量,且须让大功率调整管来承受这一功率。

开关式稳压电源使调整管工作在开关状态,故损耗小。在电视机中,最方便的开关信号是行脉冲,不但容易从扫描电路获得,而且使开关干扰减至最小。当行扫描电路出现故障时,由于开关信号消失,电源就自动切断,自动保护了行扫描电路。

一、开关式稳压电源的工作原理

1. 开关输出级中的物理过程

开关式稳压电源有多种电路形式,其中,脉冲调宽变压器耦合储能式电路用得最多。这种电路在设计和使用上较为灵活,可省去电源隔离变压器,可同时得到几路稳定的输出电压。

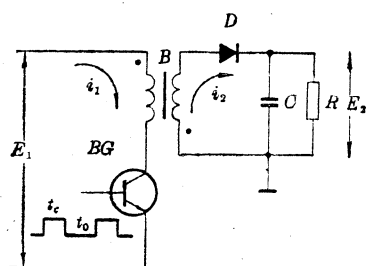


图 6-22 变压器耦合储能式开关稳压电源输出级

该电路的开关输出级如图 6-22 所示。其中, BG 是开关输出晶体管, B 是耦合储能脉冲变压器, C 是滤波电容, R 是负载电阻, 二极管 D 的作用在下面详细说明。电路工作时, 由脉宽调制电路送来一个脉宽随输出电压变化的方波加在 BG 的基极, 在它的控制下, 开关输出管周期性地饱和导通和截止。设导通期为 t_c , 截止期为 t_o 。开关方波的频率是行频, 即 $t_c + t_o = 64 \mu s$ 。

电路工作的基本过程是, 开关晶体管 BG 饱和导通时, 变压器 B 的初级由输入电压 E_1 (电网电压直接整流的不稳定电压) 吸取能量储存起来, BG 截止时, B 的次级接通, 将此能量转送给负载。下面将只讨论电路进入稳态以后的情况而不涉及暂态过程。图中 E_2 是电源输出的稳定电压。

(1) BG 饱和导通期 (t_c 时期) BG 饱和导通时, 电流 i_1 自上而下经变压器初级流入 BG , 此电流在初级感应出一个电动势 $E = -L \frac{di_1}{dt}$, 忽略 BG 的饱和内阻, 可写出初级回路的方程:

$$E_1 - L \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (6-18)$$

这说明, 初级电流 i_1 的变化率是一个常数 $\frac{di_1}{dt} = \frac{E_1}{L}$, 这里 L 是初级电感。因此, i_1 是一个线性增长的锯齿波电流。此电流在 BG 截止前达到最大值, 与此值相应, 有一个磁能由 E_1 储存于初级电感中(实际上是储存于铁芯中)。在铁芯中建立的磁通量 ϕ 标志着此磁能的大小。

在次级一侧, 注意图 6-22 中关于初、次级极性的标志点, 这时次级感应电动势是上负下正, 所以二极管 D 被反向偏置而截止, 次级开路。在 D 截止之前已储存在电容 C 上的电荷, 这时就向负载提供 R 输出电流 $I_0 = \frac{E_2}{R}$, C 应选得足够大, 以至在提供电流 I_0 的整个时间 t_o 内, 它失去电荷造成输出电压 E_2 的起伏不大于所要求的纹波电压 ΔE_2 (峰峰值), 故电容 C

的大小至少应为:

$$C = \frac{I_0 t_0}{\Delta E_2} \quad (6-19)$$

(2) BG 截止期(t_0 时期) 当 BG 截止时, B 的初、次级立即感应出与上一时期极性相反的电动势。这时, 初级的下端和次级的上端为正, D_1 被正向偏置而导通。由于 D_1 导通, 次级的上端的电位比输出电压 E_2 仅高一个二极管饱和压降, 由于电容 C 较大, 可认为因 D 的箝位作用使次级上端的电位就等于 E_2 (此时初级的感应电动势为 $\frac{n_1 E_2}{n_2}$)。于是, 这一时期次级的电流 i_2 是一个线性下降的锯齿波电流。这一电流的能量是 t_0 时期储存于铁芯中的磁能。它一方面使前时期由 C 提供的负载电流 I_0 得以维持, 另一方面给 C 充电, 以弥补它在 t_0 时期失去的电荷量。

(3) 输出电压和输入电压的关系 通过能量守恒定律来计算输出电压和输入电压之间的关系。如前所述, 铁芯中的磁通标志着磁能的大小。所以, 一周内铁芯磁通量的增加量和减少量必须相等。 t_0 时期磁通的增加量 $\Delta\phi(+)=\frac{E_1 t_0}{n_1}$; t_0 时期磁通的减少量 $\Delta\phi(-)=\frac{E_2 t_0}{n_2}$ *, 所以

$$\Delta\phi(+)=E_1 \frac{t_0}{n_1} = \frac{E_2 t_0}{n_2} = \Delta\phi(-)$$

或

$$E_2 = \left(\frac{t_0}{t_0}\right) \left(\frac{n_2}{n_1}\right) E_1 \quad (6-20)$$

即输出电压 E_2 与时间比 $\frac{t_0}{t_0}$ 和匝数比 $\frac{n_2}{n_1}$ 有关。

值得指出的是, 在 BG 截止期, 其集电极-发射极间承受了较大电压, 这个电压是:

$$E_{\max} = E_1 + E_2 \left(\frac{n_1}{n_2}\right) = E_1 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \left(\frac{t_0}{t_0}\right) E_1 \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right) = \left(1 + \frac{t_0}{t_0}\right) E_1 \quad (6-21)$$

设计时, 此值不应超过开关管的最大额定值。

2. 开关式稳压电源方框图

通过分析输出级中的物理过程和输出电压的定量关系以后, 可以进一步了解开关式稳压电源的原理。根据 (6-20) 式, 改变 $\frac{t_0}{t_0}$ (即控制脉冲宽度), 可以影响输出电压的大小。于是, 首先用一个和普通的串联式稳压电源相同的误差检出放大级, 将输出电压 E_2 的变动变换成一个直流控制电压; 再将控制电压送到一个脉宽调制器中, 去对行扫描电路送来的行频方波进行脉冲宽度调制, 使 $\frac{t_0}{t_0}$ 反映 E_2 的变动; 最后, 将已调宽的方波反馈到开关输出级,

* 根据法拉第定律, 感应电动势 E 正比于磁通的变化率, 即

$$E = -n \frac{d\phi}{dt}$$

式中, n 为绕组匝数, 负号表示感应电动势阻止磁通的变化。在我们所讨论的问题中, 无论是 i_1 在 t_c 时期, 还是 i_2 在 t_0 时期, 磁通 (电流) 的变化规律都是线性的, 所以, 可用各时期的增量代替微分:

$$E = -n \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$

或

$$\Delta\phi = \frac{-E\Delta t}{n}$$

正文中 $\Delta\phi(+)$ 、 $\Delta\phi(-)$ 即由此式而来, 不过算式中只考虑其数值的绝对大小。

去控制开关输出晶体管导通与截止的时间比例,使输出电压相应改变。当电网电压降低,输出电压 E_2 降低时,误差检出放大管将 E_2 偏离稳压值的误差量进行放大,于是控制电路产生 t_o 较长的脉冲,使 BG 导通期变长,使能量的储存和转送量不致减少,因而大致维持 E_2 恒定。反之,当 E_1 因电网电压上升而升高时,控制电路使 BG 导通时间减少,亦使 E_2 大致维持恒定。

显然,改变 $\frac{t_o}{t_0}$ 比值有两种方案,一是周期 $t_o + t_0$ 不变,改变占空比;二是 t_0 (或 t_o) 不变,改变频率。下面将列举都属于前者的两个例子。

根据上述控制原理,可画出开关式稳压电源的方框图,如图 6-23 所示。除上面已介绍的电源整流器、误差检出放大器、脉宽调制器、开关输出级等外,还增加了启动器和激励级。

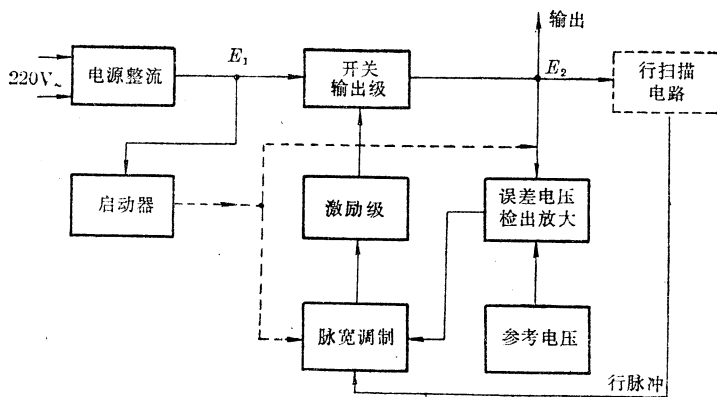


图 6-23 开关式稳压电源方框图

在开关稳压电源中,行扫描电路既提供开关脉冲(经脉宽调制后),它又是电源的主要负载。这样,整个电路就构成一个闭合的环。当电路刚开始工作时,行扫描电路无电源供给,不输出行脉冲给脉宽调制器,所以开关电源无输出电压,这样,必须外加一个启动器,直接给扫描电路提供起始电源,使电源和扫描构成的循环电路立即开始工作。启动器可用一个不稳定的整流电压供电。

开关稳压电源的主要优点有:

- (1) 晶体管工作在开关状态,直流变换效率达 90% 以上,比串联式稳压电源高 10~60%,而且效率与电网电压无关。
- (2) 稳压范围大,在电网电压变化范围为 130~260 V 时,输出电压变动只有 $\pm 1\%$ 左右。
- (3) 省去电源变压器,缩小电源的体积和重量。除电源部分带电外,其稳压输出的地线不带电。
- (4) 用行频作开关,滤波电容 C 的值可大为减小,或者说,在一定的滤波电容下,纹波电压也将减小。

开关式稳压电源的缺点,主要是线路复杂、元件多、可靠性差。

二、电路实例之一

图 6-24 是开关式稳压电源的一个实例。现按电路的各级说明其工作情况。

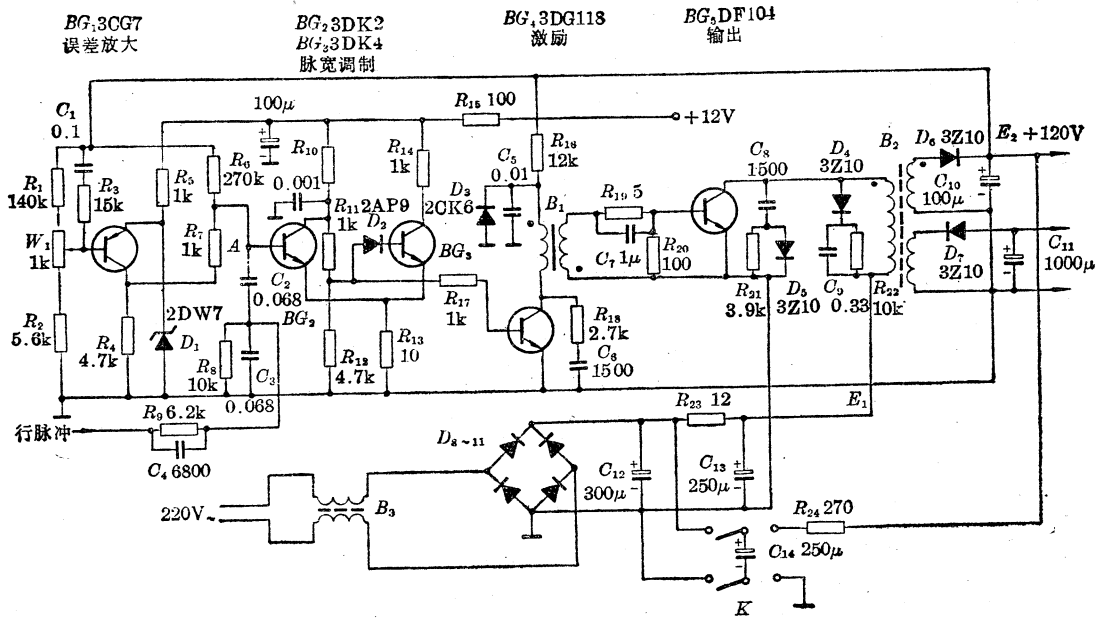


图 6-24 开关式稳压电源之一(金星)

1. 误差放大级

由 BG_1 组成的误差放大级，其工作原理和串联式稳压电源中的误差放大器基本相同。它的发射极电位由稳压二极管 D_1 固定，基极则通过电阻分压电路 R_1 、 W_1 和 R_2 从 +120V 输出电压(即以上各图中的 E_2) 中取出一定的电压，其大小正比于输出电压， BG_1 也是一个直流放大器，输出电压通过 R_7 直耦到晶体管 BG_2 的基极上 (A 点)。 R_7 还与 R_6 和 R_4 等构成 BG_2 的偏置电路。

2. 脉冲调宽电路

该电路由施密特电路 BG_2 和 BG_3 组成。要说明调宽过程，试先分析由 R_9 、 C_3 组成的行脉冲积分电路。由行扫描电路反馈来的负回扫脉冲经过 R_9 、 C_3 积分后，在 A 点形成一个行锯齿波迭加在误差放大器送来的误差电压上。这个锯齿波是经过耦合电容 C_2 隔直后送到 A 点的，所以不影响 A 点的直流电位。迭加后的波形如图 6-25 所示。图 (a) 是负极性行脉冲，图 (b) 是行锯齿波迭加在误差电压 E_A 上的波形，图中画出了两种不同的误差电压 E_A 和 E'_A 的情况 ($E_A > E'_A$)。设施密特电路的触发电平为 E_0 ，若 BG_2 基极的瞬时电位高于 E_0 ，施密特电路就翻转成 BG_2 导通， BG_3 截止的状态；一旦低于 E_0 ，又恢复到 BG_2 截止， BG_3 导通状态。

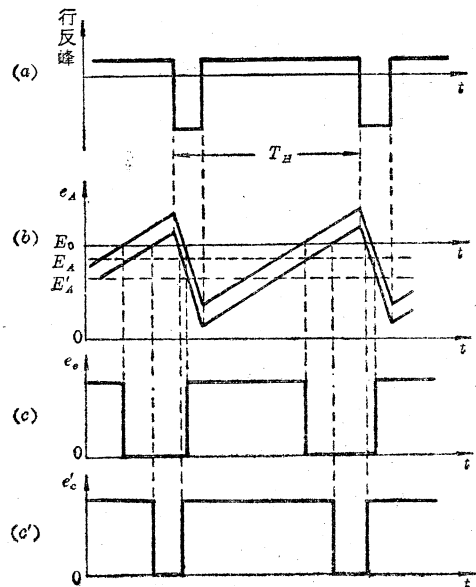


图 6-25 脉宽调制波形
(a) 行脉冲 (b) 触发波形 (c)、(c') BG_2 集电极输出波形

因此,在两种不同大小的误差电压作用下, BG_2 集电极上的输出波形图(c)、图(c')的脉宽是不同的:当误差电压为 E_A 时, BG_2 导通时间长, BG_2 集电极上负极性脉冲 e_c 的持续期就长;当误差电压为 E'_A 时, BG_2 导通时间短, BG_2 集电极上的负极性脉冲 e'_c 的持续期就短。这里,忽略了施密特电路中回差的影响。

3. 激励级

BG_2 集电极电压 e_c 经过 R_{11} 和 R_{17} 直流耦合到激励管 BG_4 的基极进行放大,以驱动开关输出级。 R_{16} 是限流电阻并与 C_5 构成本级电源退耦电路。二极管 D_3 用来抑制 C_5 和 B_1 初级引起的振铃振荡,以防止产生误触发脉冲;集电极上的 R_{18} 、 C_6 也是阻尼单元,用于减小由于激励变压器 B_1 的漏感和分布电容造成的 BG_4 集电极波形的反峰。

4. 输出级

输出级的工作原理前已述及,这里再补充几个元件的作用。

与激励级类似,在输出晶体管 BG_5 截止时,脉冲变压器 B_2 初级的漏感和分布电容往往也会在其集电极电压上造成很高的反峰,容易超过 BG_5 的允许值,所以必须外加一个由 D_4 、 C_9 和 R_{22} 等组成的削反峰电路。利用二极管的箝位作用,削去有害的反峰。

输出级的功率损耗是开关式稳压电源的损耗中的一个主要方面。这是由于开关从导通到截止或从截止到导通,转换速度不可能无限快,而是有一定的时间。在转换过程中,开关输出晶体管将同时承受着电压和电流,这就给输出级带来损耗,并且对功率管本身承受功耗的要求也提高了。

当然,提高转换速度,包括采用高频率的功率晶体管来承担开关功能,是可以减少损耗的,这样将增加成本。在输出晶体管选定以后,

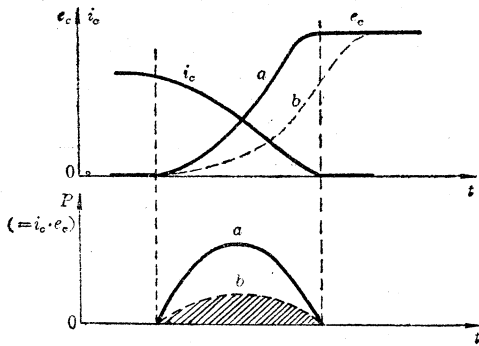


图 6-26 缓上升电路的作用

a—未加缓上升电路 b—加缓上升电路

为了尽可能减少晶体管截止过程中的损耗,常在其集电极上加一个由 D_5 、 R_{21} 和 C_8 组成的缓上升电路。瞬时功率损耗正比于集电极电流和集电极电压的乘积,加进这一电路以后,当集电极电流下降,集电极电压上升时, D_5 导通,于是 C_8 被并联在 BG_5 的集电极与地之间。由于 C_8 上的电压不能突变,需要一个充电过程,所以集电极电压上升速度变慢,如图 6-26 所示。这样截止功耗就减小了。图中虚线下的阴影面积显然比实线下的面积小些。

输出晶体管导通时, C_8 上的电荷则通过 R_{21} 和晶体管内阻放电。

5. 启动电路

图 6-24 中的启动电路借微动开关 K 而作用。当扫描电路无电源供给时,先将 K 接在左边,电容 C_{14} 被桥式整流电路产生的直流电压充电,然后将其接到右边的电路上, C_{14} 上的电压通过 R_{24} 送到行扫描电路,提供瞬时供电电源,使扫描电路开始工作而产生回扫脉冲。当回扫脉冲送回调宽电路产生稳定的电源后, C_{14} 上的电荷差不多已经放完,启动电路亦就停止工作。

分析了上述各单元电路的作用以后,就可分析整个电路系统是如何自动稳定输出电压 E_2 的。设由于某种原因造成 E_2 上升,则发生如下控制过程:

$E_2 \uparrow \rightarrow BG_1$ 基极电位 $\uparrow \rightarrow BG_1$ 集电极电位 $\downarrow \rightarrow E_A \downarrow \rightarrow BG_2$ 导通时间 \downarrow
 $E_2 \downarrow \leftarrow BG_5$ 导通时间 (即 t_o) $\downarrow \leftarrow BG_4$ 截止时间 $\downarrow \leftarrow$

同理, 电路也可对某种原因造成的输出电压的下降自动地进行调整, 使其维持恒定。

三、电路实例之二

日立 CTP-216D 彩色电视机中的开关式稳压电源电路如图 6-27 所示。该电路与图 6-24 的不同之处说明如下:

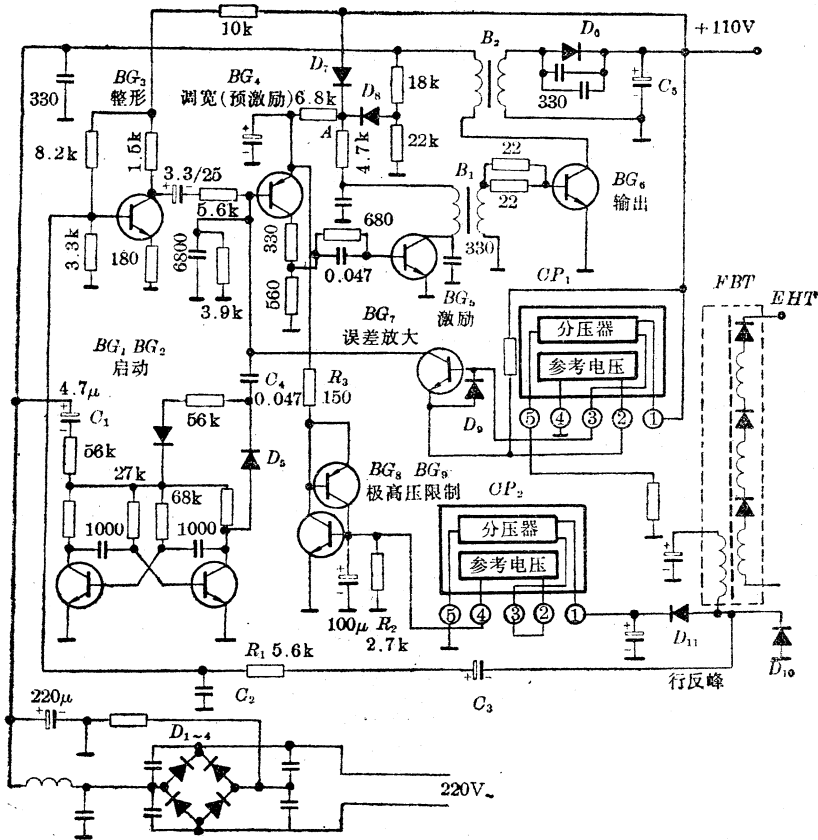


图 6-27 开关式稳压电源之二 (日立 CTP-216D 机)

1. 脉冲调宽电路

脉冲调宽级是一个单管放大器 BG_4 , 利用误差电压 (经过放大) 改变管子的工作点来调整输出电压的脉冲宽度。其工作原理分析如下。图 6-28 是波形示意图。

由三级一次升压回扫变压器 FBT 送来的行反峰 (图 (a) 波形) 经 C_3 送到由 R_1 、 C_2 组成的积分电路, 得到一个行频锯齿波 (图 (b) 波形) 加在整形器 BG_3 的基极。适当安排这一级的工作点, 使基极锯齿波的正峰因 BG_3 饱和而被限幅切削, 于是集电极上的倒相输出就是一个三角波, 见图 (c) 波形。

另一方面, 输出电压 (110 V) 的误差量被检出后由 BG_7 放大, 产生一个直流电压加到调宽级 BG_4 的基极, 改变它的偏置点, 这与图 6-24 电路相同。但不同的是, 这里误差电压的检出是依靠一个由分压器和参考电压发生器构成的厚膜组件 OP_1 。

当 BG_3 输出的三角波和放大的直流误差电压迭加在 BG_4 基极上时, 适当设计 BG_4 的

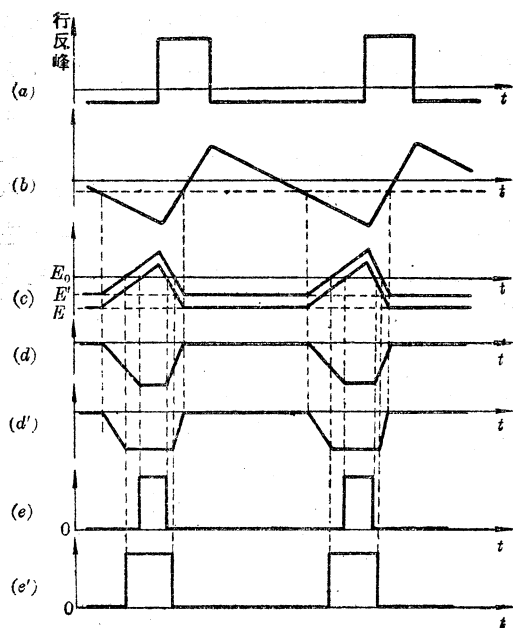


图 6-28 调宽级波形

工作点, 可使这一级在三角波的峰值部分截止, 因而在集电极上输出一个台形脉冲波去激励下级 BG_5 。当电源输出电压 (110 V) 变化时, BG_4 基极的直流电压也将变化 (图 (c) 中以 E 、 E' 两个不同值表示), 因而这一级的工作点亦随之变动。设截止电平为 E_0 , 则误差电压不同时, 输出的台形波的平台宽度也跟着改变, 见图 (d) 和图 (d')。这个台形电压经过后面几级电路的切割、整形、放大, 就得到一个矩形脉冲 (图 (e)、图 (e')), 其脉宽随误差电压而变。这个矩形脉冲由 B_1 送到输出级 BG_6 , 产生一个稳定的输出电压。

2. 启动器

启动器是自动工作的, 由 BG_1 、 BG_2 组成。这是一个多谐振荡器。

刚开机时, 由于行扫描电路尚未工作, 因而无输出电压。但是, 由 $D_1 \sim D_4$ 组成的桥式

整流电路一开机就产生一个不稳定的直流电压, 通过大电容 C_1 加到多谐振荡器 BG_1 和 BG_2 的集电极上。在这个电压供给下, 产生一个方波信号, 经 D_5 、 C_4 送到 BG_4 基极, 提供其后各级的开关信号。这时虽然没有 110 V 的电源电压供给 BG_4 和 BG_5 , 但通过 D_3 导通、 D_7 截止, 桥式整流输出的直流电压提供 BG_4 、 BG_5 和 BG_6 的电源, 使它们得以正常工作。

瞬时启动靠的是 C_1 上的电压不能突变, 因而能及时地将桥式整流电压供给多谐振荡器。但是经过极短的瞬间, 电容 C_1 上电荷很快充满。将要充满时, 多谐振荡器失去了足够的电源供给, 启动器自动停振。这时, 电路已从预备工作状态进入正式工作状态了。实测表明, 多谐振荡器送出的方波从开机起, 只能维持几秒钟的时间。

3. 极高压限制电路

由 BG_8 和 BG_9 构成的极高压限制电路, 按可控硅等效电路那样接成正反馈。这个电路还包括另一个厚膜组件 CP_2 。由图 6-27 可见, 三级一次升压回扫变压器 FBT 次级上的一个绕组的反峰电压通过 D_{10} 、 D_{11} 整流后, 得一直流低压加在 CP_2 的分压器上, 这个电压和分压器分压得到的电压, 其大小正比于极高压。分压器分压得到的电压和参考电压在电阻 R_2 上相加。当极高压超过某一额定值时, R_2 上的电压升高到足以使 BG_8 导通。由于 BG_8 和 BG_9 间的正反馈作用, 两只晶体管迅速饱和。但是, BG_9 的发射极通过小电阻 R_3 (150 Ω) 接到 BG_4 的发射极, 因此 BG_8 、 BG_9 饱和导通等于将 BG_4 的发射极接地, 从而使它无电源供给而停止工作, 起到了保护作用, 只有排除了故障使极高压降下来, 电路才能正常工作。

第六节 恒压变压器 (CVT) 稳压电源

恒压变压器 (CVT) 是一种具有稳定输出电压的新型电源变压器, 在电网电压变化相当

宽的范围,输出电压几乎不受什么影响。恒压变压器除了外部元件很少外,它还具有抗干扰、抗过载、短路自保护等一系列优点。这种变压器利用铁磁谐振原理和磁分路结构来实现交流恒压输出,再由普通的整流滤波电路得到恒定的直流电压。图 6-29(a) 中是一个普通的铁芯变压器,图 (b) 是铁芯材料的磁化曲线。初级绕组 P 上的电压 e_i 激起的磁化电流在铁芯中建立起磁通 ϕ 如图 (a) 中的虚线箭头所示。当 e_i 不大时, ϕ 随 e_i 的增加而直线增加。设两个不同的输入电压 e_{i1} 、 e_{i2} 建立的磁通分别为 ϕ_1 和 ϕ_2 , 则磁通增量 $\phi_2 - \phi_1$ 与初级电压增量 $e_{i2} - e_{i1}$ 成正比。次级 S 上的感应电压 e_o 等于 e_i 与初、次级匝数比之积, 图 (b) k 点的左边的曲线大体上符合这种规律。当初级电压增加到超过 k 点的对应值之后, 这时同样的电压增量 ($e_{i2} - e_{i1}$) 所引起的磁通增量 ($\phi_2 - \phi_1$) 却要小得多, 说明铁芯接近饱和。

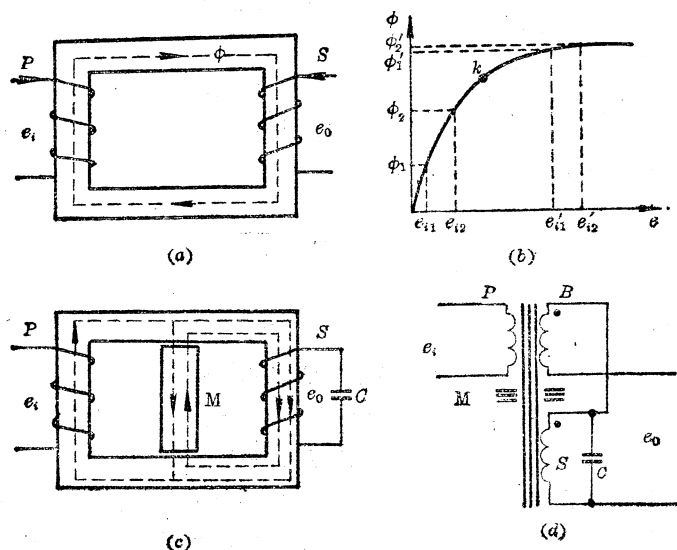


图 6-29 恒压变压器工作原理

(a) 普通变压器 (b) 磁化曲线 (c) 恒压变压器 (d) 恒压变压器电路

如果在该铁芯(以后称主铁芯)中再塞入一个同样材料制成的铁芯 M (磁分路铁芯), 就构成了一个磁分路。通常, 磁分路铁芯的端面与主铁芯内壁间留有一定的空隙。有了磁分路以后, 铁芯空间被分成两个窗口。如在次级绕组 S 两端跨接一个适当大小的电容 C , 就构成了一个基本的恒压变压器, 见图 (c)。

当 e_i 较小时, 由于磁分路上有空隙, 磁阻较大, 只有少量磁通由此分路。同时, 次级两端既然感应出电压, 电容 C 中就有电流流过。当 e_i 增加时, 由于磁化曲线的非线性, 次级绕组的感抗也跟着改变。在工作频率 (50 Hz) 下, 当次级线圈的感抗与电容 C 的容抗接近相等时, 次级回路接近谐振状态, 回路电流很大。此电流在次级磁芯中建立起很密的磁通, 使次级铁芯接近饱和。但是, 磁通中只有一部分通过初级铁芯, 另一部分被 M 所分路。因此, 初级铁芯远未饱和。

当次级回路与谐振状态十分接近时, 次级铁芯的磁阻很大, 因而磁分路上的磁阻相对较小。此时初级电流建立起来的磁通绝大部分流过分路。因此, 磁分路的建立和次级谐振状态的形成大大减轻了初级和次级之间的耦合作用。由于输入电压的变动而造成的初级磁通的变动, 绝大部分被磁分路吸收, 对次级回路的作用很小。只要保证次级接近于谐振的工作

条件,次级基本上可以看成是一个恒压电源。

由图(b)可见,次级磁芯虽然接近饱和,但初级电压的变化还会引起次级电压的少量变化。为了得到一个更理想的恒压源,亦即基本上消除初、次级间的耦合,可在初级窗口上再绕制一个补偿绕组B。在电路上,B与次级反相串联,输出电压如图(d)那样引出。当输入电压变化时,虽然次级上的电压有少量变动,但补偿线圈上的电压也随着改变,由于是反相

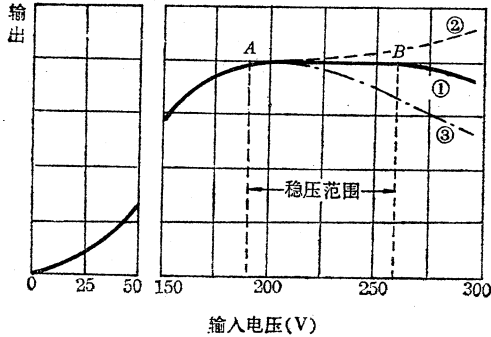


图 6-30 恒压变压器输出特性

①—适当补偿 ②—无补偿 ③—过补偿

串联,只要设计合理,就可使补偿线圈上的变化恰好抵销次级电压的变化而保持输出电压不变。这时,初级磁通除了一部分穿过次级用于提供铜耗、铁耗以及维持次级谐振所需的能量以外,其变化部分全部流过磁分路。这样就造成了初、次级的隔离,当然,完全的隔离是不可能的。图 6-30 是恒压变压器典型的输出特性。从原点 O 到 A 点的起始部分是次级电压激增的一段。由 A 到 B 是稳压范围,这时次级回路接近谐振。图中,虚线是未加补偿线圈的情况,实线是正确地加补偿线圈

的情况,点划线是过补偿的情况。因为补偿线圈提供了一个反相电压,所以过补偿会使输入上升时输出反而下降。

如果次级回路完全谐振,铁芯过于饱和,这样会使变压器产生高热并增加漏磁场。恒压变压器设计在饱和程度很浅的区域,其输出特性的不够平坦由补偿绕组校正。为了避免过大的谐振回路电流而引起的铁芯过饱和,必须使回路的谐振频率略为偏离工作频率(50 Hz),通常在输入市电电压变化范围内(例如 130~260 V),使满负载输出电压的变化范围小于 $\pm 1\%$ 。这样,除了谐振电容和整流滤波电路以外,不需要别的外部元件,利用恒压变压器就很方便地得到了稳定的直流输出。根据需要,只要在次级窗口多设几个绕组,就可以得到几组稳压输出,而且对输入电压(电网电压)变化的稳压范围是很宽的。

如上所述,次级的谐振是稳压的前提。当次级回路上接有负载时,次级电流等于电容中的电流和负载电流之和。如果负载加重(包括次级窗口上其它绕组上的负载加重),电容上的电流必然相应减弱。或者从另一个角度来看,负载的加重降低了谐振回路的 Q 值,从而使谐振电压和电流减小,负载过重,甚至使谐振停止,输出电压便迅速下降。在短路时,次级电流仅为满负载时的 150~200%。这种自动限流作用使负载电路上的元件免于烧坏。若是普通的变压器,次级短路时,由于次级电流剧增,甚至会烧坏变压器。恒压变压器的这种抗过载和短路自保护作用提高了使用可靠性。

恒压变压器除了上述优点外,还具有较强的抗干扰能力。这是由于初、次级绕组分别置于铁芯两个窗口中、互相间有一定的间距,初、次级间的分布电容很小,因此从电源线串入的干扰不易耦合至次级;又因谐振电容对干扰脉冲的旁路作用(或理解为积分平均作用)和工作在饱和状态,这就进一步抑制了干扰,所以省去一般抗电网干扰的电源滤波网络。

由于次级工作接近饱和区,其输出波形近似于一个方波,谐波(三次谐波)分量十分丰富。谐波含量随输入电压和负载情况而异,轻负载和大输入时,谐波含量大(见图 6-31),可以降低对整流器承受反峰电压的要求并改善负载特性。

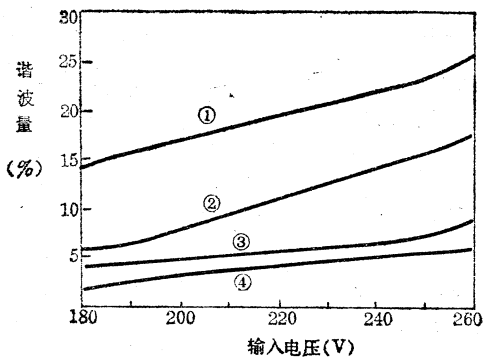


图 6-31 恒压变压器的谐波含量

- ①—三次谐波 50% 负载
- ②—三次谐波 100% 负载
- ③—五次谐波 50% 负载
- ④—五次谐波 100% 负载

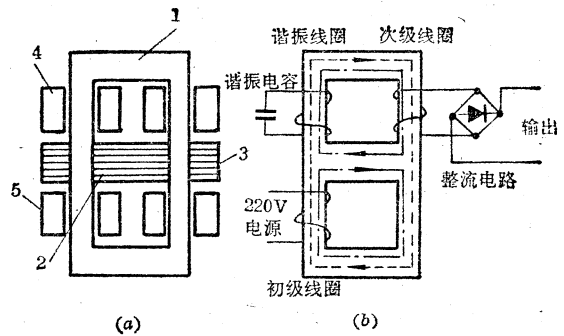


图 6-32 恒压变压器的结构

- (a) 剖面图 (b) 电路图
- 1—主铁芯 2—主磁分路 3—副磁分路 4—次级绕组和谐振绕组
- 5—初级绕组

图 6-32 是 WCD 系列恒压变压器的基本结构。磁芯用优质的硅钢片 (D_{340} , Z_{10} , 0.35 mm) 制成。磁分路铁芯分成两组, 一组如前所述塞入主铁芯内, 称为主磁分路铁芯; 另一组贴在主铁芯外侧, 称为副磁分路铁芯。磁分路铁芯截面积为主铁芯截面积的 0.6 到 0.8 倍。主磁分路铁芯端面与主铁芯内壁间的空隙约为 0~0.2 mm。初级磁芯的磁通密度设计为 19000 G, 次级为 20600 G (D_{340}) 或 21500 G (Z_{10})。各绕组装配后要进行绝缘浸渍处理, 使主、副磁分路和主铁芯胶合固定, 以免位移松动, 造成杂音, 同时增加导热性能。绝缘处理后还需用环氧冷封胶灌封线包端面和线包绝缘芯与铁芯间的缝隙, 以增加散热效果。

用于 16 英寸黑白电视机的恒压变压器的输出特性和负载特性如图 6-33 所示。这里, 谐振电容为 $1\mu\text{F}$, 谐振频率为 48.6 Hz。

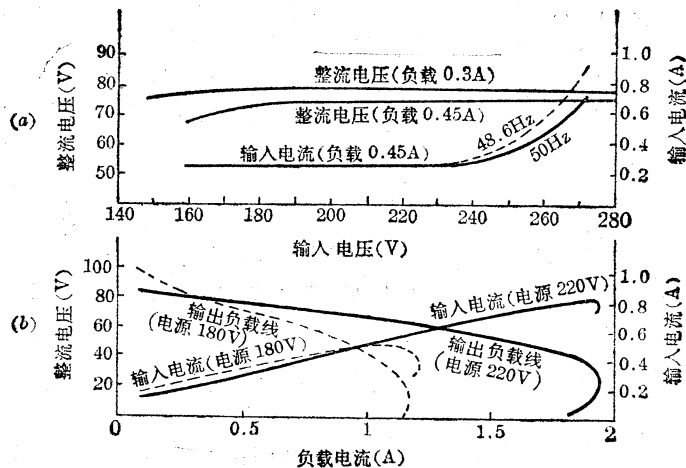


图 6-33 恒压变压器的特性

- (a) 输入-输出特性 (b) 负载特性

第七章 彩色显象管及会聚和枕形失真校正电路

彩色显象管主要有：荫罩管(三枪三束管)、单枪三束管和自会聚管等三种。50年代发明的荫罩管^[23]，图象质量较好但会聚电路相当复杂，至今在高清晰度电视，监视器上仍有应用。为了简化会聚机构，60年代发明了电子束一字形排列的单枪三束显象管^[24]，使动会聚调节器由13个减少到3个。虽然简化了会聚电路和调节手续，但仍需要会聚调节装置。70年代又发明了与偏转线圈做在一起的自动会聚的彩色显象管——自会聚管^[25]，它革除了繁琐的会聚电路，成为今后彩色显象管发展方向。下面将对上述三种显象管及其光栅校正技术作具体的分析和介绍。

第一节 彩色显象管及其周围电路

一、荫罩管

荫罩管的三个电子束分别由三支电子枪产生，而三支电子枪围绕着显象管的中心轴线排成“品”字形(在垂直于管轴的截面上看)彼此相隔 120° 。同时为了使三支电子束能在屏上交，各电子枪都与管轴倾斜 1.5° 左右的角度。电子枪射出电子束的强弱分别受三个基色信号控制。根据控制信号的不同，而把它们称为红电子枪、绿电子枪和蓝电子枪。荧光屏上的荧光粉是由红、绿、蓝三种荧光粉点组成，它们三个一组按品字形排列，每一组构成一个像素。当三个电子束分别击中它们所对应的荧光粉点时，荧光屏上就发出不同强度的基色光。整个荧光屏上大约有120万个荧光粉点，它们很小，相互离得很近，因此，当我们离屏一定距离观看时，就将每组荧光粉点看成是一种与该像素三基色信号比例有关的色调，于是在荧光屏上构成了一幅彩色画面。

显象管工作时，三个电子束只能击中自己所对应的荧光粉点。为此，应在荧光屏前面安装一个金属网孔板，称为荫罩板。荫罩板大约有40万个荫罩孔，每一个荫罩孔与一组红、绿、蓝荧光粉点相对应。电子枪射出的电子束正好在荫罩孔处相交，然后又分开，打在各自的荧光粉点上，如图7-1所示。

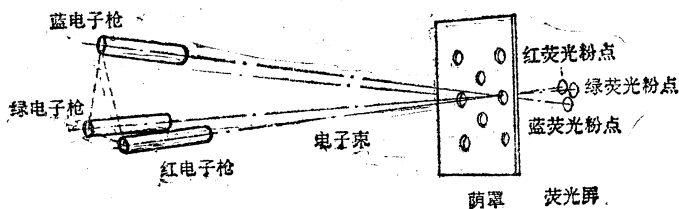


图7-1 荫罩管工作原理

三个电子束在全屏上作行、场扫描时,如果没有这块荫罩板的隔离,各电子束不仅会打在自己的荧光粉点上,亦会打在另外两种荧光粉点上,使各象素中的荧光粉点受到错误的激发。因此,荫罩板有一种十分重要的分色作用。这种彩色显象管也就称为荫罩管。

三支电子枪结构上完全相同,可以独自控制电子束强弱。电子枪由阴极 K 、调制极(又称第一栅极,控制栅极) G_1 、加速极(第二栅极) G_2 、聚焦极(第三栅极) G_3 和阳极(第四栅极) G_4 构成,其结构如图 7-2 所示。各电子枪的灯丝是并联的,只引出 2 根引线。三个阳极连在一起,使用共同的阳极电压。为了产生静电聚焦场将电子束聚得足够细,在聚焦极和加速极上分别加有 4~5kV 和 300V 左右的电压,而控栅上的电压约 -100V (以上都是相对于阴极而言)。

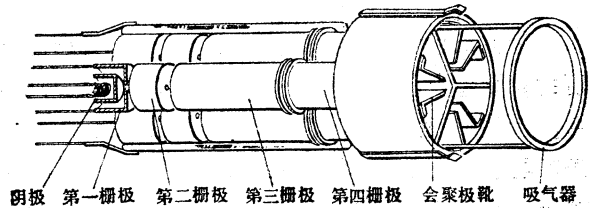


图 7-2 荫罩管的电子枪

显然,三个电子束任何瞬时都要聚集于相邻的三色荧光粉点上,故称为会聚。否则就产生会聚误差。会聚误差使图象轮廓出现彩色镶边,因此必须进行会聚校正,图中的会聚极靴就是配合管外的会聚磁铁及有关电路校正电子束的。

二、单枪三束彩色显象管

顾名思义,单枪三束管是三支电子束共用一支电子枪。各电子束的阴极必须是分开的,以便独立调制电子束的强度。但是加速极以后的各极是共用的。在一定的显象管管颈直径下,共用一支电子枪,可以使电极直径增加一倍,从而使电子透镜的几何光学象差大为降低。于是聚焦质量或图象清晰度将得到改善。或者反过来说,在保证一定的聚焦质量前提下,可以有较大的束流、或较低的偏转功率,因为显象管管颈直径越大,偏转功率越大。单枪三束

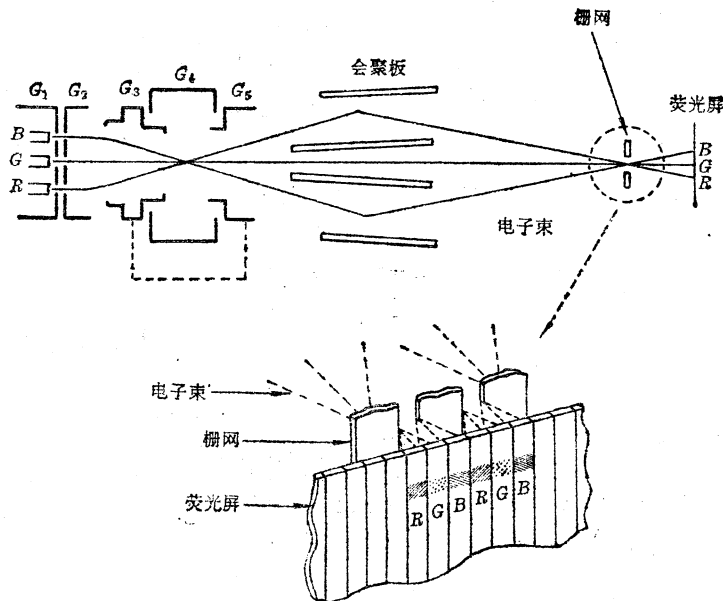


图 7-3 单枪三束显象管工作原理

显象管的工作原理如图 7-3 所示。图中 $G_1 \sim G_5$ 都是共用的。

控制栅极 G_1 上有三个小孔,排成一条直线,分别对应三个阴极发射表面,而三个阴极整齐均匀地排列于一个水平面上,绿束居中,红、蓝两束位于两侧,所以称为一字形排列结构。同时,加速极 G_2 上也有相对应的三个小孔,以便让电子束穿过。一般将调制极 G_1 接地,分别在三个阴极上加基色信号来调制电子束,阴-控栅间截止电压为 $85 \sim 120 \text{ V}$ 。 G_2 上加 400 V 左右电压, G_3 和阳极 G_5 接在一起加极高压,聚焦极 G_4 加 $0 \sim 500 \text{ V}$ 电压,在 $G_3-G_4-G_5$ 之间形成对电子束聚焦起主要作用的电子透镜。调节 G_4 极电压,可调整聚焦。

单枪三束管阳极后面有一组会聚板,其作用是使电子枪射出的三支电子束能在荧光屏前会聚于一点(图 7-3)。会聚板由四个金属片组成,中间两片和阳极 G_5 加相同的电压,由金属簧片引出紧贴在管泡内壁的石墨层上。石墨层是导体,它再由管泡锥体上引出的一个接线端引到管外,称为大阳极。边上的两片会聚板加上比阳极 G_5 略低 1 kV 左右(可调)的电压,从锥体上引出接线端,称为小阳极。大、小阳极接线端作成同心圆的钮扣式结构,由高压帽用高压绝缘线引到极高压电路。这样,在左右两对会聚板之间产生静电场,方向是离开管轴向外的,因而红、蓝两个边束就受到一个指向管轴的力,向中束(绿束)靠拢,由于中间两片会聚板电位相同,故中束不受电场力作用,继续沿着管轴前进。调节小阳极电压(即静电聚电压),可以使三束正好在分色机构处会聚。

单枪三束显象管的分色机构是采用垂直条缝的栅网。由于三个阴极排成一条直线,所以三支电子束的轨迹处于同一平面之内,这样就采用条状的金属栅网板来代替荫罩板。无论是荫罩板还是栅网都要截获大量电子,只让一部分电子打在屏上。然而,栅网截获电子要少些,这样亮度就可以提高约 30% 。

在荧光屏上,三基色荧光粉可按 $R、G、B$ 次序自左至右循环涂成垂直条状,粉条与栅缝平行。这样可以避免地磁场的水平分量的影响。每个栅缝同样对应着一组红、绿、蓝粉条。不加扫描磁场时,由于会聚板会聚电场的作用,三束应通过最中间一条栅缝打在最中间一组荧光粉条上。将绿电子束放在中间的出发点是,对称中心的几何失真最小,而绿色对人眼最敏感,因而保证绿光栅失真小是有益的。

此外,由于栅网和荧光粉都成条状,所以可将栅网和荧光屏制作成圆柱面。单枪三束管与其偏转线圈配用时会产生较大的东西枕形失真,这是它的缺点。同时它的条状栅网机械强度较差,电子束轰击时会松动变形。

三、自会聚彩色显象管

在彩色电视机的批量生产中,会聚部分的装配和调整常成为提高速度的障碍。随着接收技术的发展,相继出现了一些自会聚显象管如 PIL 型自会聚管(配 PST 型偏转线圈)、 $20AX$ 系列、 SSS 型以及高效率自会聚管等。它们的特点有:

1. 精密一字形排列电子枪

如前所述,一字形排列电子枪的优点是:其几何中心的电子束没有会聚误差,两个边束的会聚误差比较容易校正;束流相同时约提高 30% 的亮度;地磁影响小等。另一特点在于其“精密”结构。三个阴极之间的间距小,各个栅极作成一体,分别开出一排(三个)小孔让电子束通过(图 7-4(a))。这种一体化的精密结构,避免了电子枪装架中模夹具工艺误差对会聚的影响。

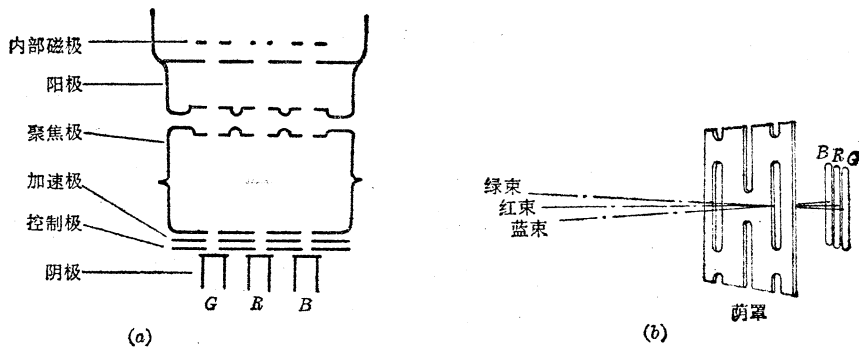


图 7-4 自会聚显象管的电子枪和荫罩

2. 槽孔状荫罩板与条状荧光屏

一字形排列显象管的分光系统和荧光粉应该是垂直条状。但为了克服单枪三束管栅网结构不牢固的缺点,采用了开槽式荫罩板,以增加机械强度和抗热变形性能。荫罩板中的长形小槽孔是品字形错开排列的。屏上的三基色荧光粉也是和垂直小槽相同的条状形且平行排列的,见图 7-4(b)。

3. 不需要会聚电路

显象管的会聚误差完全是各束相对于管轴的几何位置不同而造成的。尽量缩减三束与管轴之间的距离,让最有影响的一束在管轴上,可以减少会聚误差。另外,由于一字形排列使两个边束的会聚误差分布规律比较简单,这就给省去会聚电路打下了良好的基础。在这些条件下,采用特殊的精密动会聚校正型的偏转磁场并设置一些管内磁极,就成了革除会聚电路的有力措施。

从光谱灵敏的角度来看,绿光对会聚最有影响,所以单枪三束管是以绿束居中。后来又发现,失聚图象中的红色镶边给视觉以明显的刺激。于是,在自会聚显象管中,中束定为红束,而蓝、绿位于两侧。这种安排使任何图象边缘区域上失聚所产生的边纹减到了最小可见度。

4. 快速启动,开机即有图象

由于整个电子枪是精密结构,灯丝和阴极间的尺寸也缩小了,因此加热快。同时,由于改进了阴极材料,所以能快速预热,5秒钟内显示出亮度。自会聚管和普通管热丝的比较列于表 7-1。

表 7-1 自会聚管和普通管热丝的比较

	自 会 聚 管	普 通 管
热丝电流 I_f (mA)	375	750~900
热丝电压 E_f (V)	6.3	6.3
预热时间 t (s)	5	22
预热电路	不要	要

自会聚管和其它显象管一样,当电子束不扫描时,三束应会聚于最中央的一个槽孔中。这里将 G_4 上两个边束小孔与中心的距离做得比 G_3 上的距离小些,这样也会产生一个使边束向管轴运动的电场力。自会聚彩色显象管组件结构如图 7-5 所示。

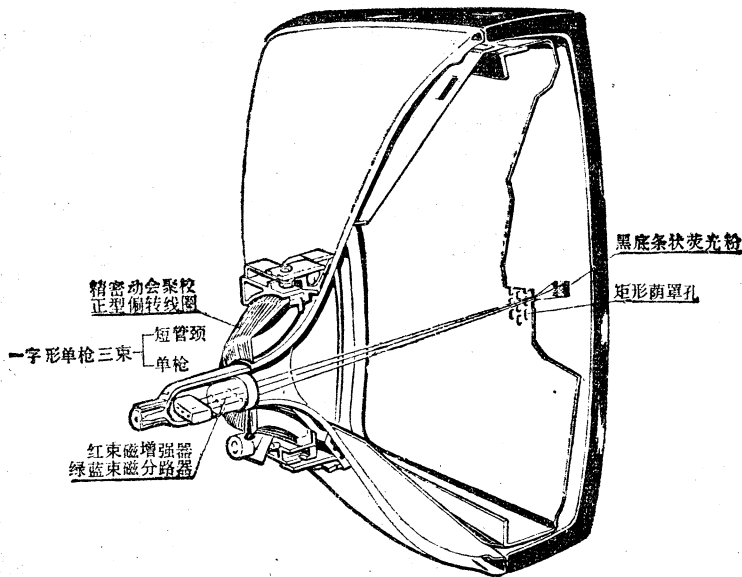


图 7-5 自会聚彩色显象管组件

四、彩色显象管的黑底(条)

由于上述三种彩色显象管的分色机构都截获了大量电子, 所以减少了一定的亮度。为了提高图象的质量, 除了依靠增加阳极的高压和加大束流来获得足够的亮度外, 还采取了另外的措施——黑底。

众所周知, 决定图象质量的另一个重要因素是对比度。显象管工作时, 总免不了有管内、外的杂散光的影响。当电子束击中荧光粉发光时, 一部分杂散光在管的内壁和构件上形成来回反射, 如图 7-6 所示。这样多次反射的结果, 不管在屏上任何位置, 大体上相当于增加了一个相同的亮度 B_0 。对比度的定义是:

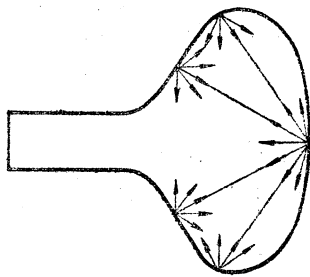


图 7-6 管内杂散光

$$C_r = \frac{B_{\max}}{B_{\min}} \quad (7-1)$$

式中 B_{\max} 、 B_{\min} 分别是图象最亮和最暗部分的亮度。有了杂散光以后, 对比度为:

$$C'_r = \frac{B_{\max} + B_0}{B_{\min} + B_0} \quad (7-2)$$

从上式可知, 对比度因杂散光的存在而降低了。

为了提高彩色显象管的对比度, 各种显象管都做成黑底管。在荧光屏上, 荧光粉并没有布满全屏。黑底管就是在三基色粉点(条)的空隙处, 涂上石墨粉黑色膜。这些地方本来是被分色机构遮住, 对图象亮度是毫无贡献的。因此, 涂黑不影响图象的亮度, 却吸收了杂散光, 提高了对比度。图 7-7 以荫罩管为例, 示出了黑底管和普通管的比较。在黑底管中, 电子束截面积大于荧光粉点的面积(图(a)中阴影部分), 而普通管中电子束面积却小于荧光粉点面积。这样, 涂黑底后荫罩孔可开得大些, 以增加电子流的透过率(从普通管的 15% 增加到 30%), 提高了亮度。同时屏玻璃不需要象黑白显象管那样着灰色, 这样又进一步提高图象

亮度。

在一字形排列显象管中，黑底就是黑条，其电子流透过率更高，亮度也就更大。有一种黑条高对比度自会聚管，除了使用了黑底技术外，又在荧光粉中加入了高浓度的选择性吸光物质铝酸钴，它在玻璃一面浓度高，电子束一面浓度低，主要用来吸收绿-红范围的外部杂散光（环境光），从而降低了对环境亮度的反射面积（减小黑底的涂黑面积），增加荧光粉的面积，进一步提高了亮度和对比度。

五、色纯和自动消磁(ADC)

1. 色纯误差及其校正

生产合格的彩色显象管的先决条件，是它的每一个电子束只能击中它所对应的荧光粉。否则，当关闭其它两个电子束时，就不会出现一个纯基色光栅，这就是产生了所谓色纯误差。色纯误差的存在，必然使彩色画面的色彩畸变。为了不产生色纯误差，各电子束必须准确地按设计要求穿过分色机构的小孔。但是，由于管子在生产过程中不可避免地存在制造工艺误差，例如管轴和电子枪系统的对称轴不重合，这就会造成色纯误差。而且管子一经做成，就只有从外部来调整电子束的位置。

校正色纯的机构叫做色纯磁环。上述三种显象管的色纯磁环都是相同的。它是两个突耳的磁环，充有如图 7-8(a) 所示的磁性。当它们极性相反迭合时，将不显示任何磁性；如将两对突耳分开，就会产生如图 (b) 所示的合成磁场。在进行色纯校正时，将它们套在显象管的管颈上，就能用其磁场影响电子束的运动轨迹。这种影响对三个电子束都是同等的，因此对三支电子束的位置作集体校正。这与以后将要讨论的会聚校正不同的，后者是对每一支电子束作个别校正。

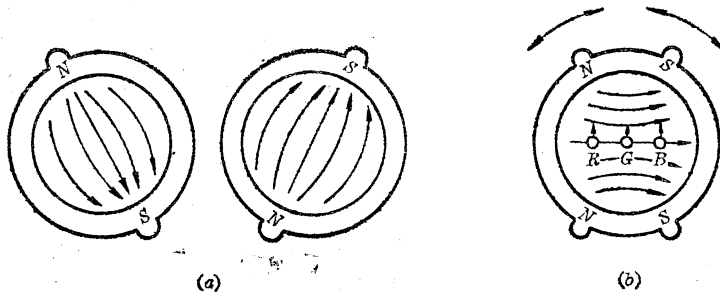


图 7-8 色纯磁环

(a) 分开的两个磁环 (b) 合成磁场及电子束校正方向

在两片磁环合成磁场的作用下，电子束将受到垂直于磁力线及其运动方向的作用力，在此力作用下，电子束的运动将按力的作用方向偏转，于是校正了打在屏上的位置。两磁环的相对扭转将改变合成磁场的大小，因而决定了校正量的大小；两磁环的共同扭转将改变合成

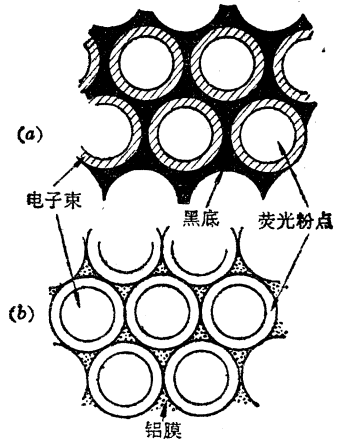


图 7-7 黑底管和普通管的比较

(a) 黑底管 (b) 普通管

磁场的方向,因而亦决定了校正偏转的方向。根据色纯误差的具体情况可灵活地进行调节。

2. 自动消磁

显象管内电子束的运动,会受到它周围存在的所有磁场的影响。有些磁场是根据需要专门设置的,如色纯磁场、会聚磁场等;但有些磁场是有害的。其中如地磁场和显象管内各种磁性构件(荫罩、栅网等)在每次工作后,由于电子束的穿过以及各种磁场对它的磁化等,使它产生一些剩磁。必须设法消除所有有害磁场的影响。为了避免外界磁场的影响,须在荧光屏边周、锥体部分套上一个金属防磁罩。并且,在接收机调整前,进行一次彻底的去磁,

使各种磁性构件不带磁性。地磁场的主要分量是其南北方向的水平分量,所以,使用时应注意将显象管置于南北方向,以消除地磁场的影响。

但是,上述管内钢铁构件在每次工作后产生的剩磁却不是一次去磁就能彻底消除的。为了在每次工作前,消除由上次工作所造成的剩磁,接收机内设有自动消磁装置。它是一个安放在管子两侧的线圈,在电视机电源接通的瞬间,产生一个逐渐变小的交变磁场来自动地进行消磁。

要说明消磁原理,首先要简单说明一下磁性材料的磁滞回线。图7-9(a)的磁滞回线中,横轴代表磁场强度 H ,它与激磁电流 I 成正比,纵轴代表它在构件中产生的磁感应强度 B 。当激磁电流由0上升时, B 的变化是沿曲线①上升逐渐趋向饱和。如果减少电流 I ,它不沿曲线①返回原点,而是沿曲线②返回。当电流 I 减至零时, $B=B_0 \neq 0$,这个 B_0 就是剩磁,这说明,显象管内的钢铁构件因电子束穿过而造成的剩磁为什么在电子束截止以后还继续存在。只有将激励电流向相反方向增加,使磁场强度到达某值 $-H_0$ 时(负号表示与原磁场反向), B 才等于零。当 H 沿反方向继续增加时,又达到反向磁化的饱和,再退回来,它又沿曲线③变化,始终不能回到原点。

如要回到原点,即撤去磁场后 B 也是零,有一个方法,就是加一个逐渐减小的交变磁场 H ,这可用一个

逐渐衰减的交变电流如图(e),这样就会如图(b)所示经过①→②→③→④→⑤→⑥→...逐渐回到原点。

图(d)是一个实现这种方案的最简单的电路。将市电(50 Hz)加在一个由正温度特性的热敏电阻 R 和消磁线圈 L 串联的电路。一开机,由于在室温下电阻 R 的阻值很小,所以消磁线圈中的起始安匝数很大,因此产生一个很大的磁场。这个很大的电流同时在 R 上产生焦耳热,使 R 发热,阻值急剧上升,于是 L 中的电流逐渐减小。当电阻 R 变得很热,阻值很大时, L 中的电流将趋于零。一般要求起始安匝数约500 AT,剩余安匝数在0.3 AT以下。有些电路采用继电器将消磁线圈撤离市电电路。

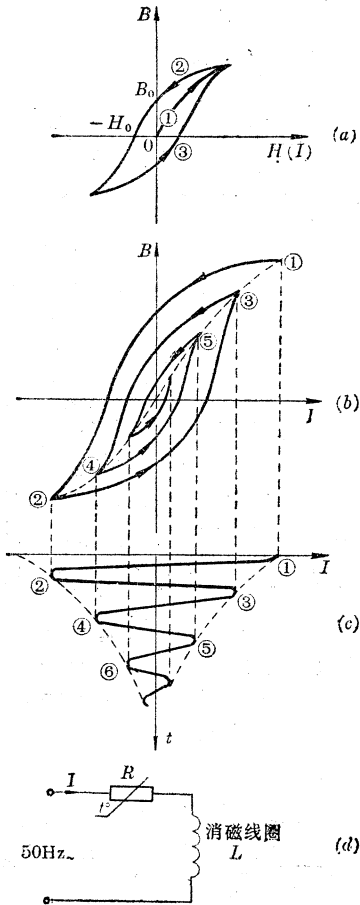


图7-9 自动消磁原理与电路

六、彩色显象管光栅的几何失真

彩色显象管的偏转角一般是 $90^\circ \sim 110^\circ$ ，偏转角为 122° 的彩色显象管也已制成。偏转角越大，显象管的总长度就可以做得越短，从而减少整机体积。但是，偏转角大，偏转功率也大，进一步增加偏转角就要受到限制。同时，使用大偏转角的显象管时，如不由外电路加以校正，光栅的几何失真就比较严重。这里主要是会聚失真和枕形失真。后者是当三基色光栅通过会聚校正重合后，也会存在三基色光栅共同的失真。顺便指出，枕形失真不是彩色显象管所特有的，黑白显象管如偏转角大，也有枕形失真。一般说来，偏转角越大，几何失真越显著。

通常情况下，造成光栅几何失真有下列两个因素：

(1) 由于显象管荧光屏的曲率半径大于电子束的偏转半径。例如，19 英寸单枪三束管荧光屏的曲率半径约 800 mm，而电子束的偏转半径只有约 250 mm，将出现失真。

(2) 由于三支电子束不在管子的对称轴上，而且电子束进入偏转线圈磁场前，其轨迹不与管轴平行。

为了定性地分析这些失真的规律，先来分析单个电子束在磁场作用下的偏转，见图 7-10。

为了便于分析，假设磁场是均匀的并忽略边沿效应的影响。当电子束进入偏转磁场时，它所受到的磁场力总是垂直于磁场和瞬时速度的，如果磁场垂直于纸面，电子轨迹将是位于纸面上的一段圆弧。离开磁场后，将不改变最后的方向直射向屏。把首尾两段直线延长，交于 P 点，大约是偏转磁场的中心，它们的交角 ϕ 就是偏转角。偏转磁场是随扫描进程而变化的，因此 ϕ 也是变化的，但 P 点位置却大致不变。等效地看，可以认为各瞬时射向屏的电子束都是从这个 P 点发出的，因此就将 P 点称为偏转中心，而 P 点到屏的距离就是上面所说的偏转半径。偏转角度 ϕ 正比于偏转场强，因而正比于偏转电流。

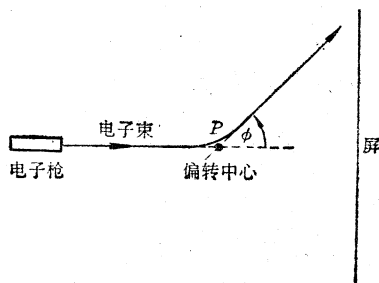


图 7-10 磁偏转

为使电子束在屏上均匀扫描，一般应给偏转线圈提供一个线性良好的锯齿波。但是，由于显象管荧光屏的曲率半径很大，大体上可以看成是一个平面，所以，如图 7-11 所示，电子束愈是偏离管轴，同样的夹角 $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3$ 在屏上所截取的距离就愈大，即 $h_3 > h_2 > h_1$ 。这就

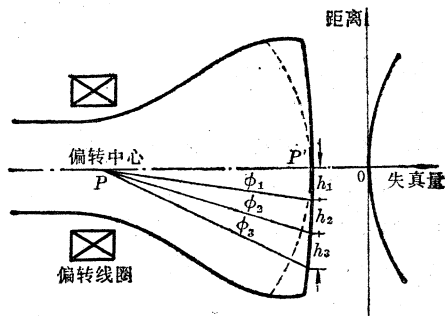


图 7-11 线性扫描时的光栅失真

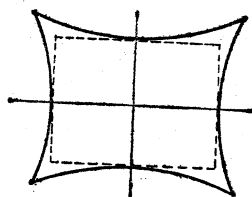


图 7-12 枕形失真

是说越向屏幕边沿,光栅越是被拉宽,产生一个增加量 Δh 。这纯粹是由于几何原因所造成的,所以称为光栅的几何失真。

若以 P' 点表示电子束未偏转直接射到屏上的点,则理论分析表明,这种逐渐拉宽的失真量 Δh 大致是与该点到 P' 点的距离成平方关系。如果把失真量用图 7-11 右边的曲线表示出来,大体上是一个抛物线,它在 P' 点为零,越偏离 P' 点,失真越大。

当然,如果把荧光屏做成以 P 点为圆心,以偏转半径为半径的球面,那末这种荧光屏上的光栅就是均匀的。但是这样一来屏幕太凸了,外形显得不美观。

按照上述规律考虑行、场两个方向的光栅失真,就是图 7-12 所示的枕形失真光栅,虚线是不失真的矩形光栅。尤其是在四角失真量最大,因为这四个点离中心最远。这是黑白显象管也有的一种失真。失真量的大小取决于显象管的偏转角。

对于彩色显象管,情况就要复杂一些。因为三支电子束不作偏转时直接打在屏上的位置(即图 7-11 中的 P' 点)不同,所以屏上各点的三基色光栅的失真量就是不同的。封三彩图 3 表明偏转磁场是均匀场时光栅失真的情况。

对于一字形排列显象管,3 个阴极是一字形排列的,3 个相应的偏转中心也是一字形排列的,而且没有偏转场时打在屏上的三个点也是一字形排列的。封三彩图 3(a) 中用 R 、 G 、 B 三个小圆圈代表它们。中束 G 位于管轴上,所以它的光栅应是一个左右对称的枕形光栅。 R 位于 G 之右,因此屏幕右边两角与 R 的距离小于左边两角与 R 的距离,根据距离越大,延伸越远的规律,红光栅左边两角拉得最远,右边两角次之。 B 点和 R 点是对称的,所以,蓝光栅就应该是红光栅的一个镜象,即它在右边两角上拉得最远,左边两角次之。

对于三枪品字形排列的荫罩管,光栅失真更为复杂,如彩图 3(b) 所示。根据同样的原则,不难分析这种失真。图中 R 、 G 、 B 三点是三个电子束正对着屏的位置。 B 点位于屏幕中心的垂直线上,所以,它的光栅是对称的,但由于它的位置偏上,所以,它的下面两角比上面两角延伸得更远。 R 点在左下方位置,所以红光栅的右上角延伸得最远,左上角和右下角次之,左下角又次之。绿光栅是红光栅的一个镜象。所以,三基色光栅没有一个是图 7-12 所示的对称光栅。应该指出,图中的光栅失真被有意夸大了,以便于下面讨论各种校正措施。

电子光学中的磁偏转象差理论^[26, 27]对彩色显象管中的光栅失真提供了定量分析。由于偏转象差的存在,使三支电子束在扫描过程中产生了失聚和光栅畸变。象差是由偏转磁场的分布决定的,所以失聚和光栅畸变与偏转场型有紧密的联系。磁偏转象差理论的研究,推动着彩色显象管的不断发展。

七、显象管周围电路

彩色显象管内有三支电子束,周围电路比黑白显象管稍为复杂。国产 19 英寸单枪三束彩色显象管的管脚排列如图 7-13 所示。它的各级电压已在本节相应部分阐述。除热丝电压外,这些电压一般都是由行反峰电压产生的。还有一种用回扫脉冲加热显象管灯丝的办法,其突出的优点在于扫描电路是由稳压电源供电的,所以交流电网在一定范围内变动时,灯丝电压不变,保证了灯丝正常工作,同时也避免了在使用 50 Hz 交流供电时,因灯丝-阴极漏电而在屏幕上造成黑色滚条干扰等问题。

图 7-14 是采用这种管子一个显象管周围电路。具有一定直流电位的三基色信号分别通过 R_1 、 R_2 、 R_3 加到 3 个阴极上, 3 个栅极电压取自 $600 V_{PP}$ 行反峰整流电压, 可由 W_2 、 W_3 、 W_4 独立调节。这样可以克服 3 个阴栅截止电压的工艺误差造成的不平衡 (见第八章第三节的暗平衡电位器)。加速极和聚焦极电压取自同一整流电压, 前者可借助于 W_1 调节。各极上都接有氖管做过压保护。极高压是由高压输出变压器输出电压倍压整流而来, 通过 W_5 分取一个比极高压低 $1000 \sim 1400 V$ 的静会聚电压加在小阳极上。

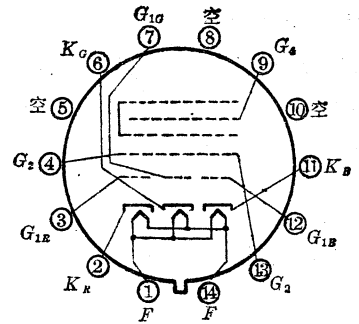


图 7-13 19 英寸单枪三束彩色显象管的管脚排列

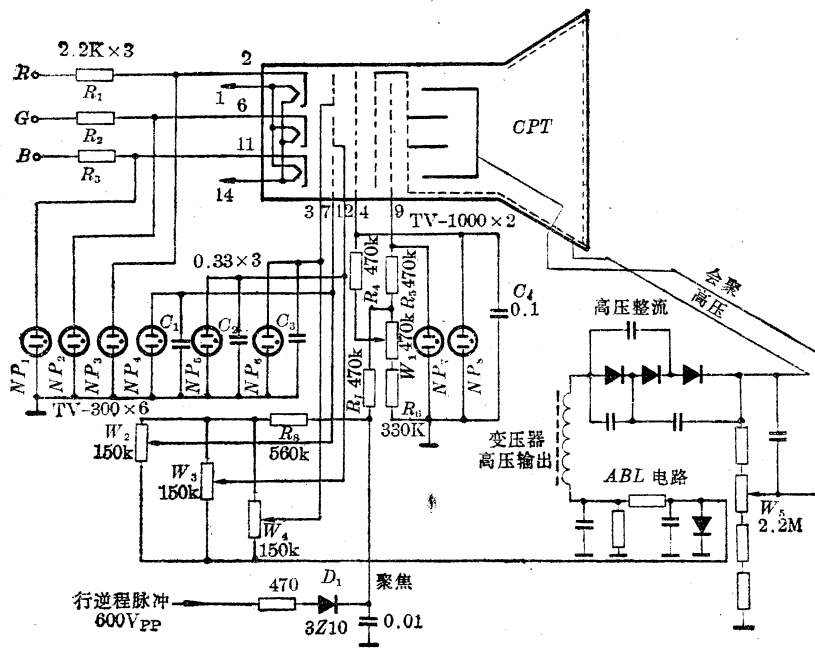


图 7-14 显象管周围电路(金星 112 机)

第二节 荫罩式彩色显象管的会聚校正

一、静会聚

色纯校正良好时, 在任何情况下各电子束只能打在自己的荧光粉点上, 但是, 当电子束没有偏转磁场扫描时, 三支电子束应通过最中心的一个荫罩孔, 打在屏幕的中心, 屏幕最中心的一组荧光粉就产生一个白色的亮点; 如果达不到这个要求, 三种颜色的光点就要分开。这种失聚称为静会聚误差。通常把电子束扫描时, 光栅中央的一个区域是否为白色, 作为静会聚的一个衡量标准。与此相应, 光栅边角的会聚是与电子束扫描运动有关的, 所以称为动态会聚, 或简称动会聚。

荫罩管的三支电子束在管轴周围排成品字形, 利用各枪的枪体与管轴倾斜成 1.5° 左右

的角度,只要角度设计合适,可使三条电子束大体上会聚在屏幕中心。但是,由于电子枪的安装与封入时不可避免的误差,并不能保证静会聚所要求的高精度,所以必须有一套装置从管外加以校正。如前所述,所有会聚校正措施都是对三支电子束进行各别校正。

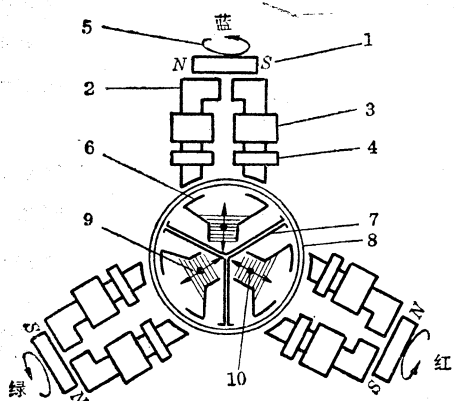


图 7-15 荫罩管会聚装置

- 1—静会聚磁铁 2—磁芯 3—场频动会聚线圈
- 4—行频动会聚线圈 5—静会聚磁铁调整方向
- 6—内极靴 7—内磁屏 8—显象管管颈 9—电子束径向校正方向 10—电子束(红)

荫罩管的会聚校正装置如图 7-15 所示。这套装置是同时备有动会聚校正机构的。会聚校正都是通过磁场力进行的,显然不能利用偏转线圈的磁场进行会聚校正,因为偏转场对三电子束作用相同。所以只有在电子束进入磁场以前,给予它们不同的预校正。将图 7-15 所示的装置套在显象管管颈上,正对着图 7-2 会聚极靴的位置,并且每一组磁铁应对准各自电子枪前的会聚极靴。这样,会聚磁铁所产生的磁力线就沿着马蹄形磁芯进入管内的极靴上,这些极靴都是由高导磁合金制成。在极靴的空隙处磁力线穿越的空间正是各电子束的

通路。为了避免三个磁路的串扰,还设有内磁屏蔽,将管颈分成三个隔离的空间。

图中起静会聚校正作用的是每组马蹄形磁铁上面的一块永久磁铁——静会聚磁铁。它在上述闭合磁路上建立一个静磁场,按图示的方向旋转永久磁铁就可以改变极靴空隙中静磁场的大小。例如,当永久磁铁与马蹄形磁芯平时,直流磁场最大,垂直时等于零,反向平时磁力线也反向。这样就调整了会聚量的大小和方向。

值得注意的是,这样的机构只能使各电子束沿图中箭头所示的方向运动,因为磁力线穿越极靴空隙时,对电子束的作用力总是垂直于磁力线的。这种运动方向对于显象管管颈来说,是沿着半径方向的,所以称为径向运动,其中蓝束的径向也就是荧光屏上的垂直方向,其它两电子束的径向运动包括垂直和水平两个分量。事实上,三电子束只有径向运动是不够的,必须考虑到由于装配误差不同而出现的各种情况。有时,在会聚磁力作用下,三电子束运动方向不能交于一点,为此就需要三电子束中有一个电子束能与径向垂直的运动。由于蓝束的径向就是垂直方向,所以一般让蓝束有一个横向运动就够了。如图 7-16(a) 所示,图中只有蓝束作横向运动才能使三电子束会聚成一个白点。一般,荫罩管的蓝横向运动由

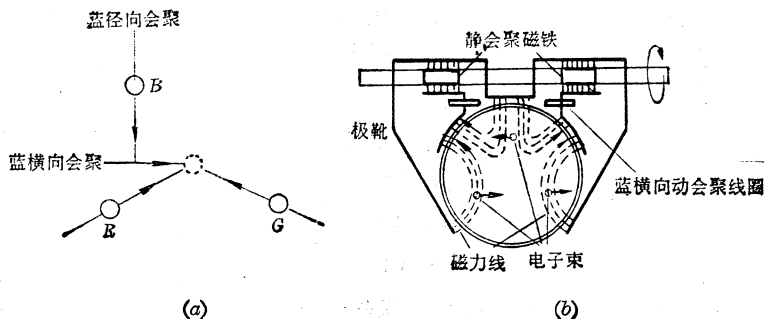


图 7-16 蓝横向系统

- (a) 蓝横向运动 (b) 蓝横向磁铁

图(b)所示的蓝横向磁铁构成。

这套装置中,两个横向静会聚小永久磁铁在会聚极靴中建立如图所示的磁场,使蓝束向左运动,红、绿两束向右运动,这比起只有蓝束横向运动来,校正作用更为明显。按图示方向旋转永久磁铁,就能改变校正量的大小和方向。图中的蓝横向动会聚线圈是进行动会聚蓝横向校正的。

静会聚的调整用点格信号进行。调整时注视屏幕中心区域,首先旋转红、绿静会聚永久磁铁,使红点和绿点沿径向运动而重合为一黄点,然后调整蓝径向静会聚永久磁铁,使蓝点垂直上下移动,和黄点处于同一水平线上,最后再调整蓝横向会聚磁铁,使蓝点水平移动与黄点重合而形成白点。

静会聚调好以后,屏幕中心区域上,点格应该是白色的。越向屏幕四周,三基色点越是逐渐分开,这就是动会聚校正的任务了。

二、动会聚校正

1. 动会聚误差和校正波形

彩图 3 (b)画出了荫罩管的失真光栅四周的垂直水平线。根据同样的原则,再画出屏幕中心的垂直、水平失真光栅如封三彩图 4 所示。图中带“×”的点是三电子束不失真的位置。由图可见,在屏幕不同位置,失聚量是不同的。

这里存在着两种失聚:行频失聚和场频失聚。在每一条水平线上,失聚量都是左右两边大,中间小,以行频变化着,故称为行频失聚。图下方示出行频失聚量的变化,由于三电子束偏转中心的几何位置不同,失聚量为零的点的水平位置是不同的,自左至右依次为 R 、 B 、 G 曲线的零点。

同样,在每一条垂直线上,失聚量的变化也是两头(上部和下部)大、中间小,按场频规律变化着,故称为场频失聚。彩图 4 的右边示出了场频失聚,各失聚曲线的零点也有所不同,其中 B 曲线零点偏上, R 、 G 曲线零点偏下,适与各偏转中心的垂直位置一致。

值得注意的是:将失聚分为行频的和场频的,只是按照它们随时间变化的情况,以便采取相应的校正措施。然而,无论是行频失聚还是场频失聚,都包含着光点的水平位移和垂直位移,因为它们都是径向的位移,对于红束和绿束来说,径向位置既有垂直分量,又有水平分量。

各个电子束需要做不同的位移才能会聚到一起,必须使每一个电子束进入偏转磁场之前,预先受到不同的磁场力作用,移动它们的位置。正是这样才将不同的行频电流和场频电流分别通入图 7-15 中相应的动会聚线圈中来产生这种校正磁场的。显然,校正电流应与会聚误差,即失聚量成正比,所以也应该是彩图 4 下方和右边所示的抛物波,各抛物波的零点对应各自偏转中心的水平和垂直位置。这些位置上失聚量等于零。因此,会聚线圈中的电流应该都是一些不对称的抛物波,即歪抛物波。只有蓝行频会聚在理论上应该是对称抛物波,但考虑到显象管制造工艺的误差,蓝束不一定位于水平线的中点,所以它也应有一个倾斜的抛物波校正电流。针对各个显象管不同的工艺误差,所有 6 个校正线圈中的电流,都应该是一个倾斜程度可调、抛物振幅可调的歪抛物波电流。

这样,对动会聚校正电路提出的要求就是产生一个幅度和倾斜程度可调的抛物波。产生这种波形简便的方法是利用图 7-17 所示的电路。大家知道,一个歪抛物波可由一个抛物

波和一个锯齿波迭加起来产生，改变抛物波和锯齿波的幅度以及锯齿波的极性，可以获得上述6个校正波形。图7-17中的两个信号源，左边一个输出抛物波，右边一个输出锯齿波，

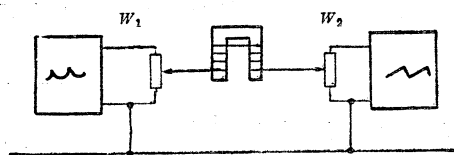


图 7-17 歪抛物波的获得

它们的电流在会聚线圈中相加，当 W_2 动接点调至最下端时，线圈中的电流呈对称的抛物波，其幅度由 W_1 控制；将 W_2 动接点调高，抛物波形逐渐变歪。因此， W_1 是调节抛物幅度的， W_2 是调节倾斜幅度的。

2. 红-绿差调

实际上，红束和绿束的动会聚是紧密地联系在一起的，因而这两种校正可利用红绿差调的技术。

任何红、绿会聚都是使电子束作径向运动。设光栅某处(例如光栅左边)出现彩图 5(a) 的失聚情况(用方格信号观察)。图中红、绿十字线交点的会聚点假设应会聚到 Y 处，箭头表示各束径向会聚的方向。如果分别调节红、绿会聚电流使它们沿径向会聚到一起，往往需要将红、绿动会聚旋钮重复调若干次，才能使径向的垂直线和水平线重合。差调技术就是利用红、绿失聚的内部联系，将径向运动分解为垂直和水平运动，使红、绿调节迅速完成。例如，先让它们各自沿着指向 Y 点的方向移动，直到红、绿垂直线重合为黄色，这时 G 点移动到 G' 点， R 点移动到 R' 点，成为彩图 5(b) 实线的光栅。然后再使 G' 点继续向 Y 点运动， R' 点返回 Y 点，直到水平光栅也重合为黄色，这时垂直光栅显然不会分开。在上述两步过程中，绿会聚线圈中的电流是一直增加的，而红会聚线圈中的电流是先增加，而后又减少。

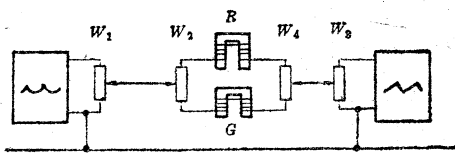


图 7-18 红-绿差调原理电路

图 7-18 表示实现上述方案的一种电路。为了便于说明电路的调节，先假定 W_4 的动接点固定在中间不动，即暂不考虑锯齿波的差调。当 W_2 的动接点在中点时，等量的抛物波电流流过红和绿会聚线圈。将 W_1 的动接点往上调，两个会聚线圈中的电流同时增加，这个电流是使红束和绿束沿着各自的径向向管轴运动，直到光栅中的垂直红绿线重合为黄线，就固定 W_1 不动。这相当于彩图 5(a) 中的 G 、 R 分别移位到 G' 和 R' 。随后，使 W_2 的动接点向下滑动，于是绿线圈中的电流继续增加，而红线圈中的电流减少，直到光栅中的水平红、绿线也重合为止，这相当于彩图 5(b) 中的 G' 、 R' 都已移动到 Y 点。这样只须两次调节就完成了，因此调节比较方便。

一般说来，荧光屏四周的失聚情况是不同的。这就要使左右两边的校正量不同，因此要调节锯齿波，使抛物波有不同的倾斜。在图 7-18 的原理电路中，对锯齿波也安排了幅度调节(W_3)和差动调节(W_4)。抛物波电流的增减可以同时改变扫描正程起点和终点的校正量，因此，它本来会同时影响两端的动会聚校正的，但加进锯齿波以后，使抛物线变成不对称，因此锯齿波幅度的变化将突出正程起点或终点二端之一(视锯齿波极性)的校正作用。自然，这时抛物波的幅度就变成调整另一端会聚量的方法。在图 7-18 中，锯齿幅度电位器 W_3 是使垂直线会聚，锯齿差动电位器 W_4 是使水平线会聚，这和抛物波是一样的道理。

一般称 W_1 、 W_2 、 W_3 和 W_4 分别为 R/G 抛物幅度、 R/G 抛物差动、 R/G 倾斜幅度和 R/G 倾斜差动调节器。

三、电路实例

荫罩管会聚电路的实例如图 7-19 所示。图中还标出了 12 个调节器的作用。图中上部是场频动会聚电路，下部是行频动会聚电路。

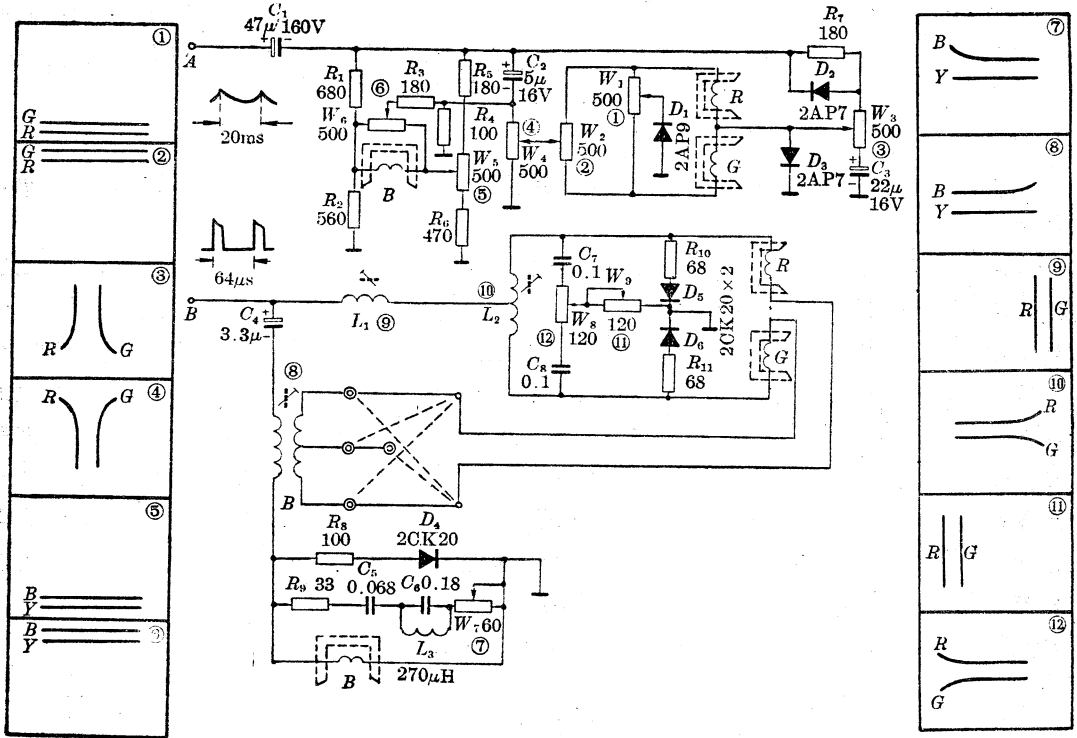


图 7-19 荫罩管会聚电路(北京 834 机)

1. 蓝场频会聚电路

由场扫描电路送来的场锯齿波是在锯齿波电压上迭加了一个抛物分量的锯齿抛物波，从 A 点引入场频会聚电路，经 C_1 隔直，波形不变。 C_2 、 W_4 等构成一个微分电路，将锯齿抛物电压微分成一个锯齿波电压，这个锯齿波电压和 A 点输入的锯齿抛物电压形成了图 7-18 原理电路中的锯齿波信号源和抛物波信号源。

图中 C_2 、 W_4 以左是蓝场频校正电路，实际上这里有两个桥路，如图 7-20 所示。图中 L 代表蓝行频会聚线圈。抛物信号的桥路如图 (a) 所示，滑动 W_5 的动接点，可以改变 L 中场频抛物波电流的大小，由于四臂上电阻数值的选定，故不能改变抛物波电流的方向。锯齿波信号源的桥路如图 (b) 所示，滑动 W_6 的动接点，可改变 L 中锯齿波电流的大小和方向。

由于 A 点输入的场锯齿抛物波形起始部分(场正程起点，对应图象顶部)较陡，终了部分(对应图象底部)平缓，所以微分得到的锯齿波在正程起点有较大幅度，正程终点则比较小。通过调节 W_6 改变 L 中的电流可以影响场正程起点的会聚，因而 W_6 是图象顶部会聚调节器。

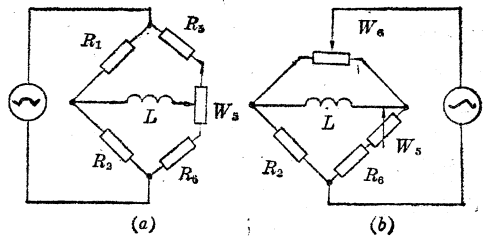


图 7-20 蓝场频桥路

如果此时红、绿光栅已会聚成黄线(Y),则 W_6 可使图象顶部的蓝水平线与黄水平线重合(因为蓝束的径向运动就是垂直运动)。图7-19左侧⑥内表示了 W_6 调节器的功能。

既然 W_6 突出了场正程起点的会聚作用,所以 W_5 就可作为影响场正程终点的图象底部会聚调节器。调节程序可以先调 W_5 ,使图象底部的黄线和蓝线重合,然后调节 W_6 ,可将顶部调到会聚(它对底部影响较小)。图7-19左侧⑤内表示 W_5 的功能。当然,⑥和⑤只表示 W_6 和 W_5 的主要功能,其实,调节 W_5 、 W_6 也会分别影响图象顶部和底部的会聚,不过这些影响很小。

2. 红、绿场频会聚电路

图7-19上部其余电路是红、绿场频会聚电路,它与图7-18的原理电路相似。一方面,由 W_4 引入微分锯齿波信号,另一方面通过 B_7 、 D_2 并联电路引入 C_1 送来的抛物波信号。对照图7-18,这里 W_3 、 W_1 、 W_4 和 W_2 相当于图7-18中 W_1 、 W_2 、 W_3 和 W_4 电位器,也就是说,调节 W_4 和 W_2 可改变红、绿会聚线圈中的锯齿波电流,这主要影响场正程起点,即图象顶部会聚。根据上述分析, W_4 可使红、绿会聚线圈中的电流同时增减,所以用来调节顶部红、绿垂直线会聚的; W_2 可使红、绿会聚线圈中的电流差动变化,所以用来调节顶部红、绿水平线会聚的。调节 W_1 和 W_3 可改变红、绿会聚线圈中的抛物波幅度;既然锯齿波突出了上半场的校正作用,故抛物波就用来实现下半场的会聚。其中 W_3 可使红、绿会聚线圈中的电流同时增减,所以是图象底部红绿垂直线会聚调节器, W_1 则使它们一增一减,所以是图象底部红绿水平线会聚调节器。 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 的功能也在图7-19左侧示出。

图中, D_2 和 R_7 构成的并联电路的作用,是对被 C_1 隔直的输入信号的正半周进行抑制,而让负半周通过。正半周对应上半场,所以 W_3 上的信号主要是下半场的信号,这就加强了 W_1 和 W_3 作为下半场调节方法的地位。 D_3 和 D_1 也有同样的功能。事实上,由于 D_3 将正信号短路, D_1 不可能通过任何正信号,所以它们使 W_3 和 W_1 的调节对正半周即上半场会聚线圈中的电流没有影响。

3. 蓝行频会聚电路

图7-19中的蓝行频会聚是行频会聚电路中的一个基本电路,现再重绘在图7-21中。图

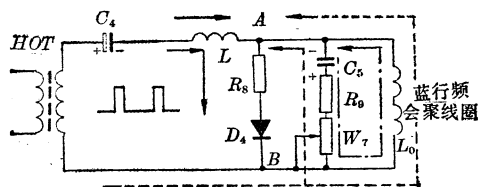


图7-21 蓝行频会聚电路

中 L 是变压器 B 的初级电感, L_0 是蓝行频会聚线圈,其它元件代号和图7-19相同。讨论蓝行频会聚时认为红、绿格子已经会聚成黄色格子。

行脉冲由扫描电路自 C_4 进入行频会聚电路,它是正极性脉冲,并被 C_4 隔去直流成分。由于 L_0 、 C_5 谐振于行频,故 AB 间为纯电阻,所以行脉冲被积分。在 L 中流过图7-22(b)所示的锯齿波电流并在 AB 两端建立起锯齿波电压。在扫描的前半行,这个电压对二极管 D_4 是正向电压,所以它将导通,流过 L 的电流大部分按图中实线所示的方向流过 R_8 、 D_4 支路, C_4 按图示极性充电。在扫描后半周,流过 L 的电流反向, AB 端的电压也反向。由于这一反向电压,使 D_4 截止,因此 C_4 放电,电流分别流过 C_5 、 R_9 、 W_7 支路和 L_0 支路,其方向如虚线所示。于是 C_5 按图示极性充电。到下一个扫描前半周,就又和上述前半行过程一样。这时, C_5 上的充电电荷按图中点划线方向向 L_0 放电。

这样一来,在会聚线圈 L_0 中,扫描前半周是 C_5 的放电电流,数值上是指数衰减的;扫描后半周,它是 L 中电流的一部分(另一部分给 C_5 充电)。这个电流波形极为接近一个抛物波,并在行正程的中间为零。

显然,调节 W_7 就改变了 C_5 的充放电时间常数,这主要是改变前半行 L_0 中的会聚校正电流,因此对图象左边有影响,它使图象左边的蓝线向黄线靠拢,如图 7-19 右边 ⑦ 所示。改变 L 时,使流过 L 的电流幅度改变,这时 L_0 中后半行的校正电流就变了。所以,调整变压器 B 的磁芯,会影响图象右边的会聚,使那里的蓝色线向黄线靠拢,如图 7-19 右边的 ⑧ 所示。

实际上,我们所讨论的是 ⑦、⑧ 两个调节器的主要功能。也就是说,调节 W_7 时,由于影响到 C_5 在扫描后半周的充电电流,因而对 L_0 的后半周电流也有影响,但这不是主要的。同样,调节 B 的磁芯也会影响前半行的会聚。场频会聚电路也是这样,但它们的主要功能都是很明显的。

图 7-21 中省略了原图 7-19 中的两个元件 C_6 、 L_3 , 它们谐振在 $2f_H$ 上,用来修正会聚波形。

会聚线圈中的电流波形如图 7-22(e) 所示,在行中心位置为零不是偶然的巧合,事实上,这可以看成二极管 D_4 的箝位作用。这样就使在调整动会聚过程中,不致影响已调好的静会聚。

4. 红、绿行频会聚电路

这个电路也采用红-绿差调技术。从图 7-19 的实际电路来看,它其实是由两个图 7-21 的基本电路组成的。这里将与图 7-21 中各相应的元件列于表 7-2 中。根据红-绿差调中得出的结论,就可知道表中各元件的主要作用。

表 7-2 行频会聚电路各调节器的作用(圆圈内数字与图 7-19 相同)

元件作用		图象右边会聚			图象左边会聚		会聚线圈
图 7-21 电路		L_0 ⑧ (B 次级)	R_8	D_4	C_5	W_7 ⑦	L_0
R/G 行频 会聚 电路	R 路		R_{10}	D_5	C_7		R 会聚线圈
	G 路		R_{11}	D_6	C_8		G 会聚线圈
	幅度(垂直线)	L_1 ⑨				W_9 ⑩	
	差调(水平线)	L_2 ⑩				W_8 ⑪	

调整 L_1 使红、绿两个会聚线圈后半周的电流同时增加(减少),所以影响图象右边红、绿垂直线的会聚;调整 L_2 使两个会聚线圈中后半周的电流差动变化,所以影响图象右边红、绿水平线的会聚。同理,调整 W_9 使两线圈前半周的电流同时增加(减少),所以影响图象左边红、绿垂直线的会聚;调整 W_8 使两个线圈前半周电流差动变化,所以影响图象左边的红、绿水平线的会聚。

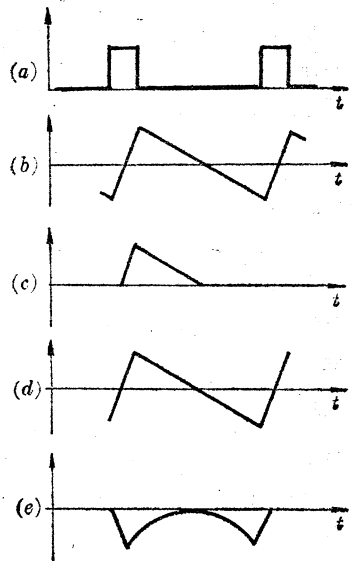


图 7-22 行频会聚波形

- (a) 行脉冲
- (b) L 中电流(图 7-21 中实线方向为正)
- (c) R_8 、 D_4 中电流(图 7-21 中实线方向为正)
- (d) C_5 中电流(图 7-21 中虚线方向为正)
- (e) 会聚线圈电流(图 7-21 中向下为正)

如果某些显象管需要的校正量较大, 就可以利用图 7-19 中变压器 B 次级上的一些插孔, 向红-绿差调电路引入一个极性和大小可供选择的锯齿波电压, 加强校正效果。

由上述分析可见, 荫罩管会聚相当复杂。动会聚调节器共有 12 个, 再加上蓝横向动会聚电位器, 总共是 13 个调节器。当然, 调节器多也有利于处置各种不同的失聚状况。

第三节 单枪三束彩色显象管的会聚校正

一、静会聚校正

如前所述, 单枪三束管中, 当电子束不扫描时, 三电子束是靠会聚板中的静电场会聚在屏幕中心的。调整静会聚电压(即调整图 7-14 中的 W_5), 可以改变会聚板中静电场的强度, 使两支边束有合适的偏转量, 以便在栅缝处相交。显然, 两边束所处的静电场是大小相等、方向相反的。其方向都是离开管轴, 并且是水平的。两边束在此静电场作用下只能沿着水平方向朝管轴运动一个相等的距离靠拢中束。

如果三个电子束的光点始终在一条水平线上, 并且两个边束对称地排列在中束两边, 那末, 只靠会聚板的静电场就完全可以将三束的静会聚完成。但这只不过是一种理想情况。因为管子生产过程中, 不可能没有工艺误差, 3 个阴极的发射方向不可能准确地位于同一平面上, 两个边束的位置也不可能绝对对称, 于是就出现了静会聚误差。管子做成以后, 只能在外部进行校正。

单枪三束管的静会聚校正靠一些辅助插板。每只显象管有 4 块插板, 分为两组。其中一组称为红蓝会聚插板, 一组称为蓝会聚插板。

辅助插板套在显象管的管颈上, 大致在电子枪聚焦极前面, 离色纯磁环很近的地方。在显象管锥体后面, 依次装有: 偏转线圈、动会聚校正线圈(行频)、色纯磁环、静会聚插板、场会聚校正线圈。有的还在最后加一个色纯改良线圈(PIC), 以改善由于温度上升, 栅网膨胀造成的色纯恶化。这些部件在显象管管颈上的位置如图 7-23 所示。两组静会聚插板中, 蓝会聚插板有一个缺口, 可以从垂直于管颈的方向插进去抽出来。红蓝会聚插板套在管颈上只能沿水平或垂直方向抽动(图 7-24 和图 7-25)。

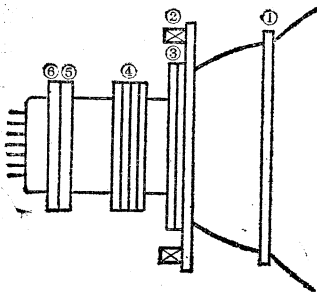


图 7-23 显象管颈部各组件
1—偏转线圈 2—动会聚校正线圈(行频) 3—色纯磁环 4—静会聚插板 5—场会聚校正线圈 6—色纯改良线圈

1. 红蓝会聚插板

红蓝会聚插板由垂直红蓝会聚插板和水平红蓝会聚插板构成。每块插板上各嵌有 3 块小的永久磁铁, 充有约 700 G 磁感应强度的磁场。磁铁沿着圆周互成 120° 安装。垂直插板可以套在管颈上沿垂直方向上下移动其位置, 水平插板套在管颈上也可以沿水平方向左右移动其位置。当两块插板完全重合时, 由于各板上嵌有的 3 块小磁铁正好按相反的极性重合, 所以磁场完全抵销, 不显任何磁性, 对电子束毫无作用。

因此以后称这个位置是它们的“零位”。每块插板处于零位时, 显象管管颈中心正好是它们的几何中心, 如图 7-24(a) 所示。图中 A 、 B 、 C 是水平插板上的 3 块小磁铁, A' 、 B' 、 C' 是垂直插板上的 3 块小磁铁。 S 和 N 分别代表南极和北极(S' 、 N' 是垂直插板上磁铁的南、北极)。这个图是从荧光屏后面即显象管管座看进去的, 故电子束的运动方向是从纸面穿进

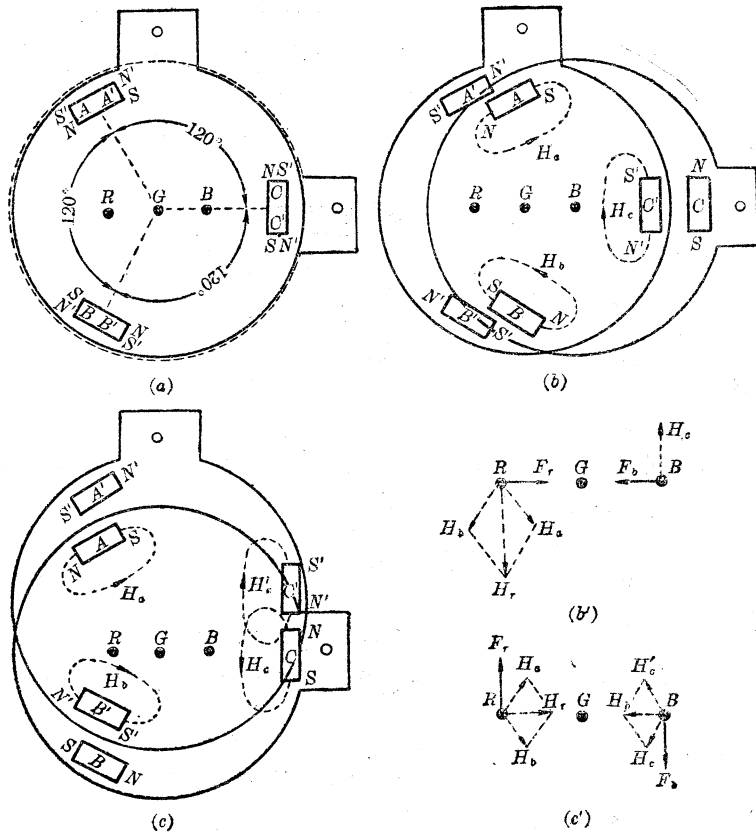


图 7-24 红蓝会聚插板的作用

去, 电流是由纸面穿出来的。这样的电流方向, 图中用一个小圆点表示, 这一点今后不再说明。

如果将水平会聚插板向右拉, 则如图(b)所示, 管颈内电子束经过的地方产生了磁场, 各束应在它所受到总磁场作用下改变其运动方向。要分析6块小磁铁在各处建立起来的磁场是困难的。但定性地看, 图(b)所示的红束的运动, 主要是受磁铁A和B的磁场作用, A'和B'的磁场只不过抵销了A、B磁场的一部分, 并不影响合成磁场的方向。磁铁C和C'由于距红束较远, 磁场较弱, 而且它们的作用又是相反的, 故予忽略。

这样, 红束主要受A的磁场 H_A 和B的磁场 H_B 作用, 设合成磁场为 H_r , 则 H_r 的方向显然是向下的, 它对电子束的作用力 F_r , 则是向右的, 见图(b')。同理, 蓝束主要是受C'的磁场 H_C 的作用, C的磁场只是对它有所抵销, 而不改变其向上的方向。A、A'、B和B'距蓝束较远, 故其作用予以忽略, 在垂直向上的总磁场作用下, 蓝束受到向左的力 F_b 的作用。因此, 当水平红蓝会聚插板向右移时, 红、蓝两束都受到指向中束的力。向右拉的越多, 校正量越大。6块磁铁在中束G处的合成磁场大致为零, 故绿束不受影响。如果水平红蓝会聚插板向左推, 就可以使红、蓝两束离开绿束。因此, 水平红蓝会聚插板对红蓝束的作用实际上是大小差不多相等而方向相反的。

用同样的方法可以分析, 当垂直红蓝会聚插板向上拉时(图(c), 图(c'))红束主要受A和B'的磁场作用, 合成磁场 H_r 沿水平方向指向中束。在此磁场作用下, 红束受一向上的力

F_r ; 蓝束主要受 C 和 C' 磁场的作用, 其合成磁场 H_b 沿水平方向指向中束, 故蓝束受到一个垂直向下的作用力 H_b , 见图(c)和图(c')。因此, 当垂直会聚插板向上下拉时, 两边束将在上、下方向反向运动, 所以垂直会聚插板可以校正红、蓝束垂直方向的失聚。这种作用对两个边束来说也是大小差不多相等而方向相反的。会聚板从其零位拉开的距离越大, 校正量也越大。

如果由于工艺误差, 造成红束和蓝束相对于中束的静会聚误差不是大小相等的, 则光依靠上述红蓝会聚插板还是不够的, 这时适当调节这两块插板只能使两边束中的一个与中束会聚, 例如可将红束调到和绿束会聚。若再将蓝束也调到会聚, 必须采取一个只调节蓝束的措施, 这就是蓝会聚插板。

2. 蓝会聚插板

蓝会聚插板是由水平蓝会聚插板和垂直蓝会聚插板构成, 前者可以使蓝束单独沿水平方向移动; 后者可以使蓝束单独沿垂直方向移动。当然, 这里所谓“单独”是指这两块插板主要使蓝束移动, 对其它两束虽然也有作用, 但小到可以忽略。

这两块会聚插板不是套在管颈上的, 而是从垂直于管颈的方向插入和抽出。其中水平蓝会聚插板的插入方向是水平的, 垂直会聚板的方向与水平面成 30° 角, 如图 7-25 所示。两块插板结构完全相同, 只是由于插入方向不同而起不同作用。每块插板嵌有 3 块小永久磁铁, 中间一块稍大一点。磁铁的大小、位置和充磁方向应保证中束附近的合成磁场为零。

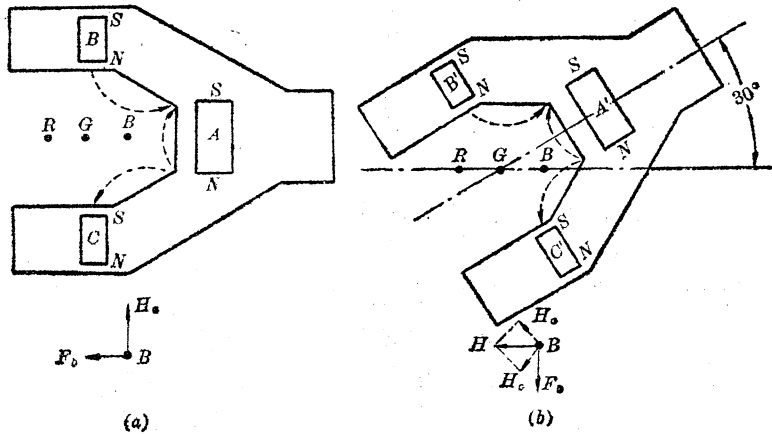


图 7-25 蓝会聚插板

(a) 水平插板 (b) 垂直插板

先讨论水平插板, 见图 (a)。A、B、C 3 块小磁铁的磁极方向和磁力线方向如图所示。对于蓝束, 由于 B 和 C 的磁场在此处的磁力线主要是水平分量, 方向相反, 两者恰好抵销, 只剩下磁铁 A 的垂直向上的磁场 H_b , 故蓝束受水平向左的作用力 F_b 作用, 向绿束靠拢。如果实际情况需要蓝束离开绿束, 可将水平插板反过来仍按水平方向插进去。在上述两种情况下, 插进去的深度决定了蓝束移动量的大小, 这可根据实际需要来决定。对于绿束, 由于设计时已保证该处磁场为零, 故不受影响。至于红束, 由于 3 块磁铁作用均较远, 作用也可以忽略。

蓝垂直插板的作用, 见图 (b)。对于蓝束, 由于这时 A' 的磁场 H_b 和 C' 的磁场 H_c 的合成磁场是水平向左的, B' 的磁场是水平向右的, 但 B' 距蓝束较远, 强度较弱, 只能抵销很

小一部分,不能改变合成磁场水平向左的方向。在它的作用下,蓝束受到垂直向下的作用力 F_b 。不言而喻,如将垂直插板抽出,反一个面,仍然与水平面成 30° 方向插入,则蓝束将沿垂直方向向上移动。在上述两种情况下,插入的深浅可调节校正量的大小。对于绿束和红束,结论与水平插板相同,即无影响。

如上所述,利用4块会聚插板可以校正图象中心部分的任何失聚。实际上,上面只是讨论了各插板的主要作用,它们在行使其主要功能的同时,也会互相影响,因此往往需要反复耐心调整,才能得到满意效果。

二、动会聚校正

由于单枪三束管的绿束位于显象管的几何中心轴上,红、蓝两束沿水平方向对称地位于其两侧,偏转线圈的磁场又是动会聚校正型场,故动会聚校正比三枪三束管简单。彩色插图 3(a) 示出了一字形排列结构电子枪在均匀场中的光栅失真,如将其中的枕形失真成分加以校正,中束光栅就成了矩形,在动会聚校正型场的桶形分布偏转磁场的作用下,两边束光栅也会变成矩形(参阅第七章第四节),但三束光栅并不重合,如图 7-26(b) 所示。这里只有行频失真,所以,一般只需要一对行频动会聚线圈进行校正就够了。

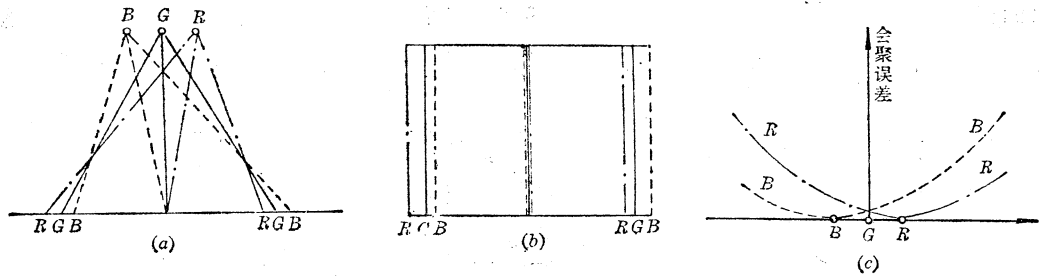


图 7-26 单枪三束管的动会聚误差

(a) 失聚的产生 (b) 失聚光栅 (c) 误差量分布规律

图 7-26(a) 表示电子束失聚的情况,屏上失聚光点的顺序是与电子束的空间位置反序的。已知单枪三束管会聚误差的分布是一些左右两边误差大、中间误差小的倾斜抛物波,如图(c)所示。这里,红束和蓝束的倾斜方向是不同的,两条抛物线的零点应分别对应各自的偏转中心。

由于是一字形排列的,只要如图 7-27 所示建立起一个校正磁场 H_1 、 H'_1 ,就可以进行校正。这个校正磁场是在电子束进入偏转场 H 、 H' 之前作用于电子束的,所以是一种预校正。如果没有这个校正磁场,那末电子束的偏转中心分别在图中的 R 、 G 、 B 位置,这时光点在荧光屏上不会聚在一起。在校正磁场 H_1 、 H'_1 作用下,可以等效地认为,好象是将蓝电子束偏转中心 B 向左移到了 B' ,将红电子束的偏转中心 R 向右移到了 R' 。这样,从 B' 、 G 、 R' 三个偏转中心发出的电子束,在同样的偏转场 H 、 H' 的作用下,就能够在屏幕上会聚了。这就是动会聚校正的原理。

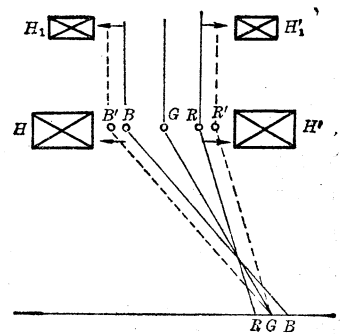


图 7-27 动会聚校正原理

单枪三束管的动会聚装置如图 7-28 所示。由于图 7-26(c) 中红束和蓝束误差的分布

不同, 磁场 H_1 和 H'_1 的瞬时强度也应不同。须分别按照图 7-26(c) 中所示的两个倾斜方向不同的歪抛物波, 建立起随时间变化的磁场, 这样, 当电子束沿水平方向扫描到不同位置时, 就会有相应的校正。

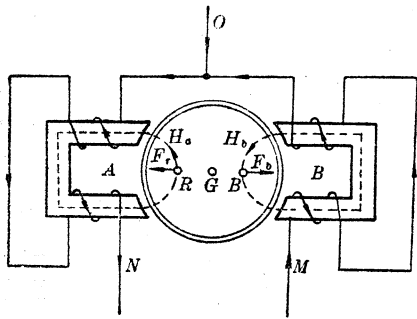


图 7-28 单枪三束管动会聚机构

图 7-28 的装置由两个马蹄形磁铁 A 和 B 组成。相对着置于显象管的管颈上(图 7-23), 位置在偏转线圈后面的色纯调节器的塑料盘上, 相当于电子枪出口处。每个磁芯上各有一对线圈, 其连结方式如图所示。当一个抛物波电流从 M 端注入, N 端流出时, 就使磁铁 A 产生一个垂直向上的磁场 H_a 。作用于红电子束, 使它向左移; 同时使磁铁 B 产生一个垂直向下的磁场 H_b 。作用于蓝束, 使它向右移, 在两个相反的力 F_a 和 F_b 作用下, 两个边束正好是按照图 7-27 的需要而运动的。中束 G 所受的磁场恰好抵销, 因而保持原来位置。另外, 如果再从图中 O 点注入一个锯齿波电流, 就能使 A 、 B 两磁场数值上不等, 因为相对于原来抛物波电流来说, A 、 B 中锯齿波电流的方向是不同的, 也就是说, A 、 B 中合成的歪抛物波电流的倾斜方向是相反的, 这正好符合图 7-26(c) 的需要。

三、电路实例

单枪三束显象管动会聚电路的一个实际电路如图 7-29 所示。图中 L_2 是动会聚线圈, 它的两个相等的绕组 L'_2 和 L''_2 即图 7-28 中的两对线圈 A 和 B 。 L_3 称为倾斜线圈, 也由两

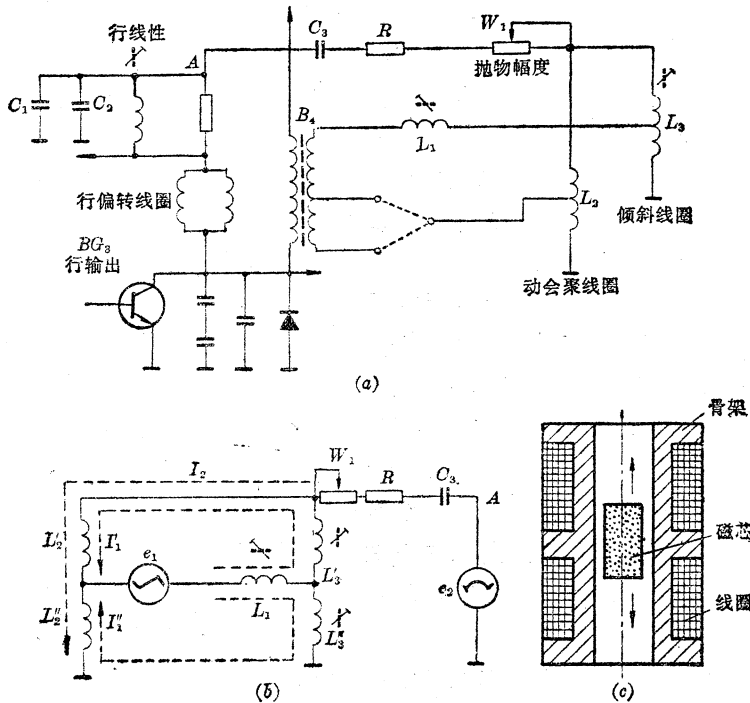


图 7-29 单枪三束管动会聚电路(金星 112 机)

(a) 电路 (b) 等效电路 (c) 倾斜线圈结构

个相等的绕组组成。它的结构比较特殊,如图(c)所示。两个绕组 L_3 和 L_3'' 绕在一个“王”字形骨架上,旋动骨架内的磁芯,可使两个绕组的电感量差动变化,即一组增加,一组减少,而 L_3 的总电感却大致不变。 L_3 的电感量比 L_2 大几倍。

行输出流过偏转线圈的锯齿波电流经 C_1 、 C_2 积分,在 A 点产生一个抛物波电压 e_2 。在 C_3 、 R 、 W_1 和 L_2 支路上,由于 C_3 和 L_2 的电抗分量小于 R 和 W_1 的电阻分量,所以 L_2 中流过的基本上还是一个抛物波电流 I_2 。 L_3 的阻抗比 L_2 大很多,所以它对抛物波电流的分路作用不大。另一方面,由行输出变压器 B_4 次级引出一定大小的行反峰电压,选择 B_4 次级的抽头,可针对不同显象管的需要,得到两种大小不同的行反峰电压。经 1mH 大电感 L_1 的积分作用,产生锯齿波电流 I_1 和 I_1'' ,沿等效电路图(b)中的方向分别流过 L_2 和 L_2'' 。因此,由等效电路(b)可见:

(1) 动会聚线圈的两个绕组 L_2 和 L_2'' 中,有方向相同的抛物波电流 I_2 流过。调节 W_1 ,可以同时改变 L_2 和 L_2'' 中抛物波电流的大小。这里 L_2 和 L_2'' 是分别控制两个边束的。

(2) I_1 和 I_1'' 中的锯齿波电流分量 I_1 和 I_1'' 是极性相反的。因此, L_2 和 L_2'' 中的总电流虽然都是倾斜抛物波,但倾斜方向却是相反的。

(3) 调节 L_1 ,可以同时改变 L_2 和 L_2'' 中的锯齿波电流分量的大小;调节 L_3 的磁芯,则会使 L_2 和 L_2'' 中的锯齿波电流的幅度一个增加,另一个就减少,但是不会改变其极性。

如前所述,行频锯齿波电流前半行和后半行的极性是相反的,它在会聚线圈中流过时,对边束造成的磁场力也是相反的。假设 L_2 是对蓝束起作用的,对照图 7-28 的动会聚机构,并设前半行锯齿波的极性是在蓝束处产生垂直向下的磁场,则后半周锯齿波电流换向,在蓝束处产生垂直向上的磁场。这样,前半行时扫描磁场使电子束偏转到光栅左边,而锯齿波校正电流使会聚线圈产生的磁场是将它向右校正的;后半行扫描磁场将电子束偏转到右边,而锯齿波校正电流使会聚线圈产生的磁场将它向左校正。这样一来蓝光栅的幅度就要缩小。

按图 7-29 电路的安排,流入红、蓝两个会聚线圈的锯齿波电流极性相反。对照图 7-28,这种锯齿波电流前半行在红束处产生的磁场是垂直向下的,它将光栅左边的红点向右移;后半行电流反向,也是将光栅右边的红点向左移,故同样使红光栅缩小。

显然,当注入的锯齿波电流和上述假设相反时,红、蓝光栅都会扩大。光栅尺寸变动的幅度当然与锯齿波电流的幅度成比例。

由此推知,调节 L_3 的磁芯,则红蓝会聚线圈中锯齿波电流的幅度一增一减,于是红、蓝光栅的大小发生相对变化,故调节 L_3 磁芯可使各种工艺误差造成的红、蓝光栅大小的差异得到弥补,直到调到红、蓝光栅的幅度相等(但不一定重合),这可以通过方格信号来观察。然后调节 L_1 ,使红、蓝光栅的幅度同时伸缩,直到它们和绿光栅幅度也相等(不一定重合)。

抛物波分量是左右对称的,前半行和后半行是同极性的。它不影响光栅的大小,仅使光栅朝一个方向移动。例如在图 7-28 中,不论是图象左边还是右边的蓝垂直线都向左移,红垂直线都向右移。并且两边的移动量大、中间的移动量等于零。这样,两边的红、蓝线都向绿线靠拢,调节 W_1 ,可改变抛物波电流的幅度,从而使光栅大小已经相等的三个基色光栅重合,完成动会聚调整任务。

有些情况下,由于红蓝束不对称或偏转场不对称比较明显,故造成图 7-30(a) 所示的场频失聚。红、绿、蓝光栅在垂直方向不重合。这种失聚在图象的顶部和底部较大,中部为零,并且顶部和底部是反序的。实际上相当于红、绿、蓝光栅垂直幅度不等。

校正这种失聚是利用图 7-23 中的场频会聚线圈 ⑤。它是一个圈数不多的环形线圈，

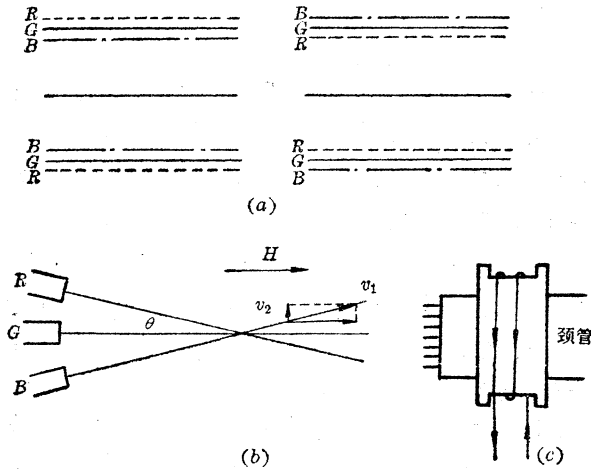


图 7-30 光栅场频失聚及其校正

(a) 两种失聚光栅 (b) 场频校正作用 (c) 校正线圈

套在显象管管颈的尾巴上，如图 7-30(c) 所示。在电路上，它和场偏转线圈串联，因而其中流过场锯齿波电流。根据图 7-30(a) 中两种可能的不同失聚情况，即根据红光栅垂直幅度大于蓝光栅，还是小于蓝光栅，来确定它应以怎样的方向与场偏转线圈串联。

串联后，如图(b)所示产生了一个沿着显象管轴的磁场 H 。由于单枪三束管的电子束在枪体中运行时与管轴有一个夹角 θ ，有的单枪三束管 3 个阴极在装配时已有一个夹角，所以电子束除了有一个轴向速度 v_1 以外，还会有一个水平速度 v_2 (图中纸面是水平面)，它使轴向磁场 H 对电子束产生一个垂直上下的作用。这个作用力对红、蓝两束是大小相等、方向相反的，因此就能校正这种失真。由于线圈中流过的场频锯齿波电流在场正程的起点和终点大小相等、方向相反，所以对图象顶部和底部的红、蓝光栅作用是相反的，并在图象中部为零。这正好满足场频失聚的需要。当然，对位于管轴运动的绿束是没有作用的，因而红、蓝水平光栅就向绿光栅靠拢。有的接收机中不对称程度小，这种失真不明显，就没有必要加这种校正线圈。

度 v_1 以外，还会有一个水平速度 v_2 (图中纸面是水平面)，它使轴向磁场 H 对电子束产生一个垂直上下的作用。这个作用力对红、蓝两束是大小相等、方向相反的，因此就能校正这种失真。由于线圈中流过的场频锯齿波电流在场正程的起点和终点大小相等、方向相反，所以对图象顶部和底部的红、蓝光栅作用是相反的，并在图象中部为零。这正好满足场频失聚的需要。当然，对位于管轴运动的绿束是没有作用的，因而红、蓝水平光栅就向绿光栅靠拢。有的接收机中不对称程度小，这种失真不明显，就没有必要加这种校正线圈。

第四节 自会聚技术

单枪三束显象管的会聚虽比荫罩管大为简化。但调试和修理仍较烦琐。自会聚技术是在一字形排列的基础上，通过精密设计电子枪和偏转磁场，革除了外电路动会聚调节装置，其调试工艺同黑白显象管一样方便。因此自会聚技术为彩色电视机的发展开辟了新的途径。

一字形排列三电子束在均匀偏转场下光栅的几何失真，如封三彩图 3(a) 所示，它是枕形失真和会聚失真之和。如果将枕形失真校正好，那末中束 (这里是红束) 光栅就应该是矩形的，两个边束光栅则位于它的两侧，如图 7-31 所示。

一、偏转磁场的自校正作用

自会聚管为了革除会聚电路，除了精密一字形排列电子枪以外，还采用了特殊设计的精密动会聚校正型偏转线圈，并且出厂前已与管子配置好，使成为一体化。它是利用磁场的非均匀性，对动会聚误差进行自动校正。其中场偏转线圈磁场设计成桶形分布，行偏转线圈磁场设计成

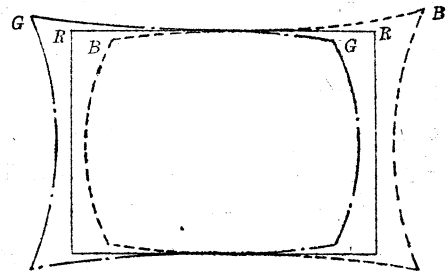


图 7-31 一字形排列管会聚失真(均匀场)

枕形分布。这里所谓桶形分布,枕形分布,指的是空间磁力线的形状。下面就来分析这些特殊场型的作用。

1. 场偏转磁场桶形分布的作用

图 7-32 表示桶形分布磁场对电子束的作用。这个图是从屏前面看进去的,因此电子束是由纸面穿出来,电流则是穿进纸面的。这里用一个带“×”的点表示这种电流的方向。磁场的水平分量当然是主要的分量,在它的作用下,电子束在屏上作垂直扫描。图 (a) 是上半场时的情况,磁场的水平分量向左,电子束向图象上部偏转。这样的桶形磁场的垂直分量的特点是:左右两边垂直分量的方向相反,越到边角垂直分量越强。因此,在它的作用下,位于两边的蓝束和绿束就有一个方向相反的水平位移,如图 (a) 中的双箭头所示,即蓝束向左,绿束向右。而且越在边角校正量越大。这正是图 7-31 中失聚规律所需要的。到了下半场,磁力线改变了方向,如图 (b) 所示。水平分量向右,使电子束偏转到下半场。但两边的垂直分量的方向却和上半场相同,所以仍然是蓝束向左,绿束向右,这样,就如同图 7-32(c) 所示,将弯曲的垂直光栅校正成笔直的垂直光栅。图象最中间的一条水平线上,磁力线没有垂直分量,所以不需要校正。

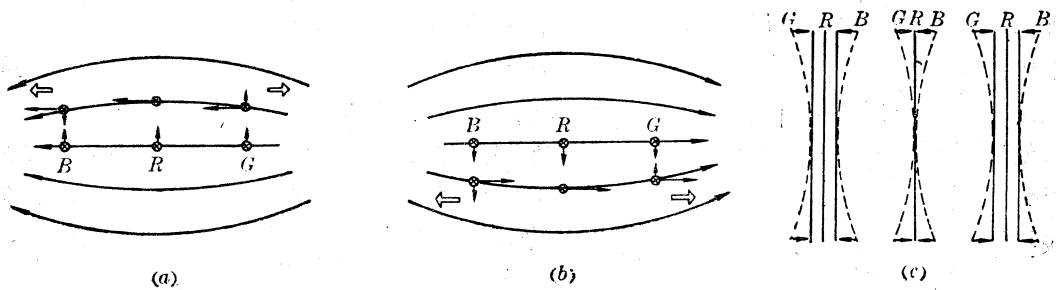


图 7-32 场桶形磁场的作用

(a) 上半场的情况 (b) 下半场的情况 (c) 垂直光栅的校正

只要桶形分布设计得合适,光栅就不再有场频失聚。当然,这时三基色垂直线并没有重合但已呈平行线。由于单枪三束管的场偏转线圈也是桶形分布的,所以如图 7-26(a) 所示,单枪三束管也是这样的光栅。

还应当注意到,这种桶形的场偏转磁场,会引起中束垂直光栅的枕形失真。事实上,由于桶形磁力线的垂直分量的作用,当中束偏转到显象管左边时,它处于和蓝束差不多的磁场作用下,因而也和蓝束一样受到一个向左的作用力;当中束偏转到显象管右边时,它处于和红束差不多的磁场作用下,因而也和红束一样受到一个向右的作用力。在上述两种情况下,都是越到图象的顶部和底部,作用力越大,但数值上又比边束小得多。因而一个已校正枕形失真的光栅又产生了附加的枕形失真。换句话说,管子的左右枕形失真加大了。这正是所有一字形排列显象管(包括单枪三束显象管和自会聚管)左右方向枕形失真量比较大的原因。

2. 行偏转磁场枕形分布的作用

图 7-33 表示枕形分布的行偏转磁场。从图中可知,不仅磁力线的形状改变了,而且各处的磁通密度也不同,即磁场强度不均匀了:中心部分的磁场比两边弱,因为磁力线越密,磁场越强。

在这种磁场作用下,电子束偏转情况可以用图 7-34 来说明。图中,用实线表示均匀场

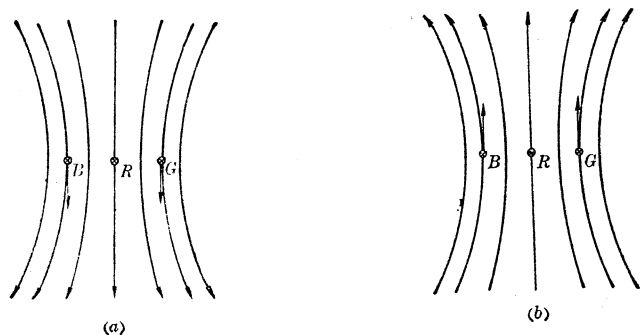


图 7-33 枕形分布行扫描磁场

(a) 前半行 (b) 后半行

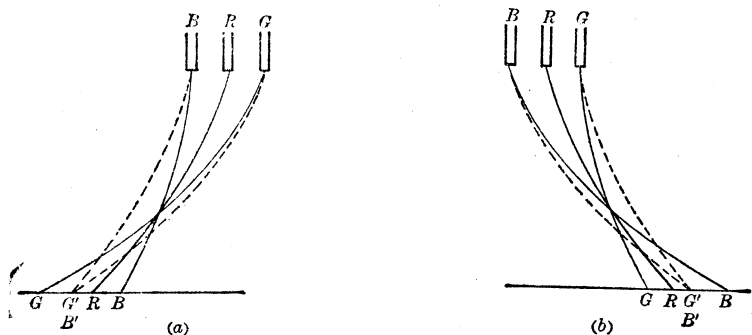


图 7-34 枕形行扫描磁场作用下电子束的偏转

(a) 前半行 (b) 后半行

作用下电子束的轨迹,用 R 、 G 、 B 表示三电子束打到屏上的位置,用虚线表示枕形场作用下的电子轨迹。

电子束向左扫描时的情况如图 (a) 所示。由于 G 束通过中心部位的弱磁场,故偏转量变小,而 B 束通过枕形磁场最强的区域,故偏转量变大。枕形场时各电子束打在屏上的位置是,以中束为标准,假设中束仍落在 R 点,则绿束由于偏转量变小,落在 G 点右边的 G' 点,蓝束由于偏转量变大,落在 B 点左边的 B' 点。只要偏转场的不均匀性设计得合适,就可以使 G' 点和 B' 点重合。当电子束扫描到右边时情况也是类似的(图(b))。结果,中束因为处于弱磁场下,所以红光栅偏小,蓝、绿光栅则较大并重合到一起。图 7-35 是综合行、场偏转线

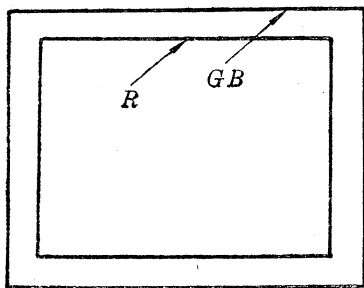


图 7-35 偏转磁场校正后的光栅

圈的总效果所得到的光栅。红光栅不仅行幅小,而且场幅也小,因为从图 7-32 可知,中束也是处于比边束弱的场扫描磁场区域,那里的场扫描磁力线比两边稀疏。

也应该注意到,枕形分布的行偏转磁场会引起桶形的水平光栅。事实上,由图 7-33(a) 看出,在光栅的左上角存在着水平向右的磁场分量,这个分量使电子束向左扫描时有一个垂直向下的附加位移。同样,图 7-33(b) 右上角也有一个水平向右的磁场分量,它使电子束向右扫描时也有一个垂直向下的附加位移。这种附加位移在

图象左右两边最大,到中间为零,下半场情况也是类似的。这种桶形的水平光栅失真,正好

补偿甚至抵销了管子原有的上下方向的枕形失真。这正是所有一字形排列显象管，包括单枪三束显象管和自会聚管，上下枕形失真小或等于零的根本原因。

根据以上分析，似乎单枪三束管的情况和自会聚管一样。虽然单枪三束管的偏转线圈也属于动会聚自校正型，但它与自会聚管有两个根本的差别：其一是电子枪不是精密结构，边束与中束距离大，因此会聚误差较大；其二是它的偏转线圈也不是精密设计和绕制的，还不能做到两支边束的光栅重合。这就决定了单枪三束管必须要有会聚电路，而自会聚管只须在管内配装一些内部磁极就可完全实现自会聚。

二、磁增强器和磁分路器

为了校正图 7-35 所示的失真，必须设法增加中束的偏转灵敏度，或降低边束的偏转灵敏度，因为它们的光栅幅度不同。但是偏转线圈对三束都有影响，所以不能从偏转电流上采取措施。然而可以利用偏转线圈在其后方的显象管颈部一般存在漏磁磁力线，采用在电子枪的顶端设置一些内部磁极的方法，以控制漏磁通的密度，使其在中束的途径上增强，在边束的途径上被分路(旁路)减弱。

内部磁极结构如图 7-36 所示。图中 1 是环形的磁分路器，两个边束要从它的孔中穿出；2 是磁增强器。这些内部磁极都是用导磁材料做成。导磁材料的导磁率很高，它处于磁场中时，使磁力线向它集中。这样偏转线圈的漏磁分布就被它们改变了。图 7-37 表示设置了内部磁极以后漏磁分布的变化。其中实线表示行偏转线圈漏磁，磁增强器 2、2' 使它们向中束集中，因而使中束受到的水平偏转加强，磁分路器 1、1' 则分别使它们向自己集中，这样就使两个边束不受或少受行偏转漏磁的影响，于是边束的水平偏转有所减弱。虚线表示场偏转线圈漏磁磁力线，同样道理，边束途径处，磁力线也被旁路，中束途径处，磁场也得到加强，从而补偿了中束场偏转灵敏度的不足，压低了边束场偏转灵敏度的过剩。于是中束光栅增大了，边束光栅缩小了，只要设计得好，可使三基色光栅完全重合。

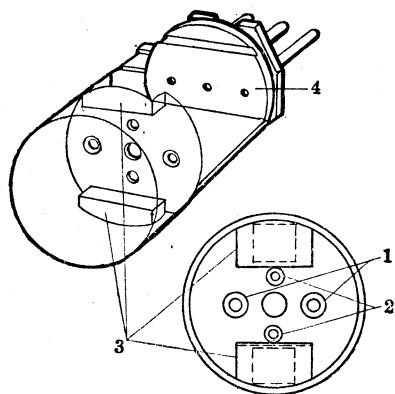


图 7-36 内部磁极

1—磁分路器 2—磁增强器 3—支架 4—电子枪(部分电极)

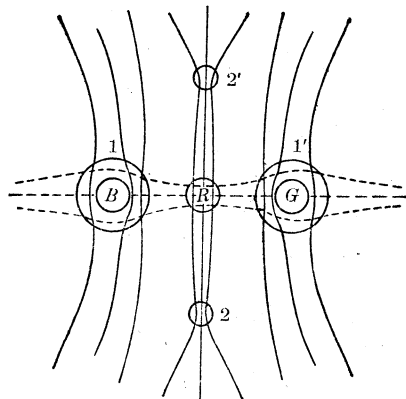


图 7-37 漏磁场分布的变化

1、1'—磁分路器 2、2'—磁增强器

三、四极和六极磁铁

自会聚管的静会聚系统也十分简便。它由一对四极磁铁和一对六极磁铁组成。位置在显象管的管颈上。当然也有一对两极磁铁——色纯磁环。

上面关于动会聚自校正的讨论有一个前提,即色纯和静会聚必须调整好。如果,两个边束在磁场中不处于对称的磁场作用之下,上述结果就不能实现。四极和六极磁铁是用来调整静会聚的,其结构及磁场如图 7-38 所示。其中图 (a)、图 (b) 是两个四极磁铁,每块有两对磁极。它们所形成的磁场可使两个边束沿相反方向等量地运动,调整两个突耳的开角,可以调整校正量,将它们同时旋转,可以改变移动方向。这样,通过调整四极磁铁,可使两个边束重合在一起。图 (c) 和图 (d) 是两个六极磁铁,它可使两个边束等量地、同方向地运动,通过调整两个突耳的开角,可以调整校正量,将它们同时旋转,可改变移动方向。因此,调整六极磁铁可使两个边束进入偏转磁场前对称于中束。在四极磁铁已将两边束调到重合以后,利用六极磁铁可将重合的两个边束调到与中束重合,完成了 B、G、R 三束的静会聚。

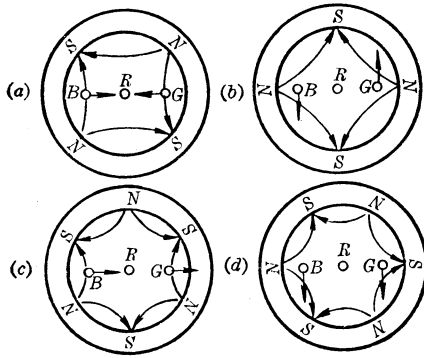


图 7-38 四极和六极磁铁

四、自会聚管偏转系统^[28]

自会聚管的偏转线圈,生产时已根据会聚情况预先调整好,使用时一般不需要对动会聚进行任何调整。一般,偏转线圈与自会聚显象管是配合使用的。所以调机工艺同黑白显象管一样方便。

自会聚偏转线圈有高阻抗和低阻抗之分。较早采用的 PST 型精密绕制环形低阻抗偏转线圈,圈数很少。一般是经过精确设计以后,在磁环骨架上预先刻好槽,行绕组和场绕组相间地重迭绕在槽内,所以磁场分布准确。其场偏转线圈的阻抗低至不到 2Ω 。

高阻抗自会聚显象管组件的行偏转线圈呈马鞍形,场偏转线圈仍呈环形,但阻抗高至 63Ω ,所以场扫描电路输出级可直接从电源中的高压(100V 以上)馈电。这样大大提高输出级的效率,并能获得良好的偏转灵敏度。反之,在行、场偏转线圈均为环型的低阻抗偏转线圈中,场偏转输出级必须用低压馈电(如 27V),因而功耗增加。这时场扫总功耗约大于高阻抗的 50% 左右,而且偏转灵敏度低。另外,环形绕制的低阻抗偏转线圈还有如下缺点:

1. 偏转功率大,温度高,铜耗、铁耗均高,对绝缘材料的耐热要求也高。
2. 行、场绕组相间重迭绕制,行、场线圈的分布不能独立改变,磁场设计的自由度小,很难得到良好的设计中心。
3. 因行、场迭绕,耐压受铜线绝缘所限制,耐压低,只有 $500\sim 1000V_{PP}$ 。
4. 电感及直流电阻低,很难与一般晶体管电路匹配。
5. 行绕组环形绕制,行频容易辐射,造成干扰。

第五节 枕形失真校正

会聚调整好以后,已会聚好的三基色光栅仍然带有一些枕形失真。对于黑白显象管,枕形失真不大,通过合理地设计偏转线圈的磁场,有可能消除这种失真。但在彩色显象管中,采取上述措施会影响会聚质量。图 7-12 已经绘出了枕形失真,其顶部和底部向内凹称

为上下枕形失真或南北枕形失真，两侧向内凹称为左右枕形失真或东西枕形失真。在一字形排列显象管中，场偏转磁场的桶形分布，加重了东西失真，而行偏转磁场的枕形分布抵销了南北失真，所以这种显象管只有较大的东西枕形失真而无南北失真，如图 7-39 所示。

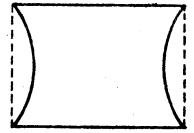


图 7-39 一字形排列显象管的枕形失真

一、东西失真及其校正电流波形

一字形排列显象管的东西失真也适用于荫罩管枕形失真中的东-西分量。已知，扫描电流的幅度与光栅水平幅度成正比。一场中的各行扫描电流的幅度本来是一样的，但是，由于枕形失真的结果，对每场的中间一些行来说，行扫描幅度嫌小了。而且越到场中心越小。为此，必须增加这些行的锯齿波电流幅度，以达到增加这些行的行幅的实际效果。这种增加也应是逐步加大的，越到场中心越大。大体上说，应该用一个场频的抛物波来调制行锯齿波电流，让每场起点和终点的那些行，锯齿电流幅度小于每场中间的那些行。如图 7-40 所示，用这样的电流流过程扫描线圈，东-西失真就得到了消除。

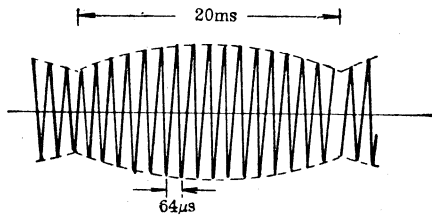


图 7-40 东-西失真校正电流

如图 7-40 所示，用这样的电流流过程扫描线圈，东-西失真就得到了消除。

二、南北失真及其校正电流波形

如果荫罩管的东西失真已经消除，就剩下了如图 7-41(a) 所示的一个纯南北失真。与东西失真类似，可以等效地认为是屏幕中部的垂直扫描幅度不够。图 7-41(b) 是为了消除南北失真所需要的场扫描电流的波形。如果是一个理想的锯齿波，却造成了图(a)所示的失真。设 t_a 、 t_b 、 t_c 是某场中第一行的起点 A、终点 B 和中点 C 所对应的时刻，则 C 点处的场幅嫌小了。要加大场幅，只有加大此刻的场扫描电流的幅度，这就要使场扫描电流在原来的锯齿波基础上有所增加，使电子束更加偏离屏幕中心，由 C 点到达 C' 点。增加的部分在本行中各个时刻是不同的，在 t_a 和 t_b 增加量为零（不增加），因为那里的场幅已经够了；在 t_c 应增加最多，因为那里的场幅最小。这样大体上是一个以 t_c 为顶点的抛物波，第二行也应是一个抛物波迭加在锯齿波上，不过幅度要小些，到了这一场最中间的一行，迭加的部分应该是零，因为这时水平扫描线已是一条直线。到了下半场，抛物波的极性应该和锯齿波的极性

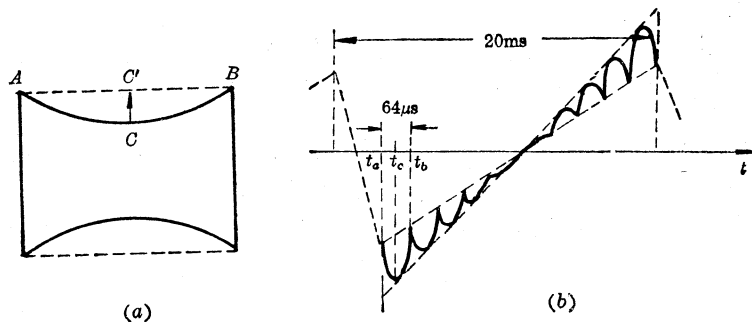


图 7-41 南北失真校正波形

一起倒过来。这样就需要一个图 (b) 所示的校正电流, 只有将这样的电流流过场偏转线圈, 才能将南北枕形失真光栅校正成矩形光栅。

总之对于一字形排列显象管, 只需用场频抛物波调制行扫描电流, 而对于荫罩管, 则需要行、场两偏转电流中引入交叉调制。

三、荫罩式彩色显象管枕形失真校正电路

荫罩管枕形失真校正电路如图 7-42 所示。它采用两只结构不同的饱和电抗器 B_1 、 B_2 来实现行、场交叉调制。

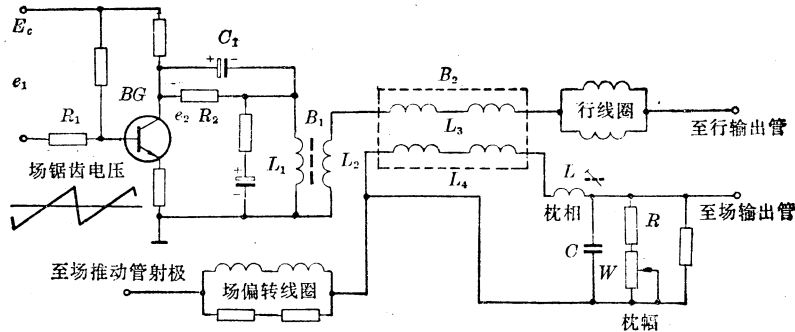


图 7-42 荫罩管枕形失真校正电路(长城)

1. 东西枕形失真校正

由场扫描电路送来一个场锯齿波电压 e_1 经 R_1 加在晶体管 BG 的基极, 经它倒相放大以后, 在集电极上形成一个极性相反的锯齿波电压 e_2 , 这个电压在 B_1 初级线圈 L_1 上产生一个场频抛物波电流如图 7-43 中的 i_1 , 由于电阻 R_2 存在, 给 i_1 提供了一个直流分量 i_{10} 。

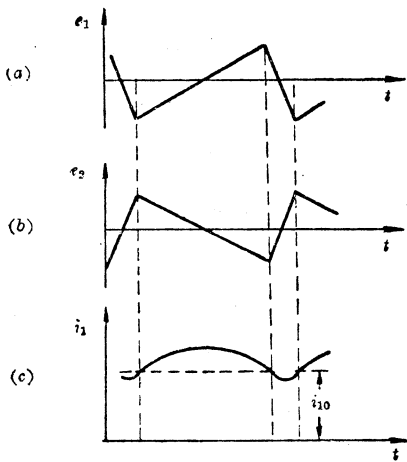


图 7-43 抛物波场频电流的产生

这里, B_1 是一个饱和电抗器, 而 L_1 是它的控制绕组, L_2 是它的被控绕组, 后者分为两个相等的部分 L_2' 和 L_2'' 绕在一个“日”字形易饱和磁芯上(图 7-44), 中枝绕组 L_1 中的场频电流在磁芯的两个磁路中按图中点划线建立如箭头所示方向的磁力线, 边枝 L_2 中的行频电流则按图中虚线建立起如箭头所示方向的磁力线。显然, 如 i_1 较大, 左枝就会饱和, 而且 i_1 中的直流分量 i_{10} 造成了饱和的条件。一旦左枝饱和, L_2 的阻抗 z_2 就会如图 (b) 所示随 i_1 的增

加而下降。图 (c) 和图 (d) 示出了它们之间的对应关系。显然, 在场正程起点 t_1 和终点 t_3 , z_2 的值大于正程中点 t_2 的值。

由于在电路上 L_2 是串联在行扫描线圈通路上的, z_2 的下降导至其中的行频锯齿波电流幅度增加, z_2 的上升导至其中的行频锯齿波电流幅度的减少, 这就正好在行扫描线圈中造成了场正程两端幅度小、正程中点幅度大的行锯齿波, 和图 7-40 一样, 因此就校正了东西枕形失真。

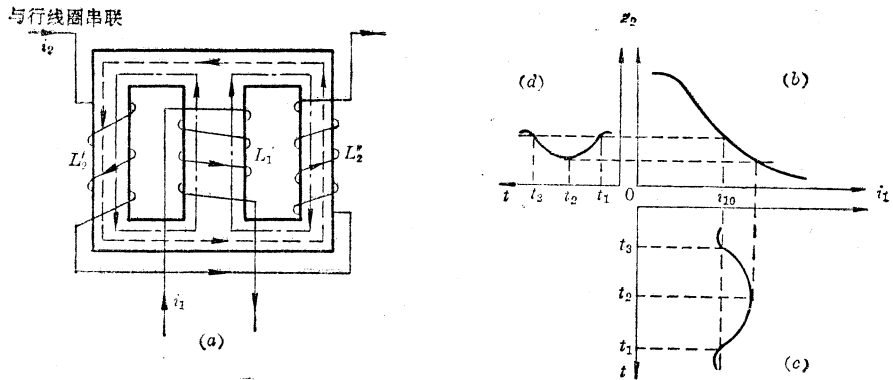


图 7-44 场频调制原理

(a) 饱和电抗器 (b) 电抗器特性 (c) 中枝绕组电流 (d) 边枝绕组阻抗

2. 南北枕形失真校正

图 7-42 中, B_2 是另一只饱和电抗器, 它的结构不同于 B_1 , 而是如图 7-45 所示。它的磁芯是一个软磁材料构成的“王”字形磁芯, 其初级绕组 L_3' 和 L_3'' (图 7-42 中的 L_3 的两个部分) 沿着同一个方向分绕在 A 、 B 两段上, L_3' 和 L_3'' 圈数相等。其次级绕组 L_4' 和 L_4'' (图 7-42 中的 L_4 的两个部分) 也分绕在 A 、 B 两段中, 圈数相等, 但绕向不同, 其中 L_3' 和 L_4' 绕向相反, 而 L_3'' 和 L_4'' 绕向相同。

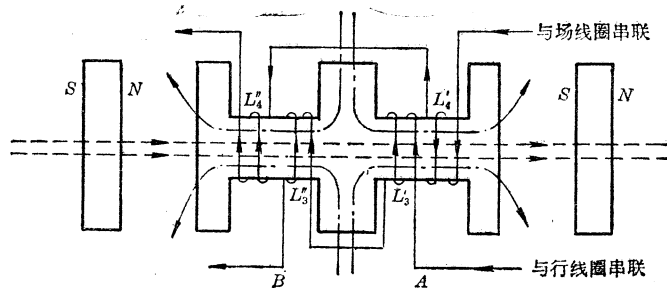


图 7-45 “王”字形饱和电抗器

在“王”字形磁芯的两端, 放置着 2 块永久磁铁, 它们的充磁方向如图 7-45 所示。2 块恒磁的强度相等, 它们与“王”字形磁芯的距离也相等, 图中虚线表示它们建立起来的静磁场的磁通。这些磁通穿过“王”字形磁芯, 使 A 、 B 两段都达到了半饱和状态。

如果在 L_3 和 L_4 中分别通以行、场扫描电流, 如图 7-42 所示, 就会引起 A 、 B 两段饱和程度发生相对变化。图 7-45 中的箭头代表各电流的正方向。当 L_4 中的场频电流很小时, A 、 B 两段饱和程度差别不大, 由于 L_4' 和 L_4'' 绕向相反, 所以任何行频电流在 L_4' 和 L_4'' 中引起的感应电动势是互相抵销的。因而行频电流不会串入场电路。但场频电流加大后就不一样了。图中点划线表示 L_4 中的场频电流建立起来的磁力线。由于 L_4' 和 L_4'' 绕向相反, 所以磁力线方向也相反。

既然 L_3 是和行偏转线圈串联的, 所以, 和行偏转线圈一样, 在 L_3' 和 L_3'' 的两端也都会产生一个行脉冲。它们通过磁芯的耦合, 也会在 L_4' 和 L_4'' 中分别感应出一个行脉冲的电动势, 但由于 L_4' 和 L_4'' 绕向相反, 所感应的电动势是极性相反的。只要磁芯未饱和, 净电动势也就等于零。

随着 L_4 中场锯齿波电流幅度的增加, L_4 中建立起的场磁通也增加, 它和原来的静磁通

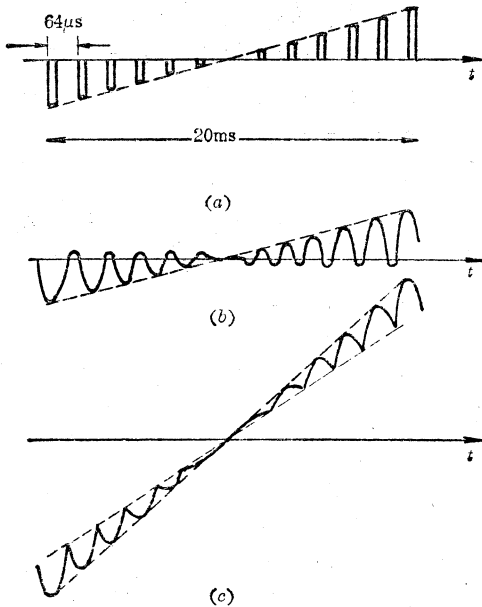


图 7-46 南北校正波形的获得

是同向的, 所以 A 段逐渐饱和, 导磁率下降, 因而使 L_4 中被 L_3 感应的行脉冲幅度减小。而 B 段因两磁通反向则不会饱和, 这样, L_4 中感应的行反峰脉冲幅度小于 L_4 中的行反峰脉冲幅度, 于是场电路中的净行频电动势不为零而等于两者的差值。场锯齿波越大, 净行频电动势也越大。当锯齿波电流由上半场过渡到下半场而反转极性时, 情况变成了 B 段饱和, A 段不饱和, 净行频电动势也反向, 因此产生了一个如图 7-46(a) 所示的行反峰波形。

现在回到图 7-42 的电路, L_4 上已建立起图 7-46(a) 的行反峰电压。 L_4 是与 L_4 谐振于行频的, 在此行反峰激励下, 电路中产生了如图 (b) 所示的行频正弦波, 这个波形与场输出管提供的场锯齿波迭加, 就得到了图 (c) 所示的校正波形通过场偏转线圈。这正是图 7-41(b) 所

示的波形, 这里用正弦波代替抛物波, 在实际上并没有什么影响。

调节电位器 W , 可以改变振荡回路的 Q 值, 因而可以调节校正的幅度; 调节 L 可以影响正弦电流的相位, 因而作为枕形校正相位调节器。两者的作用见图 7-47。调节枕形相位电感 L 可以使水平光栅的顶点沿水平方向移动 (图 b), 应将它调到水平中心位置, 再调枕幅电位器使光栅上、下两端拉平, 见图 7-47(a)。

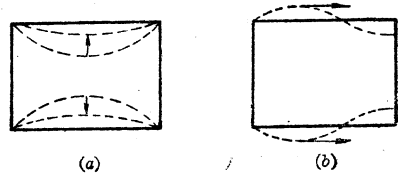


图 7-47 枕幅调整和枕相调整
(a) 调节 W (b) 调节 L

四、一字形排列显象管的枕形失真校正电路

由于一字形排列显象管的枕形失真只需要进行东西校正, 所以电路比较简单。图 7-48 是它的校正电路的实例。图中 BG_2 是行输出管, 它提供行扫描锯齿波电流。电流的幅度应

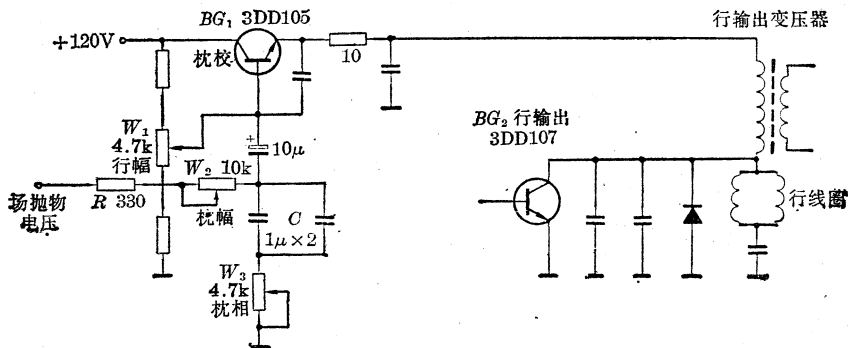


图 7-48 一字形排列管枕形失真校正电路 (金星 112)

正比于 BG_2 的电源电压。这里, BG_2 的电源电压是 $+120\text{V}$ 经过枕校晶体管 BG_1 降压后提供的。其工作方式类似于普通稳压电源电路中的调整管。所不同的是, 其基极注入的是场扫描电路送来的场频抛物波电流。因此, 其发射极就输出一个按场抛物变化的电压作为 BG_2 的电源电压, BG_2 输出的行频锯齿波也就当然受到场频抛物波的调制。 W_2 用来调节注入 BG_1 基极的抛物波电流的幅度, 以改变调制行锯齿波的场抛物波的幅度, 所以叫做枕幅电位器。调节 W_2 的标准是对失真光栅进行幅度上足够的校正。另外, 由 R 、 W_2 、 C 和 W_3 组成的移相电路可改变送到 BG_1 基极的抛物波的相位, 以调节抛物波的顶点(也就是最大校正点)的位置, 因而叫枕校相位调节器。调节 W_1 改变了 BG_1 的直流偏置, 也即改变了它的发射极的直流电位, 从而改变了行输出管 BG_1 的电源电压, 因此是行幅调节器。

第八章 彩色电视接收机的调整

彩色电视接收机的调谐器、图象中频放大器、视频检波以及行、场扫描电路、伴音电路等在原理和电路结构上与黑白电视接收机基本类似,这些部分的调整方法亦相同。本章将着重介绍解码器、色纯、会聚的调整以及灰度统调。在解码器调整一节中,同时还介绍了彩色电视测试信号发生器调整解码器的原理和方法。

彩色电视机生产中,一般都是将各单元电路板预先调整到符合工艺要求,而色纯、会聚、灰度统调等,都在整机调整中进行。整机调整时,先进行闭路调整,输入视频的格子信号和彩条信号,对接收机的视频各部分进行调整,随后进行开路调整。为此,需利用 XFC-6 或 XB-35 等彩色电视测试信号器产生的开路射频信号,接收机用标准天线接收,以调整调谐器、中频通道等在内的整机性能。

彩色电视测试卡是检验彩色电视接收机各方面性能的一个综合性工具,具有快速和直观的特点。世界各国使用一些不同的彩色电视测试卡,如英国的“F”测试卡、西德的“WDR”测试卡^[29]等。荷兰的 PM5544 测试卡能对电视机的质量较全面地进行直观评定。我国中央电视台已播送自己的彩色电视测试卡,见封面彩图,其使用方法和原理参见本章第四节。

第一节 彩色电视测试信号发生器

一、CDS-1 型彩色电视信号发生器

CDS-1 型彩色电视信号发生器产生适用于黑白及彩色电视机开路和闭路调整用的各种信号。它能输出射频(1~12 频道)信号和两种极性的视频信号。这些信号是:棋盘信号(检查同步、灰度、场频控制、图象高宽比、视频增益和对比度及亮度控制);电子圆(检查线性);格子信号(调整几何尺寸、会聚和枕形失真);三基色信号(检查相应基色色纯和相应电子枪的工作状态);四矢量信号(调整延时解调器、同步解调器以及 PAL 开关的工作情况);彩条图案(检验总的性能)。需要那种信号,可由面板上的琴键开关来选择。

四矢量信号,是指频率相同而相位分别是 0° 、 90° 、 180° 和 270° 的副载波信号。在 CDS-1 内,由一个高度准确和稳定的副载波振荡器产生一个 90° 副载波信号,通过 PAL 开关形成一个逐行倒相的“R-Y”信号*(在 NTSC 行是位于 V 轴上的),将 90° 的副载波信号经过 90° 移相电路,得到 0° “B-Y”信号。“R-Y”信号和“B-Y”信号通过相同的放大器以双极性输出,就分别得到“B-Y”、-“B-Y”、“R-Y”和 -“R-Y”四矢量信号。将它们加到系数不同的电阻矩阵电路中,即可产生相应于三基色及其补色的色度信号 $F_{黄}$ 、 $F_{青}$ 、 $F_{绿}$ 、 $F_{紫}$ 、 $F_{红}$ 、 $F_{蓝}$ 和色同步信号。利用一个电子开关组,在控制脉冲的作用下,将色同步信

* 这里,用一个带有引号的符号表示这些具有特定相位的副载波信号,是为了避免发生误解,以为它们是色差信号。在 XT-15 和测试卡一节也都有类似的处置。

号和 $F_{黄}$ 、 $F_{青}$ 、 $F_{绿}$ 、 $F_{紫}$ 、 $F_{红}$ 、 $F_{蓝}$ 信号按一定时间关系组合起来，即可得到包括色同步信号的彩条全色度信号。这部分电路的方框图如图 8-1 所示。双线框内的小方格即是相应的各个电阻矩阵电路。

最后，将合成的色度信号迭加在同步信号上，和黑白电视图象信号一起，形成一个完整的彩色全电视信号。同时，仪器也可以单独输出四矢量信号和三基色信号。

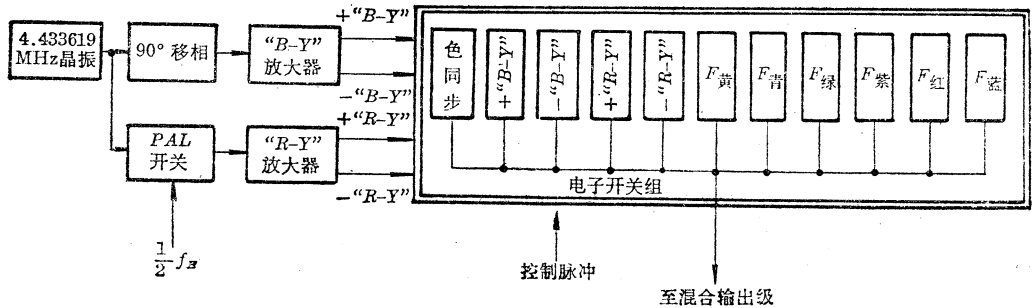


图 8-1 四矢量系统

四矢量信号具有标准的相位，可以用来调整延时解调器、同步解调器和 PAL 开关。例如，将“ $B-Y$ ”信号送入 $B-Y$ 同步解调器，调整 $B-Y$ 同步解调器中的基准副载波的相位，直至 $B-Y$ 同步解调器输出幅度最大，就说明这个同步解调器已经调整好了。然后用同样的方法调整 $R-Y$ 同步解调器。调整时，用 $CDS-1$ 的色同步信号将接收机内的副载波锁定。

二、XT-15 型视频彩色电视测试信号发生器

XT-15 型视频彩色电视测试信号发生器是用来调整 PAL_D 彩色电视接收机色度部分的。它提供按一定逻辑关系组合成的一系列特殊信号，如延时解调器测试信号、同步解调相位测试信号和矩阵电路测试信号等。和一般调试方法相比，其调试简化、迅速，并且有一些简单、容易判别的标准。具体调试步骤见本章第二节。

XT-15 型视频彩色电视测试信号发生器可以调整色副载波振荡频率；调整梳状滤波器的相位和振幅平衡；调整同步解调器的相角；调整 $G-Y$ 矩阵；调整基色矩阵；检测色副载波的控制范围；检测 ACC 及 ACK 能力。

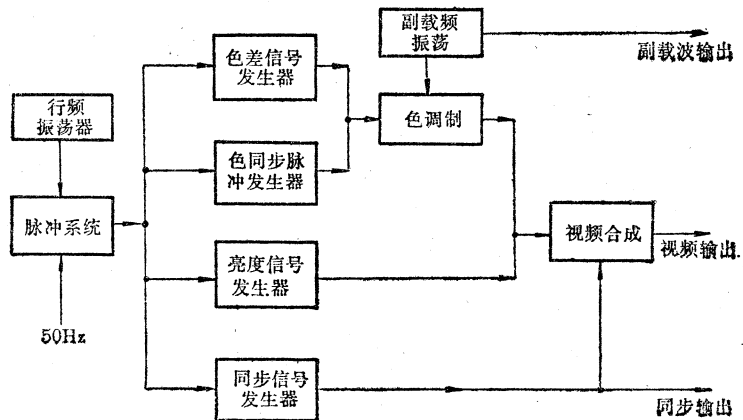


图 8-2 XT-15 方框图

图 8-2 是 XT-15 方框图。其输出为, 视频 I: $75\Omega, 0.92V_{PP}(CZ_1)$; 视频 II: $75\Omega, 0.05\sim 2V_{PP}(CZ_2)$; 副载波: $75\Omega, 2\pm 0.2V_{PP}(CZ_3)$; 同步信号: $75\Omega, 2\pm 0.2V_{PP}$ (负脉冲, CZ_4)。信号也可以调制在一个载频上。

面板上 K_1 是电源开关, $K_2\sim K_{17}$ 是互锁开关 (见图 8-3)。其中 $K_2\sim K_7$ 用来选择所需的测试信号; $K_8\sim K_{10}$ 用来控制色副载波的频率; $K_{11}\sim K_{13}$ 用来控制色度信号的振幅; $K_{14}\sim K_{17}$ 用来控制色同步信号的振幅; K_{18} 接通或关闭帧同步信号。视频调整下的电位器用来调整视频 II 的幅度。

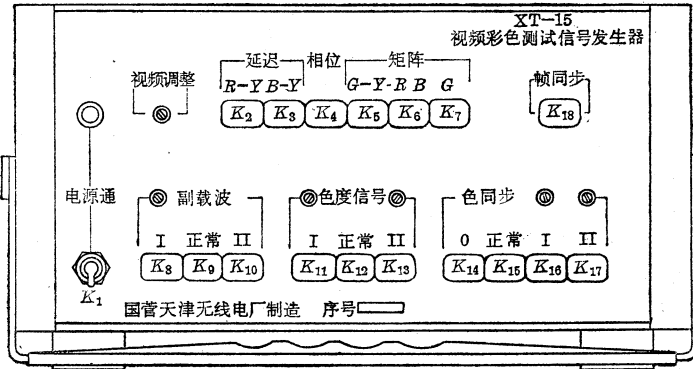


图 8-3 XT-15 面板上开关的位置与功能

第二节 色通道的调整

图 8-4 示出了 PAL_D 解码器各调节器和测试点的位置。解码器的调整主要是通过各调节器调整使其性能达到预定的指标。表 8-1 列出了图 8-4 以及北京牌 834 机、春雷牌 3S2-2、金星牌 C47-112 机中相对应各调节器的名称和功用。

在进行调整之前, 先检查整块印刷板电源对地电阻, 以避免出现短路现象, 然后接通电

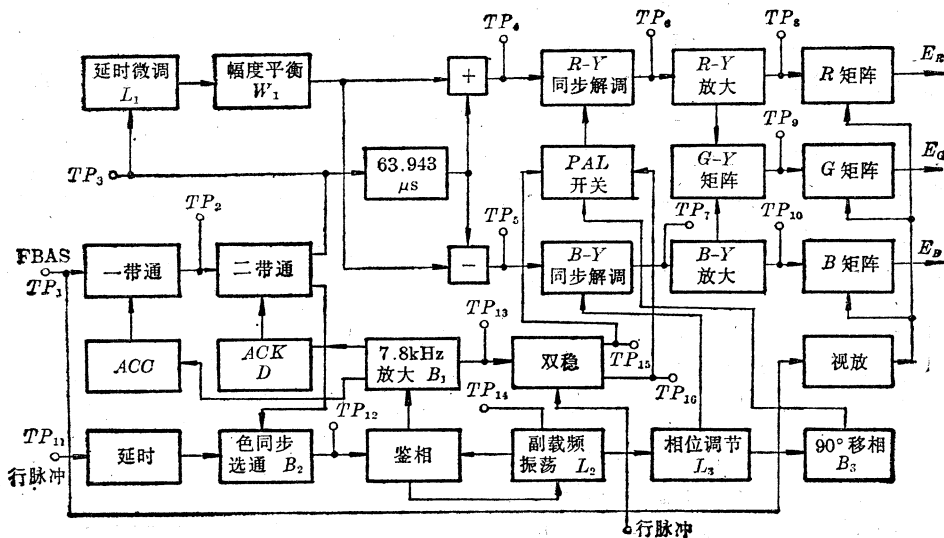


图 8-4 PAL_D 解码器的调节器和测试点

源,调整各级直流工作点。这时,由于电路无半行频信号,即消色电压为零,所以应将消色箝位二极管 D 短路,暂时人为地给第二带通加上偏置,否则无法准确地调整该级的直流工作点。工作点调好以后,就可以依次进行各级的调整。

表 8-1 解码器的调节器*

调节器名称	图 8-4	北京 834	春雷 3S2-2	金星 C47-112
延时微调	L_1	L_{552}	$4L_9$	$3L_{12}$
幅度平衡	W_1	R_{527}	$4W_4$	$3W_3$
7.8 kHz 放大	B_1	T_{508}	$4L_4$	$3B_3$
色同步选通	B_2	T_{502}	$4L_5, 4B_2$	$3B_2$
副载频振荡	L_2	L_{505}	$4L_{16}, 4W_2$	$3L_5$
相位调节	L_3	L_{507}	$4B_4$	$3L_7$
90° 移相	B_3	T_{553}	$4L_{17}$	$3B_5$
消色箝位二极管	D	D_{15}	$4EG_7$	$3D_{12}$

* 北京 834 机解码器电原理图示于图 5-44。其它两种解码器请参阅《上海市电视机电路集》,上海电子设备工业公司技术情报组编,1976。

一、一般调整方法

1. 频率特性的调整

这里指调整带通放大器的频率特性,以便使彩色全电视信号 ($FBAS$) 的色度信号进入解码器。根据电路是宽带中放还是窄带中放,频率特性应分别调到符合图 4-1 的要求。一般将两级带通放大器逐级加以调整。调整时,将频率特性测试仪(例如 BT3 型)的“扫频电压输出”接 TP_1 ,而将 TP_2 或 TP_3 接至扫频仪“Y 轴输入”。分别调节带通放大器的各谐振回路线圈的磁心,使特性达到规定的要求。进行这一步调整时,消色箝位二极管 D 应短路。无论怎样调节色饱和度电位器,频率特性应无变化。将检波探头移至 TP_4 和 TP_5 ,特性曲线应该相同。

2. 色同步选通电路的调整

消色箝位二极管 D 仍短路,色饱和度电位器调到中点,将 $1V_{pp}$ 幅度的彩色全电视信号从 TP_1 注入,另将正极性行同步脉冲(行脉冲)自 TP_{11} 注入。拔去晶体振荡中的晶体不使起振,这时无 ACC 电压加在第一带通放大器上,所以,根据电路正常工作的要求,在 ACC 放大管基极加一手动增益控制的直流电压。上述工作完毕之后,用示波器(例如 SBE-7 型)探头在测试点 TP_{12} 上观察,应出现被分离色同步信号波形;调整 B_2 使分离的色同步信号具有最大幅度。

3. 晶振及锁相调整

插上晶体,一般要求在不彩色全电视信号输入时,用数字式频率计(例如 PS-6 型)观看晶体振荡器的自由振荡频率是否在合适范围。为此,将频率计探头接在测试点 TP_{14} 上,调整 L_2 ,振荡频率读数应以 4.433619 MHz 为中心有 ± 500 kHz 左右可调范围。同时,用示波器监视 TP_{14} 点输出波形,在可变范围内,波形应呈现完整的正弦波。如果达不到上述要求,可以改变变容二极管的偏置点,或更换变容二极管。在调整过程中还须考虑对锁相环路的捕捉范围和保持范围的影响,因此,调整后还要进行必要的考核。

由于晶振级易受负载变化的影响,测试晶振频率应在晶振级后面的缓冲级上进行,以免

频率计、示波器等对振荡器带来影响,使读数不真实。调好以后,将 L_2 的磁芯调到振荡频率为 4.433619 MHz。这时从 TP_1 输入彩色全电视信号(消色箝位二极管仍短路),应能锁相。是否锁相应根据以下几个标准:

(1) 在鉴相器色同步信号输入变压器 B_2 次级两端 (TP_{12}),用示波器观看色同步信号波形。如锁相,则色同步波形上迭加一个半行频识别信号,使色同步信号位于一条斜的基线上。如失锁,则斜线不是一条稳定的线而是很多条线。这是因为在失锁的情况下,色同步信号与本振副载波的相位不确定,因而不能产生一个稳定的半行频识别信号(图 8-5)。

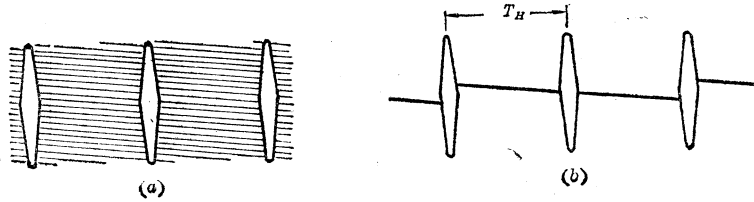


图 8-5 色同步信号
(a) 未锁相 (b) 已锁相

(2) 将示波器“扫描时间”置于 100 ms,用探头观看 TP_{13} 测试点半行频识别信号的场频显示波形,锁相时波形包络是平坦的,无双层包络现象。

4. 识别电路的调整

示波器探头仍接在 TP_{13} 点,调节半行频选频放大器谐振回路的电感,使半行频识别信号幅度最大。如将行脉冲送入双稳态电路计数输入端,这时,在双稳态电路两只管子的集电极上,即 TP_{15} 和 TP_{16} 点应看到两个极性相反的稳定方波,若有不稳定现象,应微调 B_1 ,使半行频识别信号与行反峰的相位关系合适,识别就会稳定。

半行频电路调好后,如果消色器和 ACC 电路没有故障,应产生消色电压和 ACC 电压。这时可去掉消色箝位二极管的短路线,撤去色通道手动增益控制电压,使用本机的 ACC 控制电压。

5. 梳状滤波器的调整

对梳状滤波器的要求是 F_U 、 F_V 分量分离要彻底,互串尽可能小。梳状滤波器的调整在于延时与直通信号间的相位平衡(L_1)和幅度平衡(W_1)。一般有如下几种方法:

(1) 两行波形重迭法 将彩色全电视信号从 TP_1 输入解码器,在 TP_4 、 TP_5 用示波器观看波形。当相位和幅度不正确时,不能产生两个色度分量的标准波形,而且每个分量相邻两行波形也不重合。示波器上看到的波形有双重轮廓,这时在该电视机荧光屏上将产生爬行现象。调整时,可反复调节 L_1 和 W_1 ,直至两个色度分量的标准波形分别在 TP_4 和 TP_5 上出现,而且两行波形重合,无双重轮廓。

(2) 若关断测试信号源中的 F_V (或 F_U) 色度分量,其矢量关系如图 8-6 所示。如果延时量为 $63.943 \mu s$,则延时信号 B 应和直通信号 A 反相;如果两路信号幅度相等,则加法器输出为零,即在 TP_4 测试点上无信号输出(图(a))。若延时量准确而幅度不平衡或延时量不准,则末加法器应有一输出 C (图(b)及图(c))。

(3) 令编码器中的 PAL 开关停止工作。这时色同步信号失去倒相分量,消色电压消失,所以需将消色箝位二极管 D 短路。这时同样有三种情况(图 8-7),当延时量准确,两路

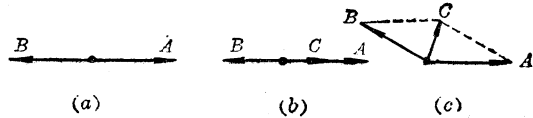


图 8-6 关断信号源的 F_V 信号

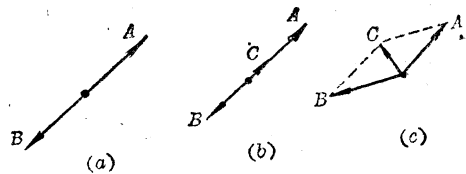


图 8-7 停止 PAL 开关工作

信号幅度平衡时,加法器输出为零(图(a)),否则加法器有输出信号(图(b)及图(c))。

由此可见,利用第二种方法和第三种方法时,均需将示波器输入探头接在 TP_4 上,反复调整 L_1 和 W_1 ,直至示波器上的信号尽可能地小。

6. 同步解调器的调整

同步解调器正确工作的条件,是被解调信号与基准副载波“同步”。因此,调整同步解调器,也就是调整送给同步解调器的基准副载波的相位,或者说是调整同步解调器的解调轴。正如图 8-4 所示,一般接收机先产生一个合适的副载波直接送给 $B-Y$ 同步解调器,用 L_3 调节其相位,然后调节 B_3 将副载波移相 90° ,逐行倒相,送给 $R-Y$ 同步解调器。

但是,用示波器直接观察基准副载波的相位是不准确的。因此调整时,将彩色全电视信号从 TP_1 输入,在 TP_6 和 TP_7 处用示波器查看波形,分别调整 L_3 和 B_3 ,使波形幅度最大。如延时线已准确调好,这时两行波形一样,场频显示时无双重包络现象。

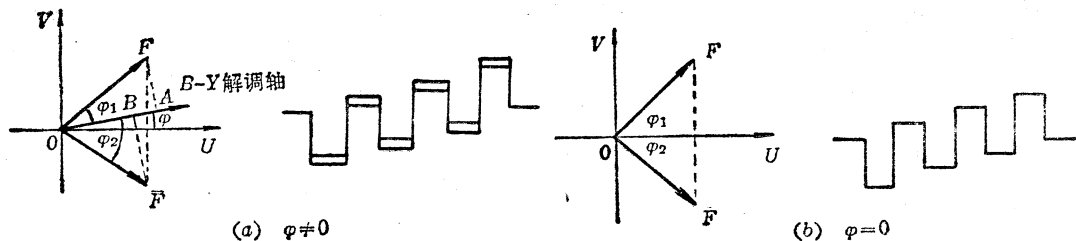


图 8-8 两行波形重迭法

为了进行更精确的调整,还可以在上述调整之后,再采用准确度较高的两行波形重迭法。为此,将 TP_4 和 TP_5 两点短路,这时,会出现明显的双重包络,微调 L_3 和 B_3 ,直至双线消失,同步解调器才算准确调好。

这种方法的原理,可用图 8-8 说明。以 $B-Y$ 同步解调器为例。将 TP_4 和 TP_5 短路,等于被梳状滤波器分离的两个色度分量又合成为全色度信号 F 。下一行由于信号中的 F_V 分量倒相,变成了 \bar{F} 。如果 $B-Y$ 同步解调轴不准,即 $B-Y$ 基准副载波的相角 φ 不是 0° ,则 F 和 \bar{F} 与 $B-Y$ 解调轴的夹角 $\varphi_1 \neq \varphi_2$,于是相邻两行的解调输出(正比于投影值 \overline{OA} , \overline{OB})不等,波形出现双线。只有调整 L_3 ,使 $B-Y$ 同步解调轴和 $B-Y$ 轴重合($\varphi=0$),双线才消失,这时 $\varphi_1 = \varphi_2$, F 、 \bar{F} 在 $B-Y$ 轴上的投影相等,两行解调输出相同。

如果 U 信号经过调整,波形很好,幅度最大,没有双线,而 V 信号出现由两个相位相反的波形组成的不稳定图形,那末问题可能出现在 PAL 开关不对称(开关二极管不配对,变压器两绕组不对称)或识别紊乱,这时应在排除这些故障后,再重调前级和本级。

7. 输出直流电平的调整

由于以后各级都是直流耦合,要求两个同步解调器输出端直流电位的差值必须控制在

0.1V 以内。此外,还应该使各同步解调器的两只二极管配对。直流电平的测定应在 PAL 开关正常工作下进行。

8. 晶振锁相环路捕捉范围和保持范围的考核

进行这一步调整可用一台自制振荡器,两台 PS-6 频率计。振荡器的频率范围应以 4.433619 为中心有 ± 500 Hz 以上的可调范围。将振荡器的信号作为色同步信号注入鉴相器,用一台 PS-6 鉴别它的频率;另一台 PS-6 则用来测量解码器本机副载波振荡频率。当外接振荡器的频率远小于本机副载波频率 f_0 时,两台频率计的读数不同。调节外接振荡器使其频率逐渐上升,当外接振荡器频率为某值 f_1 时, f_0 突变为 f_1 , 表示环路已被锁定, $f_0 - f_1$ 即为下捕捉范围;当外接振荡器频率上升到某值 f_2 时,本机振荡频率跳回 f_0 , 又取自己的固有频率,这表示环路失锁。 $f_2 - f_0$ 为上保持范围,一般 $f_2 - f_0 > f_0 - f_1$ 。将外接振荡器的频率再由高向低调,类似地还可以依次测出上捕捉范围和下保持范围。

9. ACC 和 ACK 控制能力和识别稳定性的考核

ACC 控制能力应为当输入信号大于 12 dB 时,输出变化小于 3 dB;关于 ACK 控制能力除规定接收黑白信号能消色外,还规定消色器在色同步信号低于 24 dB 时才起作用,信噪比大于 16 dB 时消色器工作正常;关于识别稳定性,规定信噪比为 16 dB、色同步信号下降 12 dB 工作正常。考核这些性能,应使用色度信号和色同步信号幅度可变的信号源(如 XT-15)或自制闭路调机板,在规定要求下考核。在实际调试中,常用信号触发和电源触发来检验识别稳定性,即分别将输入到解码器的彩色全电视信号和解码器的电源迅速开、闭,看接通的瞬间 E_{R-Y} 色差信号的波形 (TP_7 测试点)是否能迅速过渡到稳定状态,无识别紊乱现象。

二、XT-15 快速调整原理

利用 XT-15 彩色电视测试信号发生器调整解码器时,将仪器后板的“视频 II”(或“视频 I”)插座接到色度放大器输入端 (TP_1 , 图 8-4 下同),再将“同步”插座输出的同步信号接到示波器的“触发输入”(示波器置外触发)。将解码器相应测试点的输出信号接到示波器的“Y 轴输入”即可。下述调整是在正常的副载波(按下 K_9)、正常的色度信号(按下 K_{12})、正常的色同步(按下 K_{15})条件下进行的。为避免示波器闪烁,可释放 K_{18} , 去掉帧同步。利用 XT-15 可进行下列各项调整:

1. 调整本机副载波振荡器

将消色箝位二极管 D 短路。示波器的“Y 轴输入”接到测试点 TP_6 或 TP_7 (同步解调器输出端)。此时按下 K_{14} , 关掉色同步信号,以便调整本机副载波的频率,任选 XT-15 中的一个测试信号,例如按下 K_5 , 选“G-Y 矩阵”信号。它的每行的前半行只有固定的亮度信号电平而无色度信号,所以 TP_6 或 TP_7 前半行输出为零,后半行有一定成分的色度信号。

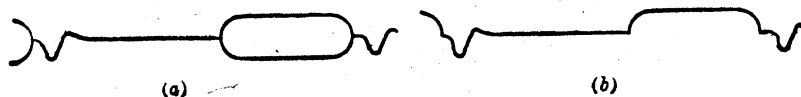


图 8-9 色副载波的调整

(a) 色副载波调整前 (b) 色副载波已调好

这时,调整本机副载波频率调节器 L_2 , 当本机振荡频率不准时, 后半行期间, 由于同步解调器输出电压的大小和极性不断改变, 故示波器出现双线。调准时则出现单线(图 8-9)。

由于接收机本机副载波频率和 XT-15 中的副载波频率不可能长期保持一致, 因此图 8-9(b) 不是一个长期稳定的波形。

2. 调整梳状滤波器

如前所述, 要使梳状滤波器对两个色度分量彻底分离, 就必须使延时信号和直通信号幅度相等、相位相反。为了检测幅度和相位两者的正确性, XT-15 采用两组信号, 使用时任择其一均可。

(1) “延迟· $R-Y$ ”信号 这组测试信号由前半行“ $R-Y$ ”信号和后半行“ $B-Y$ ”信号组成, 见图 8-10。“ $R-Y$ ”和“ $B-Y$ ”信号是一些迭加在恒定亮度电平上某种相位的色度分量的信号, 振幅是常数。其中“ $R-Y$ ”信号的相位是 90° , 位于 $R-Y$ 轴上, “ $B-Y$ ”信号的相位是 0° , 位于 $B-Y$ 轴上。利用“ $R-Y$ ”信号调整延时解调器时, 测试点应选在 $R-Y$ 同步解调器输出端(图 8-4 TP_6)。

前半行的“ $R-Y$ ”信号用来调整延时解调的幅度平衡。若延时量准确, 则延时信号和直通信号恰好反相, 见图 8-10(b)。图中用 E_{n+1} 表示第 $n+1$ 行的直通信号, 用 E_n 表示第 n 行的延时信号。如果延时信号和直通信号幅度不等, 那末, 这两个相位相反的信号相加就不能正好抵销, 因此加法器输出一个信号 e (图 8-10(b))。这个幅度恒定的前半行信号 e 被 $R-Y$ 同步解调器解调, 由于送到 $R-Y$ 同步解调器去的基准副载波是逐行倒相的, 而信号 e 并不逐行倒相, 因此, $R-Y$ 同步解调器的输出就会逐行倒换极性, 在 TP_6 测试点上用示波器观察, 前半行呈现双线。 E_{n+1} 和 E_n 幅度相差越大, 双线之间的距离也越大, 所以调节直通信号幅度平衡调节器 W_1 (图 8-4), 直到双线重合, 幅度平衡就表示已准确调好。

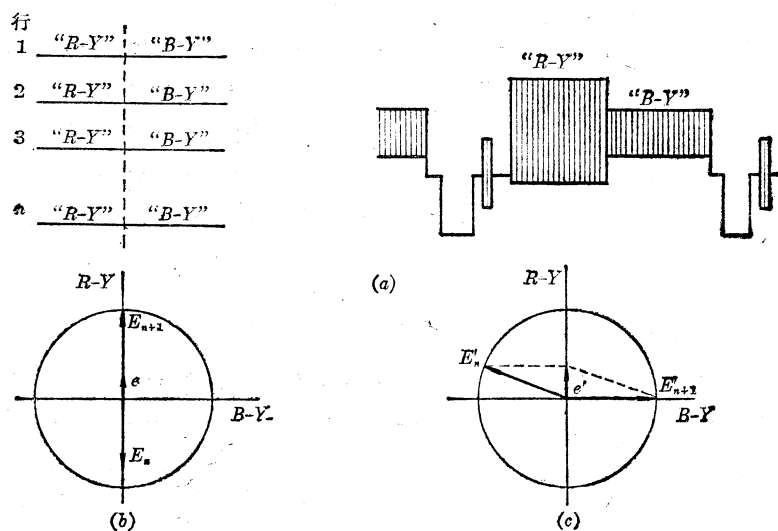


图 8-10 “延迟· $R-Y$ ”信号

(a) 测试信号 (b) 相位正确, 振幅有误差 (c) 相位有误差, 振幅已平衡

该测试信号后半行的“ $B-Y$ ”信号用来检验相位误差。如果延时量不准, 则在延时过程中, 信号不正好反相, 或者说相移不正好是 180° , 因而直通信号和延时信号两者相加就不能抵销, 见图 (c)。这里, $n+1$ 行后半行的直通信号 E'_{n+1} 不能和 n 行后半行的延迟信号 E'_n

恰好抵销,因而在加法器上产生一个电压 e' (图 8-10(c))。这个信号出现在 $B-Y$ 轴附近,因而在 $B-Y$ 同步解调器上有解调输出。同理,在 TP_6 测试点上用示波器观看,后半行呈双线。只有相位调准了,双线才重合。

由此可见,利用“延迟· $B-Y$ ”信号调整延时解调器的方法是:先按下琴键开关 K_2 ,在测试点 TP_6 用示波器观察波形,调整图 8-4 中的 L_1 ,使后半行成一条直线,然后调节 W_1 ,使前半行也成一条直线(图 8-11)。

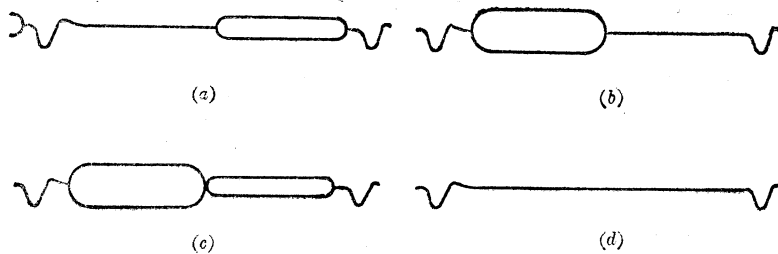


图 8-11 梳状滤波器的调整

(a) 相位误差 (b) 振幅误差 (c) 相位振幅都有误差 (d) 延迟线已调整好

(2) “延迟· $B-Y$ ”信号 这个信号如图 8-12(a) 所示(按下 K_3),前半行是逐行倒相的“ $B-Y$ ”信号,后半行是逐行倒相的“ $R-Y$ ”信号,测试点是 $B-Y$ 同步解调器的输出点 TP_7 。

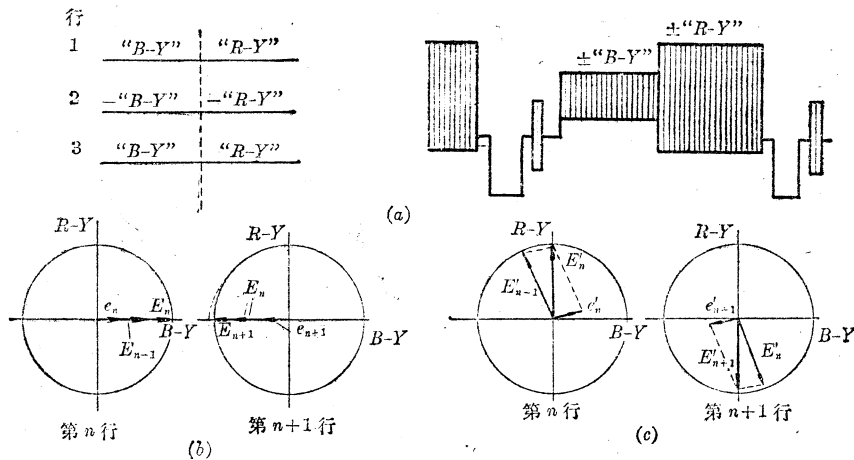


图 8-12 “延迟· $B-Y$ ”信号

(a) 测试信号 (b) 相位正确、振幅有误差 (c) 振幅已平衡、相位有误差

类似地,前半行逐行倒相的“ $B-Y$ ”信号用来调整振幅误差。相位正确、振幅有误差的情况如图 8-12(b) 所示。设第 n 行的直通信号为 E_n ,由于信号逐行倒相,第 $n-1$ 行信号与它反相,再经过延时量准确 ($63.943 \mu s$) 的延时线后又被反相,所以第 $n-1$ 行的延迟信号 E_{n-1} 实际上与 E_n 同样位于 $B-Y$ 轴上。如果振幅有误差,那末 E_n 和 E_{n-1} 就有一差值 e_n 。延时解调器相减的一路正是 $B-Y$ 同步解调器的输入,而相减的结果 e_n 又位于 $B-Y$ 轴上,所以这时 $B-Y$ 同步解调器第 n 行的输出大小正比于 e_n 的幅度。到了第 $n+1$ 行,直通信号与上行直通信号反相,图中用 E_{n+1} 表示,位于 $-(B-Y)$ 轴上,类似地,第 n 行的延迟信号 E_n ,也位于 $-(B-Y)$ 轴上,差值 e_{n+1} 和 e_n 反相。因此, $B-Y$ 同步解调器的输入是一个逐行倒相

的差值信号 e_n 、 e_{n+1} ，这个信号被解调以后，得到的输出也逐行倒转极性。在测试点 TP_7 用示波器观察，前半行呈双线。延迟信号和直通信号幅度差别越大， e_n 和 e_{n+1} 幅度就越大，双线间的距离就越宽；只有当幅度完全平衡时，双线才重合为一直线。

后半行逐行倒相的“ $R-Y$ ”信号用来调整延时解调的相位误差。图(c)表示振幅已平衡、相位有误差的情况。先看第 n 行，这时， $B-Y$ 同步解调器的输入是第 n 行的直通信号 E'_n 和上行的延时信号 E'_{n-1} 之差。由于后半行信号是逐行倒相的，第 $n-1$ 行信号与第 n 行信号是反相的，经过延时线延时后，如果延时量不准，延时过程中信号的相移就不是 180° ，所以 $n-1$ 行的延时信号 E'_{n-1} 就不与 E'_n 重合，因而产生一个差值信号 e'_n 。到了第 $n+1$ 行，差值信号 e'_{n+1} 与 e'_n 反相，所以，延时量不准要造成后半行呈双线，只有延时量调准以后，后半行双线才重合。

3. 调整同步解调器相位

同步解调器的相位测试信号如图 8-13 所示。前半场的各行中，前半行为“ $R-Y$ ”信号，后半行为逐行倒相的“ $B-Y$ ”信号。后半场各行中，前半行为 -“ $R-Y$ ”信号，后半行为逐行倒相的 -“ $B-Y$ ”信号。

现在先将示波器接到 $R-Y$ 同步解调器输出端(TP_6)来观察后半行的信号波形。

在一个已调整好的接收机中， $R-Y$ 解调轴(即 $R-Y$ 解调器中基准副载波矢量的方向)应该垂直于 $B-Y$ 轴，因此后半行的信号应该在 TP_6 无输出(图 8-14(a))。如果 $R-Y$ 解调轴偏离其正确位置一个 φ 角，那末， \pm “ $B-Y$ ”信号在错误的 $R-Y$ 解调轴(图 8-14(b)中的点划线所示)上就有投影。设第 $n-1$ 、第 n 、第 $n+1$ 各行的信号分别为 E_{n-1} 、 E_n 、 E_{n+1} ，则加法器的输出第 n 行为 $E_n + (-E_{n-1}) = E_n - E_{n-1}$ ；第 $n+1$ 行为 $E_{n+1} + (-E_n) = E_{n+1} - E_n$ 。这里负号表示信号被 $63.943 \mu s$ 延迟线延迟后反相。因为信号本来是逐行倒相的，如果前半场 E_n 在 $B-Y$ 轴上，则前半场 E_{n-1} 和 E_{n+1} 在 $-(B-Y)$ 轴上。因此，前半场的 $E_n - E_{n-1}$ 在 $B-Y$ 轴上， $E_{n+1} - E_n$ 在 $-(B-Y)$ 轴上。它们在错误的 $R-Y$ 解调轴上的投影 e_n 、 e_{n+1} 也是逐行倒相的。 $R-Y$ 同步解调器的基准副载波也是逐行倒相的，所以 $R-Y$ 同步解调器前半场的输出就是确定极性的。

后半场的情况和前半场信号反相，所以投影 e_n 和 e_{n+1} 也和前半场反相，于是 $R-Y$ 同步解调器后半场的输出和前半场极性相反。这样，当在错误 $R-Y$ 解调轴时，若用示波器在 $R-Y$ 同步解调器输出端(TP_6)观察波形，后半行就出现双线。双线是由于前、后半场输出极性不同造成的。直到 $R-Y$ 同步解调器相位正确、 $R-Y$ 解调轴与 $B-Y$ 轴重合，投影量消失后，双线才会重合。

前半行 \pm “ $R-Y$ ”信号的作用能反映 $B-Y$ 同步解调器相位是否正确。同理，如果 $B-Y$

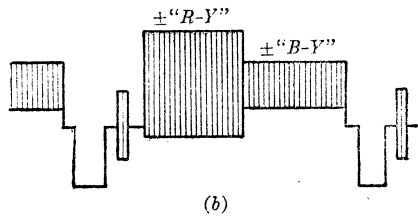
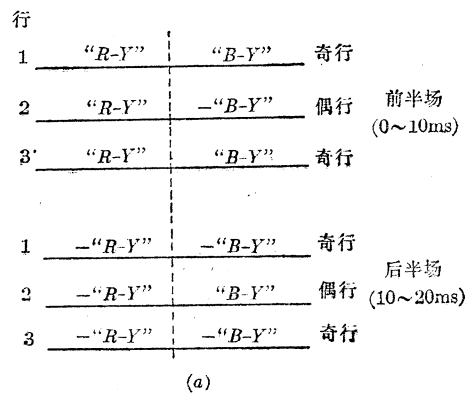


图 8-13 同步解调器测试信号

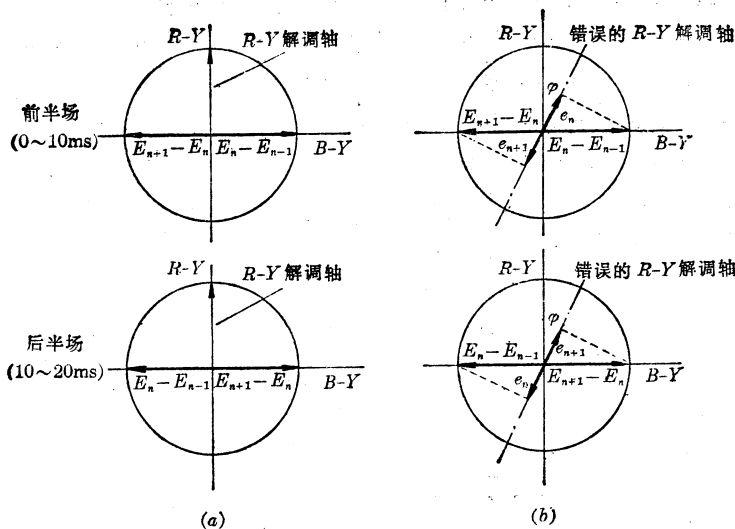


图 8-14 R-Y 解调器的调整(后半行)

(a) 相位正确 (b) 相位有误差

同步解调器的解调轴偏离 $B-Y$ 轴一个角度 φ , 如图 8-15(b) 中的点划线所示, 那末前半行信号也会在错误的解调轴上有一个投影 e_n 。 $B-Y$ 同步解调器的输入是延时解调器中减法器一路的输出, 所以 $B-Y$ 同步解调器的输入应该是 $E_n - (-E_{n-1}) = E_n + E_{n-1}$, 括号内的负号表示 $63.943 \mu\text{s}$ 延时线的反相作用。

前半场的 $E_n + E_{n-1}$ 在错误的 $B-Y$ 解调轴上的投影 e_n 是和错误的 $B-Y$ 解调轴一致的, 后半场信号反相, 所以投影 e_n 和错误的 $B-Y$ 解调轴反相。于是, 将示波器接到 $B-Y$ 同步解调器输出端 (TP_7) 查看波形, 则前半行会出现双线。双线是因前、后半场的输出极性不同造成的。直到 $B-Y$ 同步解调器相位正确, $B-Y$ 解调轴与 $B-Y$ 轴重合, 投影量消失后, 双线才重合。

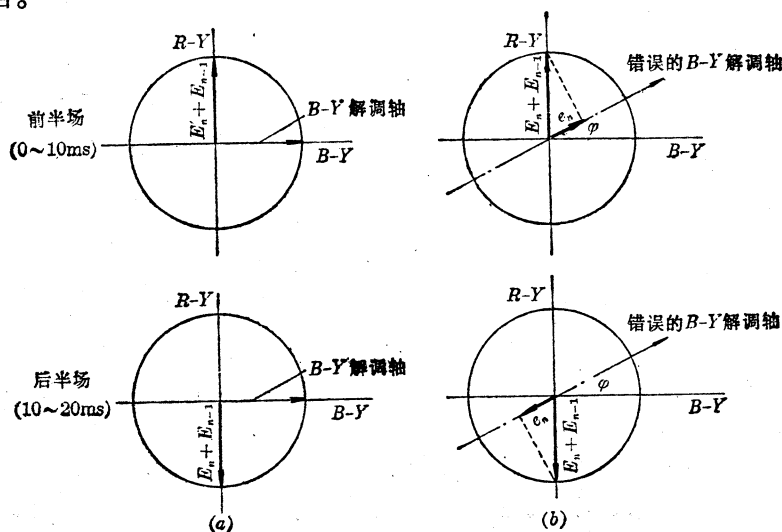


图 8-15 B-Y 同步解调器相位调整(前半行)

(a) 相位正确 (b) 相位有误差

因此,同步解调器相位测试信号(图 8-13)既可以用来调整 $B-Y$ 同步解调器,也可以用来调整 $R-Y$ 同步解调器,消除它们的相位误差。综上所述,调整的方法是:按下 XT-15 面板上的琴键开关 K_4 ,用示波器观察 TP_7 测试点的波形,注视波形的前半行。调整 $B-Y$ 同步解调器基准副载波相位控制器 L_3 ,使波形前半行的双线重合(图 8-16(b))。用示波器查看 TP_8 测试点的波形,注视波形的后半行,调整 $R-Y$ 同步解调器基准副载波相位控制器 B_3 ,使波形后半行双线重合(图 8-16(d))。

以上示波图形如图 8-16 所示。

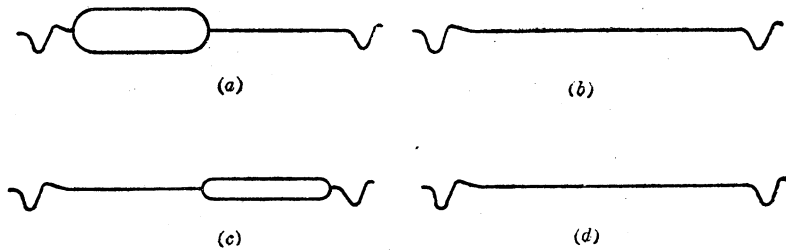


图 8-16 同步解调器的调整

- (a) $B-Y$ 同步解调器相位有误差 (b) $B-Y$ 同步解调器已调好
(c) $R-Y$ 同步解调器相位有误差 (d) $R-Y$ 同步解调器已调好

4. 调整 $G-Y$ 矩阵

$G-Y$ 矩阵测试信号由半行亮度信号和半行“ $G-Y=0$ ”信号组成,前 10ms 是 +“ $G-Y=0$ ”信号,后 10ms 是 -“ $G-Y=0$ ”信号(图 8-17)。

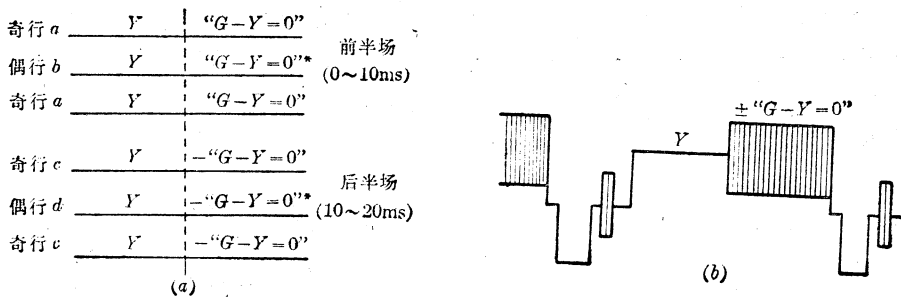


图 8-17 $G-Y$ 矩阵测试信号

* 表示信号内 V 分量逐行倒相

所谓“ $G-Y=0$ ”信号,指该色度分量的相角与“ $G-Y$ ”轴成 90° 的信号。已知, E_{G-Y} 色差信号是利用色差信号 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 按照 (1-14) 式合成的,考虑到色差信号的压缩,“ $G-Y$ 轴”就是一个与 $B-Y$ 轴成

$$\varphi = 180^\circ + \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{0.51}{0.19} \times \frac{0.493}{0.877} \right] = 236^\circ$$

的一个色度矢量。

图 8-18(a) 是 $G-Y$ 轴准确的情况。a、c 分别代表前半场和后半场的基数行的测试信号,它们和 $G-Y$ 轴垂直,所以 TP_9 (图 8-4) 无输出。b、d 代表偶数行的测试信号,它们也是与本行的 $G-Y$ 轴(图中未画出)垂直的。如果 $G-Y$ 轴不准(矩阵比有误差),前半场和后

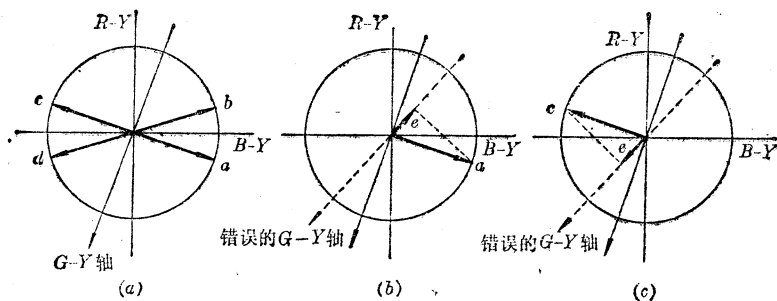


图 8-18 测 G - Y 矩阵的矢量图

(a) G - Y 轴准确 (b) G - Y 轴不准, 前半场 (c) G - Y 轴不准, 后半场

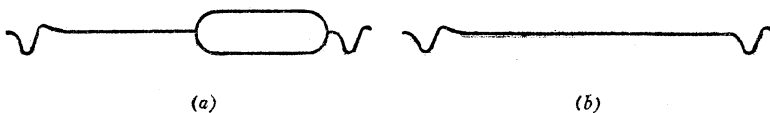


图 8-19 G - Y 矩阵的矢量图

(a) 矩阵比有误差 (b) G - Y 矩阵已调好

半场在错误的 G - Y 轴是有交变的投影 e (图 8-18(b)、(c)), 于是示波图形呈现双线。

因此, 调整 G - Y 矩阵的方法是: 按下 K_5 , 将示波器“ Y 轴输入”探头接测试点 TP_9 , 调节矩阵比 (即改变图 4-36 中 R_1 和 R_2 的比值), 使后半行双线重合 (图 8-19)。

5. 调整基色矩阵

(1) 调整 R 、 B 矩阵 这个测试信号有半行高亮度的信号 ($E_Y=1$) 和半行饱和紫色的

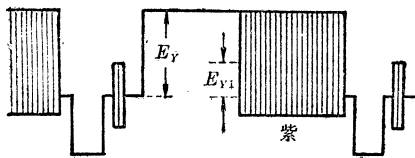


图 8-20 R 、 B 矩阵测试信号

全电视信号组成 (图 8-20)。在前半行, 由于 $E_Y=1$, 所以 $E_R=E_G=E_B=1$; 在后半行, 由于是饱和紫色的全电视信号, 所以 $E_R=E_B=1$, $E_G=0$ 。这样, 在每一行的整行时间内, 信号中含有的 E_R 和 E_B 都是一样的。因此, 如果 R 矩阵和 G 矩阵都调整好了, 即矩阵能正确地反映信号中传送的 E_R 、 E_B 成分, 那

末, 按下 K_6 , 在 R 、 B 基色输出端示波图形都是一条直线。否则图形是两级阶梯 (图 8-21)。

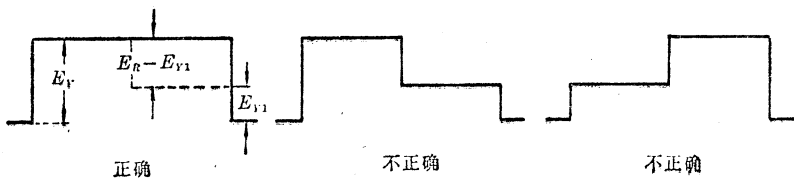


图 8-21 R 、 B 矩阵的测试

(2) G 矩阵 G 矩阵测试信号 (按下 K_7) 由半行高亮度信号 ($E_Y=1$) 和半行饱和的绿色的全电视信号组成 (图 8-22)。分析方法与上述相似, 在 G 矩阵调准以后, 其输出端示波形是一条直线, 否则是两级阶梯。

如果接收机是色差激励式的, 基色矩阵在显象管内 (内矩阵), 也可以用上述测试信号调

节内矩阵。例如调节 R 矩阵, 按下 K_6 , 关闭蓝枪和绿枪, 调到显象管荧光屏左右红光栅亮度相同, R 矩阵就调好了。用同样的方法可以分别调整 B 矩阵(仍按下 K_6)和 G 矩阵(按下 K_7)。

6. 其它调整

XI-15 提供了一个频率可以调整的色副载波。按下 K_8 或 K_{10} , 用起子调整对应孔中的电位器, 将副载波频率偏移 ± 400 Hz 以检查锁相环路的捕捉范围和保持范围。按下 K_{11} 、 K_{13} , 使色度信号的幅度偏离正常幅度的 $+6$ dB 和 -20 dB, 可检查 ACC 动态范围。

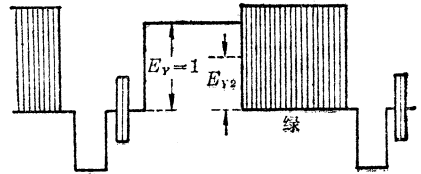


图 8-22 G 矩阵测试信号

第三节 整机调整

一、色纯、会聚、枕形失真校正的调整

1. 色纯调整

在调色纯之前, 先要输入格子信号, 将行、场幅度、中心、线性及枕形失真校正调整好。枕形失真校正的调整比较简单, 以一字形排列显象管的电视机为例, 其枕形失真校正的调整主要靠调节枕相电位器, 使东西枕形失真对称于荧光屏中心水平线, 然后调节枕幅电位器, 使左右两边的垂直光栅变直。上述各项调整完成以后, 光栅呈矩形、满幅、居中、均匀; 扫描幅度应控制在不超过规定值的 $5\sim 10\%$ 。另外, 还要进行一次静会聚的粗调, 以保证屏幕中心部位基本上会聚。

各种显象管色纯的调整方法基本相同。三束一字形排列的单枪三束显象管要先以中束(绿束)为标准调色纯。为此, 先开绿束, 关闭红、蓝两边束。松动偏转线圈的固紧罗丝, 将它尽量紧贴显象管的锥体。这时, 荧光屏上出现了三种基色, 中间一小块是绿色, 但不一定在屏幕最中心。因此, 当偏转线圈尽量靠近显象管锥体以后, 根据小块绿色面积偏离屏幕中央的具体情况, 用两片色纯磁环反向或同向旋转, 使这块面积移动到屏幕中央。这表示电子枪系统和荧光粉系统的几何位置误差已受到弥补。

随后, 将偏转线圈缓缓向后退, 在不使绿色面积偏向一边的前提下, 逐渐扩大绿色部分的面积, 直至全屏单色, 这说明偏转线圈的偏转中心和三个电子束在显象管生产中形成的偏转中心吻合。如果退过了头, 屏上两边又会出现另外两种基色, 不过次序与开始时相反。

如果偏转线圈移到了一个最佳位置, 而个别边角仍有混色, 可在混色处相对应的锥体上贴一块小磁块, 这样会局部地改变混色区域的磁场分布, 适当选择它的位置就可以消除局部混色。位置选好以后, 用胶贴牢固定。

绿光栅满屏以后, 再开红束或蓝束, 分别检查这两个单色光栅的纯度。当三种基色光栅不能同时做到满意时, 应以绿光栅为重点, 互相照顾折衷。最后将偏转线圈锁紧。

为了在调整色纯中关闭一束或两束光栅, 常用的方法是: 断开送往显象管相应阴极的引线; 使显象管相应的栅极电压低于电子束截止的电压; 有的电视机, 如金星 C47-112 机采用图 8-23 所示的色纯调整开关。

图 8-23 中的 BG_1 和 BG_2 是色差信号放大管, 输入信号是相应的同步解调器送来的色差信号, 输出信号则送到基色矩阵。当调整开关 K_1 拨到接地点时, 两个 $33\ \Omega$ 小电阻将原

来的 82Ω 电阻短路,使相应的色差放大管的负反馈量减少而饱和,于是集电极电位下降,导致相应的下级基色输出管截止,集电极电压升高,所以相应的电子束截止。

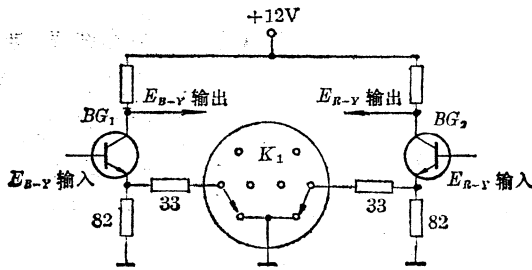


图 8-23 色纯调整开关(金星 112)

2. 静会聚调整(单枪三束显象管)

静会聚调整一般用 CDS-1 型信号源的格子信号。前已叙述,调整静会聚的标准是屏幕中心部分是否会聚,即接收格子信号时,中心部分是否为白色格子。因此调整静会聚时重点应注视屏幕最中间一块面积。

以单枪三束管为例,首先调整静会聚电压使红、蓝线重合,然后调整红、蓝静会聚插板。水平红、蓝静会聚插板的作用和调节静会聚电压基本相同,但在调整时,红、绿垂直线重合是主要调整目标。在调整垂直会聚插板时,应使红、绿水平线重合。这一步调好以后,屏幕中心部分只呈现黄色格子和蓝色格子。第三步调整蓝水平静会聚插板,使蓝色垂直线和黄色垂直线重合为白色垂直线;调节垂直蓝会聚插板,使蓝水平线和黄水平线重合为白水平线。由于各功能间会发生互相影响,所以上述步骤应反复调整多次,逐渐靠近理想会聚。

3. 动会聚调整

一般单枪三束管接收机的动会聚调整,有以下几个步骤:

- (1) 调倾斜线圈,可使红、蓝光栅的水平幅度相对变化,直至两种光栅大小相等。
- (2) 调锯齿幅度调节器,可同时改变红、蓝光栅的水平幅度,直至和绿光栅的水平幅度相等。
- (3) 调抛物幅度调节器,可使红、蓝光栅垂直线同时向绿光栅垂直线靠拢,直至三者会聚。

不言而喻,调整动会聚时,应注视光栅两边的垂直线。同时,中间的光栅则由于磁场分布的改变而可能受到一些影响,从而破坏了静会聚。所以调好了动会聚以后,还要再调一下静会聚。

一般说来,动会聚、静会聚反复调整好以后,某些边角部分如失聚太多,则可在相应地方加一个如图 8-24 所示的小插片,由于坡莫合金是磁性材料,因此可使磁场作局部改变以适合会聚的需要。通常,从全屏中划出 A、B 两区。A 区为 80% 垂直幅度的圆, B 区为 100% 水平幅度的圆。例如 19 英寸彩色显象管要求:

A 区失聚量 $< 1.5\text{mm}$

B 区失聚量 $< 3\text{mm}$

四角要求可稍宽,见图 8-25。

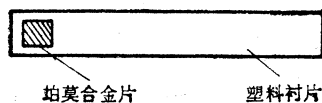


图 8-24 静会聚小插片

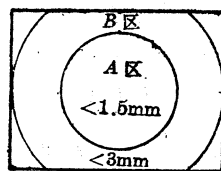


图 8-25 会聚要求

二、灰度统调

为了正确地重现彩色图象,将三路基色信号的直流电平和交流幅度进行仔细统调,使得在任何对比度和亮度情况下,显示的黑白图象只呈现白色、黑色和灰色,所以又称灰度统调。

如前所述,三支电子束的电极系统不可避免存在工艺误差。因此三基色电压产生三种基色光的调制特性是完全不同的。然而,具有一定比例的三基色光,才能混合成白光,这一比例的失调将会导致混合光偏向成分较多的那种光的色调。因此,灰度统调要求在接收黑白信号时,三种基色光强都随时保持这一比例不变。

图 8-26 中的横轴 e_{kg} 表示显象管各电子束阴-控栅间的控制电压,纵轴表示相应的三基色光输出(它和电子束电流强度及荧光粉发光效率成正比)。三条基色光输出特性的截止点和斜率由于上述原因而各不相同。设红、蓝、绿三束截止电压依次递增,同时,根据绿荧光粉发光效率高,红荧光粉发光效率低,所以,绿束光调制特性的斜率较大,红束特性的斜率则较小。当三个电子束在相同的黑白灰度阶梯信号作用下,由于三条特性曲线不同,在荧光屏的低亮度区域(左边),就呈现了图中所示的色调。例如在第二灰度等级范围内,只有绿束没有截止,这时屏幕上呈现低亮度下的暗绿色;在第三灰度阶梯范围内,蓝束也不截止,所以荧光屏上带青色。再往右边,各灰度阶梯都略带绿-蓝色。

如果某一显象管的红电子束截止电压最高,则低亮度区的灰度级呈暗红色。所以灰度失调是与特定显象管有关,因此必须对各个不同的显象管进行灰度统调。

通常,将低亮度区(即图 8-26 中灰度级别低的区域)的白色平衡称为暗平衡,而将高亮度区的白平衡称为亮平衡。由图可见,影响暗平衡的主要因素是各电子束的截止电压的离散性,而影响亮平衡的主要因素则是各电子束调制特性的斜率不同,在荧光粉选定的条件下,主要是受电子束电极系统的跨导的影响。如果将三支电子束的截止点调到一起,在低亮度区,色调不明显,在高亮度区,色调较明显,见图 8-27。因此要设法弥补因荧光粉发光效率和电子束电极系统的跨导不同等因素造成的调制特性斜率的不同。

当接收机采用基色激励电路时,三基色信号从显象管各对应阴极输入,控制栅极和帘栅加以一定的直流电位。这三个阴极的直流电位是十分接近的。因此,改变控制栅极电位(当

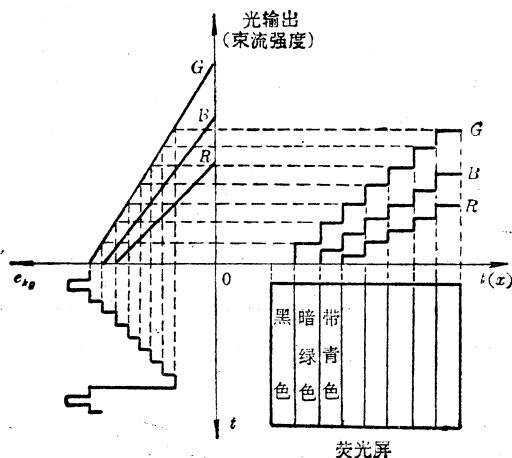


图 8-26 暗平衡不良

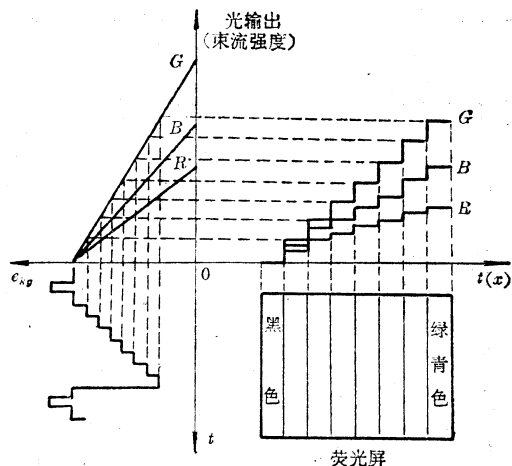


图 8-27 亮平衡不良

显象管的三个电子束的控制栅极分立时)或帘栅电位(当显象管的三个电子束的帘栅分立时)均能改变三束的截止点,以消除制造工艺误差造成的三个截止电压的不一致。这三个电位器称为暗平衡调节器,或称背景电平控制器(BGL),因为直流电平的改变实际上是改变图象的背景色或底色。暗平衡调整的方法应该是:关闭场偏转电路,使屏幕中心只有一条水平扫描线,再关闭蓝束和绿束,调节与红束帘栅电压(或控制栅极电压)相应的底色电位器,使红扫描线刚好消失或刚好出现;然后同前再调整另外两束的底色电位器。这样,三束的阴极电压就具有相同的黑色电平,一旦加上激励电压,三基色光栅就可同时出现。这样调整的结果,也就等于使图 8-26 中三条调制特性的截止点重合,如图 8-27 所示。

实际上,在生产线上调试时,一般都是向解码器中输入一个黑白阶梯信号,在荧光屏上就呈现 8 个灰度不同的竖条,注视左边几条低亮度的竖条,调节三个底色电位器,使它们不偏向任何色调,暗平衡就调好了。

彩色显象管制成以后,三条调制特性曲线的斜率也是无法更改的。所以,设法改变三支电子束的激励信号的幅度。在电路上,可以改变三个基色放大器的放大倍数。由于是相对关系,所以事实上只须改变其中两个放大器的负反馈电阻就可以了。这两个调节器称为亮平衡调节器或白平衡调节器。调整时,向解码器输入黑白亮度阶梯信号,注视高亮度的几个竖条(右边),调整两个白平衡电位器,使它们不偏向任何色调。

由于红荧光粉的发光效率最低,绿荧光粉的发光效率最高,所以通常给红枪以最大视频激励信号,即红基色放大器增益调到最高。如前所述,白平衡的客观标准,应是以人的肤色最真实为准,因为肤色缺乏真实感会给人不舒服的感觉。另外,彩色电视机中一般有自动亮度限制(ABL)电路,所以还要将这个电路调整好。其方法是:将电流表串入束电流回路,接收彩条信号时,将接收机的亮度、对比度和色饱和度开足,调整 ABL 电位器,监视电流表读数,一般要求在 0.8~1.0 mA 范围内,否则要加以调整。

第四节 彩色电视测试卡^[30]

图 8-28 是 PM5544 型彩色黑白两用图象信号发生器产生的一个电视测试卡。现按其内容分 14 个项目说明其使用方法和原理。

1. 格子图象

测试卡四边有 13×17 个方格,14×18 条垂直、水平线,提供调整时所需的格子信号。

(1) 检验图象的几何失真程度,如行、场扫描幅度比例正常,各格子应呈正方形。

(2) 检验聚焦和枕形失真校正的情况。格子部分和中央部分的聚焦应均匀一致。格子的水平线和垂直线呈直线时,说明枕形失真已校正好。

(3) 检验彩色显象管的动会聚。垂直和水平线上的会聚失聚(彩色镶边)应小于 1.5mm,直径为 100% 行幅的圆以外的四角可稍大。

(4) 检验阶跃变化,竖条不应有过冲或振铃现象。

2. 格子图象的灰底

灰底可在黑色电平与 80% 黑白对比电平之间任意调节,但通常是置于视频幅度的 50% 左右。灰底也可用来检验彩色显象管的色纯。正确情况下应是均匀的灰色。

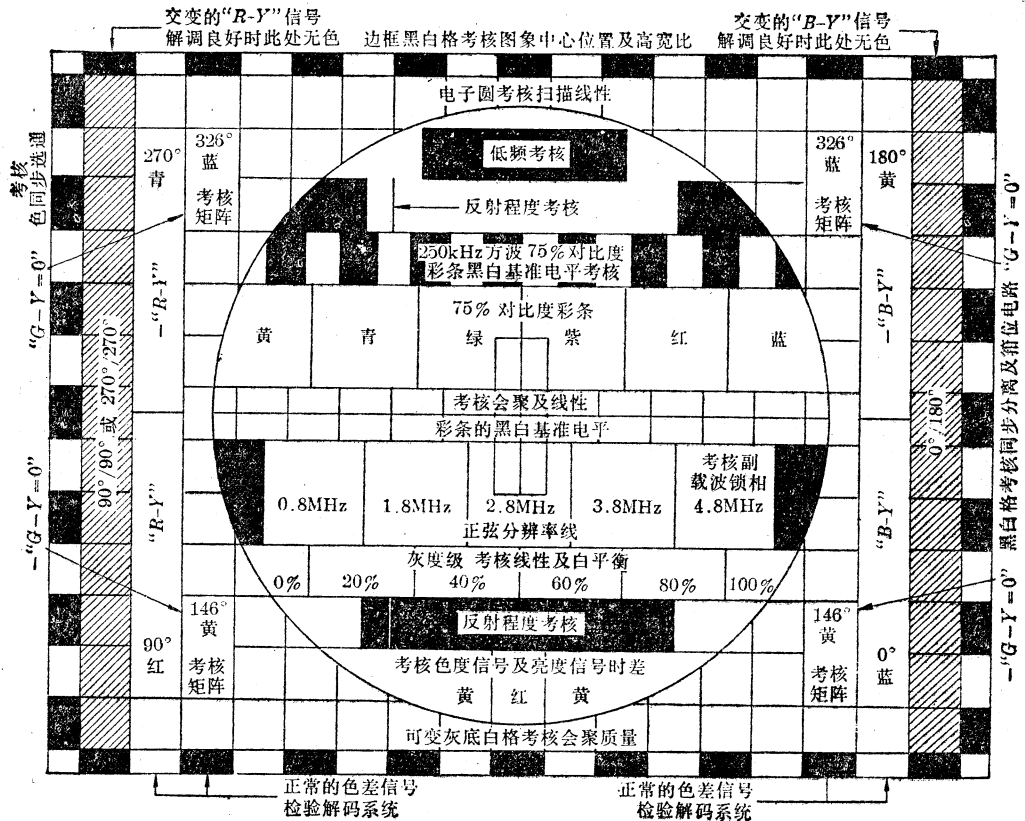


图 8-28 彩色电视测试卡

3. 边框的黑白格

在上述的格子图象的外围,有黑白格构成的边框。顶部和底部黑白格的垂直高度,各占帧幅的 3.5%。左右的边框更宽一些。

(1) 检验图象的中心位置和行、场扫描的幅度大小。光栅高宽比为 3:4, 光栅大小及中心位置合适时,四个边框应对称出现。

(2) 检验同步分离的性能。如果同步分离级性能不良,右边的边框垂直线将变成曲折线。

(3) 检验色同步选通的性能。左边边框黑白格从顶部往下数,第二和第三格上送有特殊的“R-Y”信号,它的色度分量在彩条矢量图上位于 R-Y 轴上,并且在编码时未经逐行倒相。所以正常情况下只显示亮度的黑白变化,不呈现任何颜色。但色同步选通不良时,这两格即带有某种色调。

4. 电子圆

测试卡的中心大圆的圆心即是图象的几何中心。

(1) 检验图象的几何失真程度和屏幕中间部分的行、场扫描线性。

(2) 检验图象的高宽比。如高宽比正确,此圆是正圆,否则是椭圆。

以下各项,在电子圆内的位置是从上到下安排的。

5. 圆顶部的黑色长方块

检验图象通道的低频响应。低频响应差时,长方块的右边边沿即呈现拖尾现象。

6. 圆上部有细黑垂直线的白方块

检验所接收的电视信号是否有反射现象。如接收到的信号由于山岭、大建筑物、天线系统和信号分配等造成的反射,这段细的黑垂直线就会有重影。

7. 圆上部的黑白方块

这是视频幅度为75%的250kHz方波信号所产生的图形,其周期为 $4\mu\text{s}$ (一白一黑为一周期),每个周期占水平幅度的1/13。

(1) 考核系统的瞬态响应,任何过冲、下冲(负尖峰)和振铃,都会在黑色或白色部分表现出来。

(2) 由于此方波的视频幅度与彩条信号中 E_R 、 E_G 、 E_B 门波的幅度相同,所以可作为检验加至彩色显象管的 E_R 、 E_G 、 E_B 信号的幅度比,即检验矩阵比之用。为此,先关闭红束和绿束,并调节接收机的饱和度旋钮,使下边彩条中的蓝条的亮度与250kHz方波中蓝色部分相同(这时由于只开了蓝束,所以250kHz部分原来是白色的地方现在呈蓝色)。再关闭蓝束和红束,彩条中的绿条的亮度应与250kHz中的绿色部分相同;关闭蓝束和绿束,彩条中红条的亮度与250kHz方波中的红色部分相同。如果矩阵有误差,两部分的亮度就不会相同。这和XT-15中调整基色矩阵的道理是相同的。

8. 彩条

250kHz方波部位下面就是75%幅度、100%饱和度的标准彩条,可以对接收机作直观定性分析。

9. 圆中心有白十字线的黑块(图8-28画成黑十字线白块)

(1) 白十字线可用来检验静会聚以及指示图象的中心。

(2) 黑块中的白水平线和其它水平线一样是由两相邻场中各一根行扫描线组成的,不过它的扫描顺序和其它水平线相反,扫描的节奏正好差一场。这可以用来检验隔行扫描的准确性。隔行扫描不正确时,这条水平白线的宽度和其它水平线的宽度不一致,故此线的粗细用来衡量隔行扫描的准确性。

10. 正弦波多波群

它是五块间隔和粗细不同的垂直条纹,自左至右分别对应下列频率的正弦波:

0.8MHz, 1.8MHz, 2.8MHz, 3.8MHz, 4.8MHz

(1) 检验清晰度和视频带宽(或水平分解力) 接收机屏幕上应能看出这些条纹来,4.8MHz的条纹可能比较模糊。如果带宽不够,调制度就变小,可借助示波器来测量幅度下降的情况。

(2) 检验色通道的带宽 因为色副载波频率是4.43MHz,所以,在接收机屏幕上的3.8MHz及4.8MHz清晰度方块上会出现一个波动光栅效应(横纹)。如果没有这种效应,就说明色通道频带太窄。同时,由于3.8MHz和4.8MHz处于4.43MHz的两边,还可以从这两个方块中横纹干扰的幅度看出色通道带宽的对称性。由于4.8MHz比3.8MHz距副载波频率要近一些,所以若4.8MHz方块上的横纹干扰反而小一些,这就说明色通道频率特性不一致。此外若色副载波频率与行频之间锁相良好,横纹干扰应是稳定的。

11. 灰度阶梯

多波群下面有6个灰度级别:0%、20%、40%、60%、80%和100%视频幅度。级数可增加至十级(每级差11.1%)或减至五级(每级差25%)。上述三种情况下,相邻方块间

均应有相等的亮度差别。

(1) 检验传输通道的线性 (γ 特性) 良好。如线性良好, 相邻方块应显示出等间隔的对比度变化。

(2) 检验彩色显象管的白平衡。正常情况下, 各灰度方块不应呈现任何色调。

12. 圆下部的黑长方形

长方形中有一白细线, 其作用与上述第 6 项相同。这个长方形亦可编入白色文字, 用以说明播送单位。

13. 圆底部的黄-红-黄部分

这是一个高亮度级的 75% 幅度、100% 饱和度的彩色暂态显示。在红与黄之间有两条垂直黑线作为它们的分界。可用来检验亮度与色度信号之间的群延时差。如前所述, 色度信号通过带通放大器而受到延迟, 所以, 亮度信号也要人为地让它通过一个延时线 (约 600~800 ns), 才能在时间上与色度信号一致。如果不一致, 就会出现色度信号超前或滞后于亮度信号的现象。这时, 在黄-红-黄部分中, 黄色与红色的分界线与两条垂直黑线会不重合。

14. 色差信号部位

它在电子圆外的两侧。在与这些部位相应的时间内送有一些特殊的色差信号。按这些色差信号的性质, 分成正常的色差部位和交变的色差部位。

从左边数起, 第二、三竖行 (序数不包括边框的黑白格, 下同) 和从右边数起的第二、三竖行是正常的色差部位。所谓“正常”是相对于下面的“交变”的色差信号而言。交变的色差信号在编码之前进行一次逐行倒相, 进入编码器以后, V 分量再按 PAL 编码的要求逐行倒相。正常的色差信号在编码前不逐行倒相, 因此, 它和全电视信号中的色差信号一样。正常的色差信号部位的色差信号又有如下具体规定:

(1) 左第二竖行: 上半场是在色度矢量图中处于 270° 的 $-(R-Y)$ 色差信号, 即在 $-(R-Y)$ 轴上。由于它和青色的色差信号的相角 (283°) 接近, 所以这种信号在接收机中显示出青 (偏绿) 色调。下半场是 90° 的 $-(R-Y)$ 信号, 在 $(R-Y)$ 轴上, 同理, 它显示出红 (偏紫) 的色调。

(2) 右第二竖行: 上半场是 180° 的 $-(B-Y)$ 信号, 处于 $-(B-Y)$ 轴上, 可重现为黄 (偏绿) 色; 下半场是 0° 的 $-(B-Y)$ 信号, 处于 $B-Y$ 轴上, 可重现为蓝 (偏紫) 色。

(3) 左第三竖行和右第三竖行上是 $G-Y=0$ 信号, 在彩条矢量图上, 它垂直于 $G-Y$ 轴 (236°), 所以它的相角是 $236^\circ + 90^\circ = 326^\circ$ 和 $236^\circ - 90^\circ = 146^\circ$ 。这两个竖行上半场都是 326° 的 $G-Y=0$ 信号, 应重现为蓝 (偏青) 色; 下半场都是 146° 的 $G-Y=0$ 信号, 应重现为黄 (偏橙) 色。

格子图象最左和最右的竖行是交变的色差部位。其中, 最左边竖行是编码前多进行一次逐行倒相的 $-(R-Y)$ 信号。 $-(R-Y)$ 信号本来占有 90° ($NTSC$ 行) 和 270° (PAL 行), 经过编码前的逐行倒相, 它的相位就是 $90^\circ/90^\circ$ ($NTSC$ 行和 PAL 行都是 90°) 或 $270^\circ/270^\circ$ ($NTSC$ 行和 PAL 行都是 270°) 了。如果接收机内同步解调器的基准副载波相位准确, 延时解调和 PAL 开关正常, 那末一行重现红 (偏紫) 色, 一行重现青 (偏绿) 色, 而这两个色调正好是互补的, 所以光栅的这一部分就无色。最右边竖行是编码前多进行一次倒相的 $-(B-Y)$ 信号, 同样, 在同步解调, 延时解调和 PAL 开关都调准的情况下, 也是无色的。

所有上述两种色差信号部位上的信号,不仅相位上已按上述那样加以严格规定,而且幅度和迭加的亮度电平都是固定的。这样,它们就能指示色通道中主要电路工作的正常与否。例如:

(1) 如果 $B-Y$ 同步解调器中基准副载波的相位偏离了其正确值(0°),那末最左边的竖条就会呈现某种色调(蓝色或黄色)。因为这个部位上的“ $R-Y$ ”色差信号会在错误的 $B-Y$ 解调轴上有投影而被 $B-Y$ 同步解调器解调出来。所以交变的“ $R-Y$ ”色差信号部位可用来考核 $B-Y$ 同步解调相角的准确性。

(2) 同理,交变的“ $B-Y$ ”色差信号(最右竖行)可用来考核 $R-Y$ 同步解调相位的准确性。如果这个相位不准,最右边的竖条就会有色调(青或红色)。

(3) 如果延时解调器中延时和直通信号出现幅度误差,那末交变的色差信号部位就会出现较明显的百叶窗效应。

(4) 如果延时解调器有相位误差,那末在正常的色差部位也会出现较明显的百叶窗效应。

(5) 如果 $G-Y$ 矩阵有误差,那末当关闭红束、绿束,调节色饱和度电位器时,四个“ $G-Y=0$ ”部位的亮度就会发生变化。因为绿束的激励信号 $E_G = E_{G-Y} + E_Y$,但由于“ $G-Y=0$ ”信号的矢量和 $G-Y$ 轴垂直,不能提供 E_{G-Y} 分量,所以调节色饱和电位器对“ $G-Y=0$ ”部位不应有影响。如果有影响,就说明 $G-Y$ 矩阵比应重新调整。

第九章 集成电路彩色电视接收机

电视接收机采用集成电路,简化了装配、调整、修理等工艺。由于集成技术工艺上的特点,可以满足通常用分立元件组装的电路难以满足的要求,从而提高整机的质量指标和可靠性。

第一节 电视集成电路概述^[3,31]

一、集成电路的电路结构

集成电路常缩写为 *I. C.*。一般可分为半导体集成电路和混合集成电路两大类。前者是在半导体基片上集成了晶体管、二极管和电阻等。电视集成电路大多是线性集成电路,它亦由晶体管和电阻构成,并且多数采用直流耦合电路。

电视集成电路的基本单元有差分放大器、二极管恒流源电路、恒压电路、达林顿电路(复合管)、射极跟随器、共射-共基电路以及各种反馈电路,如图 9-1 所示。

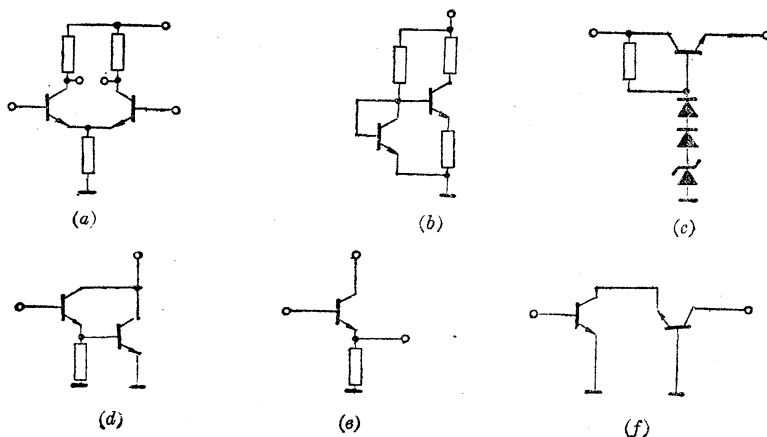


图 9-1 电视集成电路的基本单元

(a) 差分放大器 (b) 二极管恒流源电路 (c) 恒压电路 (d) 达林顿电路
(e) 射极跟随器 (f) 共射-共基电路

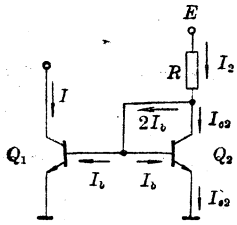
1. 恒流源电路

恒流源电路由两只晶体管 Q_1 和 Q_2 构成,如图 9-2 所示。其中 Q_2 接成二极管,即将它的集-基短路。由于两只管子是对称连结的,所以又称为二极管-三极管镜像配置恒流源。

设两只管子的参数完全相同,这在集成电路工艺上是能够实现的。根据节点电流定理,有:

$$I_2 = I_{c2} + 2I_b = I_{c2} \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \quad (9-1)$$

式中 β 是共发射极电流放大系数。由于管子参数、基-射电压相同，所以两个管子的集电极电流亦应相等。即：



所以

$$I = I_{c2}$$

$$I = I_2 \cdot \frac{\beta}{\beta + 2} \quad (9-2)$$

当 β 足够大时，有

$$I = I_2 = \frac{E - E_{be}}{R} \quad (9-3)$$

图 9-2 镜像恒流源

上式第二等号表示 Q_2 的集电极已和基极短路，所以其电位等于 E_{be} ， E_{be} 对于硅管一般为 $0.7V$ 。上式表明不管 Q_1 集电极电压发生怎样的变化，其集电极电流 I 主要由 E 和 R 这两个参数决定。所以这个电路是一个理想的恒流源。因而 Q_1 的集电极对地呈现一个极大的动态电阻。

在集成电路中，制作大电阻会占用太多的基片面积，所以常用恒流源来代替大电阻。例如在差分放大器中为求得大的共模抑制比(CMRR)，就是采取上述方法。

有时希望得到的恒流源能在数值上进行灵活的选择，这可在 Q_1 和 Q_2 的发射极上串联一定的电阻，从而可得到任意大小的恒定电流。

2. 恒压电路和偏置电路

集成电路中常用的恒压电路和偏置电路如图 9-3 所示。图中三极管和二极管都是硅管，所以二极管的正向压降 E_D 和晶体管的基-射电压 E_{be} 都是 $0.7V$ 。为了得到较大的恒压输出，必须在图(a)的晶体管 Q 基极和地之间串 n 个二极管，则基极对地电位为 nE_D ，故输出的恒定电压是

$$E_0 = nE_D - E_{be} = (n-1) \times 0.7V \quad (9-4)$$

在要求输出电压较高时，在 Q 的基极上串联一只稳压二极管 D_z ，如图(b)所示。图中 E_z 是 D_z 的恒定电压，则输出的恒定电压是

$$E_0 = E_z + 2E_D - E_{be} = E_z + 0.7V \quad (9-5)$$

图(c)是用电阻上的降压作基准电压的恒压源。图中流过电阻与二极管串联电路的电流 I 为：

$$I = \frac{E - 0.7V}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (9-6)$$

因此，输出电压 E_{01} 和 E_{02} 分别为：

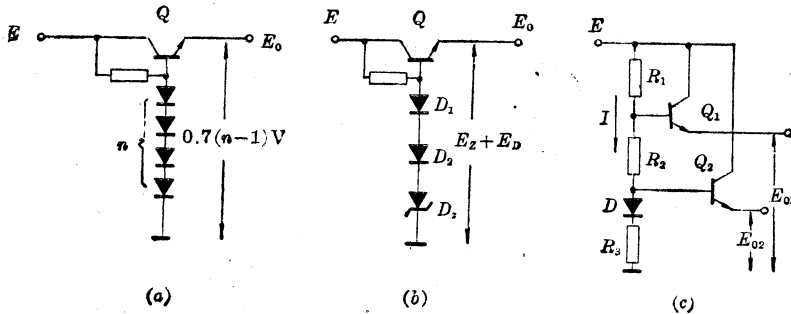


图 9-3 恒压电路和偏置电路

$$E_{01} = E - IR_1 - 0.7 \text{ V} \quad (9-7)$$

$$E_{02} = E - I(R_1 + R_2) - 0.7 \text{ V} \quad (9-8)$$

采用上述办法提供恒定电压的优点如下:

(1) 利用射级跟随器输出, 恒压电源的内阻低。例如图 9-3(a) 的输出电阻为

$$R_o = nr_d / (\beta + 1) \quad (9-9)$$

式中: r_d ——二极管的正向导通电阻;

β ——输出晶体管的电流放大倍数。

由于输出电阻 R_o 仅几个欧姆, 因而可减少退耦电容, 防止电路各级内阻互相串扰。

(2) 灵活地得到各种恒定电压如用作集成电路的内部恒压电源、晶体管的偏置电路以及提供参考电压。

(3) 基极上的二极管对输出晶体管发射结电压 E_{be} 的温度特性有补偿作用。

3. 共射-共基电路

在图 9-1(f) 的共射-共基电路中, 采用共基级的输入阻抗作为共射级的负载电阻, 具有下列优点:

(1) 由于共基电路的输入阻抗很低, 所以共射电路的集电极的分布电容对电路的频率响应的影响比较小。在共射电路中, 有一个等效电容 $C = (1 + g_m R_c) C_o^*$ 作为其输入电容的一部分, 输入电容越大, 高频放大倍数就越低(由于它将一部分信号电流旁路)。这里, C_o 是集电结电容, 即集电极-基极内部反馈电容, g_m 是管子的跨导, R_c 是集电极负载电阻。

(2) 采用共基级输入电阻为共射极负载电阻 R_c , 可使电容 C 的数值大为减少, 从而改善了共射极的高频特性。再考虑到共基接法本身的截止频率也较高, 所以整个共射-共基电路的通频带有很大的扩展。

(3) 由于共基级将整个电路的负载与共射级隔开, 从而使整个电路的输出与输入间的内部反馈大为削弱, 故电路比较稳定, 不易自激。所以说, 共射-共基电路具有良好的高频特性与优良的隔离性能。

共射-共基电路的电压增益取决于共射级, 但其负载应算作输出端的等效负载。所以电压增益不如两级共射电路高。另外, 它的输出阻抗较高, 负载能力较低, 尤其是负载中的电容分量会影响电路的通频带。

二、差分放大器

1. 基本电路

两端输出恒流源差分电路如图 9-4 所示, 其恒流源结构和图 9-2 相同。设晶体管 Q_1 和 Q_2 的参数完全相同, 图中 i_{c1} 、 i_{c2} 和 i_{e1} 、 i_{e2} 分别是 Q_1 、 Q_2 的集电极电流和发射极电流, I_0 是恒流源的电流, e_i 是 Q_1 、 Q_2 输入电压, e_{be1} 和 e_{be2} 分别是 Q_1 、 Q_2 基-射间电压。则:

$$I_0 = i_{e1} + i_{e2} \quad (9-10)$$

$$i_{c1} = \alpha i_{e1}, \quad i_{c2} = \alpha i_{e2} \quad (9-11)$$

$$e_i = e_{be1} - e_{be2} \quad (9-12)$$

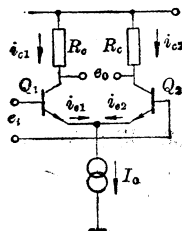


图 9-4 差分放大器

* 有的文献中, 将集电极-基极内部反馈电容 C_o 和电压放大倍数 $g_m R_c$ 的乘积称为密勒电容。将密勒电容造成的影响称为密勒效应。

根据半导体电子学理论,

$$i_{e1} = I_s (e^{q e_{be1}/kT} - 1) \quad (9-13)$$

式中: I_s ——发射结的反向饱和电流;

q ——电子电荷量;

k ——玻尔兹曼常数;

T ——绝对温度。

在室温下 $\frac{kT}{q} = 26 \text{ mV}$, 由于 e_{be1} 和 e_{be2} 远大于 26 mV , 因此上式中括号内的 1 是可以忽略的, 于是

$$i_{e1} = I_s e^{q e_{be1}/kT} \quad (9-14)$$

同理

$$i_{e2} = I_s e^{q e_{be2}/kT} \quad (9-15)$$

利用(9-10)和(9-12)式消去上两式中 I_s 和 e_{be1} 、 e_{be2} , 并由(9-11)式将发射极电流换成集电极电流, 就得到集电极电流和输入电压 e_i 的关系式:

$$i_{c1} = \frac{\alpha I_0}{(1 + e^{-2x})} = \alpha(1 + \text{th } x) \frac{I_0}{2} \quad (9-16)$$

$$i_{c2} = \frac{\alpha I_0}{(1 + e^{2x})} = \alpha(1 - \text{th } x) \frac{I_0}{2} \quad (9-17)$$

上两式中的 $\text{th } x$ 是 x 的双曲线正切函数:

$$\text{th } x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

而

$$x = \frac{q e_i}{2kT} = \frac{e_i}{52 \text{ mV}} \quad (\text{室温下})$$

由此得出差分电路的双端输出电压为

$$e_o = R_c (i_{c1} - i_{c2}) = \alpha I_0 R_c \text{th} (q e_i / 2kT) \quad (9-18)$$

图 9-5(a) 画出了(9-16)式和(9-17)式的结果, 称为差分放大器的转移特性。图(b)中的实线画出了(9-18)式的结果。图中横轴 x 是与输入电压 e_i 成正比的。(9-16)式所代表的曲线在 $x=0$ 处的斜率即是差分放大器单端输出的跨导 g_m :

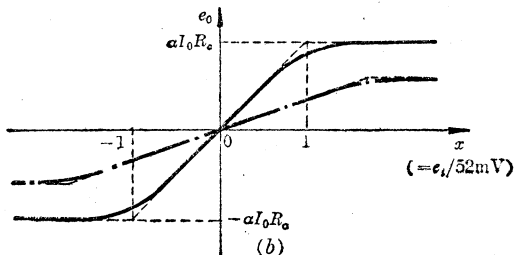
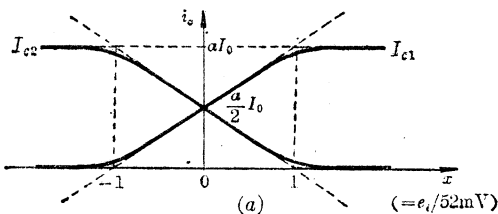


图 9-5 差分放大器的特性

(a) 转移特性 (b) 限幅特性

$$g_m = \left(\frac{d i_{c1}}{d e_i} \right)_{e_i=0}$$

对(9-16)进行上述微分运算得

$$\begin{aligned} g_m &= \left(\frac{d i_{c1}}{d e_i} \right)_{e_i=0} = \frac{\alpha q I_0}{4kT} \\ &= \frac{\alpha I_0}{104 \text{ mV}} \end{aligned} \quad (9-19)$$

图 9-5(a) 中的虚线是转移特性在 $x=0$ 点的切线, 它的斜率就是 g_m 。 i_{c2} 的特性曲线与 i_{c1} 是对称的。这两条切线交 x 轴于 ± 1 点处, 即 $e_i = \pm 52 \text{ mV}$ 处。双端输出跨导

是上式的一倍。利用跨导的概念, 可将放大器的单端输出放大倍数写为(双端输出放大倍数亦增加一倍):

$$K = -g_m \cdot R_o \quad (9-20)$$

由以上分析,得出差分放大器的下列重要性质:

(1) 当 $|x| \ll 1$, 即 $|e_i| \ll 52 \text{ mV}$ 时, 差分放大器的输出电压 e_o 和输入电压 e_i 成正比。这是由于当 $x \ll 1$ 时, $\text{th} x \approx x$, 用 x 代替 $\text{th} x$, (9-18) 式就变成

$$e_o = \alpha I_0 R_c \cdot \frac{q e_i}{kT} = \frac{\alpha I_0 R_c e_i}{52 \text{ mV}} \quad (9-21)$$

事实上, 由图 9-5(b) 可见, 当 $|e_i| < 26 \text{ mV}$ (即 $|x| < 0.5$) 时, 也就是说, 当输入信号 e_i 的峰值小于 52 mV 时, 差分放大器的输出电压和输入电压成正比。

(2) 当 $|x| \gg 1$ 时, $\text{th} x$ 趋向于 ± 1 。所以, 当 $|e_i| \gg 52 \text{ mV}$ 时, 输出电压被双向限幅。一般以 52 mV 为界, e_i 幅度大于 52 mV 被限幅, 小于 52 mV 是线性放大区。这种以折线来代替双曲函数曲线带来的误差并不大。

如果在图 9-4 电路的两只晶体管的发射极上加接负反馈电阻, 就可以扩大线性工作范围, 这时的特性曲线变化较平缓, 如图 9-5(b) 中点划线所示。

2. 差分放大器的增益控制

差分放大器不仅有上述特点, 而且容易实现其增益控制。本章中所涉及的图象中放 AGC 和色度信号处理中的 ACC 电路等, 都是通过改变两只差分放大管的电流比来控制其增益的。这种方案如图 9-6 所示。

如果忽略集电极电流和发射极电流之间的差别, 则:

$$i_{c1} + i_{c2} = i_3$$

式中 i_3 是晶体管 Q_3 的发射极电流。

被放大的信号 e_i 自 Q_3 基极输入, 由 Q_2 的集电极单端输出。增益控制电压 E_{AGC} 加在 Q_1 、 Q_2 的基极上。

由于

$$e_o = R_c \cdot i_{c2}$$

$$e_i = i_3 \cdot r_{e3}$$

式中, r_{e3} 是 Q_3 的发射结电阻, 所以电路对 e_i 的放大倍数为

$$K = \frac{e_o}{e_i} = \frac{R_c}{r_{e3}} \cdot \frac{i_{c2}}{i_3} \quad (9-22)$$

利用(9-17)式, 将其中 I_0 换成 i_3 , 设 $\alpha = 1$, 则

$$i_{c2} = \frac{i_3}{1 + e^{-2x}}$$

所以

$$i_{c2}/i_3 = \frac{1}{1 + e^{-2x}} \doteq e^{-2x} = e^{-qE_{AGC}/kT} \quad (9-23)$$

等式近似的条件是 $x = \frac{qE_{AGC}}{2kT} \gg \frac{1}{2}$, 即 $E_{AGC} \gg 26 \text{ mV}$ 。上式表明, 在此条件下, 自动增益控制电压 E_{AGC} 改变时, i_{c2} 在 i_3 中所占的比例呈指数规律变化。根据(9-22)式, 放大倍数也呈指数规律变化。若以分贝数表示放大倍数, 则

$$\begin{aligned} G &= 20 \lg K = 20 [\lg(R_c/r_{e3}) + \lg(i_{c2}/i_3)] \\ &= 20 [\lg(R_c/r_{e3}) - (qE_{AGC}/kT) \lg e] \\ &= 20 \lg(R_c/r_{e3}) - 20(E_{AGC}/60 \text{ mV}) \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (9-24)$$

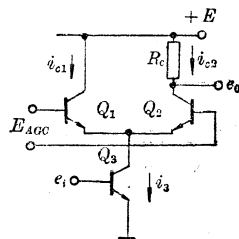


图 9-6 可控增益差分放大器

上式说明, E_{AGC} 每增加 60 mV, 增益下降 20 dB。可见, 这种增益控制是很有效的。

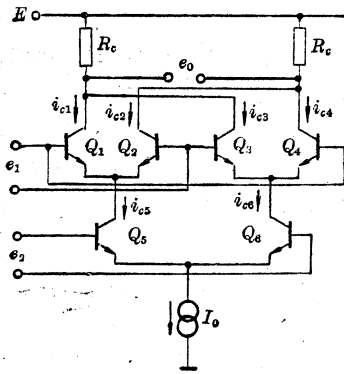


图 9-7 双差分电路

附带说明一下, 图 9-6 的电路对于信号 e_i 来说, 也是一个共射-共基放大器。因此, 这个电路对 e_i 的放大过程具有共射-共基放大器的前述特性。

3. 双差分电路

双差分电路由 6 只晶体管和 1 个恒流源组成。这里实际上是三组差分电路, 即 $Q_1, Q_2; Q_3, Q_4; Q_5, Q_6$ 。

首先对 Q_5, Q_6 电路应用 (9-16) 和 (9-17) 式的结果, 将其中 e_i 换成 e_2 , 得:

$$i_{c5} = \frac{I_0}{2} [1 + \text{th}(qe_2/2kT)] \quad (9-25)$$

$$i_{c6} = \frac{I_0}{2} [1 - \text{th}(qe_2/2kT)] \quad (9-26)$$

再对 Q_1 和 Q_2 运用 (9-16) 和 (9-17) 式, 将 e_i 换成 e_1 , I_0 换成 i_{c5} , 得:

$$i_{c1} = \frac{i_{c5}}{2} [1 + \text{th}(qe_1/2kT)] \quad (9-27)$$

$$i_{c2} = \frac{i_{c5}}{2} [1 - \text{th}(qe_1/2kT)] \quad (9-28)$$

在对 Q_3 和 Q_4 作类似处理时, 需对 Q_4 运用 (9-16) 式, 对 Q_3 运用 (9-17) 式, 同时将式中 I_0 换成 i_{c6} , 得:

$$i_{c3} = \frac{i_{c6}}{2} [1 - \text{th}(qe_1/2kT)] \quad (9-29)$$

$$i_{c4} = \frac{i_{c6}}{2} [1 + \text{th}(qe_1/2kT)] \quad (9-30)$$

由图 9-7 可知, 输出电压 e_0 应为

$$e_0 = R_c [(i_{c1} + i_{c3}) - (i_{c2} + i_{c4})] = I_0 R_c \text{th}(qe_1/2kT) \cdot \text{th}(qe_2/2kT) \quad (9-31)$$

上式利用了 (9-25) ~ (9-30) 六式的结果。

当 e_1 和 e_2 的振幅均小于 52 mV 时, 上式变成:

$$e_0 = [I_0 R_c / (52 \text{ mV})^2] e_1 \cdot e_2 \quad (9-32)$$

以上说明双差分电路在小信号下是一个十分理想的乘法器。当在发射极上加负反馈电阻时, 还可以扩大线性工作范围。如果 e_1, e_2 有一个是大信号, 则乘法器工作在开关状态。在电视集成电路中, 由于双差分电路是从信号幅度为零时就处于线性工作状态, 所以可用作同步检波器、解调器、鉴相器、调频信号的符合门检波器以及平衡调制器。

集成电路中的差分放大器具有下列优点:

(1) 差分放大器所使用的配对晶体管, 是在同一块基片上集成的, 其特性、参数的工艺误差小, 输入、输出的平衡度高。由于晶体管和电阻等的对称性, 又进一步提高了差分放大电路的优良性能。

(2) 应用差分放大器接成的多级直流放大器, 由于每一差分放大器平衡性好、温度漂移小, 级间可以采用直流耦合, 避免采用难以集成的耦合电容。

(3) 差分放大器的共模抑制比很高,这对于许多电路,例如同步检波,符合检波,鉴相器等,有实际意义。

(4) 增益控制简单、控制范围大。由于受控级的输入阻抗不变,因而控制增益时不附加任何频响变化和相位变化。

(5) 容易得到大小相等、方向相反的两个输出信号,使用起来特别方便。

(6) 放大器通频带宽,对温度和电源等的变动来说,稳定性好。

三、集成化彩色电视机的组成

国产电视集成电路已将下列电路集成化:

(1) 伴音系统中的限幅中放和鉴频电路,如 5G32、7CD13; 音频功率放大器,如 5G31、5G37、7CD14。

(2) 图象中频放大,自动增益控制(AGC)、视频检波电路,如 5G39A、5G313 和 7CD15。

(3) 自动微调(AFT)电路如 5G36。

(4) 色解调集成电路如 5G314、7CD3、7CD4; 色度信号处理电路如 5G318、7CD1、7CD2; 副载波恢复电路如 7CD7、7CD8。

(5) 亮度信号处理电路如 7CD5、7CD6。

(6) 行扫描电路如 7CD9、7CD10; 行振荡、锁相电路如 5G315; 场振荡电路如 5G316 等。

利用 5G300 系列,可构成图 9-8 所示的集成电路彩色电视机。图中三角形代表集成电路,矩阵框内是分立元件电路。

由 5G673 构成的频道预选器配合电子调谐器选出所需频道的高频信号,在调谐器中变换为中频,经过陷波电路对某些有害频率进行充分抑制后,送到图象中放电路 5G313 进行放大,经视频同步检波器 5G39A,检出视频的彩色全电视信号,分三路:一路送到亮度放大器即视放电路,将其中的亮度信号放大并延时,以后在矩阵电路中与色差信号混合,产生基色信号激励显象管;第二路彩色全电视信号送入色度信号处理电路 5G318。5G318 中的带通放大器首先从中选出色度信号加以放大送入延时解调器,将色度信号的两个正交分量分开,供色解调电路 5G314 解调出色差信号,5G318 中还有一个 APC 型副载波再生电路,它产生的基准副载波送到 5G314 中进行限幅放大供同步解调之用;5G39A 送出的第三路彩色全电视信号送到行振和锁相电路 5G315,它首先从中分离出同步信号,一方面送到 5G315 内的自动频率控制(AFC)电路中去锁定 5G315 本身产生的行脉冲,同时向 5G318 送去作色同步选通门脉冲。5G315 产生的行脉冲送到分立元件的行激励、行输出和高压输出电路。

5G316 是场振荡和场激励电路,5G315 送出的复合同步脉冲经分立元件积分电路积分得到场同步信号,对 5G316 的场振荡器进行同步。5G316 输出一个场锯齿波激励场输出级。行、场输出电路都是分立元件的电路。

5G39A 输出信号中的伴音中频信号被送到限幅中放电路 5G32 作限幅放大并被它检出音频信号送入音频功率放大器 5G37,放大以后推动扬声器。

5G313 还给自动微调电路 5G36 送去一个图象中频信号,使之产生 AFC 信号去控制调谐器,自动微调本机振荡频率。

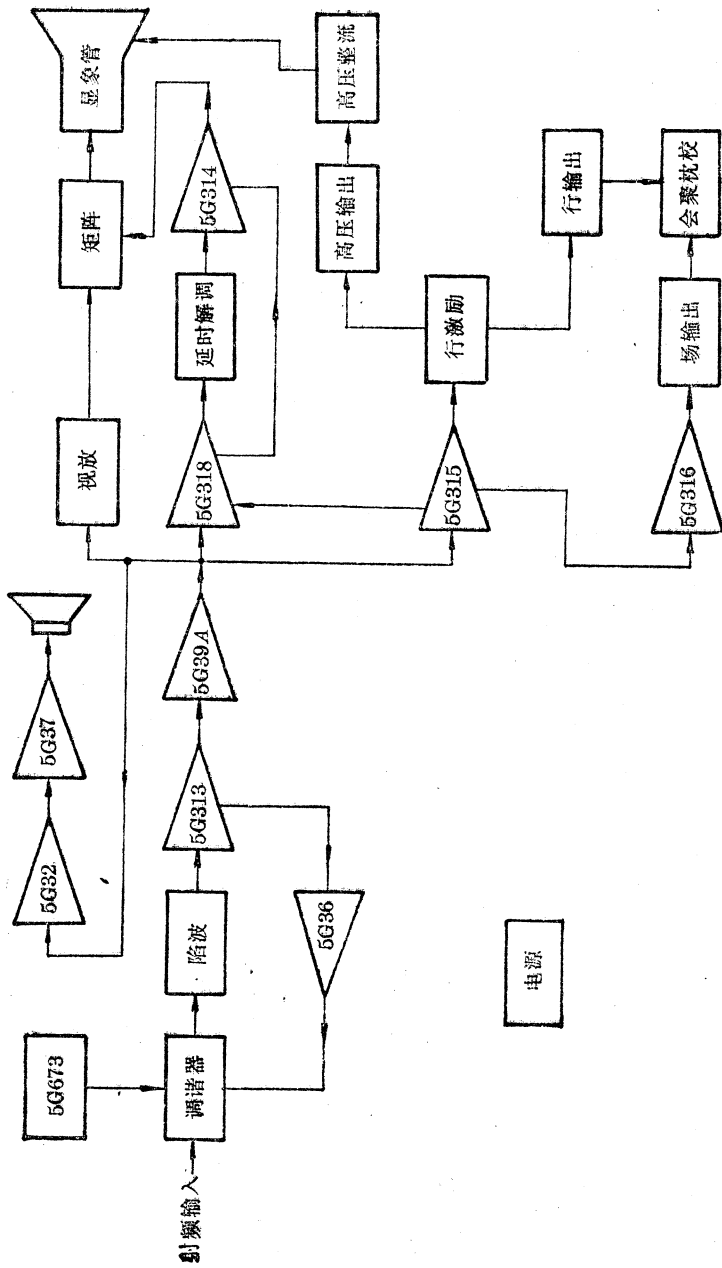


图 9-8 国产集成电路彩色电视机方框图

第二节 集成化伴音系统

一、集成音频功率放大器

1W集成音频功率放大器5G31是专为电视机等通信接收机使用的,电路能在6~15V电源电压下工作。当工作在12V电源电压、8Ω负载时,能输出1W左右的不失真功率。5G31内部电路和外围电路分别如图9-9和图9-10所示。

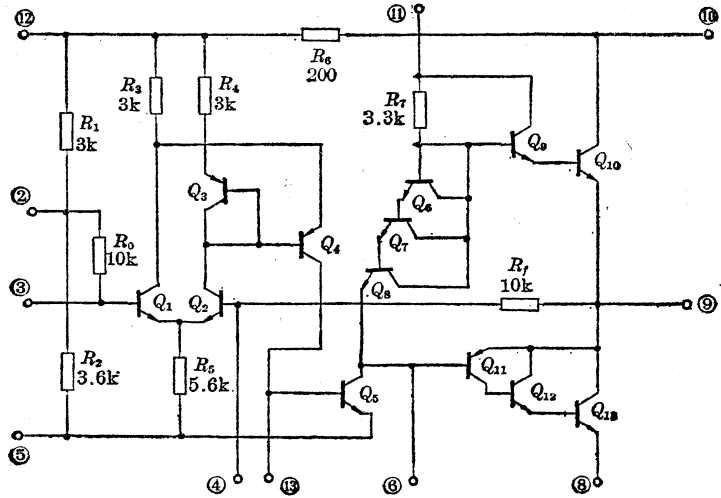


图 9-9 5G31 内部电路

②—高阻抗反馈端 ③—同相输入端 ④—闭环增益调节(反相输入端) ⑤—接地 ⑥、⑧—高频密勒消振 ⑨—地或负电源 ⑩—输出端 ⑪—正电源 ⑫—电源退耦

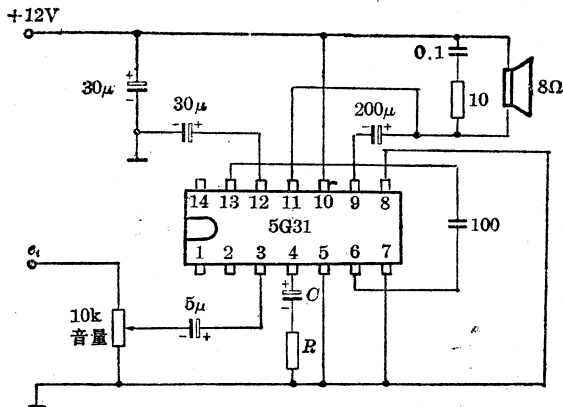


图 9-10 5G31 外围电路

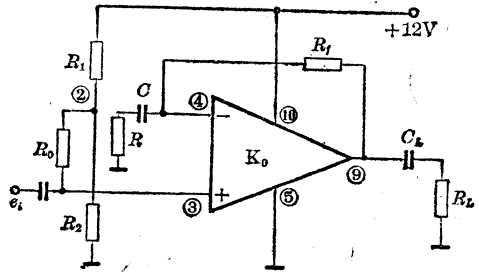


图 9-11 5G31 的结构

从总体上看,5G31是一个运算放大器,其结构见图9-11所示。它有两个输入端,即同相输入端③和反相输入端④,和一个输出端⑩。通过集成电路内的电阻 R_f ,将输出端的电压反馈到反相输入端④,④上通过外电路接有电容网络 C 、 R 。 C_L 、 R_L 为外接元件。

根据运算放大器的基本原理,当放大器的开环电压增益 K_0 很大时,放大器的闭环电压增益 K_f 为电压反馈系数的倒数,所以

$$K_f = 1 + \frac{R_f}{R} \quad (9-33)$$

由于 C 容量很大, 其阻抗可以忽略。调节 R 可改变 K_f 。输出端 ⑨ 的直流电位 E_0 等于 ② 端的直流电位, 若 $R_1 = R_2$, 则:

$$E_0 = E_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \doteq \frac{1}{2} E_{cc} \quad (E_{cc} \text{ 为电源电压}) \quad (9-34)$$

根据运算放大器的原理, 可求出其输入阻抗为

$$R_{in} \doteq R_0 = 10 \text{ k}\Omega \quad (9-35)$$

下面简单地说明一下 5G31 的内部电路(图 9-9)。5G31 中的放大器由三级电压放大电路和一级功率放大电路组成。输出级是个互补型的 OTL 电路。第一级由 Q_1 和 Q_2 组成差分放大级。其中同相输入端 ③ (Q_1 基极) 经电阻 R_0 接在 R_1 和 R_2 分压器的节点 ② 端, 而反相输入端 ④ (Q_2 的基极) 则经反馈电阻 R_f 接在输出端 ⑨, 使整个放大器构成直流全反馈结构, 从而保持 ⑨ 脚的电位等于 ② 脚的电位, 因而输出端的直流电位偏置在最佳工作点 $\frac{1}{2} E_{cc}$ 上(式(9-34)), 而与电源电压跟随, 此时整个电路的交流输出有最大的电压摆幅。 Q_3 和 Q_4 构成第二放大级, 其中 Q_3 接成二极管, 提供 Q_4 的基极偏置参考电压和温度补偿。由于 Q_4 是一个 PNP 型管, 因而还兼有第一级与第三级之间的直流电平位移作用。由图可见, Q_4 的基极和发射极分别接在 Q_2 和 Q_1 的集电极, 从而使 Q_4 将第一级差分放大器的双端输出全部转为本级的单端输出, 起到了将双端增益转变为单端增益的作用。第三级放大器由 Q_5 和 R_7 等构成, 这是一个共发射极结构的激励级, 其集电极电路中的二极管-三极管链 Q_6 、 Q_7 、 Q_8 , 用来对输出级提供适当的静态偏置。 Q_9 和 Q_{10} , Q_{11} 、 Q_{12} 和 Q_{13} 为输出级。其中 PNP 晶体管 Q_{11} 用来使 Q_{12} 和 Q_{13} 构成等效的 PNP 管, 以便与 Q_9 、 Q_{10} 复合 NPN 管组成互补电路。放大器正常工作时, 应在 ④ 脚接一 RC 网络, 其中 C 用来隔直, R 是一可变电阻, 用来调节放大器的增益, 即调节音量。由于三级放大器的开环增益 K_0 高达 2000 余倍, 反馈电阻 $R_f = 10 \text{ k}$, R 是 1 k 电位器和 50Ω 固定电阻的串联, 所以放大器的增益在较宽范围内连续可调, 根据(9-33)式, 增益调节范围在 10 倍到 200 倍之间。当用单电源工作时, 输出

表 9-1 5G31 主要电性能

名称	符号	单位	测试条件	规 范		
				A	B	C
静态电流	I_{CO}	mA	$E_{cc}=9 \text{ V}$ $E_{cc}=12 \text{ V}$ $E_{cc}=15 \text{ V}$	≤ 15	≤ 20	≤ 35
最大输出功率	P_{CM}	W	$f=1 \text{ kHz}$, $R_L=8 \Omega$ $E_{cc}=9 \text{ V}$, $\gamma=8\%$ $E_{cc}=12 \text{ V}$, $\gamma=8\%$ $E_{cc}=15 \text{ V}$, $\gamma=8\%$	≥ 0.4	≥ 0.7	≥ 1.0
-3dB 带宽	BW	kHz	$A_V=50$ $E_{cc}=9 \text{ V}$, $P_0=0.2 \text{ W}$ $E_{cc}=12 \text{ V}$, $P_0=0.5 \text{ W}$ $E_{cc}=15 \text{ V}$, $P_0=1 \text{ W}$	≥ 15	≥ 17	≥ 17
输入阻抗	R_{in}	k Ω	$f=1 \text{ kHz}$, $E_{cc}=9 \text{ V}$	≥ 10	≥ 10	≥ 10

端⑨和负载 R_L 之间用一只电容器 C_L 进行耦合。如在⑪端加接自举电路,输入阻抗可提高至 $500\text{k}\Omega$ 。5G31主要电性能,列于表9-1。

集成功率放大器5G37功率较大,可作为彩色电视和黑白电视机的伴音输出,也可作为12英寸以下的黑白电视机的场输出电路。在 $12\sim 20\text{V}$ 的电源电压,负载 $4\sim 16\Omega$ 工作时,电路能输出 $2\sim 3\text{W}$ 不失真功率。

5G37内部电路如图9-12所示。这个电路的结构原理和输出级与5G31相同,所以这里不再赘述。5G37主要性能指标列于表9-2。

二、集成限幅伴音中放与鉴频电路 (符合门检波)

集成限幅伴音中放和鉴频电路5G32采用双列直插式14支引线塑料封装。它与集成音频功率放大器5G31(或5G37)组合,可构成全集成伴音通道。5G32内部电路和外围电路分别如图9-13和图9-14所示。

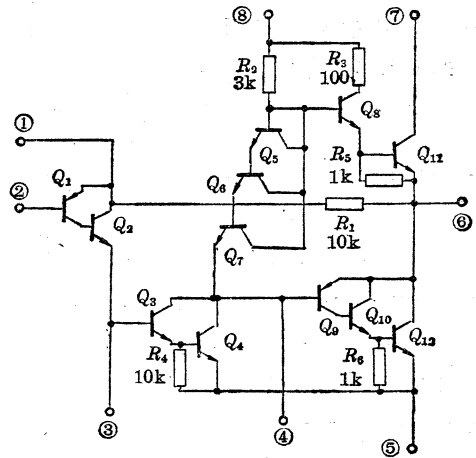


图9-12 5G37内部电路

①—闭环增益调节 ②—输入端 ③、④—高频密勒消振 ⑤—接地 ⑥—输出端 ⑦—电源 ⑧—自举

表9-2 5G37主要性能指标

名称	符号	单位	测试条件	规 范		
				最大值	典型值	最小值
静态电流	I_{cc}	mA	$E_{cc}=18\text{V}$	40	25	5
输出功率	P_0	W	$E_{cc}=18\text{V}$, $f=1\text{kHz}$, $\gamma=10\%$		3	2
带 宽	BW	kHz			20	17
失真系数	γ	%	$E_{cc}=18\text{V}$, $P_0=1\text{W}$	3%	1.5%	
输入阻抗	R_{in}	$\text{k}\Omega$	$f=1\text{kHz}$		50	10

1. 限幅伴音中放电路

如前所述,当输入信号的振幅大于 52mV 时,差放电路具有限幅特性。为了抑制寄生调幅,在集成电路中采用差分放大器来作为伴音放大。5G32中的中频放大器由三级差分放大级($Q_1\sim Q_9$)组成。为了获得较宽的频响、较稳定的增益和较良好的限幅特性,每一级电路接成共集-共基-共集组态。每一级中都有一对管子构成单端输出的差分电路,级与级之间采用射极跟随器 Q_3 、 Q_6 和 Q_9 担任缓冲级,使本级的差分输出与下级的输入隔离,而且还起到将本级的输出转移到下级输入时的直流电平位移作用,从而实现各级间的直流耦合。

三级电路的电源由内部稳压器 Q_{10} 提供, D_4 、 D_5 降压之和则提供基极偏置电压。电路第三级的直流输出电压(Q_9 射极)还通过 R_{16} 反馈到 Q_2 基极,构成深度直流负反馈,使电路的直流工作点十分稳定。由于12脚外接一旁路电容(图9-14),使放大器处于交流开环状态。

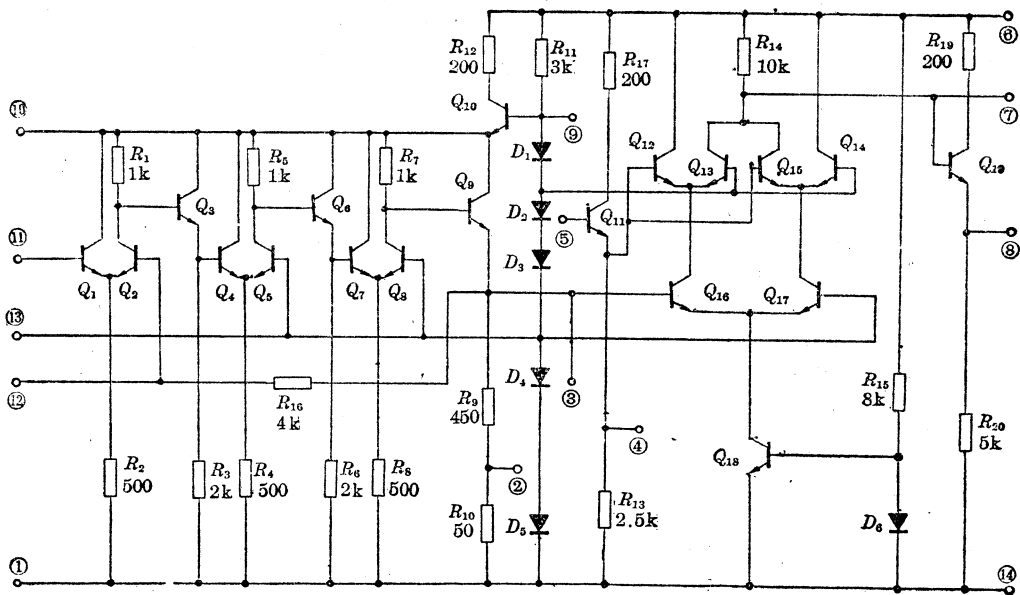


图 9-13 5G32 内部电路

- ①、⑭—接地 ②、⑤—外接移相网络 ③—中频输出 ④—调相输出 ⑥—电源 ⑦—去加重
⑧—音频输出 ⑨—参考电压 ⑩—电源退耦 ⑪、⑬—6.5MHz 伴音中频输入 ⑫—退耦

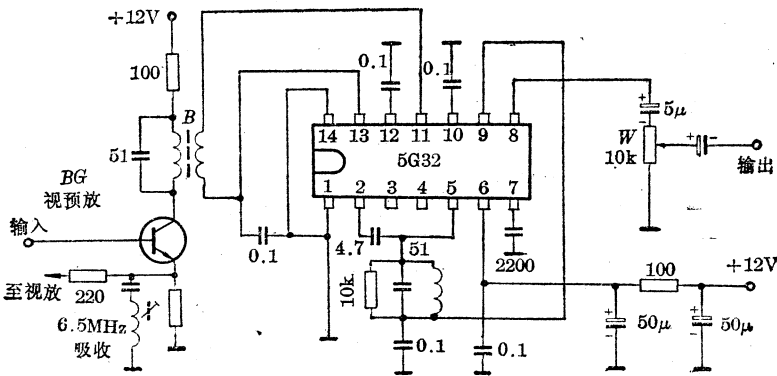


图 9-14 5G32 外围电路

由图 9-14 可见, 6.5 MHz 的伴音中频信号由输入变压器 B 送到 5G32 的输入端 11、13 脚, 经过三级中放电路放大后, 由射极跟随器 Q_9 (3 脚) 输出。三级放大器的总增益约 60 dB。

2. 内部稳压器

内部稳压器由 Q_{10} 、 $D_1 \sim D_5$ 和 R_{11} 、 R_{12} 等构成, 如图 9-15 所示。 Q_{10} 发射极提供的稳定电压是

$$E_0 = 5E_D - E_{be} = 2.8 \text{ V}$$

同时, 它还提供 $E_1 = 2.8 \text{ V}$ 和 $E_2 = 1.4 \text{ V}$ 分别作为放大器和检波器的基极偏置电压。如前所述, 稳压电源可使放大器和后级电路彼此隔离, 防止因公共电源造成的串扰, 减小退耦电容。

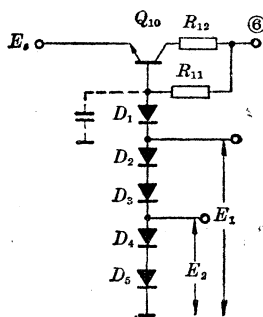


图 9-15 内部稳压器

3. 全波双平衡符合门检波器

5G32 中的鉴频器采用符合门检波电路。为了说明符合门检波器的鉴频原理,将 5G32 的有关功能部件与外接电路改画成图 9-16。图中虚线框内的电路属于 5G32。

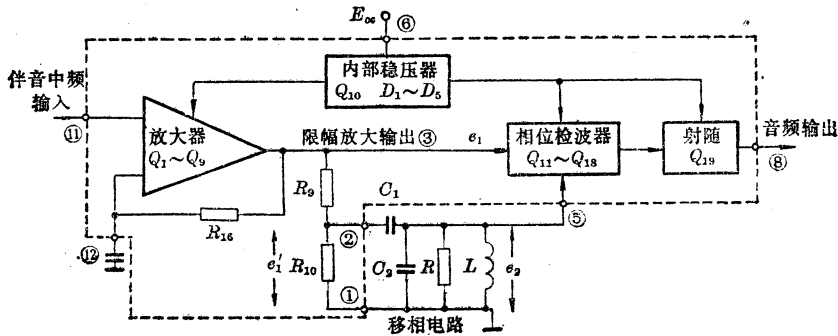


图 9-16 符合门检波原理

符合门检波电路由一个移相电路和一个相位检波器组成。图中移相器 C_1 、 C_2 、 R 和 L 是外接元件。在第五章第二节中,讨论过并联谐振回路的移相作用。它在相对于其固有频率处于失谐的状态下工作时的相移为

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \left(2Q \frac{\Delta f}{f_0} \right) \quad (9-36)$$

这里用 Q 值和相对失谐 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 来表示相移,式中 f_0 是回路固有频率; Δf 是失谐量。

考虑到电容 C_1 的存在,在谐振点附近,电压 e_2 相对于电压 e_1 的相移应该是

$$\varphi = 90^\circ + \text{tg}^{-1} \left(\frac{2Q\Delta f}{f_0} \right) \quad (9-37)$$

函数 $\text{tg}^{-1} x$ 在 $x=0$ 附近接近于一条直线。而这里的信号又是伴音调频信号,如将谐振回路的固有频率选为信号的中心频率,则通过移相电路的作用,可将三级差分限幅放大器输出调频信号中信号频率的变化变成了相位的变化。当瞬时频率等于中心频率时,相移为 90° ;当瞬时频率偏离中心频率时,相移在 90° 基础上的增量与频率偏离成正比。换句话说,移相电路已将调频信号变成调相信号,相位偏移与音频信号成正比。将调相信号送到一个平衡式鉴相器中,就产生音频信号,间接地实现了调频信号的检波。

由 $Q_{12} \sim Q_{18}$ 和二极管 D_6 组成的恒流源双差分电路,实际上是一个乘法器。当输入信号大于 52 mV 时,相乘器工作在开关状态,这正是符合门检波器所需要的工作状态。事实上,经过三级差分中频放大后的信号幅度,已远远大于 52 mV 了。

由限幅放大器输出的调频信号分两路(图 9-16):一路信号 e_1 直接送到相位检波器即图 9-13 Q_{16} 的基极;另一路信号 e_1 由 ② 脚送到外接移相网络,经移相电路移相后,已变成调相信号 e_2 ,从 ⑤ 脚送回到 5G32,加在 Q_{11} 的基极,再由其射极加到 Q_{12} 和 Q_{15} 的基极上。鉴相器及其输入、输出波形如图 9-17 所示。

图中, e_1 是一个被限幅的方波,即是一个门脉冲, e_2 是一个正弦波。图 (b) 中实线和虚线波形,分别表示伴音中频信号瞬时频偏不同时的两种相位。鉴相器是单端输出的, Q_{12} 和 Q_{14} 的集电极交流接地。所以输出电流由 Q_{13} 的集电极电流 i_{13} 和 Q_{15} 的集电极电流 i_{15} 组成。现在在开关状态下分析输出信号的情况。

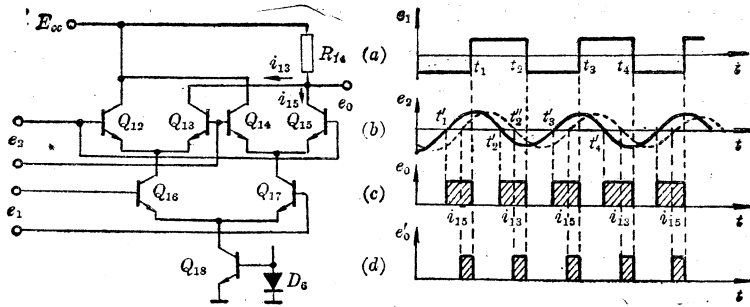


图 9-17 鉴相器及其波形

图中实线表示当调频信号的瞬时频偏为零时的情况。这时 e_2 超前于 e_1 90° 。在图示的时刻 t_1-t_2 这段时间内, Q_{16} 导通, Q_{17} 截止, 因此 Q_{15} 无电流流过。这段时间又可分为两截, 只有在 t'_2 到 t_2 这一截, Q_{13} 的基极才被 e_2 正偏, 由于 e_2 幅度远大于 52 mV , 所以 Q_{13} 在这截时间内是饱和导通的, 因而 i_{13} 是一个方脉冲, 如图 (c) 波形的阴影线所示。同理, 在 t'_3 到 t_3 有 i_{15} 的方波电流流过。于是 R_{14} 上的输出电压就是图 (c) 波形所示的方波电压脉冲 e_0 。它被外接的滤波电路平滑以后, 有一相应的输出电压自 ⑧ 脚输出。

当调频信号瞬时频率偏离中心频率时 (见图 (b) 虚线), e_1 和 e_2 的相位差不再是 90° , 由于相应的时间从 t'_2 推迟到 t''_2 , 这时输出电压 e'_0 脉冲宽度变窄 (图 (d)), 其平滑后的输出电压小于图 (c)。因而, 鉴相器的输出电压与瞬时频偏成正比, 换句话说, 输出电压 e_0 及其平滑后的电压随 e_2 的相位与门控脉冲的相位符合的程度而变。符合门检波器的输出信号经电容滤去高频成分后, 由 ⑧ 脚输出音频信号。图 9-14 中的电位器 W 用作音量调节。

5G32 主要性能指标列于表 9-3。

表 9-3 5G32 主要性能指标

名称	符号	单位	测试条件	规范	
				A	B
工作电压范围	E_{cc}	V		9~15	9~15
静态电流	I_{cc}	mA	$E_{cc}=12\text{ V}$	≤ 20	≤ 20
中频电压增益	G_V	dB	$E_{cc}=12\text{ V}, f_0=6.5\text{ MHz}$	≥ 50	≥ 60
鉴频器带宽	BW	kHz	$E_{cc}=12\text{ V}, f_0=6.5\text{ MHz}$	≥ 20	≥ 20
限幅灵敏度	E_L	mV	$E_{cc}=12\text{ V}, f_0=6.5\text{ MHz},$ 频偏 15 kHz	≤ 2	≤ 0.5
鉴频器输出电压	E_0	mV	$E_{cc}=12\text{ V}, f_0=6.5\text{ MHz},$ 频偏 $15\text{ kHz}, f_m=1\text{ kHz}$	≥ 200	≥ 400
调幅抑制比	AMR	dB	$E_{cc}=12\text{ V}, f_0=6.5\text{ MHz}, V_1=10\text{ mV}$ $f_m=1\text{ kHz},$ 频偏 $15\text{ kHz},$ 调幅度 15%	≥ 35	≥ 40

第三节 集成化视频中频系统

分立元件电路中, 常在保证图象中放电路工作稳定的前提下, 尽力提高其增益, 以弥补二极管视频检波对信号的衰减。同时也是为了防止小信号下二极管检波的非线性。在集成

电路中,采用双差分同步检波器,检波器不仅没有衰减,反而有 20dB 左右的增益。因而避免了图象中放电路高增益、大动态范围所造成电路不稳定。而且双差分电路的检波线性良好,从信号幅度为零时就处于线性工作状态,所以不存在小信号非线性失真,避免了干扰、辐射、屏蔽等一系列问题。

一个完整的视频系统由 5G313 和 5G39A 构成,如图 9-18 所示。它的主要性能指标列于表 9-4。

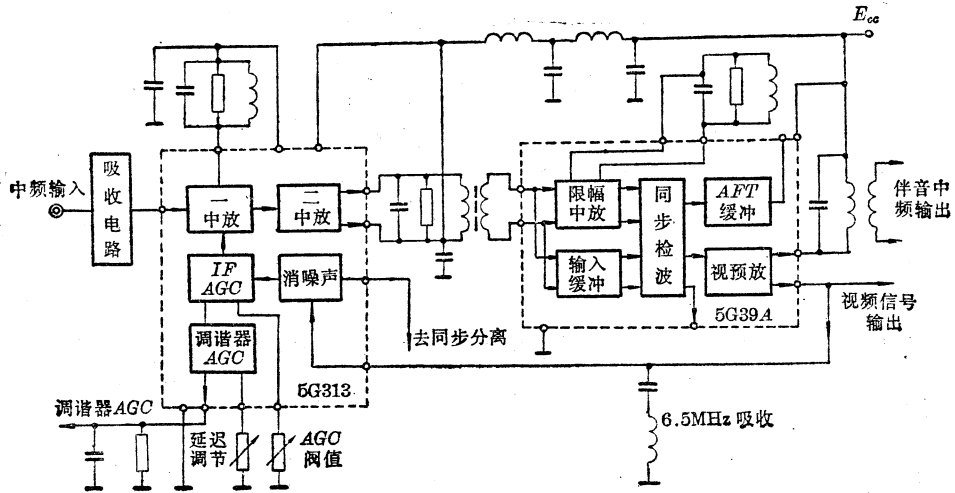


图 9-18 集成视频中频系统

表 9-4 集成视频中频系统的性能指标
(工作电压 12V, 图象中频 37MHz)

参 数	单 位	指 标
系统总功耗	mW	≤600
中频电压增益	dB	≥65
视频检波输出电压	V_{PP}	1~1.5
中频 AGC 范围	dB	≥45
调谐器 AGC 延迟范围	dB	10~40
调谐器 AGC 输出电压	V	+2.8~+5.5

一、集成图象中频放大器

图象中放电路 5G313 内部电路和外围电路分别如图 9-19 和图 9-20 所示。

5G313 是由 24 只晶体管、5 只二极管和 34 只电阻构成。它用 18 支引线双列直插式塑料封装。噪声倒相放大管 Q_1 、 R_1 、 R_2 、 R_3 与外接元件组成消噪声电路; Q_2 为中频 AGC 门控管, D_1 是 AGC 检波管, 复合管 Q_3 、 Q_4 为一高阻抗射极跟随器, 用作 AGC 输出缓冲级; $Q_5 \sim Q_7$ 构成差分放大器, 用作调谐器 AGC 延迟控制; $Q_8 \sim Q_{12}$ 构成调谐器 AGC 倒相放大电路, 其中 Q_{12} 为调谐器 AGC 输出缓冲级; 电阻 $R_{17} \sim R_{20}$ 与二极管 D_2 、 D_3 以及 Q_{13} 、 Q_{14} 、 Q_{15} 构成内部偏置电源和偏置电流基准; $Q_{17} \sim Q_{20}$ 4 只晶体管构成分流式 AGC 受控的第一

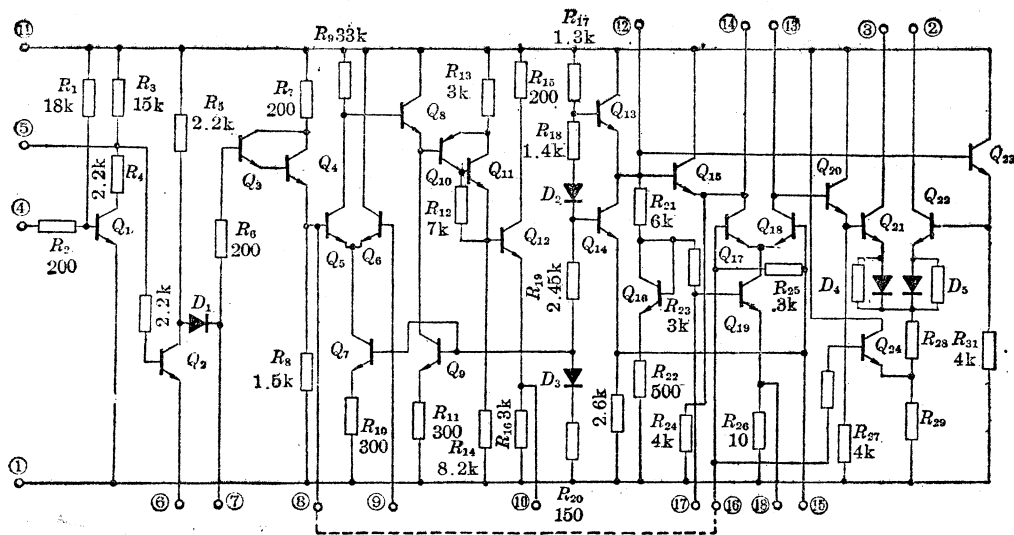


图 9-19 5G313 内部电路

①—接地 ②、③—中频输出 ④—噪声箝位输入 ⑤—视频输入 ⑥—中频 AGC 阈值 ⑦—中放 AGC 滤波 ⑧—中放 AGC 输出 ⑨—调谐器 AGC 延迟调节 ⑩—调谐器 AGC 输出 ⑪—电源 ⑫、⑬—接一中放谐振网络 ⑭—退耦 ⑮—中放参考电压 ⑯—中放 AGC 输入 ⑰—中频输入 ⑱—旁路电容

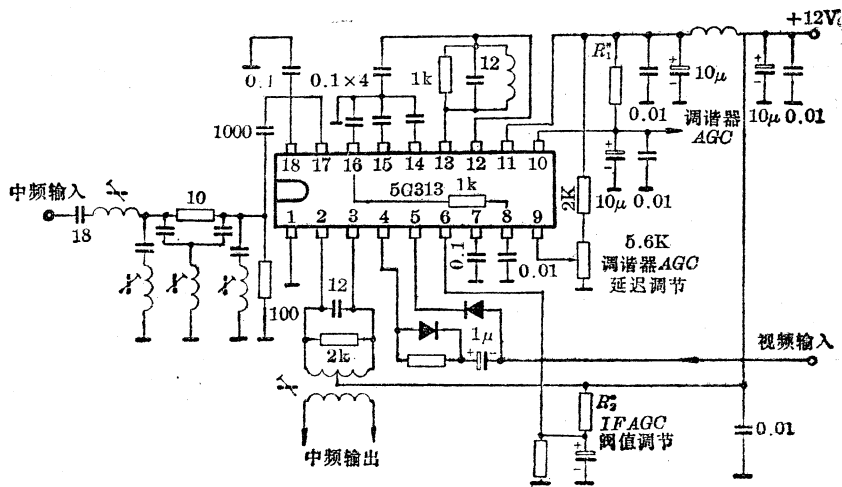


图 9-20 5G313 的外围电路

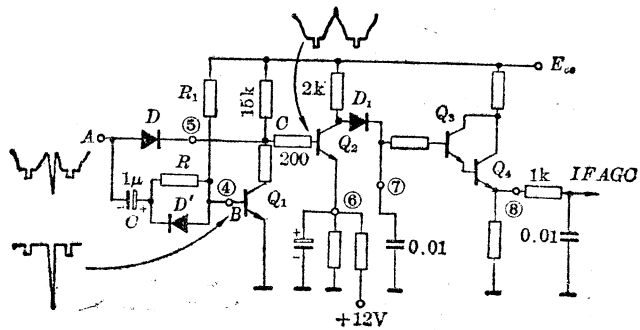


图 9-21 消噪声和中放 AGC 电路

中放电路，这是一种共射-共基放大器； Q_{21} 和 Q_{22} 为第二中放。 Q_{20} 和 Q_{23} 作为两级中放间的直流电平位移电路，使两级直耦时第二中放有合适的电平。第一、第二中放的调谐回路都是外接的。

1. 消噪声和中放 AGC 电路

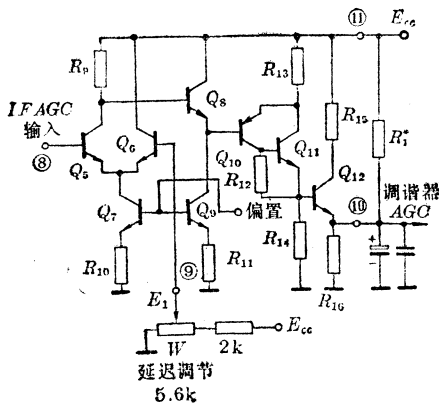
这一电路和分立元件电路的工作原理基本相似，其中 D 、 D' 、 R 、 C 等是外接元件（图 9-21）。由于 Q_1 的基极是通过 R_1 接在电源上的，所以平时 Q_1 饱和导通， C 点电位比 A 点低，视频信号可以通过二极管 D 送到 C 点。当负极性同步脉冲到来时，电源通过 R_1 和 D' 给 C 充电，充电极性如图所示。于是 C 上形成一个偏压，它对 D 是反向偏压，使电位高于同步头的图象信号不能到达 B 点。同步头到来时， B 点电位有所下降，使 Q_1 退出饱和区， C 点电位有所上升，但仍不足以使 D 截止。若有一个负极性的干扰脉冲到来，幅度比同步头还大，则 B 点电位下降甚多，以致 Q_1 截止， C 点电位上升， D 也截止，所以 A 点视频信号中幅度大于同步头的负极性干扰脉冲就不能传到 C 点，而且，由于 Q_1 截止时 C 点电位上升，在这种脉冲到来时 C 点甚至会出现一个正脉冲。

中放 AGC 电路是峰值型的。众所周知，峰值 AGC 电路的优点是不受图象内容的影响，控制灵敏度高；缺点是易受干扰脉冲的影响。在 AGC 检波之前设置上述消噪声电路，是为了克服这个缺点。

图 9-21 中， D_1 是 AGC 检波二极管，⑦脚外接一个 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 的滤波电容。检波电压经 Q_3 、 Q_4 放大后，自 ⑧脚输出。AGC 门控管 Q_2 的发射极（⑥脚）外接一个低阻值的偏置电路，作 AGC 阈值设定（调节图 9-20 中的 R_2^* 阻值可改变中放 AGC 阈值）。

2. 调谐器 AGC 延迟门控及输出电路

调谐器 AGC 电路如图 9-22 所示。平时， Q_6 的基极（⑨脚）通过电位器 W 选择一个固定电位 E_1 ，并使它大于中放 AGC 起控电压。从 ⑧脚加进中放 AGC 电压，当这个电压很小时， Q_5 截止， Q_6 导通。直到视频信号的幅度增大到 ⑧脚电位大于 E_1 时， Q_5 由截止开始导通，从而使 Q_8 的基极电位下降，经 Q_{10} 、 Q_{11} 复合管倒相，使 Q_{12} 的射极电位升高，去控制调谐器高放级的增益。由于 ⑧脚的中频 AGC 信号与视频信号幅度成正比，所以 Q_{12} 输出的信号也与视频信号幅度成正比。当 ⑧脚电位低于 E_1 时， Q_{12} 射极始终是低电位，调谐器增



益不受控制，所以是延迟式 AGC。调节 W 也就调节了延迟量。改变 Q_{12} 射极上的电阻 R_{i1}^* ，可以得到不同的起控电位。

3. 第一中放

第一中放电路是一个增益受控的差分放大电路如图 9-23 所示。AGC 电压自 ⑩ 脚引入到 Q_{17} 的基极。这一电路已在本章第一节作了叙述，这里不再赘述。但是对于中频信号来说，它是一个共射-共基级联放大器。因此，作为第一级中放，它具有最小的密勒效应，内部反馈弱，增益高(达 40 dB)等优点，是一种最常用的中放电路。另外，图中 Q_{16} 和 Q_{19} 是二极管-三极管镜像配置电流源，作为第一中放 Q_{17} 、 Q_{18} 的恒流源， Q_{13} 、 Q_{14} 、 Q_{15} 是三个射极跟随器，用来降低各偏置电压的内阻。

当 Q_{17} 受控时，只改变 Q_{17} 、 Q_{18} 中的电流分配比例，而不改变 Q_{19} 的电流。这一点是很有意义的。因为 Q_{19} 电流的恒定，故增益控制过程中第一中放的输入阻抗始终不变，所以中放的输入特性不变，不会破坏选择性，这在分立元件中是做不到的。此外，由于 Q_{18} 是共基电路，具有极高的输出阻抗，其输出阻抗基本上等于集电极上谐振回路的阻抗 z_L 。所以 Q_{18} 电流变化虽大，输出阻抗也几乎不变，而且，由于谐振线圈直流电阻很小，所以增益控制过程中对下一级直流电位的影响也很小。

4. 第二中放

第二中放是单端输入、双端输出结构，其负载为一平衡匹配变压器。初级接成一个调谐回路，次级用来与 5G39A 的输入级匹配，以提高传输效率。 Q_{21} 和 Q_{22} 两管发射极各接一电阻，可提高本级的动态范围。

5G313 主要参数指标列于表 9-5。

表 9-5 5G313 主要参数指标

参 数	符 号	单 位	测 试 条 件	规 范
工作电压	E_{cc}	V	$E_{cc}=12\text{V}$ $E_{cc}=12\text{V}, f_0=37\text{MHz}$	9~12
静态电流	I_{cc}	mA		≤ 50
中频增益*	G_V	dB		≥ 40
中频输出电压	e_0	V	同上	≥ 0.3
中放 AGC 控制范围	K	dB	同上	> 40
调谐器 AGC 延迟范围		dB	同上	10~40
调谐器 AGC 输出电压	$E_{AGC(RF)}$	V	同上	0~6
有限噪声灵敏度**	E_{iL}	mV	同上	≤ 1

* 测试时计入滤波器约 10 dB 衰减；** 与 5G39A 连接后测定。

二、集成视频同步检波器

分立元件的视频检波一般采用二极管振幅检波的方式。这种方式电路简单，成本低，但是二极管检波电路还存在如下缺点：

(1) 检波效率低，对信号有衰减(一般衰减量 6 dB)。

(2) 小信号工作时失真严重，这是因为二极管伏安特性曲线的起始部分是弯曲的。为了减小非线性失真，对检波输入信号要求其幅度较大，因而图象中放电路应有足够幅度的输出。

(3) 检波输出中，载频成分及其谐波成分较大，这会影响到中放电路的稳定，因而电路屏

蔽装置复杂。

(4) 由于检波非线性, 易产生色副载波和第二伴音中频的 2.07 MHz 声色差拍等干扰, 影响视频通道工作。

集成电路中采用同步检波器作为视频检波器, 可以克服上述这些缺点, 使检波性能有很大的改善。

同步检波器具有下述特点: 检波器工作在小信号状态, 检波线性良好; 输出信号中无载频成分, 仅有二次谐波成分, 故简化了电路屏蔽装置; 可降低 2.07 MHz 声色差拍干扰; 容易得到两种极性的视频输出。

在 5G39A 集成电路中, 用双差分电路来作为同步检波器。如前所述, 双差分电路的输出等于两个输入信号的乘积, 所以双差分电路实质上是一个双平衡模拟乘法器。

5G39A 中的视频同步检波器如图 9-24 所示。根据同步检波的特点, 它除了输入一个被检信号即图象中频信号外, 还须一个与图象中频信号同步的基准载波信号, 而且要求检波输出最大。为了满足上述要求, 可利用集成电路里限幅放大器并外接一个调谐回路从图象中频载波中取出基准载波信号。这种方式称为载波分离方式。

将图象中频信号 e_1 送入 Q_{11} 和 Q_{12} 的基极; 经限幅放大得到的图象中频方波 e_2 送到 Q_7 、 Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 的基极构成它们的开关信号。图 9-25 表示同步检波器的输入输出波形。在 e_2 方波作用下, $Q_7 \sim Q_{10}$ 轮流导通。例如在 e_2 的正半周, Q_7 和 Q_{10} 饱和导通, Q_8 和 Q_9 截止; 在 e_2 的负半周, Q_8 、 Q_9 饱和导通, Q_7 、 Q_{10} 截止。因此, 输出信号 e_0 在任何瞬时的幅度都和 e_1 成正比, 见图 9-25(c)。事实上, 图(c)波形是图(a)波形和图(b)波形的乘积, 即 $e_0 = e_1 \cdot e_2$ 。值得注意的是, 输出信号相当于将 e_1 全波整流, 变为二倍中频的调幅信号。若将 e_0 中的二倍中频成分滤去(实际上图(c)波形中无中频成分, 仅有其二次谐波成分), 就得到了图(d)的视频图象信号。

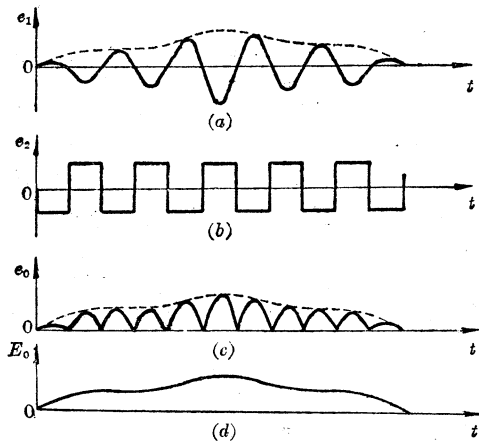


图 9-25 视频同步检波器波形

- (a) 图象中频信号
- (b) 图象中频方波
- (c) 检波输出
- (d) (c)的低频成分(视频输出)

中频限幅放大器。工作时, 图象中频信号由 ⑫、⑬ 脚输入, 并通过 ⑩、⑪ 脚外接一个 LC 谐振回路(谐振于图象中频)将图象中频载波信号中的载波信号分离出来, 加以放大和限幅成图象中频方波用作同步检波器的开关信号 e_2 , 这个信号经 Q_5 、 Q_6 缓冲输出送到 $Q_7 \sim Q_{10}$ 的基极。

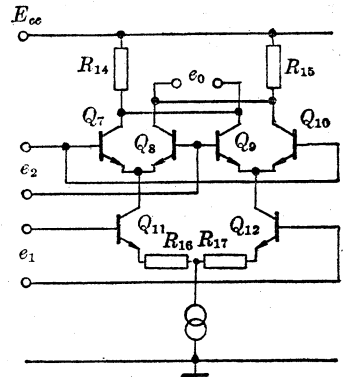


图 9-24 5G39A 中的同步检波器

视频同步检波器 5G39A 内部电路和外围电路分别如图 9-26 和 9-27 所示。

5G39A 由 19 只晶体管、4 只二极管和 26 只电阻构成。其中, Q_1 、 Q_2 和 D_2 、 D_3 组成图象

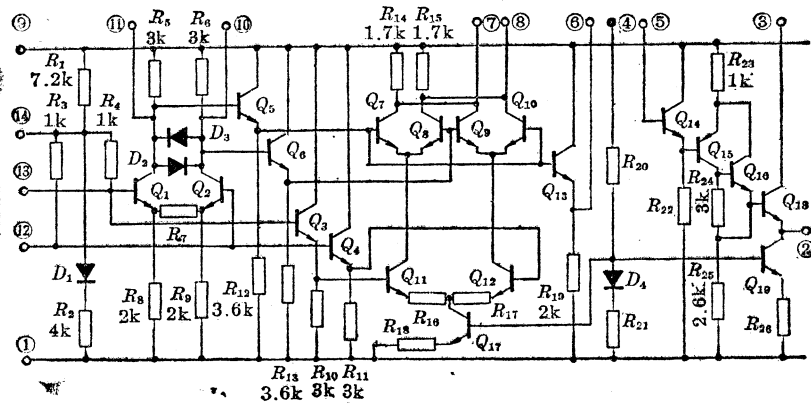


图 9-26 5G39A 内部电路

- ①—接地 ②—输出端 ③—6.5 MHz 输出或接 E_{cc} ④—输出电平调节 ⑤—预视放输入 ⑥—至 AFT
 ⑦、⑧—两种极性视频输出 ⑨— E_{cc} ⑩、⑪—外接 37 MHz 谐振网络 ⑫、⑬—中频输入 ⑭—退耦

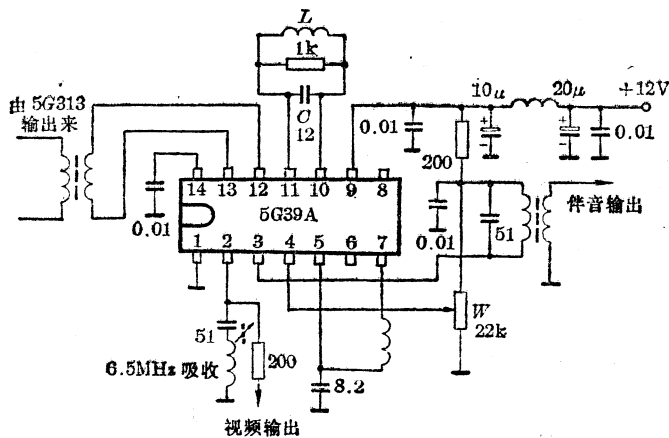


图 9-27 5G39A 的外围电路

Q_3 和 Q_4 是图象中放信号缓冲输出级。由 ⑫、⑬ 脚输入的图象中频信号也同时送到它们的基极。信号经过放大以后, 加在 Q_{11} 和 Q_{12} 的基极。根据前面分析的检波原理, 在 ⑦ 脚和 ⑧ 脚就可以得到图 9-25(c) 所示的信号。所以, 在 ⑦ 脚或 ⑧ 脚接一个 LC 滤波电路, 滤去二倍图象中频成分即可得到视频图象信号。

5G39A 中, Q_{14} 、 Q_{15} 、 Q_{16} 、 Q_{18} 、 Q_{19} 组成单独的预视放电路。如将 ⑦ 脚或 ⑧ 脚经过滤波的视频信号由 ⑤ 脚输入预视放电路, 在 ② 脚可以得到放大的视频信号。(③ 脚接电源或通过 6.5 MHz 输出变压器接电源)。图 9-27 是由 7 脚经 LC 滤波后加到 5 脚, 这时得到的是负极性视频信号, 如从 8 脚取出送到 5 脚, 得到的就是正极性视频信号。由于 Q_{14} 是一个横向 PNP 管, 其 f_T 较低, 因而对二倍中频基本上无放大作用, 所以 7 脚用简单的 LC 滤波器效果就已经很好了。此外, 为了在 2 脚获得所需的输出直流电平, 可利用一个外接电位器, 将其动接点接 4 脚(如图 9-27 中的 W), 则可通过改变 Q_{19} 的电流来改变 ② 脚电平, 电路可在 4~6 V 范围内任意调节 ② 脚的直流电平。5G39A 主要性能指标列于表 9-6。

利用载波分离方式得到载波信号不是一个完善的方法。首先, 被分离出的信号不是一个纯净的正弦波, 因而会引起同步检波误差, 但又不能为了改进载波信号的纯度而无限限制提

表 9-6 5G39A 电路主要性能指标

名称	符号	单位	测试条件	规范
工作电压范围	E_{cc}	V		9~15
静态电流	I_{cc}	mA	$V_{cc}=12\text{V}$	≤ 40
检波器增益	G_V	dB	$V_{cc}=12\text{V}, f_0=37\text{MHz}$	≥ 26
检波灵敏度	E_L	mV	$V_{cc}=12\text{V}, f_0=37\text{MHz}, \text{调制度} 80\%$	50
检波输出电压	V_{opp}	V	$V_{cc}=12\text{V}, f_0=37\text{MHz}, \text{调制度} 80\%$	1.2~1.5

高选频回路的 Q 值来压缩其频带;其次,当已调信号的调制度接近 100% 时,不能有效地分离出载波信号。而锁相式电视中放-视频检波集成电路 LM1807 中^[32],设有图象中频振荡器,并由一个锁相环路来使之与输入中频频率锁相。为了扩展捕捉范围,环路中还加有一个搜索振荡器,将一个搜索调谐信号加在调谐器本振级的变容二极管上,随时调整其频率,直到中频信号频率和图象中频振荡器的频率相同为止。环路锁定后,搜索振荡器自行断开,用这样的方法来实现不用微调选台。

三、自动频率微调集成电路

5G300 系列的自动频率微调(AFT)电路 5G36 由基准参考频率限幅放大器、相位检波器、直流放大器和内部稳压器组成,并外接一个移相网络,如图 9-28 所示。5G36 内部电路和外围电路,如图 9-29 和图 9-30 所示。

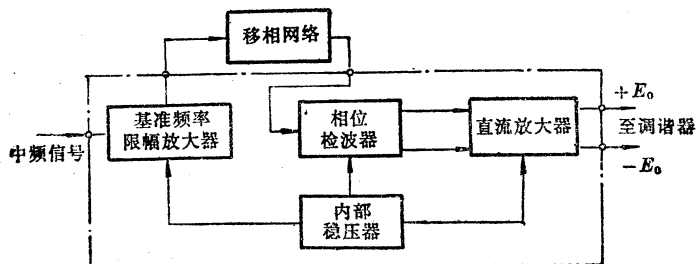


图 9-28 AFT 电路 5G36 方框图

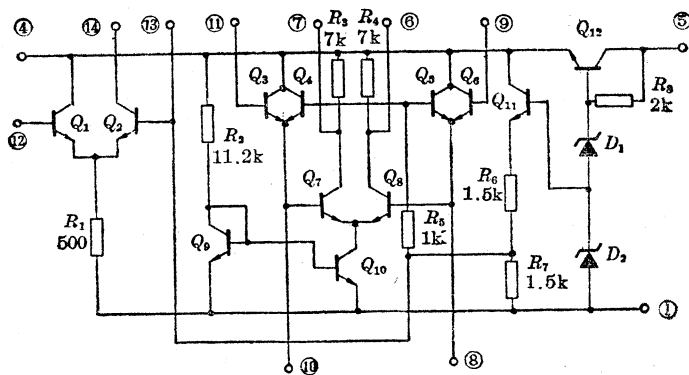


图 9-29 5G36 内部电路

- ①—接地 ④—电源退耦 ⑤— E_{cc} ⑥、⑦—AFT 输出 ⑧、⑩—高频滤波 ⑫—中频输入
⑨、⑪—鉴相信号输入 ⑬—偏置 ⑭—外接谐振线圈

5G36 的工作原理是, 将 5G39A ⑥ 脚输出的图象中频载波信号加以限幅放大, 送入相位

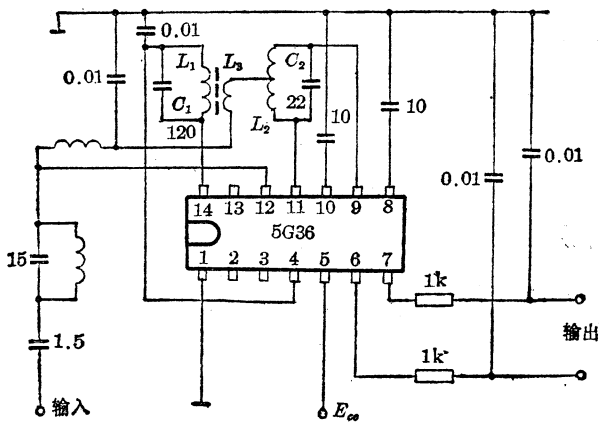


图 9-30 5G36 外围电路

Q_{10} 构成恒流源差分式直流放大器(增益 30~40 dB), 其中 Q_9 、 Q_{10} 组成典型的二极管-三极管镜象配置恒流源。 Q_{11} 、 Q_{12} 、 D_1 、 D_2 及相应电阻构成内部稳压器和偏置电路。

这个电路的关键是相位检波器即鉴相器的作用。从图 9-30 可以看到 Q_2 的集电极(14 脚)接有一个由 L_1 、 C_1 组成的调谐回路, 其谐振频率调准在 $f_0=37\text{MHz}$ 。在 5G36 的 ⑪ 脚和 ⑨ 脚, 即 Q_3 和 Q_6 的基极间接有另一个调谐回路, 其频率也调准到 37 MHz。鉴相器等效电路见图 9-31, 图中 C_0 即为 L_1 和 L_2 间的分布电容, L_3 的一端接在 L_2 的中点。 Q_3 和 Q_6 的工作电流为 Q_7 、 Q_8 基极电流的一半, 所以都处于微导通状态, 这里用 D' 和 D'' 代表 Q_3 和 Q_6 的发射结二极管, C' 、 C'' 是外接的两个 10 pF 的小电容, R' 和 R'' 分别是 Q_7 和 Q_8 的输入电阻。

如前所述, 电容耦合双调谐回路是 90° 相位超前电路。所以当图象中频载波输入信号的频率 $f_I=f_0$ 时(即本振频率准确时), e_2 将比 e_1 超前 90° , 而 e_3 和 e_1 是同相的, 所以 e_2 也超前 e_3 90° 。

在图 9-31 中, 由 D' 、 C' 、 R' 和 D'' 、 C'' 、 R'' 分别构成的两个检波回路。 D' 回路的被检电压 e' 等于 e_3 和 $e_2/2$ 的矢量和, D'' 回路的被检电压 e'' 等于 e_3 和 $-e_2/2$ 的矢量和。当 $f_I=f_0$

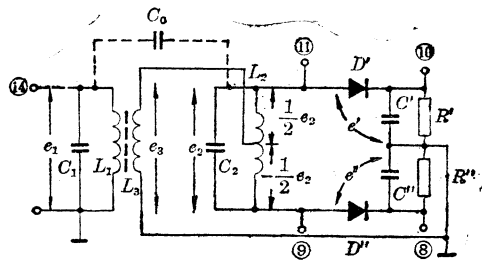


图 9-31 鉴相器等效电路

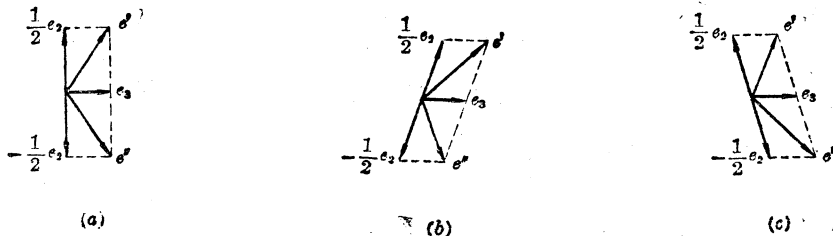


图 9-32 鉴相矢量图

(a) $f_I=f_0$ (b) $f_I>f_0$ (c) $f_I<f_0$

时,这时 e' 和 e'' 的幅度相等,如图 9-32(a) 所示,于是 ⑩脚和 ⑧脚的检波输出电压相等。而 ⑩脚和 ⑧脚正是差分式直流放大器 Q_7 、 Q_8 的两个基极的输入端,所以它的差分输出为零。

当 $f_I > f_0$ 时,双调谐回路失谐,这时 e_2 超前 e_3 的角度小于 90° , 矢量关系如图(b), 故 e' 的幅值大于 e'' 的幅值,所以 ⑩脚电位高于 ⑧脚,经差分式直流放大器放大后,使 ⑦脚直流电位低于 ⑥脚。

反之,当 $f_I < f_0$ 时,则矢量关系如图(c), ⑩脚电位低于 ⑧脚,于是 ⑦脚电位高于 ⑥脚。

综上所述,可得一条 S 形鉴频曲线如图 9-33 所示。曲线的斜率就是鉴相器的灵敏度。在 37 ± 0.05 MHz 范围内具有线性鉴频特性。

于是,当 $f_I > f_0$ 时,⑦脚电位比 $f_I = f_0$ 时下降了,将它送到电子调谐器(例如图 3-6 的电路)中的变容二极管的正极(负极接地),使其反偏减少,结电容上升,因而降低了本振频率,这样 f_I 也就随之而降低;反之,当 $f_I < f_0$ 时,⑦脚电位上升,使变容二极管反偏加深,结电容值下降,于是本振频率上升, f_I 也跟着上升,这样就完成了自动频率微调的任务。

表 9-7 列出了 5G36 主要性能指标。

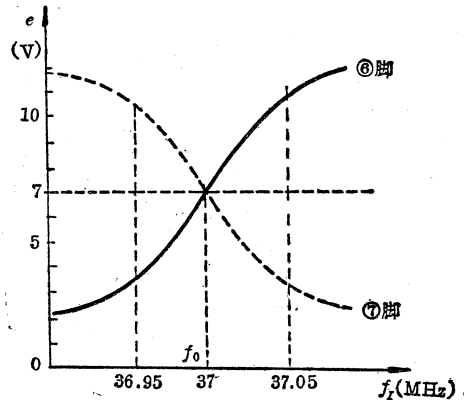


图 9-33 鉴频曲线

表 9-7 5G36 主要性能指标

参 数	符 号	单 位	测 试 条 件	规 范
工作电压	E_{cc}	V		12~20
静态电流	I_{cc}	mA	$E_{cc}=18$ V	≤ 20
工作频率	f_0	MHz	同上	37
输出直流电平	E_0	V	$E_{cc}=18$ V, 锁相时	$\geq \pm 1$
鉴相灵敏度	S	V/kHz	$E_{cc}=18$ V, $f_0=37$ MHz	0.05
输出电压摆幅	E_{0B}	V _{PP}	同上	≥ 6
输出端失调电压	E_{0S}	V	$E_{cc}=18$ V	≤ 2

第四节 集成化解码器

集成化解码电路,是分成几块集成电路来完成各部分功能的。如前所述,解码器的全部功能,除大信号输出级外,基本上都集成化了。

一、色解调集成电路

色解调集成电路 5G314 功能方框图如图 9-34 所示。

1. 概述

由于 5G314 电路功能比较完整,因而与分立电路相比,具有以下特点:

(1) 解调输出的色差信号 E_{R-Y} 、 E_{G-Y} 和 E_{B-Y} 的直流电平相同,而且电路热漂移小。因而电路输出可与视频放大级直接耦合,无需黑色电平箝位电路。

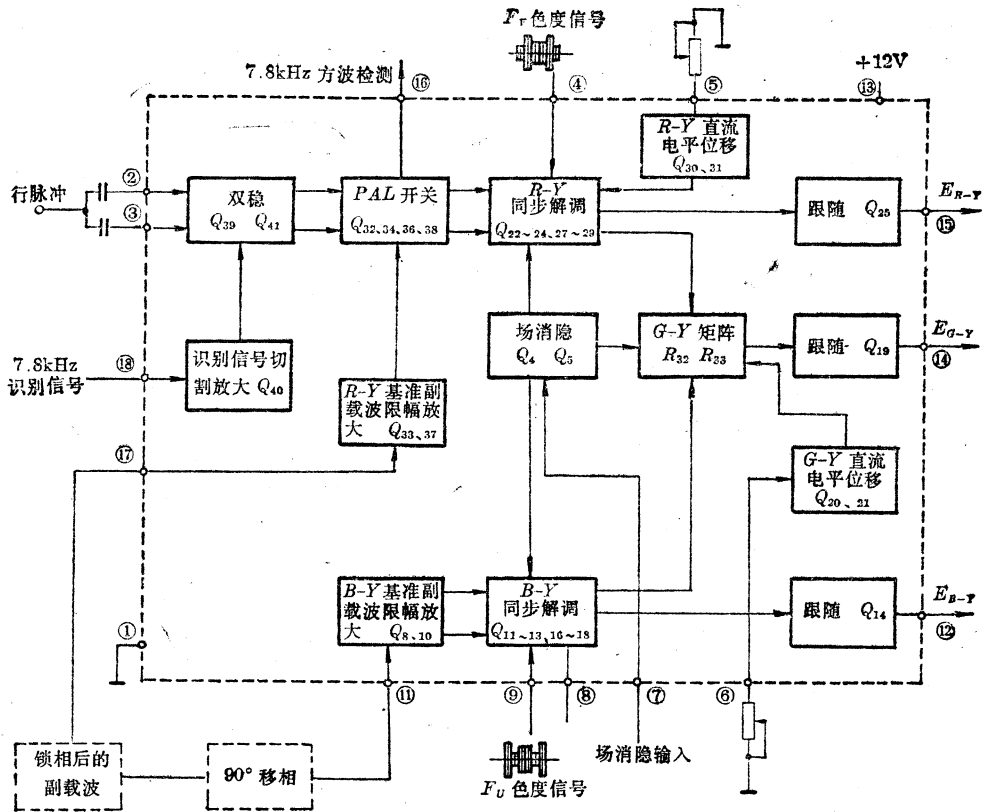


图 9-34 5G314 功能方框图

- (2) 对色副载波有较强抑制能力, 解调输出中的副载波泄漏小, 从而提高了图象质量。
- (3) 解调输出幅度较大, 可省略前置视放。
- (4) 解调器瞬态响应好, 彩色边带分明。
- (5) 外部元件少, 可靠性高, 而且电路调试简便, 便于组件化, 有利于提高整机生产效率。

图 9-34 方框图中的各个单元的作用, 已在分立元件电路中作了介绍。现扼要地说明一下 5G314 处理色度信号的主要过程, 然后再分各单元说明在集成电路中是如何完成各个功能的。

经过延时解调分离的两个色度分量 F_V 和 F_U , 分别送到 5G314 中的 $R-Y$ 和 $B-Y$ 同步解调器的输入端 ④ 脚和 ⑨ 脚。

$B-Y$ 同步解调器的基准副载波由晶振信号移相 90° 后从 ⑪ 脚引入。晶振信号则由色度信号处理电路 5G318 产生, 并锁定在滞后于色同步平均相位 90° 的相位上。⑪ 脚引入的基准副载波信号被 $B-Y$ 基准副载波限幅放大器限幅放大, 供 $B-Y$ 同步解调器解调, 解调得到的 E_{B-Y} 信号由跟随器 Q_{14} 经 ⑫ 脚输出。

$R-Y$ 同步解调器的基准副载波直接由 5G318 中的晶振输出取得, 由 ⑰ 脚送到 $R-Y$ 基准副载波限幅放大器限幅放大, 然后由 PAL 开关逐行倒相送到 $R-Y$ 同步解调器。解出的 E_{R-Y} 信号由一个跟随器 Q_{25} 从 ⑮ 脚输出。

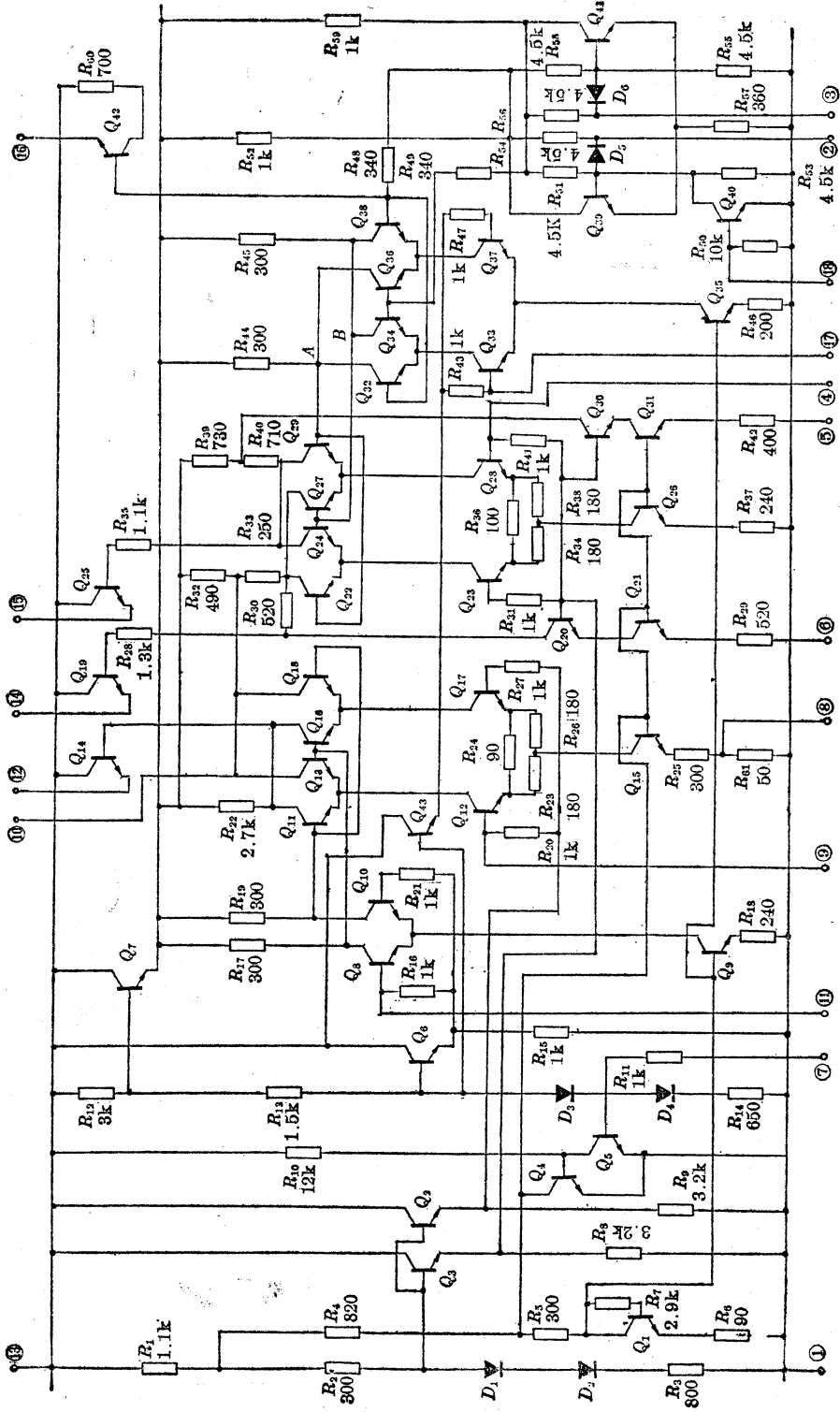


图 9-35 5G314 内部电路

①—接地 ②、③—回扫脉冲输入 ④— E_r 输入 ⑤— E_{R-r} 直流电平调节 ⑥— E_{G-r} 直流电平调节 ⑦—场消隐信号输入 ⑧— E_{A-r} 直流电平调节 ⑨— F_D 输入 ⑩— $G-Y$ 校正 ⑪— 0° 副载波输入 ⑫— E_{B-r} 输出 ⑬— E_{G-r} 输出 ⑭— E_{A-r} 输出 ⑮—PAL 平行频输出 ⑯— 90° 副载波输入 ⑰—识别信号输入

由鉴相器(在5G318中)产生的半行频识别信号从⑱脚输入,经识别信号放大器放大,单端馈入双稳态触发器的一个输入端,行反峰脉冲则从②、③两脚对双稳态电路作计数式触发。于是输出一组开关信号去驱动PAL开关,从而保证它与发送端PAL开关同步。

E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 信号在5G314 G-Y矩阵中按一定的比例合成 E_{G-Y} ,由跟随器 Q_{19} 经⑭脚输出。

在⑤脚和⑥脚分别接一个 $1\text{k}\Omega$ 电位器,可以分别调节 E_{R-Y} 和 E_{G-Y} 的输出直流电平,以此来调节显象管的白平衡。一般在 E_{R-Y} 、 E_{B-Y} 和 E_{G-Y} 三个信号中,只需调节两个信号的直流电平。如果 E_{B-Y} 输出电平太高,可将⑧脚对地短路。

5G314中还设有场消隐电路。由场同步分离级得到的负极性场消隐脉冲被送至⑦脚,去控制R-Y和B-Y两个同步解调器以及G-Y矩阵。在场消隐期间,使它们不工作,这时⑫、⑭、⑮脚均为高电平,因而使显象管截止,完成了场消隐功能。如⑦脚不加场消隐脉冲,为了使电路正常工作,应外加 $1\sim 2\text{V}$ 偏压。

5G314内部电路由43只晶体管、6只二极管和61只电阻组成,如图9-35所示。

2. 副载波限幅放大及PAL开关

由 Q_7 、 Q_6 、 Q_{43} 和二二极管 D_3 、 D_4 组成的内部稳压器,提供稳定的工作电压和偏置基准。 Q_8 、 Q_9 和 Q_{10} 构成B-Y同步解调的基准副载波(即 0° 副载波)的限幅放大器,这是一个恒流源驱动的差分放大器。 R_{17} 、 R_{19} 作为放大器的负载。放大器的输出送到B-Y同步解调器作基准开关信号。 Q_{33} 、 Q_{35} 和 Q_{37} 构成R-Y同步检波器的基准副载波限幅放大器。其负载是通过PAL开关 Q_{32} 、 Q_{34} 、 Q_{36} 和 Q_{38} 交替连接的集电极电阻 R_{44} 和 R_{45} 。

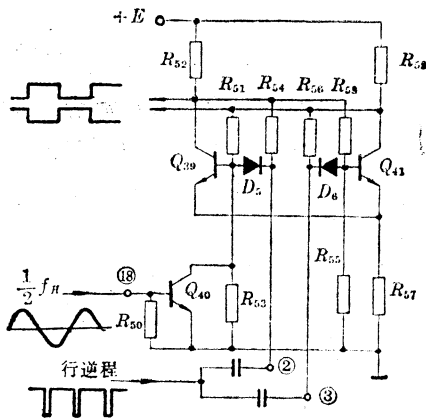


图 9-36 识别电路

双稳态电路 Q_{39} 、 Q_{41} 与 Q_{40} 构成倒相识别电路,如图9-36所示。电路在行逆程脉冲和识别信号(主控)作用下,向PAL开关输出一对极性固定的开关方波。

逐行倒相和识别的功能说明如下(参阅图9-35和9-36):由5G318中的晶体振荡器送来相位锁定的R-Y基准副载波信号加到5G314的⑰脚,经 Q_{33} 、 Q_{37} 放大后送到PAL开关两对晶体管(Q_{32} — Q_{34} 、 Q_{36} — Q_{38})的公共射极端。同时,来自行扫描电路的逆程脉冲加到双稳态触发器的输入端②、③脚,使 Q_{39} 和 Q_{41} 交替导通,周期为 $2T_H$,频率是 7.8kHz 。当 Q_{41} 集电极为高电位而 Q_{39} 集电极为低电位时,PAL

开关中的 Q_{34} 、 Q_{36} 导通, Q_{32} 、 Q_{38} 截止。此时 Q_{33} 集电极的R-Y基准副载波信号经 Q_{34} 送至负载 R_{45} , Q_{37} 集电极的R-Y基准副载波信号经 Q_{36} 送至负载 R_{44} ,因而在图中A、B两点间,输出一个被 Q_{33} 、 Q_{37} 限幅放大的R-Y基准副载波信号去驱动R-Y同步解调器。在此状态下,A点的副载波信号与输入端⑰的副载波同相位,而B点则与⑰反相位;在另一状态下,即 Q_{41} 集电极为低电位而 Q_{39} 集电极为高电位时, Q_{34} 、 Q_{36} 截止, Q_{32} 、 Q_{38} 导通,此时 Q_{33} 集电极信号经 Q_{32} 至 R_{44} ,而 Q_{37} 集电极信号经 Q_{38} 至 R_{45} ,使A点信号与⑰脚信号反相,B点与之同相。这就相当于每隔一行时间将A、B点间的R-Y基准副载波倒相一次,完成了逐行倒相的功能。

不仅如此,在彩色电视机中, $R-Y$ 基准副载波的逐行倒相还必须和发送端的 PAL 开关同步。这个功能有一部分是在 5G318 中完成的,即利用发射机送来的色同步信号与本机副载波信号鉴相,取出一个半行频($\frac{1}{2}f_H$)识别信号送到 5G314 的 ⑱脚,由 Q_{40} 进行放大去控制双稳态 Q_{39} 、 Q_{41} 的翻转极性,即对其进行外同步。当 ⑱脚的半行频识别信号极性为正时, Q_{40} 饱和导通,从而迫使 Q_{39} 截止,用这种方法来克服双稳态输入极性的随机性。

从上面的分析可以看到,集成解码器的上述功能和分立元件解码器在基本原理上是完全相同的,只不过具体电路技术不同而已,所以有关过程不再赘述。

在 5G314 中, $B-Y$ 和 $R-Y$ 副载波限幅放大器的输入限幅阈值是 52 mV,增益约 20 dB,输出的限幅电压约 600 mV。⑳脚用来检测 PAL 开关。

3. 同步解调电路

如前所述,双差分电路是一个双平衡模拟乘法器。事实上,将两个相位差为 φ 、频率相同的信号送到一个相乘器中,所得到的输出正比于相位差 φ 的余弦。设这两个输入信号为:

$$e_1 = E_1 \sin \omega t \quad (9-38)$$

$$e_2 = E_2 \sin(\omega t + \varphi) \quad (9-39)$$

而输出电压 e_0 为:

$$e_0 = e_1 \cdot e_2 = E_1 \sin \omega t \cdot E_2 \sin(\omega t + \varphi) = E_1 E_2 \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) \quad (9-40)$$

利用三角中的积化和差公式,将(9-40)式变为

$$e_0 = E_1 E_2 [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] / 2 \quad (9-41)$$

用一个低通滤波器,滤去二次谐波分量,所得的低频输出就是:

$$E_0 = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos \varphi \quad (9-42)$$

如果(9-39)式中的 e_2 是色度信号,则 E_2 就是色差信号; e_1 是基准副载波, E_1 为常数。那末,输出电压 E_0 就是一个与色差信号成正比的电压,其大小与 φ 有关。当 $\varphi=0^\circ$ 时(即 e_1 和 e_2 同步时),输出最大; $\varphi=90^\circ$ 时(即 e_1 和 e_2 正交时),输出为零; $\varphi=180^\circ$ 时,输出与 $\varphi=0^\circ$

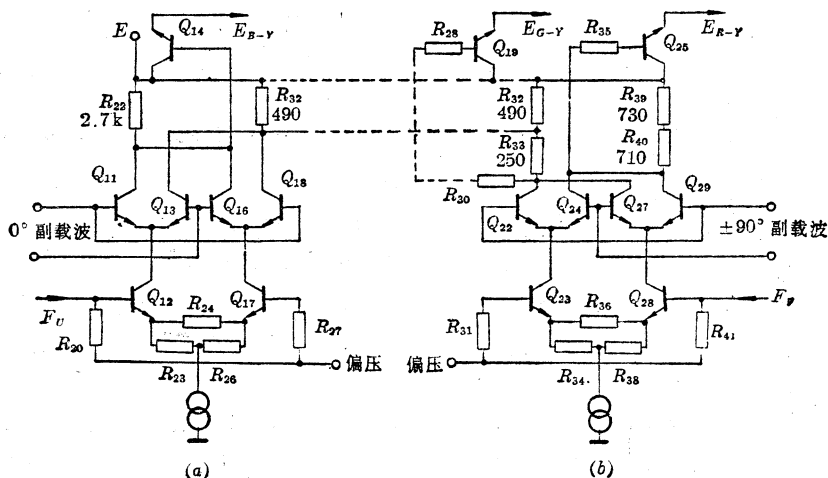


图 9-37 同步解调器

(a) $B-Y$ 同步解调器 (b) $R-Y$ 同步解调器

时反相。这正是同步检波器的主要特性。因此,任何一个相乘器均可用作同步解调器。

5G314 中有 $B-Y$ 和 $R-Y$ 两个同步解调器,每个解调器都由 7 只晶体管和二极管-三极管镜象恒流源中的二极管组成,其中二极管 Q_1 是公共的。 $Q_{11} \sim Q_{13}$ 、 $Q_{16} \sim Q_{18}$ 构成 $B-Y$ 同步解调器,其中 Q_{12} 和 Q_{17} 作为色度分量 F_U 的放大器(见图 9-37(a)), Q_{11} 、 Q_{13} 、 Q_{16} 和 Q_{18} 是同步开关,它的基极输入信号是 Q_8 和 Q_{10} 限幅放大的 $B-Y$ 基准副载频方波。解调输出由 Q_{11} 、 Q_{16} 的公共负载电阻 R_{22} 上取出送到 Q_{14} 基极,由 Q_{14} 射极输出,所以 ⑫ 脚输出一个 E_{B-Y} 色差信号。

$R-Y$ 同步解调器由 $Q_{22} \sim Q_{24}$ 、 $Q_{27} \sim Q_{29}$ 组成(见图 9-37(b))。④ 脚输入的色度分量 F_V 送到 Q_{28} 的基极,被差分放大器 Q_{23} 、 Q_{28} 放大。 Q_{22} 、 Q_{24} 、 Q_{27} 和 Q_{29} 是同步开关,它们的基极输入信号是 A 、 B 两点送来的逐行倒相 $R-Y$ 基准副载频方波。这两个信号在这里相乘,于是,在 Q_{24} 和 Q_{29} 的公共集电极负载电阻 $R_{39} + R_{40}$ 上取出解调输出,由 Q_{25} 跟随器从 ⑮ 脚取出 E_{R-Y} 信号。

4. $G-Y$ 矩阵

由(1-14)式,得

$$E_{G-Y} = -0.51E_{R-Y} - 0.19E_{B-Y} \quad (9-43)$$

从图 9-37 中可以看到, $B-Y$ 同步解调有两个输出臂 R_{22} 和 R_{32} , R_{22} 的解调输出被送到 ⑫ 脚, R_{32} 也应产生一个相应的 E_{B-Y} 色差信号,其极性与 R_{22} 正好相反。根据(9-20)式,差分放大器的输出在数值上等于其跨导与负载电阻的乘积,则两臂上的输出电压与相应的负载电阻成正比。如果 R_{22} 上的输出电压是 E_{B-Y} ,则 R_{32} 上的输出电压就是:

$$-(R_{32}/R_{22})E_{B-Y} = -(490\Omega/2700\Omega)E_{B-Y} = -0.19E_{B-Y}$$

式中“负”号表示两臂上的输出电压反相。

从图 9-37 中还可以看到, $R-Y$ 同步解调器除了输出到 ⑮ 脚的一臂 ($R_{39} + R_{40}$) 外,还有另一臂 ($R_{32} + R_{33}$),根据同样的道理,如果 ($R_{39} + R_{40}$) 上的输出电压为 E_{R-Y} ,则 ($R_{32} + R_{33}$) 上的输出电压为

$$\begin{aligned} & -[(R_{32} + R_{33})/(R_{39} + R_{40})]E_{R-Y} \\ & = -[(490\Omega + 250\Omega)/(730\Omega + 710\Omega)]E_{R-Y} = -0.51E_{R-Y} \end{aligned}$$

所以,送到 Q_{19} 去的信号正好符合(9-43)式的要求。因此,⑭ 脚由跟随器 Q_{19} 输出 E_{G-Y} 色差信号。在 ⑫、⑭、⑮ 脚须外接低通滤波器,滤去二倍副载波频率成分。

此外,为了满足整机对于自由调节色差信号输出直流电平的需要,5G314 中还设置了 E_{G-Y} 直流电平调节电路 Q_{20} 、 Q_{21} 和 E_{R-Y} 直流电平位移电路 Q_{30} 、 Q_{31} 。其中, Q_{21} 和 Q_{31} 是两个恒流源,二极管 Q_1 与 Q_{21} 和 Q_{31} 组成镜象电路。 Q_{21} 和 Q_{31} 的发射级分别经过电阻 R_{29} 和 R_{42} 后由 ⑥ 脚和 ⑤ 脚引出,并各外接一个电位器到地。调节这两个电位器,可以改变直流负反馈量,因而改变了它们的集电极电流。使 Q_{19} 和 Q_{25} 基极电流发生变化,所以也就调节了 E_{R-Y} 和 E_{G-Y} 输出的直流电位。

5. 场消隐电路

场消隐脉冲由 ⑦ 脚引进 Q_5 的基极。当场消隐负脉冲未到来时, Q_5 基极为正电位, Q_5 饱和导通, Q_4 截止,对电路没有影响。当负脉冲到来时, Q_5 截止, Q_4 饱和导通,其集电极电位接近零值,这样就使 Q_{15} 、 Q_{21} 、 Q_{26} 和 Q_{31} 四个恒流源全部切断,因而两个同步解调器和 $G-Y$ 矩阵便停止工作,所以 Q_{14} 、 Q_{19} 和 Q_{25} 的基极均为高电位,⑫、⑭、⑮ 三脚也随之

为高电位,使显象管三个阴极都是高电位,于是显象管在场消隐期间截止。此时,由于恒流源晶体管 Q_9 和 Q_{35} 的基极接地故两个副载波限幅放大器也停止工作。

5G314 主要性能指标列于表 9-8。

表 9-8 5G314 主要性能指标($E_{cc}=12V$)

参 数	符 号	单 位	规 范
工作电压	E_{cc}	V	10~14
功耗	P_{c0}	mW	≤ 400
半行频识别信号(PP)	E_{PAL}	V	4
副载波电压增益	G_{SC}	dB	20
工作频率	f_0	MHz	4.43 ± 1
色差信号输出电平		V	5.8~7
解调输出(PP)	E_{R-Y}	V	3
	E_{B-Y}	V	4
	E_{G-Y}	V	2

二、色信号处理和副载波再生集成电路

5G318 包括两级色度放大器、色度和色同步信号分离、ACC、ACK 和一个 APC 型色副载波再生电路,如图 9-38 所示。彩色全电视信号(FBAS)由 ③ 脚进入第一色度放大器,经两级色度放大以后,在 ⑨ 脚输入的行逆程信号作用下,分离为正程期的色度信号和逆程期的色同步信号。其中色度信号经过色饱和度控制和 ACK 电路的处理,自 ⑳ 脚输出给分立元件的延时解调器。饱和度调节和 ACK 电压分别由 ⑲ 脚和 ⑧ 脚进入 5G318。色同步信号被分离后送入鉴相器与 5G318 产生的晶振信号锁相,被锁定的基准副载波自 ⑮ 脚输出。同时,⑪ 脚还输出一个半行频(7.8kHz)识别信号。

5G318 由 46 只晶体管、15 只二极管和 59 只电阻组成,如图 9-39 所示。

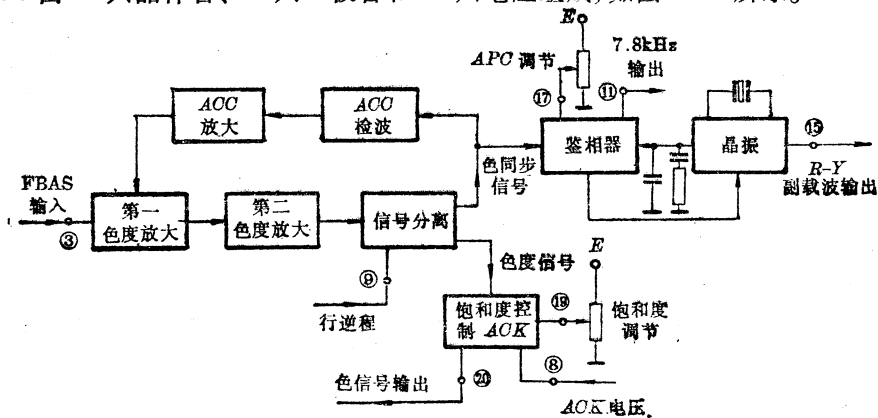


图 9-38 5G318 功能方框图

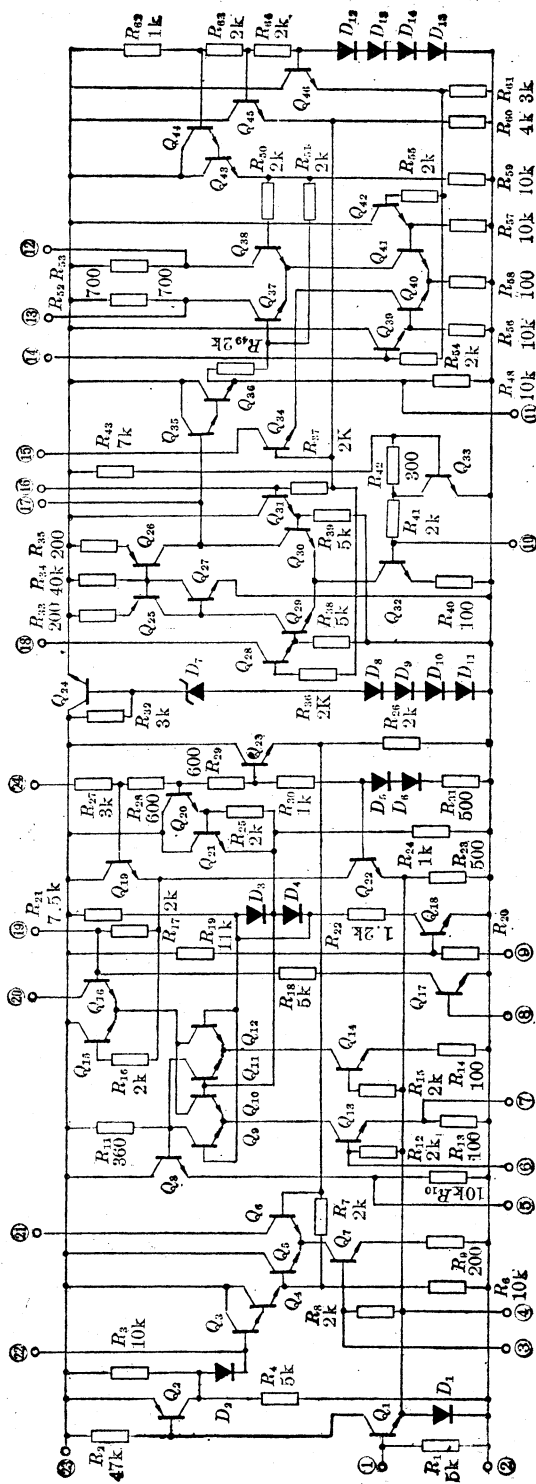


图 9-39 5G318 内部电路*

- ①—色同步输入 (ACC) ②—接地 ③—FBAS 输入 ④—退耦 ⑤—色同步输出 ⑥—第二色度放大输入 ⑦—外接阻容电路 ⑧—ACX 输入
- ⑨—行逆程输入 ⑩—色同步输入 (鉴相) ⑪—识别信号输出 ⑫—外接谐振回路或移相网络 ⑬—副载波输出负载 ⑭—鉴相输入
- ⑮—APC 调节 ⑯—退耦 ⑰—饱和度调节 ⑱—色度输出 ⑲—外接谐振回路 ⑳—ACC 滤波 ㉑、㉒— E_{cc}

* 管脚编号是作者加的。

1. 第一色度放大和 ACC 电路

该电路如图 9-40 所示。其中 $Q_1 \sim Q_4$ 和 D_1 、 D_2 等组成 ACC 检波和放大电路， $Q_5 \sim Q_6$ 是第一色度放大电路， Q_6 的集电极外接一个电容耦合双调谐回路，构成一个带通放大器。它从③脚输入的彩色全电视信号中选出色度信号，由外电路耦合到第二色度放大级。

第一色度放大电路是前面讲过的可控增益差分放大器，对色度信号而言，它是一个共射-共基电路。在 Q_5 的基极加一个 AGC 控制电压，就能通过改变两只差分晶体管的电流比而引起增益控制作用。

电路工作时，由 5G318 的色同步选通电路选出的色同步信号自⑤脚输出(图 9-41)，再送回①脚进入 ACC 电路(图 9-40)。 Q_1 的发射极上接有二极管 D_1 ，要求 Q_1 和 D_1 的正偏都要大于 0.7V，即 Q_1 基极电位必须大于 1.4V， Q_1 才处于导通状态。因此，经过电容 C_1 隔直耦合到 Q_1 基极的色同步信号幅度必须大于 $2.8V_{PP}$ ， Q_1 中才会有电流流过。这个电流在 Q_1 集电极负载电阻上引起的压降通过 Q_2 放大、 D_2 检波，由②脚外接的电容 C_2 滤波，就得到一个直流电压，其大小与色同步信号的幅度成比例。这一直流电压经复合管 Q_3 、 Q_4 组成的跟随器输送到 Q_5 的基极，用来控制第一色度放大器的增益。

由色度放大器和 ACC 电路组成的闭合环路自动调整了色度放大器的增益(此环路在图 9-40 中并未画全，它还应包括第二色度放大、色同步选通电路)。由于电路具有较高的环路增益，故将色度信号的幅度稳定在一定值，这时 Q_1 基极的色同步信号幅度保持在 $2.8V_{PP}$ 。

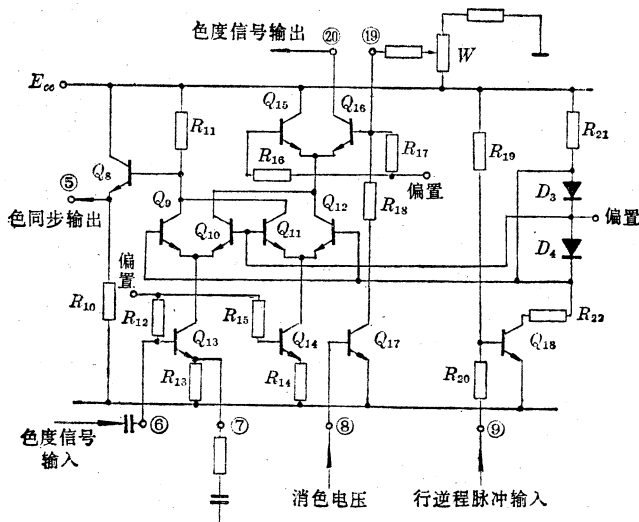


图 9-41 第二色度放大、色同步选通、色同步消隐电路

脚输入到 Q_{18} 的基极。在行逆程脉冲持续期， Q_{18} 截止。图中 D_3 、 D_4 连结点处的直流偏置

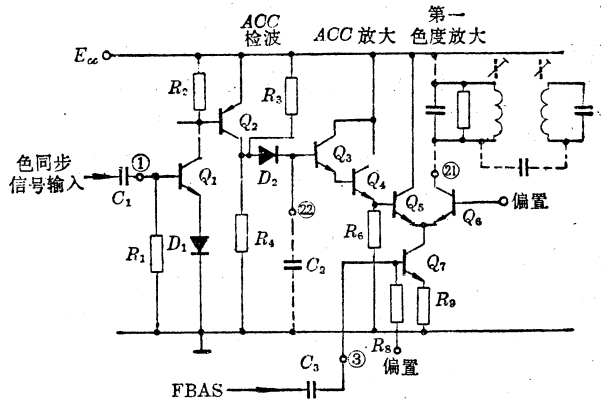


图 9-40 第一色度放大和 ACC 电路

由于这个值仅由 Q_1 和 D_1 的导电电平决定而与其它参数无关，所以色度放大器输出的色度信号的幅度十分稳定(5G318 特性表给出的色同步信号幅度为 $2.6V_{PP}$)。

2. 第二色度放大、色同步选通、色同步消隐电路

该电路如图 9-41 所示。第一色度放大器放大的色度信号由⑥脚送到 Q_{13} 基极进行放大。色同步选通和色同步消隐门电路由 Q_{13} 、 Q_9 、 Q_{10} 、 Q_{18} 和 D_3 、 D_4 构成。电路工作时，行逆程负脉冲自⑨

电压是低于 E_{cc} 的。所以 Q_{18} 的截止将使 D_3 导通、 D_4 截止，这样就使 Q_9 导通、 Q_{10} 截止。因此，在行逆程持续期，⑥脚色度信号引起的 Q_{13} 的集电极电流全部通过 Q_9 ，在 R_{11} 上造成一个压降，经跟随器 Q_8 由⑤脚输出色同步信号，因为⑨脚的行逆程脉冲已由外电路延时，故与⑥脚色度信号逆程期的色同步信号是同时的。

当行逆程脉冲过去以后， Q_{18} 基极为高电位， Q_{18} 饱和导通，其集电极电位几乎下降到零，于是 D_4 导通、 D_3 截止。这时 Q_9 截止， Q_{10} 导通。 Q_{13} 的电流全部流过 Q_{10} ，所以⑤脚不出现正程期的色度信号。正程期的色度信号通过 Q_{13} 、 Q_{10} 送到另一个可控增益差分放大器 Q_{15} 、 Q_{16} 的公共射极端，然后在 Q_{16} 集电极(⑳脚)外接的负载上输出。通过一个外接色饱和度电位器来改变 Q_{16} 的基极电位(㉑脚)，这样就改变了 Q_{15} 和 Q_{16} 中的电流分配比，从而控制了㉑脚输出的色度信号的幅度。

由此可见，色同步消隐和色同步选通两个电路能自动将色度信号和色同步信号进行分离。

为了维持直流电平的平衡，电路采用了双差分结构，增加了 Q_{11} 、 Q_{12} 、 Q_{14} 三只晶体管。因 Q_{13} 管的射极电阻 R_{13} 等于 Q_{14} 的射极电阻 R_{14} (都是 100Ω)，基极偏置电路也一样，故静态电流 $I_{c13} = I_{c14}$ 。当 Q_9 、 Q_{12} 截止、 Q_{10} 、 Q_{11} 导通时，流过 R_{11} 的直流电流为 I_{c14} ，而流入 Q_{15} 、 Q_{16} 射极的直流电流为 I_{c13} ；当 Q_9 、 Q_{12} 导通， Q_{10} 、 Q_{11} 截止时，流过 R_{11} 的直流电流为 I_{c13} ，流入 Q_{15} 、 Q_{16} 射极的直流电流是 I_{c14} 。这样，无论是正程期还是逆程期，⑤脚和㉑脚输出信号的直流电平是恒定的。

图 9-41 的电路还包括自动消色(ACK)作用。从⑧脚输入消色电压(由外电路将 5G318 产生的识别信号整流反相获得)，当正常接收彩色节目时，⑧脚送来一个低电位，使 Q_{17} 截止，对上述分析无影响；当色信号很弱或接收黑白节目时，⑧脚输入一个高电位，使 Q_{17} 饱和导通。这差不多等于将 Q_{16} 的基极接地，从而使其截止，于是无色信号输出。

3. 鉴相器

集成电路鉴相器采用差分电路，如图 9-42 所示。图中， Q_{29} 和 Q_{30} 组成差分放大器， Q_{32} 、 Q_{33} 是它的二极管-三极管镜像配置恒流源。 $Q_{25} \sim Q_{27}$ 组成差分放大器的有源负载，由于它的动态电阻很大，因此提高了鉴相器的灵敏度。

在图 9-42 中，设 i_1 、 i_2 分别为 Q_{29} 、 Q_{30} 的集电极电流， i_1 和 i_2 分别为 Q_{25} 和 Q_{26} 的集电极电流， i_0 为鉴相器输出电流。设 Q_{25} 、 Q_{26} 的参数完全相同，它们的共发电流放大倍数为 β ， Q_{27} 的共发电流放大倍数则为 β_1 。考虑到 Q_{25} 和 Q_{26} 的发射极电阻相同(见图 9-39)，基极又接在一起，所以，可以认为它们的基极电流都等于 I_b ，而 R 又是一个 $40\text{k}\Omega$ 的大电阻，故 Q_{27} 的发射极电流为 $2I_b$ ，基极电流就是

$$\frac{2I_b}{1 + \beta_1}$$

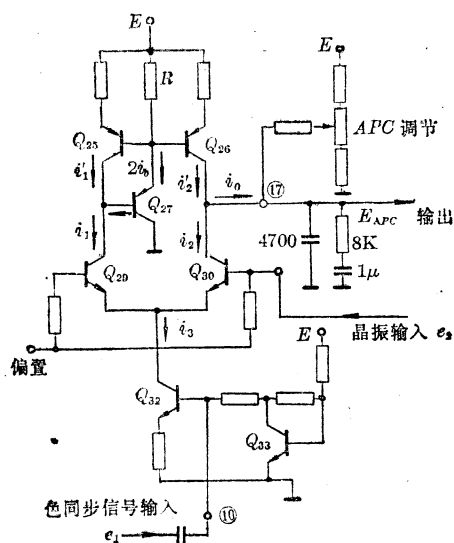


图 9-42 鉴相器

既然 Q_{25} 和 Q_{26} 参数、偏置相同, 所以集电极电流也应该相等, 即

$$i_2 = i_1' \quad (9-44)$$

于是

$$i_1 = i_1' + \frac{2I_b}{1+\beta_1} = i_1' \left[1 + \frac{2}{\beta(1+\beta_1)} \right] = i_2' \left[1 + \frac{2}{\beta(1+\beta_1)} \right] \doteq i_2' \quad (9-45)$$

由于 $\beta(1+\beta_1)$ 是一个很大的数, 所以用 i_2' 代替 i_1 带来的误差是极小的。这说明 Q_{26} 和 Q_{29} 的集电极电流相等, 因而鉴相器的输出电流 i_0 为:

$$i_0 = i_2' - i_2 = i_1 - i_2 \quad (9-46)$$

即鉴相器输出电流等于两只鉴相管集电极电流之差。有了这个关系, 下面就可以来定性地分析鉴相器的输出和输入的关系。

图 9-42 画出了鉴相器两个输入信号的引入点。它们分别是色同步信号 e_1 和本机副载波信号 e_2 。对照图 9-39 可以看到, 5G318 中晶体振荡器产生的本机副载波信号 e_2 是由 ⑩脚即 Q_{31} 的基极引入, 经 Q_{31} 射极输出, 加在 Q_{30} 的基极上。 Q_{31} 和 Q_{28} 提高了差分放大器 Q_{29} 、 Q_{30} 的输入阻抗, 并且减小了鉴相器给本振造成的负担。图 9-41 电路产生的色同步信

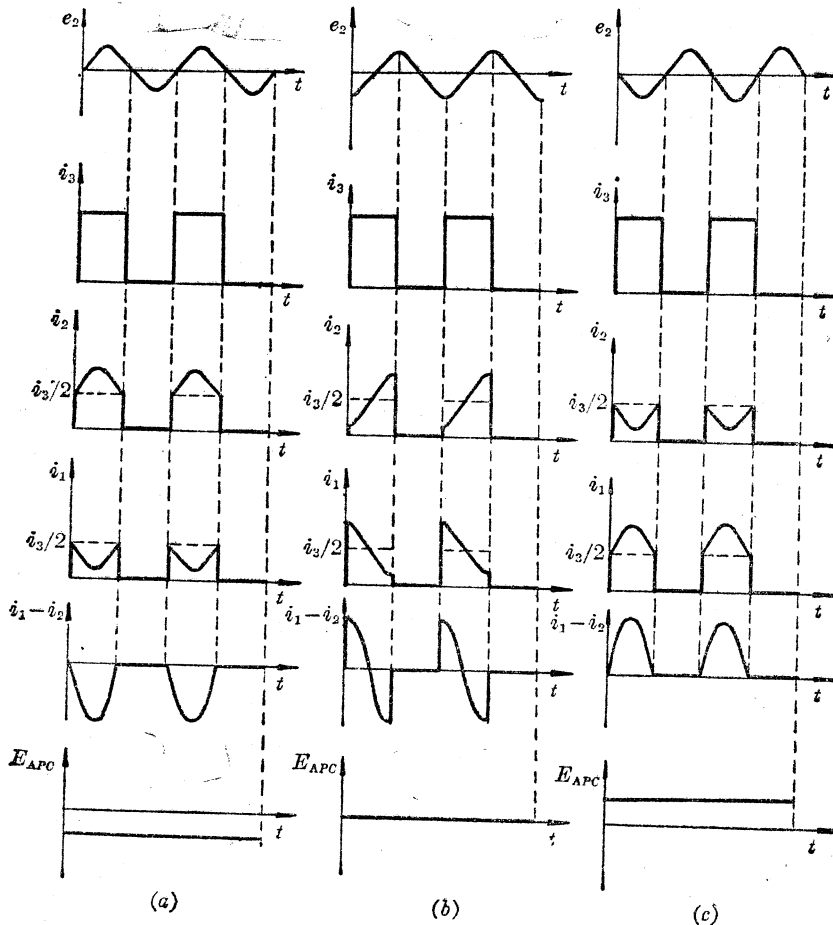


图 9-43 鉴相器波形

(a) e_1 和 e_2 同相时 ($\varphi=0$) $E_{APC} < 0$ (b) e_1 和 e_2 正交时 ($\varphi=90^\circ$) $E_{APC}=0$ (c) e_1 和 e_2 反相时 ($\varphi=180^\circ$) $E_{APC} > 0$

号 e_1 由⑤脚输出,送到⑩脚,加在鉴相器的 Q_{32} 的基极上。由于它的幅度很大($2.6V_{PP}$),故可以认为 Q_{32} 的集电极电流 i_3 是副载波频率的方波,设方波幅度为 I_3 。鉴相器的输出是从⑰脚得到的,经过外接的双时间常数低通滤波器滤波后得到一个调整信号送回到本机晶体振荡器去控制其频率和相位。

图9-43画出了在三种特殊情况时,鉴相器输入输出信号的波形。在任何情况下, i_1 和 i_2 之和应等于 i_3 (忽略集电极电流和发射极电流之间的差别)。显然,当没有 e_2 输入时, $i_1=i_2=i_3/2$, $i_0=i_1-i_2=0$ 。

(1) 在 e_1 的正半周(Q_{32} 饱和), i_3 是一个常数 I_3 ;在 e_1 的负半周(Q_{32} 截止),

$$i_1=i_2=i_3=0;$$

(2) 在 Q_{32} 导通的半周内, i_1 和 i_2 是差动变化的,当 e_2 为正半周时, i_2 、 i_1 在 $I_3/2$ 的基础上分别按 e_2 的变化规律增加、减少;在 e_2 的负半周, i_2 、 i_1 变化与上述相反。综上所述不论何时,何种情况, i_1 增加(减少)多少, i_2 就减少(增加)多少,因为在此半周内,两者之和 i_3 是不变的,所以 i_2 和 i_1 只好差动变化;

(3) 输出电流 i_0 是 i_2 和 i_1 的差值。在数值上,它等于 i_1 (或 i_2)相对其静态值 $I_3/2$ 的增量的2倍。根据(9-46)式,其极性应与 i_1 相同。

(4) i_0 在输出端外接的低通滤波器滤去副载波成分以后,就是送到晶体振荡器去的调整电压 E_{APC} ,它应正比于 i_0 的直流分量。

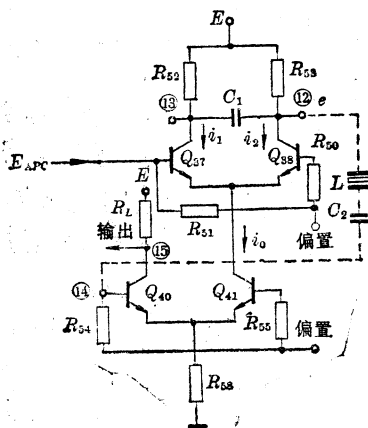


图9-44 压控晶体振荡器

可以证明,当 φ 为任意值时, $E_{APC} = -E \cos \varphi$,其中 E 为某一常数。这说明它具有图5-11所示那种鉴相特性。

4. 压控晶体振荡器(VCO)

压控晶体振荡器也采用差分电路,如图9-44所示。图中,晶体和电容 C_1 、 C_2 是外接元件。⑮脚外接一个副载波谐振回路,其谐振阻抗在图9-44中以 R_L 表示。

这个电路产生振荡的原理是, Q_{38} 集电极⑫脚的信号 e 通过外接的 L (晶体)、 C_2 串联谐振回路反馈到 Q_{40} 的基极,构成正反馈,于是产生振荡,振荡频率就是串联谐振回路的固有频率。采用了晶体以后使振荡频率十分稳定。

锁相环路中的振荡器还应该是压控振荡器(VCO),它必须在鉴相器输出的控制电压 E_{APC} 作用下,改变振荡频率和相位。

鉴相器自⑰脚输出的调整电压由集成电路内部直接加到复合管 Q_{35} 、 Q_{38} 的基极,这个复合管是一个射极跟随器,它将调整电压送到 Q_{37} 的基极。由于⑰脚外接双时间常数低通滤波器,所以,这个调整信号就是图9-43中的 E_{APC} 。当 $E_{APC}=0$ 时(这时晶振信号与色同步信号同相), Q_{37} 和 Q_{38} 处于平衡状态,其集电极电流 $i_1=i_2$ 。当 $E_{APC} \neq 0$ 时, i_1 和 i_2 的比例将发生变化。

Q_{37} 和 Q_{38} 的集电极上跨接着一个电容 C_1 ,它和 Q_{37} 、 Q_{38} 集电极负载电阻 R_{52} 、 R_{53} 组成RC移相网络,如图9-45所示。它使 Q_{38} 集电极的电压 e 产生相移,从而使反馈到图9-44中 Q_{40} 基极的信号产生相移。或者从另一个角度看,这时 Q_{38} 集电极对地有一个等效的可变电抗分量,它是并联在反馈网络上的,因此就改变了本机晶振信号 e_2 的频率和相

位。

参阅图 9-45, 图中用电流源代替 Q_{37} 和 Q_{38} , 流过 R_{53} 的电流 i 由 i_1 和 i_2 组成, 设 $R=R_{52}=R_{53}$, 则 $e=iR$ 。

i_1 在 A 点分成两个支路, 各支路上的电流大小正比于各支路的导纳。 R_{52} 支路的导纳为 $\frac{1}{R}$, C_1 和 R_{53} 串联支路的导纳为 $\frac{1}{R-jx_c}$, 其中 $x_c=\frac{1}{\omega C}$ 是 C 的电抗。所以, i_1 在 R_{53} 上的分流为

$$[1/(R-jx_c)]i_1/[1/R+1/(R-jx_c)] = Ri_1/(2R-jx_c)$$

同理, i_2 在 R_{53} 上的分流为

$$(i_2/R)/[1/R+1/(R-jx_c)] = (R-jx_c)i_2/(2R-jx_c)$$

于是

$$e=iR = [Ri_1/(2R-jx_c) + (R-jx_c)i_2/(2R-jx_c)]R \quad (9-47)$$

这个电压的相角为

$$\phi = \text{tg}^{-1}\{x_c R(i_1 - i_2) / [2R^2 i_1 + (2R^2 + x_c^2) i_2]\} \quad (9-48)$$

由此, 并参照图 9-43、9-44, 可得如下推论:

(1) 当晶振信号 e_2 与色同步信号(色同步信号的平均分量,下同) e_1 正交, e_2 比 e_1 滞后 90° 相位时, $E_{APC}=0$, $i_1=i_2$, 这时电压 e 的相角 $\phi=0$, 这说明移相网络呈纯电阻性, 因此反馈网络 L 、 C_2 也应呈纯电阻性。于是晶振输出信号的频率等于晶体的固有频率。

(2) 当 e_2 滞后于 e_1 的相角大于 90° 时, $E_{APC}>0$, 这时图 9-44 中 Q_{37} 基极电位高于 Q_{38} 基极电位, 于是 $i_1>i_2$, 根据(9-48)式, $\phi>0$, 这说明 ⑫ 脚的信号 e 的相位比状态(1)超前。但振荡器起振的条件必须是 Q_{38} 集电极反馈到 Q_{40} 基极的相位与原来 Q_{40} 基极的相位相同才能构成正反馈, 所以, 反馈网络应该呈感性。因为, 反馈网络的感抗与 Q_{40} 的输入电阻构成一个图 5-27(c) 所示的相位滞后电路, 把移相网络超前的相角抵销, 才能维持振荡。

前已述及, 晶体在振荡器中本来就工作在感性区, 由图 5-13(b) 可见, 要增加它的感抗, 必须提高振荡频率。而晶振信号频率提高的结果会使 e_2 的相位超前, 从图 9-43 来看, 这无非是使图(c)向图(b)过渡, 直到 e_2 比 e_1 滞后 90° 的稳定平衡状态。

(3) 反之, 当 e_2 滞后于 e_1 的角度小于 90° 时, $E_{APC}<0$, 由于 $i_1<i_2$, $\phi<0$, Q_{38} 集电极上的信号 e 的相位比状态(1)滞后, 因此反馈回路呈容性, 故晶振频率下降, 使 e_2 相位滞后。这样也向上述稳定平衡状态过渡。

可以证明, e_2 比 e_1 超前 90° 也是一个平衡点, 因为这时 E_{APC} 也等于零, 但它不是一个稳定的平衡点。

如果考虑到色同步信号的断续性和相位的摇摆性, 从上述分析中可以看出, 在相邻两行内 E_{APC} 的极性也是相反的, 并且逐行交替, 所以, 鉴相器除产生一个调整电压以外, 还同时产生一个 7.8kHz 识别信号, 通过 Q_{35} 、 Q_{36} 复合管射极跟随器从 ⑪ 脚输出, 经过分立元件电路放大后供 5G314 使用。

5G318 主要性能指标列于表 9-9。

集成化 PAL_D 解码器由色解调电路 5G314 和色信号处理电路 5G318 构成, 如图 9-46 所示。

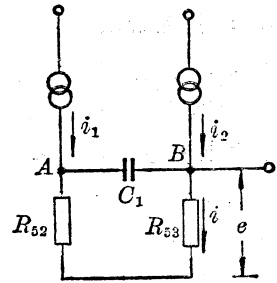


图 9-45 移相网络

内部的晶振信号进行频率和相位比较,完成频率牵引和锁相过程,将晶振信号的频率和相位锁定。晶振信号在 5G318 内的晶体振荡器中产生以后,由 15 脚输出,经外接的变压器 B_2 耦合,由其次级返回 5G318,自 16 脚进入鉴相器。鉴相器一方面由 5G318 内部送去一个调整信号给晶体振荡器;另一方面自 11 脚送出一个半行频识别信号方波电压。12、13、14 脚分别接有作为压控晶体振荡器的一部分的谐振元件(晶体和电容)和移相电容。

由 11 脚输出的微弱的识别信号,经过分立元件的识别信号选频放大器(复合管 BG_1)放大后,一方面送出一个半行频正弦波到 5G314 的 18 脚进入其中的识别电路,一方面被消色电压检波器检波,又经消色电压放大器 BG_2 将检出的消色电压进行直流放大。放大后的消色电压由 8 脚返回 5G318,控制第二色度放大器。当接收黑白节目或彩色节目微弱时,消色电压使第二色度放大器截止,从而自动切断色通道;当正常接收彩色节目时,此电压对色度放大器无影响。这个消色电压还应该去控制亮度信号中的 4.43 MHz 陷波器,构成 ARC 电路。

晶振产生的本机副载波信号经锁相环路锁相后,用作同步解调器的基准副载波,然后分两路送进 5G314。如上所述,5G318 内的压控振荡器(VCO)产生的本机副载波是由 15 脚上外接的变压器 B_2 输出的,它除了由次级输出到 16 脚鉴相器外,还分两路送到 5G314,一路由 B_2 初级变压器上的电容分压送到 5G314 的 17 脚,作为 $R-Y$ 基准副载波并送到 5G314 的 PAL 开关进行逐行倒相,供本集成块内部的 $R-Y$ 同步解调器使用。如前所述,压控晶体振荡器的副载波信号是被锁定在滞后于色同步平均相位 90° 的相位上的,所以,由 B_2 次级分压送出的这一路副载波正好位于 $R-Y$ 轴。送到 5G314 的另一路信号则经互感耦合移相 90° 后送到 11 脚进入 5G314 中的 $B-Y$ 同步解调器。这里采用图 5-30(a)中的互感耦合 90° 移相电路是滞后 90° 的,正好将位于 $R-Y$ 轴的副载波移到 $B-Y$ 轴上,满足了 $B-Y$ 同步解调器的相位要求。

由 5G314 的 2、3 脚输入的行逆程脉冲和由 18 脚输入的半行频识别信号一起供识别电路进行正确的倒相识别。送入 5G318 的 9 脚的行逆程脉冲则是供其内部的色同步选通-色同步消隐电路作门控脉冲的。

这样,5G314 内的两个同步解调器在正确的基准副载波配合下,从 F_U 和 F_V 色度信号中解出 E_{B-Y} 和 E_{R-Y} 两个色差信号。并且,由 $G-Y$ 矩阵产生 E_{G-Y} 信号。三个色差信号分别由 5G314 的 12、14 和 15 三个脚输出,三个外接的 LC 低通滤波器滤去了其中的二倍副载波频率成分。

三、单片式色解码集成电路*

上面介绍了由两块集成电路组成的色度解码器。随着集成电路工艺的发展,出现了将整个 PAL 解码器集成于一块的集成电路^[33],或由两块集成电路构成的 PAL 色度/亮度系统^[34],以及 $NTSC$ 单片式色度集成电路,后者可加一 PAL 制外围电路用于 PAL 接收机。

1. 从三块集成电路到一块集成电路

如前所述,集成电路的突出优点是:使用元件少、焊接点少,调整部件少,从而提高了整机的可靠性和稳定性。由于组装部分的小型化,可使整机底盘标准化,即大型和小型电视机

* 这里所谓“单片式”色度集成电路,即由一块集成电路完成整个解码器功能的集成电路,它与集成电路工艺中常说的“单片式”集成电路的含意不同。后者指的是在一块半导体基片上做成的集成电路,例如,5G314 和 5G318 等。

可采用通用彩色底盘,使电视机的制造和维修向标准化推进。

彩色电视机色度部分以前用三块集成电路,如用 HA1157 完成色解调功能;用 HA1158

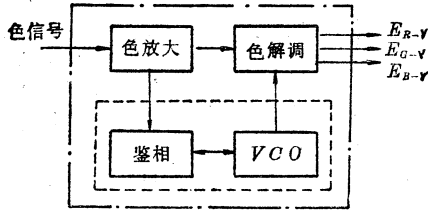


图 9-47 色解码集成电路的功能

完成色放大功能;用 HA1159 完成色同步功能(鉴相 + 压控振荡)。而 HA11580 将这些功能集成于一块集成电路中(图 9-47)。以 NTSC 制接收机为例,表 9-10 列出了三块集成电路和单片式色解码电路所用元件和调整部件的数目。由表可见,外围电路元件数目减少约 30% 左右,调整部件由 5 个减少为 1 个,印刷电路板的面积则减少一半。

表 9-10 三块集成电路和单片式电路的比较

		单片集成式	三块集成式
使用元件数	集成电路	1	3
	电 阻	29	39
	电 容	26	39
	电 感	6	7
	晶 体	1	1
	变 压 器	2	2
	可变电阻	1	5
	开 关	1	1
	屏 蔽 盒	0	2
	合 计	67	99
调整器数	带 通	0	1
	APC	1	1
	ACC	0	1
	消 色	0	1
	相位调整	0	1
	合 计	1	5

2. HA11580 的功能及其 PAL 制外围电路

HA11580 的内部功能及其 PAL 制外围电路如图 9-48 所示。HA11580 是一块 24 根引线、塑料封装的双极型线性大规模集成电路。它包括色信号放大、ACC、ACK、色同步信号选通、鉴相器、压控振荡和色解调等项功能。

在 CTP-216D 彩色电视机中,由第一视频放大管发射极输出的彩色全电视信号,通过带通变压器 B 取出色度信号加在 HA11580 的 ⑮ 脚上。色度信号经两级色度放大电路(其中第一级受 ACC 控制)放大,在延迟行脉冲控制的门电路中,分离出色同步信号和色度信号。后者经消色电路控制后由 ⑲ 脚输出。

⑲ 脚输出的色度信号经过与分立元件电路完全相同的延时解调器、PAL 开关和识别电路的作用,得到两个分开的色度信号分量 F_U 和 F_V ,由 ②、③ 脚送回集成电路供色度解调器解调。由于本集成块原来按三轴解调方案设计,所以,还需要按规定由矩阵电路合成 F_{G-Y} 信号并移相(详见下文),由 ④ 脚进入集成块供 G-Y 同步解调器解调。解调后的三个色差信号分别从 ⑳、① 和 ② 脚输出。

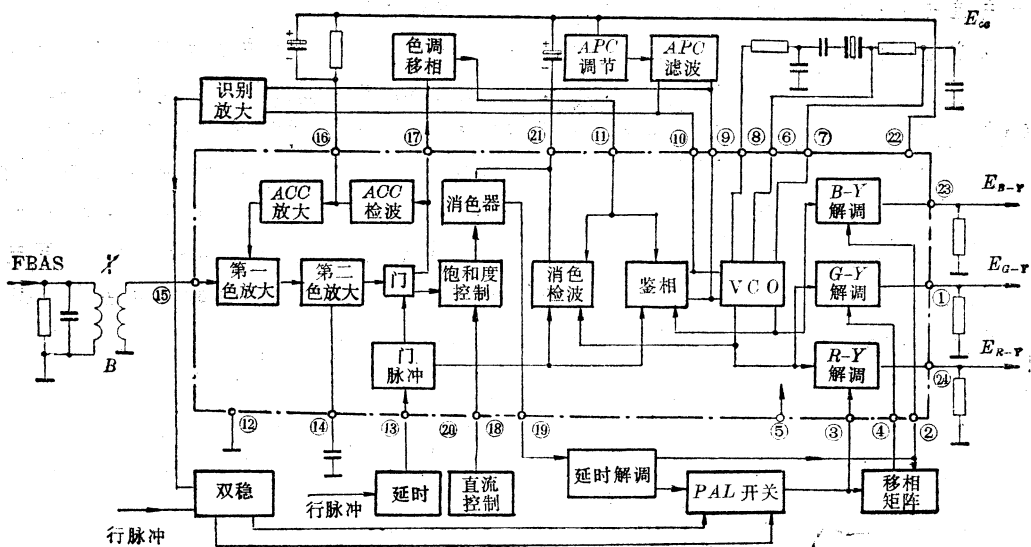


图 9-48 HA11580 的内部功能及其 PAL 制外围电路

- ①— E_{G-Y} 输出 ②— F_U 输入 ③— F_V 输入 ④— F_{G-Y} 输入 ⑤—偏置 ⑥、⑦、⑧—VCO 外部元件
 ⑨、⑩—鉴相器输出 ⑪—移相色同步信号输入 ⑫—接地 ⑬—延时行脉冲输入 ⑭—交流旁路电容
 ⑮—色度信号输入 ⑯—ACC 滤波 ⑰—色同步信号输出 ⑱—色度信号输出
 ⑳—主饱和度控制 ㉑—消色滤波 ㉒— E_{cc} ㉓— E_{B-Y} 输出 ㉔— E_{R-Y} 输出

选通电路分离出来的色同步信号，一方面由集成块内部馈入 ACC 检波电路进行峰值检波产生 ACC 信号；另一方面由 17 脚引出，经 90° 移相，从 11 脚返回集成块供鉴相器去锁定 VCO 产生的基准副载波的频率和相位。鉴相器由 9、10 脚输出，9、10 脚外接一滤波电路作环路滤波器。未滤波以前的鉴相器输出信号中含有半行频成分，亦由 9、10 脚取出，由分立元件组成的三级识别信号放大器放大，得到半行频识别信号借以控制识别电路。由 11 脚送来的色同步信号还同时送到消色检波器产生消色电压供消色器使用。

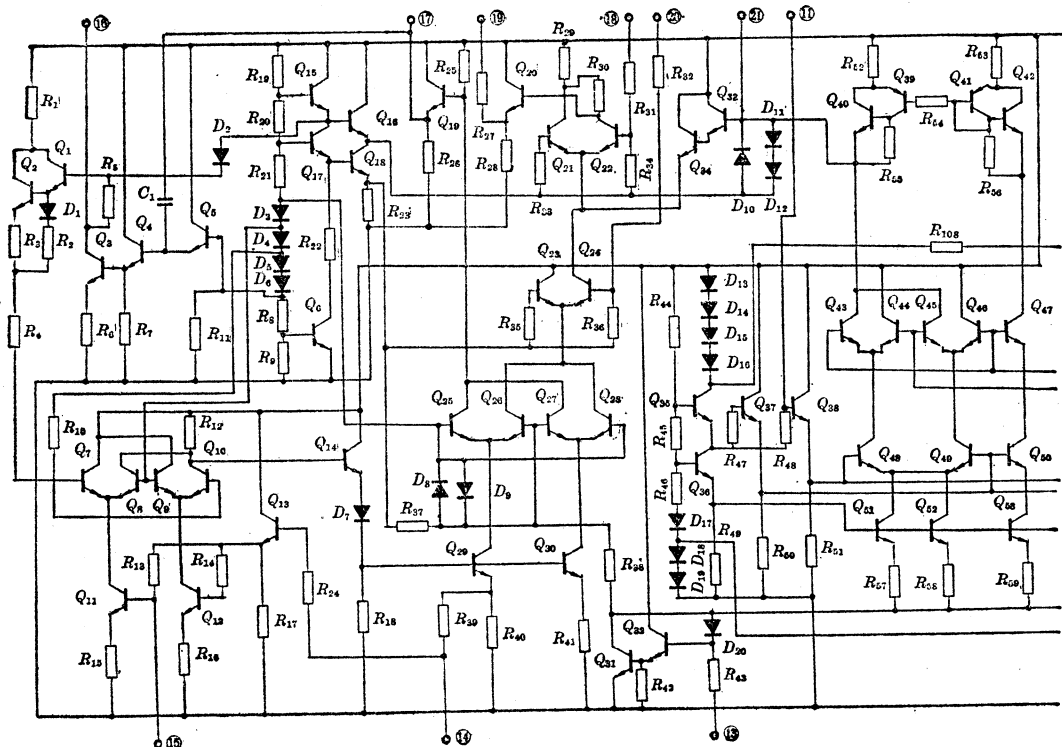
HA11580 内部等效电路如图 9-49(a)、(b) 所示。它包含 109 个晶体管，30 个二极管，108 个电阻和一个电容。阅图 9-49 时，请将图 (a) 右边与图 (b) 左边 10 条水平线相应地衔接起来。HA11580 的电气特性列于表 9-11 和 9-12。下面就各部分电路加以分析^[35, 36, 37]。

3. 色度放大电路

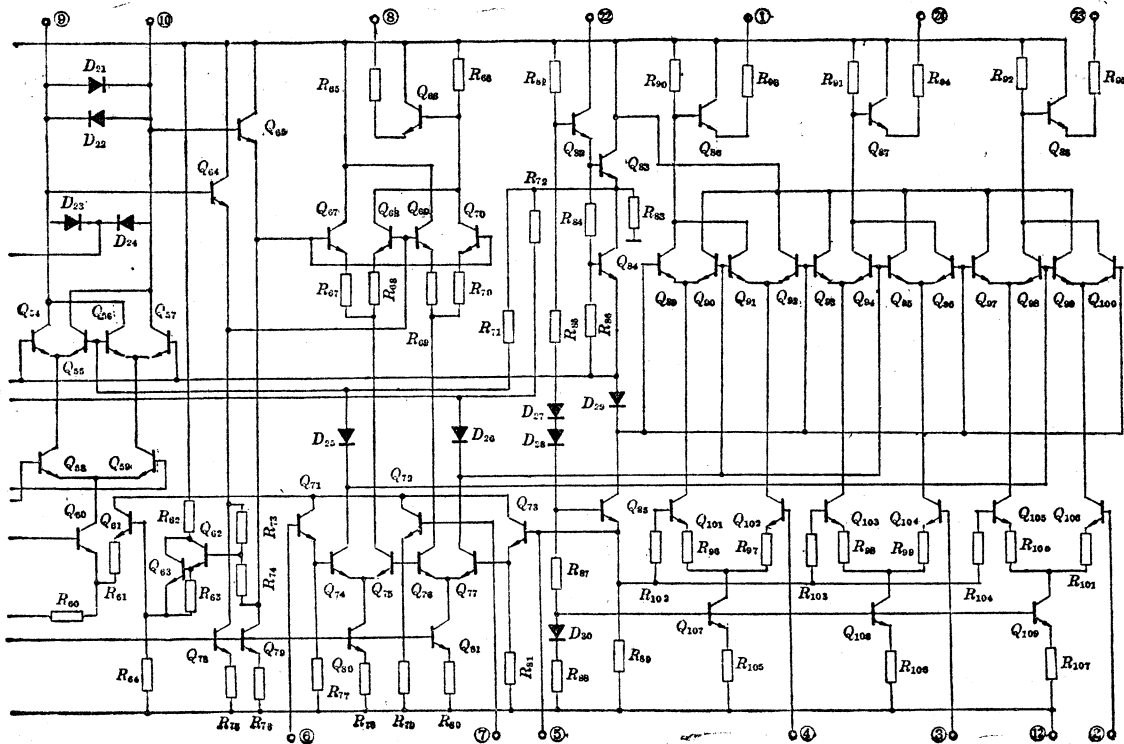
第一色度放大电路如图 9-50 所示。加在 15 脚的色度信号被 Q_{11} 放大，耦合到差分放大器 Q_7 和 Q_8 的发射极。这一级是 ACC 控制级， Q_7 的偏置随 ACC 直流控制电压而变，从而改变 Q_8 的集电极输出。

第二色度放大电路如图 9-51 所示，这一级兼色同步信号和色度信号分离的门控作用。由第一色度放大器取出的色度信号，经过 Q_{14} (见图 9-49) 加到 Q_{29} 、 Q_{30} 基极，经放大后激励 Q_{25} 、 Q_{26} 和 Q_{27} 、 Q_{28} 两组差分放大器。同时，在 Q_{26} 和 Q_{27} 的基极，加上负极性的色同步门脉冲。由图 9-48 和图 9-49 可见，这个门脉冲是行脉冲经 $4.38 \mu s$ 延时后，由 13 脚引入并被 Q_{31} 、 Q_{32} 放大后形成的。

先分析左边那组差分放大器 (Q_{25} 、 Q_{26})。在色同步期间， Q_{25} 导通， Q_{26} 截止，于是 Q_{25} 的集电极电流中只出现色同步信号成分；同时，在色度信号期间， Q_{25} 截止， Q_{26} 导通，在 Q_{26} 的集电极电流中只出现色度信号成分。右边的差分放大器 (Q_{27} 、 Q_{28}) 也应该有类似的情况，即



(a)



(b)

图 9-49 HA11580 内部等效电路

表 9-11 HA11580 的电气特性 ($E_{cc}=12V$, 环境温度 $25^{\circ}C$)

序号	参 量	符号	规 范			单位	测 试 条 件
			最小值	典型值	最大值		
1	电源电流	I_{cc}	29	36	48	mA	流入②脚直流电流之总和
2	最大色度输出	e_c		0.7		V_{PP}	⑤脚加 100 mV 彩条信号时⑨脚输出电平
3	色同步信号输出	e_b	1.0	1.3	1.7	V_{PP}	⑤脚加 100 mV 彩条信号时⑰脚输出电平
4	ACC 范围	e_a	0.7			V_{PP}	⑤脚输入 14 mV 时⑰脚输出电平
5	VCO 频率控制灵敏度	β		1.0		Hz/mV	色同步信号频率改变 100 周时, ⑨、⑩脚间电位差的变化
6	鉴相器灵敏度	μ		+25		mV/度	移相器的相移变化 10 度时, ⑨、⑩脚间电位差的变化
7	消色电流(黑白)	I_{KB}	5	15	35	μA	⑪脚无信号时流出②脚的电流
8	消色电流(彩色)	I_{KC}		-65	-30	μA	⑪脚加 $0.65V_{PP}$ 色同步信号时流入②脚的电流
9	解调输出直流电压	E_0	6.6	7.2	7.8	V	各输入端无信号, VCO 处于工作状态, 输出端电压
10	输出电压温度系数*	$\frac{dE_0}{dT}$	-3	0	+3	mV/ $^{\circ}C$	
11	输出端间电位差	ΔE_0	-0.3	0	+0.3	V	各输出端无信号, VCO 处于工作状态, 各输出端间电位差
12	端间电位差温度系数*	$\frac{d\Delta E_0}{dT}$	-2	0	+2	mV/ $^{\circ}C$	
13	APC 捕捉范围	f_p	± 240	± 375		Hz	在离中心频率 ± 10 Hz 时, 可产生频率牵引的色同步频率范围
14	解调色差输出	e_0	1.3	2.0	2.7	V_{PP}	②、③、④脚加 $0.2V_{PP}$ 副载频(拍频 10 kHz) 时的解调输出
15	最大解调色差输出	e_{0max}	4.5	5.5		V_{PP}	②、③、④脚加 $1.2V_{PP}$ 副载波(拍频 10 kHz) 时的各解调输出

* 环境温度 $-20\sim 75^{\circ}C$ 。

表 9-12 HA11580 最高额定值

序 号	参 数	符 号	额 定 值	单 位
1	电源电压	E_{cc}	15	V
2	功耗(环境温度 $75^{\circ}C$)	P_D	600	mW
3	各输入端信号电压	e_{in}	5	V_{PP}
4	解调输出负载电阻	R_L	最小 1.8	k Ω
5	选通脉冲输入电压	e_p	± 6	V
6	工作温度	T_{opr}	$-20\sim +75$	$^{\circ}C$
7	贮存温度	T_{stg}	$-40\sim +125$	$^{\circ}C$

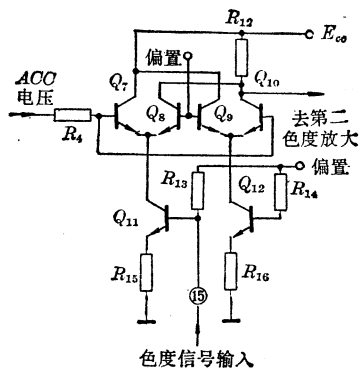


图 9-50 第一色度放大电路

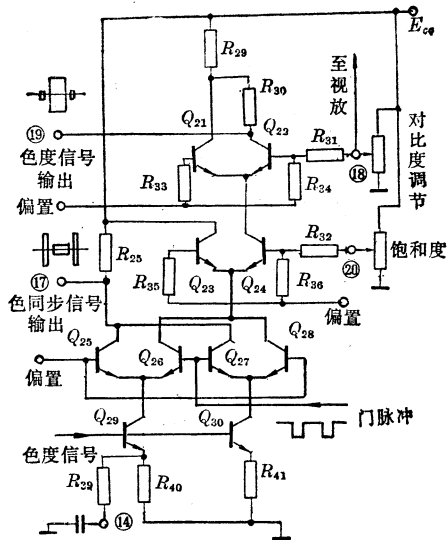


图 9-51 第二色度放大电路

在 Q_{27} 和 Q_{28} 上也分别得到分离的色度信号和色同步信号输出。值得注意的是：激励左边差分放大器的 Q_{29} ，由于其发射极经 ⑭ 脚外接一电容旁路了交流分量，故 Q_{29} 的负反馈量要比 Q_{30} 小，所以左边差分放大器的输出幅度比右边差分放大器大。这样， Q_{25} 和 Q_{27} 集电极的合成

信号输出是大的色同步信号和小的色度信号的混合； Q_{26} 和 Q_{28} 集电极的合成输出是大的色度信号和小的色同步信号的混合，如图 9-52 所示，其所以要采用如此复杂而又不彻底的分离机构，其目的是为了集成电路内部的直流偏置不变。也就是说， Q_{27} 对 Q_{25} 、 Q_{28} 对 Q_{26} 起到了直流工作点补偿的作用。

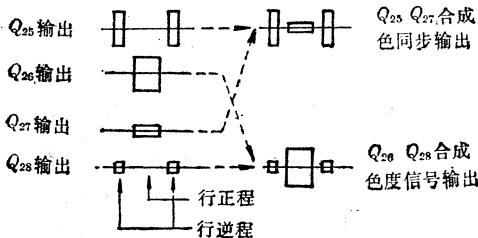


图 9-52 色同步信号和色度信号的分离

分离出来的色同步信号由 ⑰ 脚输出送给 APC 电路(后述)；色度信号则送到 Q_{23} 、 Q_{24} 和 Q_{21} 、 Q_{22} 两级级联差分放大器放大，经 Q_{30} (图 9-51 中未绘出)由 ⑲ 脚输出。⑲ 脚输出以前，色度信号的幅度可通过两种不同的方法来调整，即主色饱和度控制和色饱和度/对比度单钮控制。前者系由 ⑳ 脚接一色饱和度电位器来改变 Q_{24} 的直流偏置，以控制色度信号的幅度(60 dB)；后者是将视放电路中的对比度控制电压同时送到 ⑱ 脚，通过改变 Q_{23} 的偏置来改变色度信号幅度(12 dB)。同时改变对比度和色饱和度这一方式对观众来说是很方便的。

本集成块的 ACC 电路是将 ⑰ 脚的色同步信号由集成电路内部通过集成小电容 C_1 (图 9-49)耦合到 ACC 检波级进行峰值检波。因与 5G318 类似，就不必在此赘述了。

4. 压控振荡电路(VCO)

本集成块内的压控振荡电路原理如图 9-53(a)所示，图(b)表示各电压的矢量关系。由该图可以明显地看出电路起振的原因。设电阻 R 上的电压(即 ⑥~⑦ 脚间电压) e_2 沿图中水平向右的方向($\varphi=0$)，则电容 C 上的电压 e_4 (⑦ 脚对地电压)比 e_2 滞后 90° ，即位于图中竖直向下的方向($\varphi=-90^\circ$)。只要适当选择 C ，使其在工作频率下的容抗在数值上与 R 相等，则 e_2 和 e_4 的绝对值相等，其合成电压 e_3 (⑥ 脚对地电压)就沿着 $\varphi=-45^\circ$ 的方向。差分

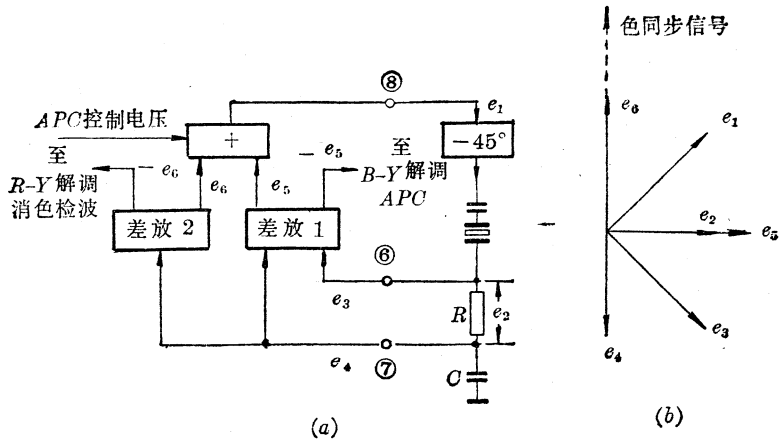


图 9-53 压控振荡电路工作原理

(a) 方框图 (b) 矢量关系

放大器 1 的输出电压 e_5 正比输入电压 e_3 和 e_4 之矢量差, 故 e_5 与 e_2 同相; 差动放大器 2 的一个输入端接固定偏置, 所以其输出 e_6 与输入 e_4 反相。这样, 只要两个差分放大器的增益相同, e_5 和 e_6 的绝对值就相等, 它们在加法器中相加的结果, 得到位于 $\varphi = 45^\circ$ 方向的输出电压 e_1 。用一个移相器使 e_1 的相位滞后 45° , 通过晶体回到输入端, 就正好与原来的输入信号 e_2 同相, 因而整个电路构成正反馈, 维持振荡的继续。利用从鉴相器送来的直流控制电压改变加法器中 e_5 和 e_6 相加的比例, 就能改变输出电压 e_1 的频率和相位, 从而达到色副载波的锁定。

压控振荡电路如图 9-54(a) 所示。其中 Q_{74} 、 Q_{75} 和 Q_{76} 、 Q_{77} 分别相当于差分放大器 1、2; Q_{67} – Q_{70} 是加法器, 其基极偏置由鉴相器输出的误差电压加以改变, 以控制上述合成比例。这种控制频率的方式无论是理论上还是实践上, 都比 5G318 中的简单。此外, 压控振荡电路还采用了平衡式差分电路, 因此, 输出直流电平稳定, 共模抑制比进一步提高, 且电路具有很好的直线控制特性(图 9-54(b))。

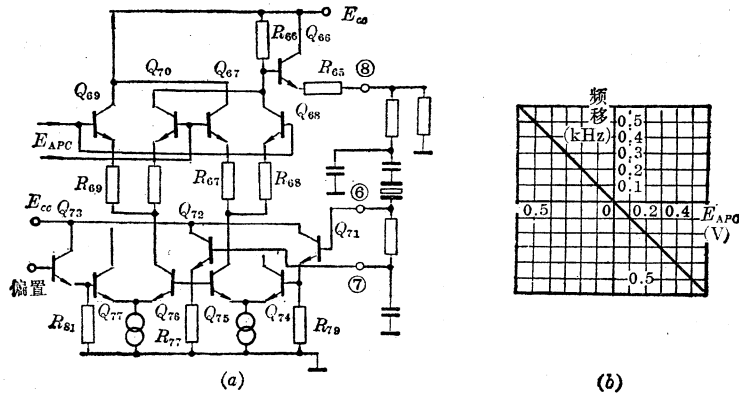
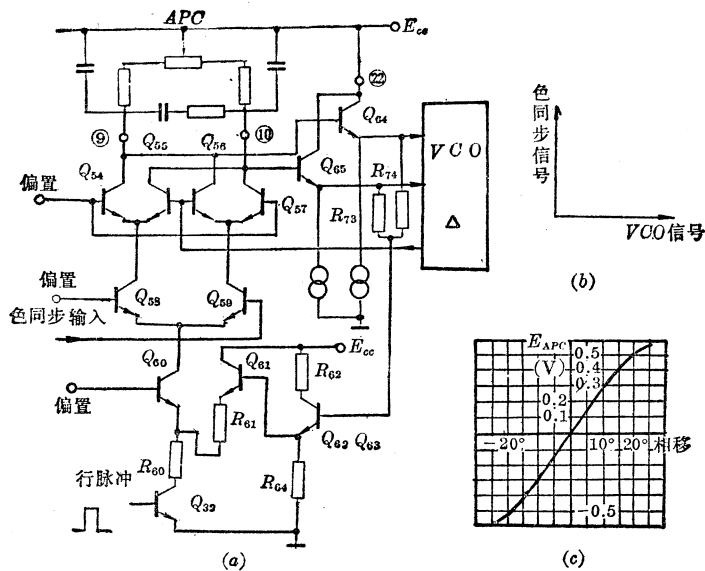


图 9-54 压控振荡电路及其频率控制特性

5. 鉴相器

图 9-55 是鉴相器及其鉴相特性。在色度放大电路中进行了一次选通分离的色同步信



△ 至图 9-54 中的 Q_{67} 和 Q_{69} 的基极, 并由 Q_{74} 的集电极电路上取回信号供鉴相器比较

图 9-55 鉴相器及其特性

(a) 等效电路 (b) 相位关系 (c) 鉴相特性

号, 由 ⑪ 脚引入, 通过射极跟随器 Q_{38} (见图 9-49) 加在差分放大器 Q_{58} 和 Q_{59} 上。由于 Q_{32} 、 Q_{31} 上加有延时行同步脉冲, 所以在这里再度经门脉冲选取。 Q_{54} — Q_{57} 构成平衡式鉴相器。在 Q_{55} 和 Q_{56} 的基极上加上由 VCO (图 9-53(a) 中的差分放大器 1) 送来的等幅副载波信号, Q_{55} 和 Q_{56} 的发射极上分别加上相位相反的色同步信号。为了使相位锁定, 等幅副载波信号和色同步信号的相位差应该是 90° , 这和 5G318 中的情况是一致的。当这个相位差不等于 90° 时, 鉴相器就产生一个直流误差电压, 通过 Q_{64} 、 Q_{65} 送到 VCO 中去改变其频率和相位, 直到频率、相位达到预定值为止。

在 Q_{54} 和 Q_{57} 的集电极电路上, 通过 ⑨ 脚和 ⑩ 脚接上滤波器, 并由一个 APC 调节器来改变其集电极电路的平衡, 即改变鉴相器的直流输出, 以调节 VCO 的自由振荡频率。

为了进一步分析这种鉴相器的特点, 可将 Q_{31} 、 Q_{32} 组成的门电路看成一个选通电流源, 它只在门脉冲到来期间工作。采用仅在色同步期间工作的选通电流源, 可使鉴相器的灵敏度提高并大大降低输出漂移。该电路内部还将共模输出电压由 R_{73} 、 R_{74} 取出, 通过 Q_{61} — Q_{63} 反馈至选通电流源, 以稳定直流输出电压。

鉴相器的鉴相灵敏度特性如图 9-55 (c) 所示。横轴表示色同步信号和压控振荡器等幅副载波信号之间的相对相移, 纵轴表示 ⑨—⑩ 脚之间的电位差, 即 E_{APC} 。

6. 消色检波电路

本集成块消色检波电路 (图 9-56), 不仅需要接收彩色节目, 而且还要求色同步信号的相位和压控振荡器产生的本机副载波相位构成正确关系时, 消色器才不消色, 因而接收到的彩色图象是稳定的。

Q_{43} 、 Q_{44} 和 Q_{45} 、 Q_{46} 构成两组相位检波器。在 Q_{44} 和 Q_{45} 的基极上, 加上来自压控振荡器的副载波信号; 在 Q_{43} 的基极加上色同步信号 (由 ⑪ 脚经射随器 Q_{38} 送来)。本电路设计使得在色同步信号到来并与副载波信号反相时 (色同步状态), 消色器才不消色。 Q_{44} 、 Q_{45} 基极

上的副载波信号是从图 9-54 中差分放大器 2 取出的, 这个信号即图 9-53 中的 $-e_6$, 位于 $R-Y$ 轴上, 所以需将 ⑩ 脚输出的色同步信号移相 90° , 再从 ⑪ 脚取得才可作为消色检波用的被检信号(见图 9-56(b))。

譬如, 色同步信号(指 ⑪ 脚引入的, 下同)是正极性时, Q_{43} 和 Q_{44} 的发射极变成负极性, 由于 Q_{44} 、 Q_{45} 基极上的副载波信号是负极性的, 故 Q_{43} 导通, Q_{44} 截止, 因而 Q_{43} 的集电极电压降低。在色同步信号的负极性期间, Q_{45} 导通, Q_{43} 截止, 因此时与 Q_{48} 射极耦合的 Q_{49} 导通, 使其集电极(亦是 Q_{45} 发射极)电位变成负极性而使 Q_{45} 导通, 其集电极电位下降。由于 Q_{43} 和 Q_{45} 集电极是接在一起的, 所以, 只要 ⑪ 脚的色同步信号和 Q_{44} 、 Q_{45} 基极的副载波信号反相, 总可以保证 Q_{43} 和 Q_{45} 的集电极电位下降, 这时消色开关 Q_{33} 、 Q_{34} 截止, 因而耦合到 Q_{22} 发射极的色度信号依原样放大输出。

当无色同步信号或彩色信号太弱, 或 ⑪ 脚色同步信号和 Q_{44} 、 Q_{45} 基极的副载波信号相位差不同于 180° 时, Q_{43} 和 Q_{45} 集电极电压上升, 因而消色开关 Q_{33} 、 Q_{34} 导通, Q_{22} 无色度信号输出, 即消色器发挥了消色作用, 屏幕上只看到黑白节目。作为 Q_{43} 和 Q_{45} 共同集电极的 ⑫ 脚用于外接滤波器, 亦可用于消色调节。

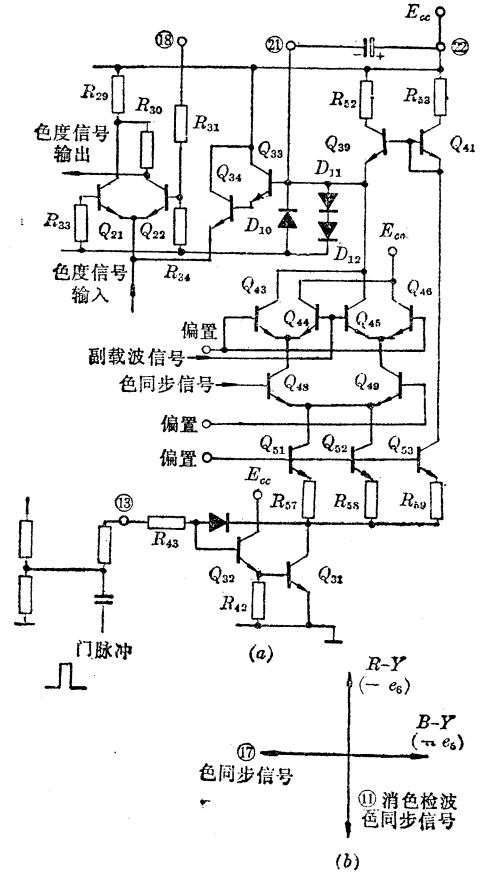


图 9-56 消色检波电路
(a) 等效电路 (b) 相位关系

7. 色解调电路

色解调电路由图 9-57 所示的三组同步解调器组成。图 9-58 表示加在同步解调器上的

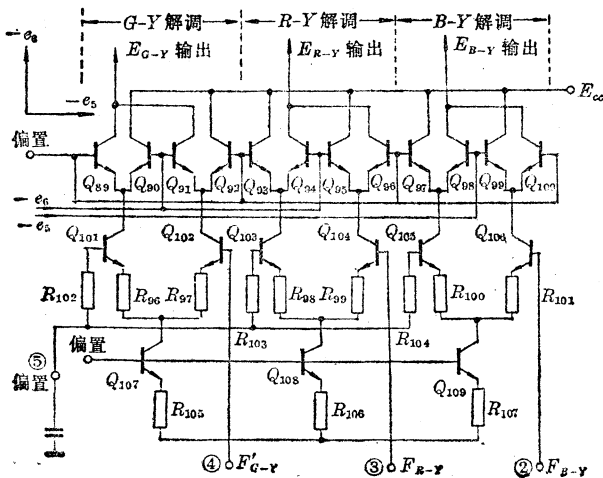


图 9-57 色解调电路

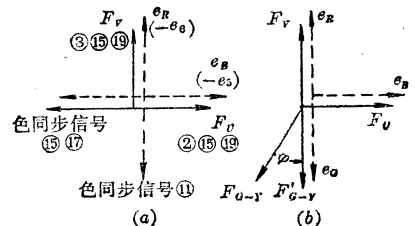


图 9-58 解调器的相位关系

- (a) 色同步信号、基准副载波和色度信号的相位关系
(b) $G-Y$ 解调轴示意图

注: 1. 实线表示色信号输入
2. 虚线表示基准副载波
3. e_B 、 e_R 相当于图 9-53 中的 $-e_5$ 、 $-e_6$

表 9-13 TA7193P 的电气特性 ($E_{cc}=12V$, 环境温度 $25\pm 1.5^\circ C$)

序号	参 量	符 号	规 范			单 位	测 试 条 件
			最小值	典型值	最大值		
1	电源电流	I_{cc}	34	46	65	mA	
2	⑩脚色度信号输出	e_c	0.5	0.7	1.0	V_{PP}	输入 $100mV_{PP}$
3	⑩脚消色后的输出	e_K			3	mV_{PP}	输入 $100mV_{PP}$
4	色同步信号输出	e_b	1.0	1.3	1.7	V_{PP}	
5	单钮控制电压	e_{18}	6.9	7.4	7.9	V	
6	单钮控制特性	Δe	9	10	12	dB	输入 $100mV_{PP}$ V_{18} 由 $5.9V$ 变到 $8.9V$ 时, ⑩脚信号变化
7	色饱和度控制电压	e_{20}		8.3		V	输入 $100mV_{PP}$, e_c 降低一半
8	VCO 频率控制灵敏度	β		1.0		Hz/mV	$\Delta f=100Hz$ 测 e_9-e_{10}
9	鉴相器灵敏度	μ		25		mV/度	$\Delta\phi=10$ 度测 e_9-e_{10}
10	解调任意两输出端直流电压差	ΔE_{dc}	-0.3		+0.3	V	
11	色差输出电压	e_{0B}		2.4		V_{PP}	基准副载波 $0.2V_{PP}$
		e_{0R}		1.45		V_{PP}	
		e_{0G}		0.65		V_{PP}	
12	解调器频率特性	f_D	0.8	1.5		MHz	基准副载波 $0.2V_{PP}$, 带宽 3dB
13	APC 捕捉范围	f_P	± 240	± 350		Hz	
14	解调相位	θ_{R-Y}	83	90	97	度	基准副载波 $0.2V_{PP}$
		θ_{G-Y}	222	237	250	度	
15	剩余副载波	e_{cor}			0.2	V_{PP}	
16	PAL 开关引起的直流输出电压变化	E_{SW}			50	mV	输入为 0
17	带通载漏	e_d			14	mV_{PP}	输入为 0, ⑩脚输出

表 9-14 TA7193P 最高额定值

序 号	参 量	符 号	额 定 值	单 位
1	电源电压	E_{cc}	15	V
2	功耗(环境温度 $65^\circ C$)	P_D	720	mV
3	输入信号电平	e_{in}	5	V_{PP}
4	解调器输出负载电阻	R_L	最小 1.8	k Ω
5	选通脉冲输入电压	e_P	± 6	V
6	工作温度	T_{opr}	$-20\sim 65$	$^\circ C$
7	热阻	R_{TH}	108	$^\circ C/W$
8	双稳态激励脉冲	e_F	± 5	V
9	贮存温度	T_{stg}	$-55\sim 150$	$^\circ C$

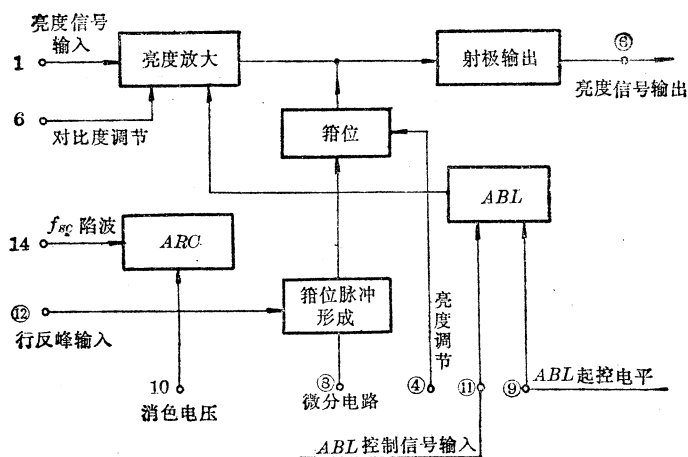


图 9-61 7CD5-7CD6 方框图

立元件末级组成。亮度信号处理电路 7CD5-7CD6 功能方框图如图 9-61 所示,其中带圈管脚属 7CD6,不带圈管脚属 7CD5。

视频检波输出的亮度信号由 7CD5 的 1 脚进入 7CD5 中的亮度放大器,经放大后的信号由 7CD6 中的箝位电路进行直流电平箝位,最后经 7CD6 中的射极输出器输出。

为了得到箝位脉冲,从 7CD6 的 ⑫ 脚引入行反峰脉冲,并经 7CD6 中的箝位脉冲形成电路形成符合要求的波形。电路工作时,需在 ⑧ 脚接一 RC 微分网络。

7CD5 中的 ARC 电路在消色电压控制下自动控制接收黑白和彩色节目时亮度信道的频响。

7CD5-7CD6 内部电路和外围电路分别如图 9-62 和图 9-63 所示。

1. 亮度信号放大和对比度控制

亮度信号由 1 脚进入 7CD5 电路,被 $Q_6 \sim Q_{11}$ 组成的差分放大器放大,然后单端馈入差分放大器 Q_2, Q_3 的射极,经过共基放大器 Q_2 放大后,由射极跟随器 Q_1 输出到 7CD6 进行箝位。

差分放大器 $Q_6 \sim Q_{11}$ 是由 Q_6, Q_8 和 Q_7, Q_9 组成,其中 Q_6 和 Q_8 是射极输出器,所以整个电路的输入阻抗较高。 Q_{10} 和 Q_{11} 组成它的镜象配置电流源。

Q_4, Q_5 和 Q_2, Q_3 组成双差分电路, Q_4, Q_5 的恒流源由 Q_{10}, Q_{12} 组成。加入负反馈电阻 R_7 (电压负反馈)和 R_8 (电流负反馈)后,使 Q_{11} 和 Q_{12} 两个恒流源随温度的漂移大为减少。

为了说明双差分结构 $Q_2 \sim Q_5$ 的作用,需要先说明亮度放大器增益的控制方法。这个亮度放大器除了放大亮度信号外,还需要适当控制亮度信号的幅度,亦即控制对比度。调节增益的方法,仍然是控制差分放大器两只管子的电流分配比。可以通过改变图 9-62 中 A, B 两点电位来达到的。当 A 点和 B 点的电位发生相对变化时, Q_2 和 Q_3 中电流分配比发生变化,因而 Q_1 输出的亮度信号的幅度也就跟着变化。

在这一变化过程中,如果没有 Q_4, Q_5 差分电路的配合,就会使 R_1 中直流电流的变化造成 Q_1 基极直流电位的变化。也就是说,在改变对比度(信号的幅度)的同时,亮度(信号的直流电平)也受到影响。设置了 Q_4, Q_5 以后,电路变成了双差分结构。由于 Q_2 和 Q_4 的基极是分别接在 B 点和 A 点的,所以当 Q_2 中的电流改变时, Q_4 中的电流就发生相反的变化,则流过 R_1 的总电流(Q_2 和 Q_4 电流之和)不变。这样,调节对比度就不会影响亮度。这就是双差

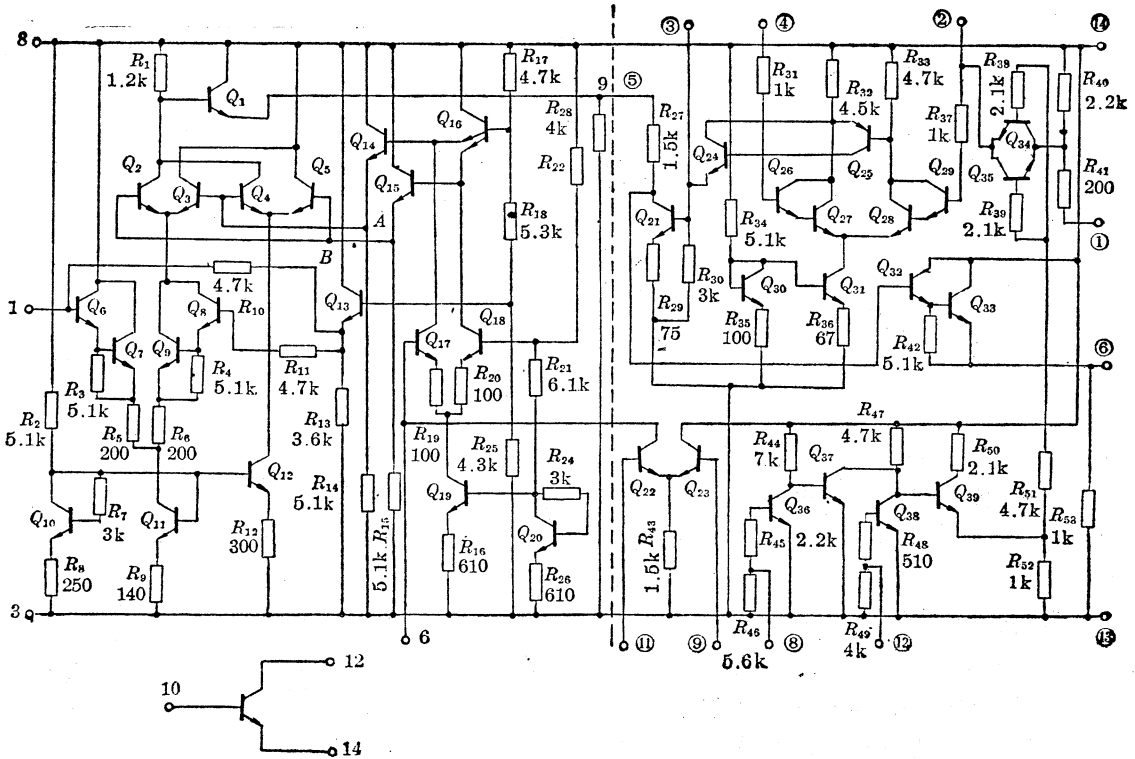


图 9-62 7CD5-7CD6 内部电路(虚线左为 7CD5, 右为 7CD6)

1—输入 3—接地 6—对比度调节 8、⑩— E_{cc} ②—外接电容 ④—亮度调节 ⑥—输出 ⑧—微分电路 ⑨—ABL 起控电平调节 ⑪—ABL 输入 ⑫—行反峰输入 ⑬—接地

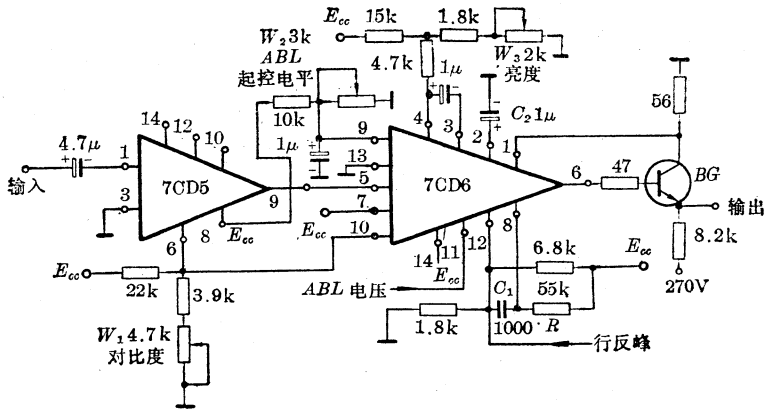


图 9-63 7CD5-7CD6 外围电路

分电路的必要性。

至于改变 A、B 两点电位, 使之差动变化的办法, 是利用另一个差分电路 Q_{17} 、 Q_{18} 。 Q_{18} 的基极被偏置于一固定电位, Q_{17} 的基极即 7CD5 的 6 脚, 外接一个对比度电位器, 即图 9-63 中的 W_1 , 改变 6 脚电位时, Q_{17} 、 Q_{18} 的集电极电压就发生差动变化, 它们通过相应的跟随器 Q_{14} 、 Q_{15} 输出, 其输出电压就是 A、B 两点的电压。 Q_{19} 和 Q_{20} 是 Q_{17} 、 Q_{18} 的镜象电流

源, R_{24} 和 R_{26} 的作用与 R_7 、 R_8 相同。

2. 箝位电路

集成电路中的箝位电路和分立元件工作方式不同。下面先说明箝位脉冲的形成。

负极性行反峰脉冲由 ⑫ 脚引入 Q_{38} 基极(图 9-62), 在脉冲持续期, Q_{38} 截止。但 Q_{39} 是否导通还要看 Q_{37} 、 Q_{36} 是否导通。同一行反峰还通过图 9-63 中的 R 、 C_1 微分电路微分成尖脉冲加在 ⑧ 脚上, 即 Q_{36} 的基极。信号的时间关系如图 9-64 所示。只有在正的尖脉冲期间, 即行反峰的上升沿, Q_{36} 才导通, 因而 Q_{37} 截止, Q_{39} 导通, 在其集电极上输出一个正脉冲, 这就是箝位脉冲。一般说来, 行逆程脉冲较行同步脉冲要宽一些, 所以箝位脉冲恰好位于行消隐后肩。

箝位电路如图 9-65 所示。将上述箝位脉冲送到图中 D 点。在脉冲到来时, Q_{34} 和 Q_{35} 基极均为正电位, 其中只有一个导通, 到底哪个导通, 要由图中 C 点的电位决定。

经过 7CD5 放大的亮度信号 E_Y 由 Q_1 射极经过电阻 R_{27} 加在 Q_{21} 集电极上, 同时也送到复合管 Q_{32} 、 Q_{33} 组成的射极跟随器上, 由 7CD6 的 ⑥ 脚输出到一个外接的输出级 BG 上, 在它的集电极取出亮度信号 E_Y 。同时, 将其射极上一个电阻 R 上的电压送回 7CD6 的 ① 脚, 这个电压能确定 C 点的电位。

例如, 当某场亮度信号的消隐电平偏高时, 则在 D 点箝位脉冲到来期间, C 点电位也偏高(因为 Q_{32} 、 Q_{33} 和 BG 三级射极输出不改变信号的极性)。由于 C 点电位偏高, 使 Q_{34} 具备了导通条件, 而 Q_{35} 截止。因此, 7CD6 的 ② 脚外接的电容 C_2 被 Q_{34} 的电流充电, 致使 ② 脚电位上升; 反之, 当某场亮度信号的消隐电平降低时, 则 C 点电位随之而降低, Q_{35} 导通, Q_{34} 截止, ② 端电容 C_2 上的电荷通过 Q_{35} 放电, ② 脚电位降低。

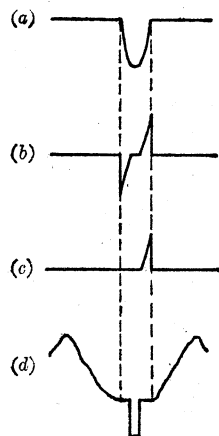


图 9-64 箝位脉冲的形成

- (a) 行反峰
- (b) 微分信号
- (c) 箝位脉冲
- (d) 亮度信号

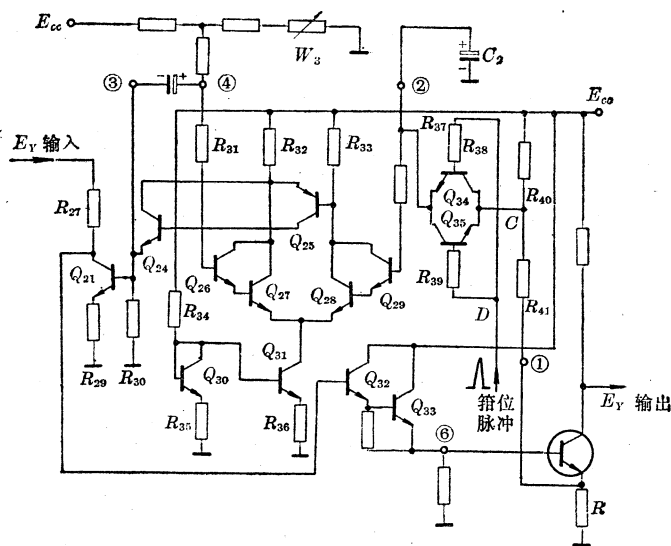


图 9-65 箝位电路

$Q_{26} \sim Q_{29}$ 组成高输入阻抗的差分放大器, Q_{31} 和 Q_{30} 是它的镜像配置恒流源。这个差分放大器的一个输入端(即 Q_{29} 的基极)是与 ② 脚相连的。它的另一个输入端是 7CD6 的 ④ 脚, 它通过外电路偏置在一个固定电位上。调节图 9-65 中的电位器 W_3 , 即可改变 ④ 脚固定电位。该差分放大器的负载, 是一个由 Q_{24} 和 Q_{25} 组成的复合 PNP 管(Q_{25} 是横向 PNP 管)。差分放大器将 ②、④ 两脚的电位进行比较。

当消隐电平偏高时, ② 脚电位升高, 于是 Q_{28} 、 Q_{29} 集电极电流加大, 集电极电位(即复合 PNP 管 Q_{24} 、 Q_{25} 的基极电位)降低, 随之 Q_{26} 、 Q_{27} 集电极电流减少, 集电极电位(即复合 PNP 管 Q_{24} 、 Q_{25} 的发射极)电位上升, 因而 Q_{24} 、 Q_{25} 复合管集电极电流增大, 使 Q_{21} 基极电位升高, 集电极电位下降, 这将导致该场消隐电平下降; 反之, 当消隐电平偏低时, 情况与上述正好相反, 这样就使消隐电平箝位得以实现。

可见, Q_{34} 、 Q_{35} 首尾相接, 构成一个双向开关, 而箝位电路与亮度输出电路构成一个直流反馈闭合环路。箝位过程就是这个环路对消隐电平的自动调节过程。

图 9-65 中的电位器 W_3 改变了 ④ 脚的固定电平, 因而就等于改变了消隐电平, 所以 W_3 就是亮度调节电位器。

7CD5-7CD6 电路的主要性能指标列于表 9-15。

表 9-15 7CD5-7CD6 主要性能指标

参 数	符 号	单 位	规 范
电源电压	E_{cc}	V	12
功耗	P_{c0}	W	1
输入信号幅度(PP)	E_i	V	0.5~1
输出信号幅度(PP)	E_o	V	1~2
对比度调节范围		V	0~1.4
亮度调节范围		V	1.8~3.6

第五节 集成化扫描系统

一、行扫描集成电路

行扫描集成电路 5G315 包括同步分离、行自动频率控制(AFC)、行振荡、行脉冲整形和行预激励等功能。其方框图如图 9-66 所示。

5G315 的内部电路和部分外接元件如图 9-67 所示。它由 27 只晶体管、6 只二极管和 30 只电阻构成。其中, Q_9 、 Q_{10} 为同步引长级, Q_{11} 、 Q_{12} 和 Q_{13} 为同步分离级, $Q_{15} \sim Q_{21}$ 为行振荡级, $Q_{22} \sim Q_{26}$ 为行脉冲整形级, $Q_1 \sim Q_6$ 为 AFC 电路, Q_{27} 为行预激励。而 Q_7 、 Q_8 及 Q_{14} 及相应的二极管构成内部稳压器。

1. 同步引长和同步分离

众所周知, 同步分离的性能对整机有重要影响。一般情况下, 同步分离过程是用视频检波器检出的彩色全电视信号直接送入同步分离级进行同步头切割放大的。但在信号较小情况下, 为了进一步提高同步头切割放大的分离度, 5G315 电路在同步分离级之前采用了一

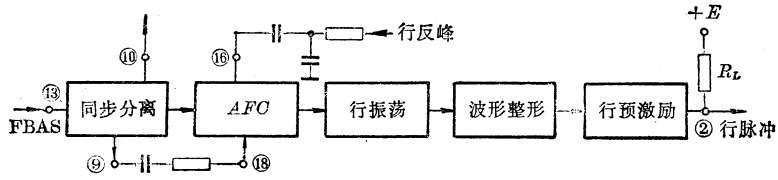


图 9-66 5G315 方框图

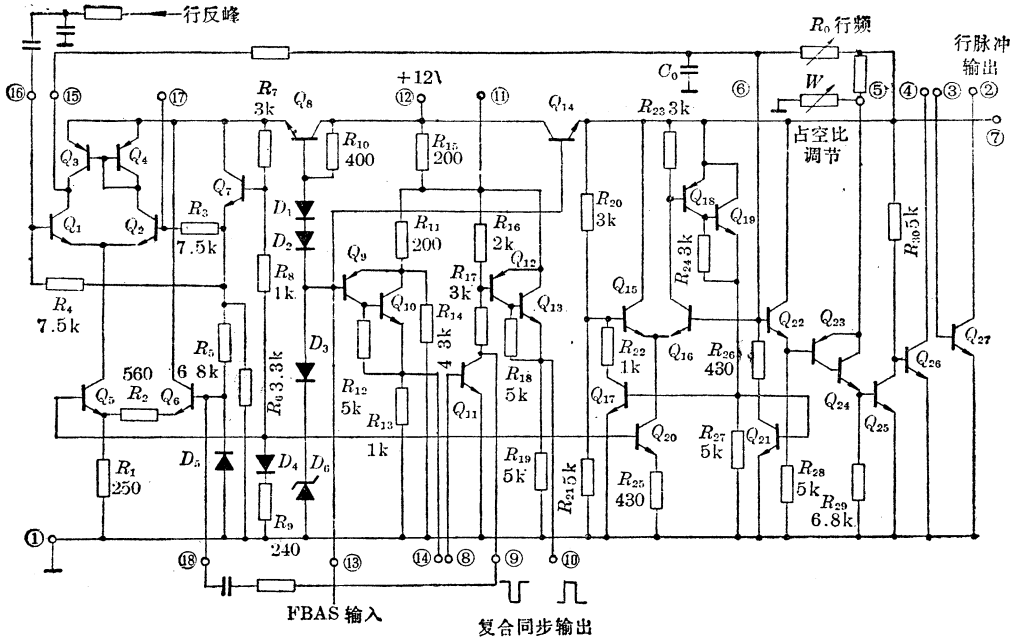


图 9-67 5G315 内部电路和部分外接元件

- ①—接地 ②—预激励管集电极 ③—预激励管基极 ④—整形输出 ⑤—占空比调节 ⑥—行频调节
- ⑦—内部稳压输出 ⑧—同步分离级输入 ⑨—负同步脉冲输出 ⑩—正同步脉冲输出 ⑪—电源退耦
- ⑫— E_{∞} ⑬—FBAS 输入 ⑭—同步引长输出 ⑮—AFC 输出 ⑯—正极性行锯齿波输入 ⑰—负极性行锯齿波输入 ⑱—锁相负同步脉冲输入

个同步引长级。

在彩色全电视信号中，同步头应占有 30% 的幅度，图象内容占 70%。所谓同步引长，就是改变同步头和图象内容在信号幅度上的比例，即增加同步头的幅度、压缩图象内容的幅度。同步引长的原理是利用晶体管输入特性起始部分的非线性来引长同步头的（见图 9-68）。适当选择图中 R_1 和 R_2 的值，可使晶体管 Q 处于临界导通状态，即只有同步头到来期间， Q 才导通。因而基极电流 i_b 就是一个同步头被引长了的波形。通过 Q 的放大，集电极波形也是这样。显然，这样的比例就更容易在同步分离级中把同步头分离出来。尤其是在小信号条件下，分离特性更显得优越。电路的实际分离灵敏度为 $0.4 V_{PP}$ （全信号）。在图 9-68 中， Q 是由图 9-67 中的 Q_9 、 Q_{10} 组成的复合 PNP 管， R_1 和 R_2 为外接元件（图 9-67 中未画出）， R_2 做成可以调节的。

同步分离的原理和分立元件电路相同。经 Q_9 、 Q_{10} 引长了同步头的视频信号，由 ⑭ 脚进入 ⑧ 脚，被 Q_{11} 切割放大，然后被 Q_{12} 、 Q_{13} 组成的复合 PNP 管倒相放大。于是，在 Q_{11} 管的集电极（⑨ 脚）和复合 PNP 管的集电极（⑩ 脚）分别输出负极性和正极性同步脉冲，幅度

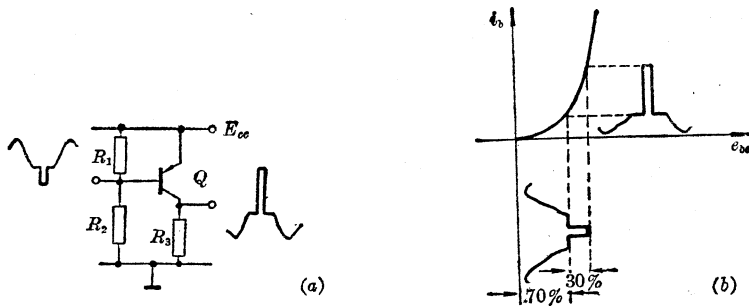


图 9-68 同步引长

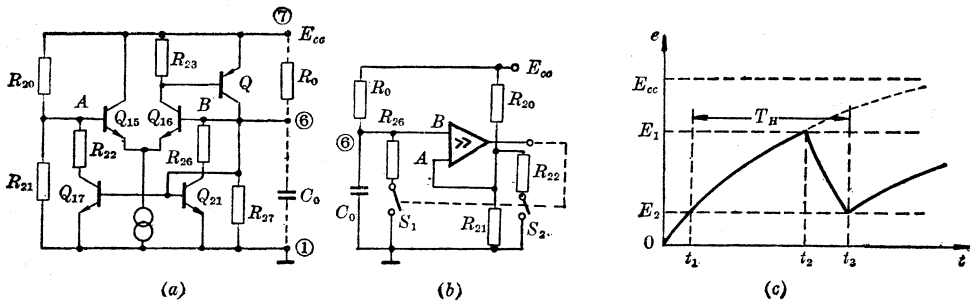


图 9-69 行振荡电路

(a) 实际电路 (b) 等效电路 (c) 锯齿波的形成

约 8 V。

2. 行振荡电路

5G315 中的行振荡电路如图 9-69 所示。对照图 9-67, 这里的晶体管 Q 是 Q_{18} 和 Q_{19} 组成的复合 PNP 管。恒流源代表 Q_{20} 。图 (b) 是图 (a) 的等效电路, 用一个放大器来代表 Q_{15} 、 Q_{16} 差分电路, 用 S_1 和 S_2 两个开关代表 Q_{21} 和 Q_{17} , 其基极都接在 Q 的集电极上, 所以是受放大器的输出信号控制的。放大器 A、B 两个输入端分别代表 Q_{15} 和 Q_{16} 的基极。

当 S_1 和 S_2 断开时, 图中 A 点的电位是:

$$E_1 = R_{21} \cdot \frac{E_{cc}}{R_{20} + R_{21}} \quad (9-49)$$

式中, E_{cc} 为本电路的电源电压。

图中 R_0 、 C_0 是外接元件。 S_1 、 S_2 断开时, C_0 被 E_{cc} 通过 R_0 充电, 如图 (c) 所示。当 C_0 上的电压充到超过 E_1 时, 由于 B 点电位高于 A 点, 所以 Q_{15} 截止, Q_{16} 导通。这导致 Q_{16} 集电极电位下降, 于是 Q 导通。而 Q 的导通又使其集电极电位上升, 将 S_1 和 S_2 一齐接通。因此 C_0 充电停止并通过电阻 R_{26} 和晶体管 Q_{21} 的饱和内阻放电。

S_2 接通后, A 点的电位变成

$$E_2 = E_{cc} \cdot [R_{21} \cdot R_{22} / (R_{21} + R_{22})] / [R_{20} + R_{21} \cdot R_{22} / (R_{21} + R_{22})] \quad (9-50)$$

根据上面分析, $E_2 < E_1$ 。因为 R_{21} 、 R_{22} 的并联值 $R_{21} \cdot R_{22} / (R_{21} + R_{22})$ 总是小于 R_{21} 的。图 9-69(c) 示出了 E_{cc} 、 E_1 和 E_2 的大小。当 C_0 上的电压放到低于 E_2 时, 又会恢复到 Q_{15} 导通、 Q_{16} 截止的状态, C_0 又开始充电。如此周而复始, C_0 上就得到一个图 (c) 所示的锯齿波, 经 5G315 的 ⑥ 脚输出。调节 R_0 的大小可以改变充放电速度, 由于 E_1 、 E_2 两个电平不

变,这样就改变了行频。

电容 C_0 充电的时间常数 τ_1 及充电方程为:

$$\tau_1 = R_0 C_0 \quad (9-51)$$

$$E = E_{cc}(1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (9-52)$$

设 $t = t_1, t_2$ 时, C_0 分别充电充到 E_2, E_1 , 则

$$E_2 = E_{cc}(1 - e^{-t_1/\tau_1}) \quad (9-53)$$

$$E_1 = E_{cc}(1 - e^{-t_2/\tau_1}) \quad (9-54)$$

于是,可以解得

$$t_2 - t_1 = \tau_1 \ln [(E_{cc} - E_2)/(E_{cc} - E_1)] \quad (9-55)$$

电容 C_0 放电的时间常数 τ_2 及放电方程为:

$$\tau_2 = R_{26} C_0 \quad (9-56)$$

$$E = E_1 e^{-(t-t_2)/\tau_2} \quad (9-57)$$

设 $t = t_3$ 时, C_0 放电放到 E_2 , 则

$$E_2 = E_1 e^{-(t_3-t_2)/\tau_2} \quad (9-58)$$

所以

$$t_3 - t_2 = \tau_2 \ln (E_1/E_2) \quad (9-59)$$

振荡周期为 $T_H = (t_3 - t_2) + (t_2 - t_1)$, 将(9-59)式和(9-55)式代入,并写成振荡频率 f_H , 得

$$f_H = \frac{1}{T_H} = 1 / \{ \tau_1 \ln [(E_{cc} - E_2)/(E_{cc} - E_1)] + \tau_2 \ln (E_1/E_2) \}$$

将(9-49)式和(9-50)式代入,化简,即得

$$f_H = 1 / \{ R_0 C_0 \ln [1 + R_{21}^2 / (R_{20} \cdot R_{21} + R_{21} \cdot R_{22} + R_{22} \cdot R_{20})] + R_{26} C_0 \ln [1 + R_{20} \cdot R_{21} / (R_{20} \cdot R_{22} + R_{22} \cdot R_{21})] \} \quad (9-60)$$

3. 自动频率控制电路(AFC)

AFC 电路及其波形如图 9-70 所示。 $Q_1 \sim Q_6$ 组成相位比较电路。与分立元件 AFC 电路一样,这个电路也是将回扫脉冲积分得到的锯齿波和行同步信号进行相位比较。如两者相位相同,则鉴相器输出为零;如有相位差,就产生一个控制电压调整行振荡电路直至两者同步为止。

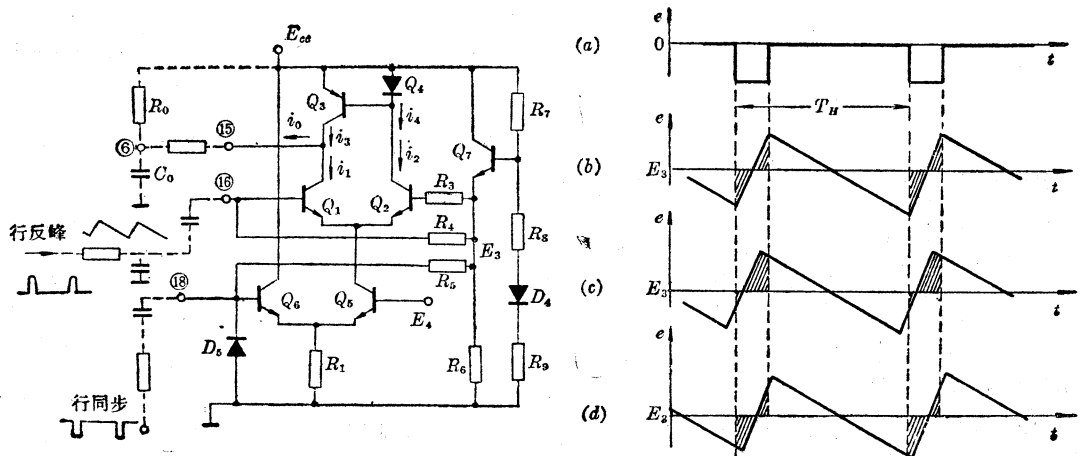


图 9-70 AFC 电路及其波形

(a) 行同步信号 (b) 锯齿波(同步时) (c) 锯齿波超前 (d) 锯齿波滞后

电路工作时,由5G315的⑨脚输出的负极性行同步脉冲通过外接阻容耦合到⑩脚进入 Q_6 的基极;再将行输出级反馈来的行反峰电压通过一个外接的积分电路积分,产生行锯齿波由⑩脚加在 Q_1 的基极;而鉴相器的输出电流则经⑮脚通过外接电阻接在振荡器的充放电电容 C_0 上。

这里, Q_1 、 Q_2 、 Q_6 基极是偏置在相同的电位上的,设此电位为 E_3 ; Q_5 基极单独偏置在另一个电位 E_4 上。电路设计已使 $E_4 < E_3$ 。因此,当行同步脉冲未到来时,只有 Q_6 是导通的,因为 E_4 是个小电压,不仅使 Q_5 截止,而且切断了 Q_1 和 Q_2 的电流源。这时⑮脚输出电流为零,鉴相器对振荡器无影响,振荡器处于自由振荡状态,其振荡频率由 E_1 、 E_2 、 R_0 、 C_0 等参数确定。当作为相位参考基准的负极性行同步信号到来时, Q_6 基极电位低于 Q_5 基极电位,从而迫使 Q_6 截止, Q_5 导通。 Q_5 的电流分配于 Q_1 、 Q_2 两管,分配的比例取决于各管的基极电压。已经指出, Q_1 基极是在 E_3 的直流电位上迭加了行频锯齿波,而 Q_2 基极却总是固定偏置在电压 E_3 上。如果接收机行频变高,因而使回扫脉冲相位超前于同步脉冲时, Q_1 基极的行锯齿波与行同步的时间关系如图9-70(c)所示。在 Q_5 导通的这段时间内, Q_1 基极的平均电位高于 Q_2 基极电位,所以 Q_1 集电极平均电流增大, Q_2 集电极平均电流减少。但从瞬时值角度来看,图(c)中 E_3 电平上下两块阴影,高度分别代表 Q_1 和 Q_2 的集电极电流的增加量。显然在这种情况下 Q_1 电流总效果是增加的。

现在分析鉴相器中各电流的关系。设 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 的电流分别是 i_1 、 i_2 、 i_3 、 i_4 ,⑮脚的输出电流为 i_0 。图中 Q_3 和 Q_4 (二极管接法)是倒接的二极管-三极管镜像恒流源,所以 $i_3 = i_4 = i_2$ 。因为输出电流 $i_0 = i_3 - i_1$,所以 $i_0 = i_2 - i_1$,即输出电流等于 i_2 和 i_1 差值。因此,当 i_2 和 i_1 差动变化时,有一个2倍于变化量的电流由⑮脚输出。在图9-70(c)的情况下, i_1 增加了,而 $i_3 = i_2$ 却减少了,这只有从外界引入二倍增量的电流才可以。而这个外界的电流量只能从 C_0 上索取(C_0 是振荡器的充电电容)。充电电流减少(图中上、下两块阴影面积之差即代表索取的电荷量),导致振荡频率变低,使接收机原来过高的行频降下来,直到等于接收到的同步信号频率。

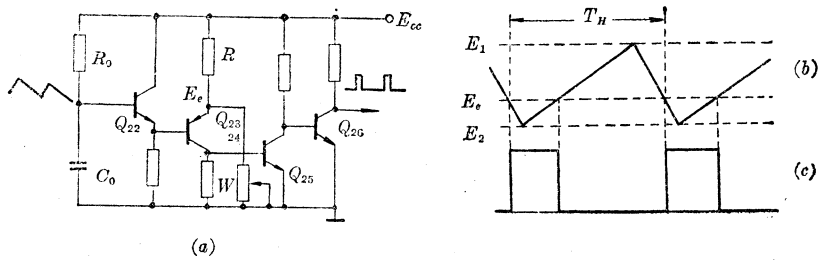
反之,如接收机本机行频偏低,行同步脉冲和锯齿波的时间关系如图(d)所示,这时的反馈过程如下:

本机行频变低→行周期变长→回扫积分锯齿波相位滞后于行同步脉冲→ i_1 减少, i_2 增加→图9-70(d)中 E_3 电平下的阴影面积大于 E_3 电平上的阴影面积→ C_0 充电电流增加→本机行频增加,直到等于行同步信号频率。当两个信号频率相等,相位同步时,出现图9-70(b)所示的波形。这时,在行同步持续期内,鉴相器从 C_0 上取走的总电荷量等于它给 C_0 的总电荷量,所以对 C_0 的充放电净效果等于零。

4. 波形整形电路

行振荡级得到的锯齿波必须设法整形为行脉冲,因为行输出级工作在开关状态,它需要的激励波形不是锯齿波而是脉冲波。而且,要求行脉冲的占空比能够调节。这个任务是由整形电路完成的。这个电路由 $Q_{22} \sim Q_{26}$ 组成,如图9-71所示。

图中, Q_{22} 是一个跟随器,用来隔离整形级与振荡级。 R_0 、 C_0 是图9-69中的充放电元件。 Q_{23} 和 Q_{24} 组成复合的PNP管,电位器 W 和 R 是外接元件,适当选择 W 的动接点位置,就可以使复合PNP管的发射级电位保持所需要数值 E_0 。当 C_0 上的电压高于 E_0 时, Q_{22} 、 Q_{23} 复合管截止;当 C_0 上的电压低于 E_0 时,复合管导通。经过 Q_{25} 、 Q_{26} 的整形作用,可以得到



(a)

图 9-71 整形电路及其波形

(a) 电路 (b) Q_{22} 基极波形 (c) Q_{26} 集电极波形

前后沿陡峭的脉冲波如图 9-71 所示。调节 W 可改变 E_c 电平, 因而改变了输出脉冲的占空比。

5G315 主要性能指标列于表 9-16。

表 9-16 5G315 主要性能指标

参 数	符 号	单 位	测 试 条 件	规 范
静 态 电 流	I_0	mA	$E_{cc}=12V$	≤ 25
捕 捉 范 围	f_s	kHz	$E_{cc}=12V$ $f_0=15625Hz$ 色同步信号幅度 $\geq 10V_{PP}$, 锯齿波幅度 $\geq 4V_{PP}$	≥ 1.2
保 持 范 围	f_H	kHz	同上	≥ 2
频 率 稳 定 度	f_D	Hz	$E_{cc}=12V$ $-10^\circ \sim 55^\circ C$	$\leq \pm 100$
占 空 比 调 节 范 围			$E_{cc}=12V$ $f_0=15625Hz$	0.2~0.8
最高同步分离灵敏度		V		0.4 V_{PP}

二、场扫描集成电路

场扫描集成电路 5G316 包括场锯齿波形成、场线性校正、场同步等功能。只要外接线

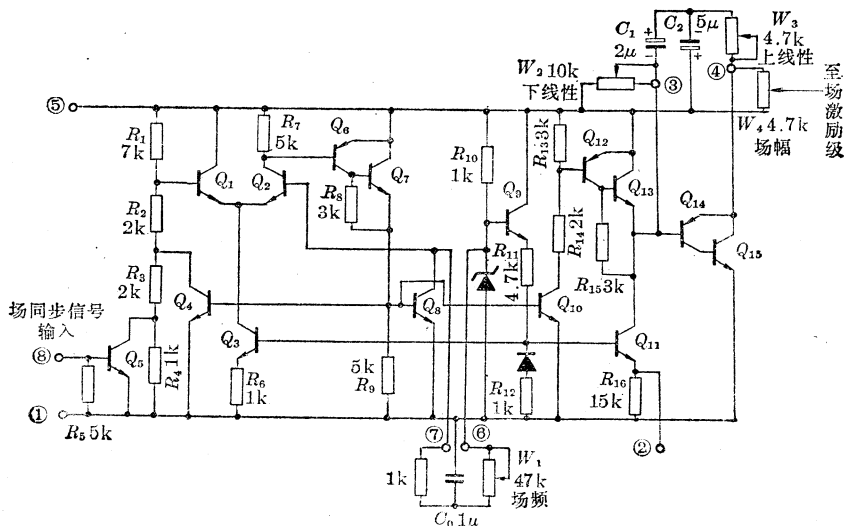


图 9-72 5G316 内部电路和外接元件

①—接地 ②—内调场幅 ③—线性电位器 ④—场幅电位器 ⑤— E_{cc} ⑥—场频电位器 ⑦—场频电容 ⑧—同步输入

性调节、场频调节、场幅调节电位器,就可以输出一个频率可调,线性较好的场锯齿波。

5G316 内部电路和外接元件如图 9-72 所示。它共有 15 只晶体管、2 只二极管和 15 只电阻。其中 $Q_1 \sim Q_4$ 和 $Q_6 \sim Q_8$ 构成锯齿波振荡器; Q_5 是同步放大器; $Q_{10} \sim Q_{15}$ 是锯齿波极性倒相电路, Q_9 和 2 只二极管是内部偏置电路。

5G316 中的锯齿波振荡器的工作原理和 5G315 中完全相同,这里不再赘述。调节器 W_1 相当于图 9-69 中的 R_0 , 所以称为场频调节电位器。

其余的电路是极性倒相电路如图 9-73 所示。图中,复合 PNP 管 Q 和 Q' 分别由图 9-72 中 Q_{12} 、 Q_{13} 和 Q_{14} 、 Q_{15} 构成, Q_{11} 是一个恒流源。

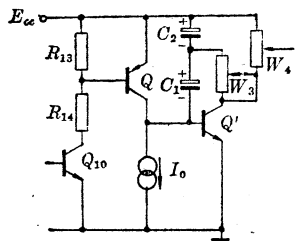


图 9-73 极性倒相电路

Q_{10} 的基极和 Q_4 、 Q_8 的基极接在一起,而 Q_4 、 Q_8 是和图 9-69 中 Q_{17} 、 Q_{21} 一样的同步开关,它们都受 Q_6 、 Q_7 的导通与截止控制的。当 Q_{10} 截止时, Q 也截止,电源 E_{cc} 对电容 C_1 、 C_2 充电,充电是以恒定电流 I_0 进行的,所以线性很好。直到场振荡器中 Q_2 导通,使 Q_6 、 Q_7 复合管导通,进而使 Q_4 、 Q_8 和 Q_{10} 三只晶体管同时导通为止。这三只管子导通后因复合管 Q 也导通, C_1 、 C_2 就通过它的饱和内阻迅速放电。到下次 Q_{10} 再次截止后, C_1 、 C_2 又以恒定电流 I_0 充电。由此看来,倒相级输出锯齿波的频率

完全由振荡级决定,而幅度则由 I_0 决定。在 Q' 的负载电阻 W_4 上输出一个负极性锯齿波。 W_2 和 W_3 用来改变 C_1 、 C_2 充放电的时间常数,所以可改变输出锯齿波的线性。从 W_4 的中心处取出锯齿波输送到下级,所以是场幅调节器。

附录一 本书符号

符 号	名 称	符 号	名 称
<i>A</i>	阳极	<i>s</i>	秒
<i>B</i>	蓝基色系数, 变压器	<i>SCR</i>	可控硅
<i>BG</i>	晶体管	<i>T</i>	周期
<i>C</i>	电容	<i>t</i>	时间
°C	摄氏温标	<i>U</i>	压缩后蓝色差电压
<i>D</i>	二极管	<i>V</i>	压缩后红色差电压
<i>d</i>	距离	<i>x</i>	色度坐标
dB	分贝	<i>Y</i>	导纳, 亮度
<i>E</i>	信号电压(直流及振幅)	<i>y</i>	色度坐标
<i>e</i>	信号电压(交流)	<i>z</i>	阻抗
<i>F</i>	色度信号		
<i>f</i>	频率	α	共基电流放大系数
<i>G</i>	绿基色系数, 增益, 栅极	β	共发电流放大系数
<i>H</i>	亨利	γ	灰度系数
Hz	赫兹	θ	导通角
<i>I</i>	电流(直流及振幅)	λ	波长
<i>i</i>	电流(交流)	τ	时间间隔
<i>IF</i>	中频	φ	角度, 相角
<i>J</i>	晶体	ω	角频率, 载波角频率
<i>j</i>	虚单位	Ω	欧姆
<i>K</i>	色同步包络脉冲, 阴极	Ω	调制角频率
<i>k</i>	波尔兹曼常数		
<i>L</i>	电感	倍率:	
<i>M</i>	调幅系数	<i>M</i>	兆(10^6)
<i>N</i>	北极	<i>k</i>	千(10^3)
<i>n</i>	正整数	<i>m</i>	毫(10^{-3})
<i>P</i>	<i>PAL</i> 识别脉冲	μ	微(10^{-6})
<i>Q</i>	集成电路晶体管	<i>n</i>	毫微(10^{-9})
<i>q</i>	电子电荷量	<i>p</i>	微微(10^{-12})
<i>R</i>	红基色系数, 电阻		
<i>r</i>	半径	下标:	
<i>S</i>	南极	<i>B</i>	蓝基色

(续表)

符 号	名 称	符 号	名 称
<i>b</i>	基极	<i>o</i>	输出
<i>c</i>	集电极	<i>PP</i>	峰峰值
<i>e</i>	发射极	<i>R</i>	红基色
<i>G</i>	绿基色	<i>S</i>	伴音
<i>H</i>	行	<i>SC</i>	副载波
<i>i</i>	输入	<i>V</i>	场
<i>M</i>	调制波	<i>VC</i>	图象载波
max	最大	<i>Y</i>	亮度
min	最小	<i>Z</i>	帧

附录二 彩色电视暂行制式试用技术标准

(一九七六年修订稿)

一、总特性指标

1. 每帧行数	625
2. 每秒场数	50
3. 扫描方式	隔行扫描
4. 每秒帧数(帧频)	25
5. 行频 f_H 及与电网异步工作时行频容许偏差	15625 Hz \pm 0.02%
行频最大变率	\pm 0.05%
6. 光栅宽高比	4:3
7. 扫描顺序	场: 自上至下; 行: 自左至右
8. 应能与电网异步工作	
9. 图象信号的规定 γ 校正值	约 0.4
10. 标称视频带宽	6 MHz

二、视频全信号脉冲细节指标(见图 10-1~10-4)

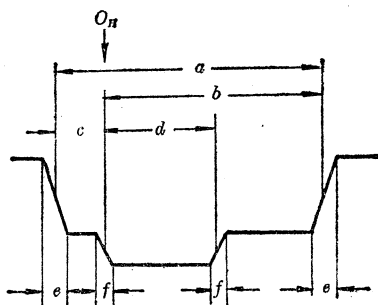


图 10-1 行同步信号

注: O_H 表示每行起点

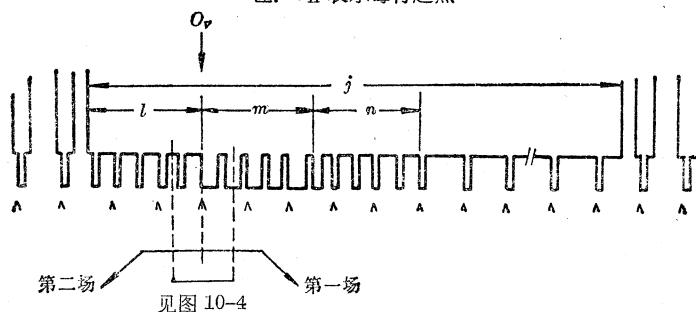


图 10-2 第一场的场同步信号

注: O_V 表示每场起点; Δ 表示行同步点

代号	项目	指标
<i>H</i>	标称行周期	64 μs
<i>a</i>	行消隐脉冲宽度	12 ± 0.3 μs
<i>b</i>	行同步脉冲前沿至行消隐脉冲后沿的计算平均值(参考)	10.5 μs
<i>c</i>	行消隐脉冲前肩宽度	1.5 ± 0.3 μs
<i>d</i>	行同步脉冲宽度	4.7 ± 0.2 μs
<i>e</i>	行消隐脉冲沿建立时间	0.3 ± 0.1 μs
<i>f</i>	行同步脉冲沿建立时间	0.2 ± 0.1 μs
<i>v</i>	标称场周期	20 ms
<i>j</i>	标称场消隐脉冲宽度	25 <i>H</i> + <i>a</i> = 1612 μs
<i>k</i>	场消隐脉冲沿建立时间	0.3 ± 0.1 μs
<i>l</i>	前均衡脉冲序列所占时间	2.5 <i>H</i>
<i>m</i>	场同步齿脉冲序列所占时间	2.5 <i>H</i>
<i>n</i>	后均衡脉冲序列所占时间	2.5 <i>H</i>
<i>p</i>	均衡脉冲宽度	2.35 ± 0.1 μs
<i>q</i>	标称场同步齿脉冲宽度(参考)	27.3 μs
<i>r</i>	场同步齿脉冲开槽宽度	4.7 ± 0.2 μs
<i>s</i>	场同度齿脉冲沿和均衡脉冲沿建立时间	0.2 ± 0.1 μs

- 注: 1. 脉冲宽度按前后沿 50% 幅度点之间计算。
 2. 脉冲沿建立时间按 10~90% 幅度点之间计算。
 3. 第一个场同步齿脉冲前沿与行同步点相重合处为第一场、第一行之起始点。
 4. 第 16 至 22 行、329 至 335 行系供插入测试行信号及传送其它数据之用。

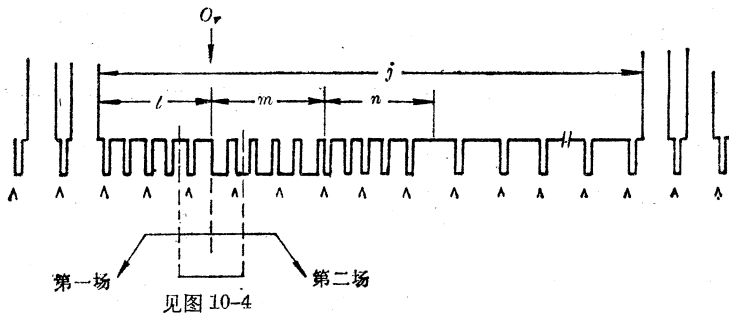


图 10-3 第二场的场同步信号

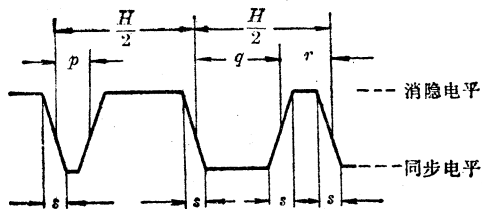


图 10-4 均衡脉冲和场同步齿脉冲

三、视频全信号视频特性指标

1. 视频全信号的组成

彩色电视视频全信号由一个亮度信号和一对色度信号混合形成, 这一对色度信号是由两个色差信号 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 以抑制副载波的振幅调制方式, 分别调制相差 90° 的两个同频率

副载波而得, 其中受 E_{R-Y} 信号调制的副载波相位逐行倒转 180° 。

全信号用下式表示:

$$E_M = E'_Y + F'_U \sin \omega_{sc} t \pm F'_V \cos \omega_{sc} t$$

末项的正号适用于第一、二场的奇数行和第三、四场的偶数行, 负号适用于第一、二场的偶数

行和第三、四场的奇数行。

2. 视频全信号幅度

图象信号幅度

$0.7V \pm 20mV$

同步脉冲幅度

$0.3V \pm 9mV$

3. 三基色色度坐标

三基色色度坐标列于表 10-1 中。

表 10-1

基 色	坐 标	
	x	y
红	0.64	0.33
绿	0.29	0.60
蓝	0.15	0.06

标准白色取 $E'_R = E'_G = E'_B$ 时为 D_{6500} 白色, 其色度坐标是:

$$x = 0.313, \quad y = 0.329$$

4. 亮度信号

亮度信号的组成如下式:

$$E'_Y = 0.299E'_R + 0.587E'_G + 0.114E'_B$$

上式中 E'_R, E'_G, E'_B 为经 γ 予校正后的三基色信号。

5. 彩色副载波频率

(1) $f_{sc} = 4.43361875 \text{ MHz} \pm 3 \text{ Hz}$ 最大变化率: 0.1 Hz/s

(2) 采用 $\frac{1}{4}$ 行频和 25 Hz 的偏置, 彩色副载波频率和行频之间的关系是:

$$f_{sc} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + 25 \text{ Hz}$$

6. 色度信号

(1) 色度调制信号的组成:

$$F'_U = 0.493(E'_B - E'_Y)$$

$$F'_V = 0.877(E'_R - E'_Y)$$

(2) 色度通道频率特性

1.3 MHz 处, 相对于低频下降

$\leq 3 \text{ dB}$

4 MHz 处, 相对于低频下降

$> 20 \text{ dB}$

(3) 调制后两个色度信号之间的

延时误差

$< 20 \text{ ns}$

(4) 色度信号和亮度信号之间的

延时误差

$< 50 \text{ ns}$

(5) 调制轴的相位关系及其公差: 见图 10-5。

7. 色同步信号(见图 10-5)

(1) 组成: 由 10 ± 1 周副载波组成

(2) 持续宽度

$2.25 \pm 0.23 \mu\text{s}$

(3) 幅度

$0.3V \pm 9mV$

(4) 与行同步脉冲前沿间隔

$5.6 \pm 0.1 \mu s$

(5) 两相邻行色同步信号幅度差异, 小于

5%

(6) 相对于副载波相位基轴的相位关系及其公差示于图 10-5

(7) 色同步信号副载波相位顺序: 第一、二场奇数行和第三、四场偶数行的相位是 $+135^\circ$; 第一、二场偶数行和第三、四场奇数行的相位是 -135° 。

在场消隐期间有九行不传送色同步信号, 相邻四场中的消隐位置于图 10-6。

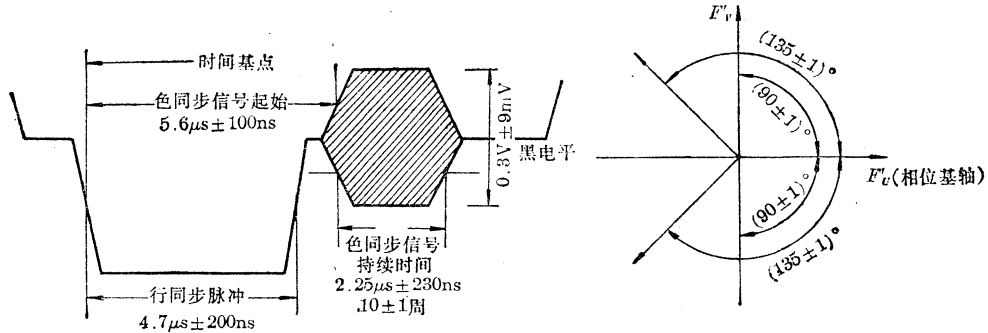


图 10-5 色同步信号和色度信号调制轴

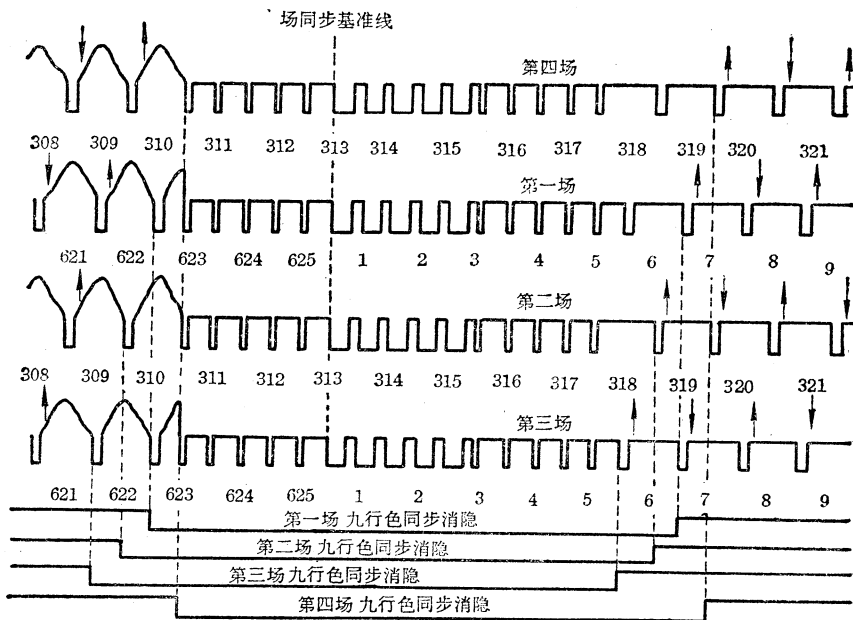


图 10-6 场消隐期间脉冲

“↑”表示色同步标称相位 $+135^\circ$; “↓”表示色同步标称相位 -135° 。

四、射频特性指标

1. 标称射频频道带宽(I、III、IV、V 频段) (见图 10-7) 8 MHz
2. 伴音载频与图象载频距 $+6.5 \text{ MHz}$
3. 频道下限与图象载频距 -1.25 MHz
4. 图象信号主边带标称带宽 6 MHz

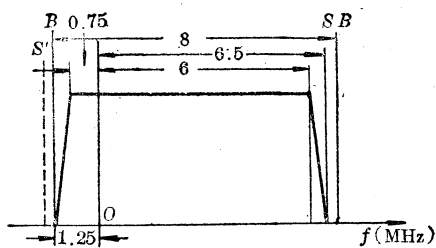


图 10-7 电视广播发射频道的频带规定

注: O 图象信号发射载频; S 伴音信号发射载频; S' 下邻道伴音信号发射载频; B 标称频道边界

- | | |
|--|--|
| 5. 图象信号残留边带标称带宽 | 0.75 MHz |
| 6. 图象信号下边带在 -1.25 MHz 以外的最小衰减值 | 20 dB |
| 7. 图象信号调制方式与调制极性 | 振幅调制, 负极性 |
| 8. 视频全信号的发射电平 | |
| a. 同步脉冲顶 | 100% 载波峰值 |
| b. 消隐电平 | $(75 \pm 2.5)\%$ 载波峰值 |
| c. 黑色电平与消隐电平差 | 0~5% 载波峰值 |
| d. 峰值白色电平 | 10~12.5% 载波峰值 |
| 9. 伴音调制方法 | 调频、最大频偏 ± 50 kHz
预加重时间常数 $50 \mu s$ |
| 10. 图象信号调制包络峰值的有效发射功率与
伴音未调制载频有效发射功率比 | 10:1 |

附件一: 电视中心台内部用脉冲细节指标

所有脉都为负极性, 在 75Ω 终接阻抗上的标称幅度峰峰值(包括副载波信号)均为 $2 V$, 时间关系如下:

- (1) 复合同步脉冲和消隐脉冲指标同二中规定
- (2) 行推动脉冲
 前沿与复合同步脉冲中行同步脉冲符合
 脉冲宽度 $7.7 \pm 0.2 \mu s$
 脉冲沿建立时间 $0.2 \pm 0.1 \mu s$
- (3) 场推动脉冲
 前沿与复合同步脉冲中第一场同步齿脉前沿符合
 脉冲宽度 $7.5 H$
 脉冲沿建立时间 $0.2 \pm 0.1 \mu s$
- (4) 色同步开关脉冲(K 脉冲)
 重复频率与行脉冲频率相同
 脉冲前沿滞后于复合同步脉冲中
 行同步脉冲前沿 $5.6 \pm 0.1 \mu s$
 脉冲宽度 $2.25 \pm 0.23 \mu s$
 脉冲沿建立时间 $0.2 \pm 0.1 \mu s$
 在场消隐期间有 9 行无色同步开关脉冲, 其位置见图 10-6

(5) 倒相识别脉冲(P 脉冲)

统一采用脉冲形式,其重复频率为行同步脉冲频率的一半。脉冲在第一、二场奇数行和二、四场偶数行的始端出现

脉冲前沿滞后于复合同步脉冲中

行同步脉冲前沿

$0 \sim 0.1 \mu s$

脉冲宽度

$8 \pm 0.2 \mu s$

脉冲沿建立时间

$0.2 \pm 0.1 \mu s$

附件二: 标准彩色条信号

在电视信号发射传送和磁带录象中统一采用 100/0/75/0 彩色条信号,各电压值及矢量值列于表 10-2 中,其波形和矢量图分别如图 10-8, 图 10-9 所示。

表 10-2

彩 色	E'_R	E'_G	E'_B	E'_Y	色度信号(峰-峰值)			色度角 φ (度)	
					$2E'_U$	$2E'_V$	$2s$	第 n 行	第 $n+1$ 行
白	0.70	0.70	0.70	0.700	0	0	0	—	—
黄	0.525	0.525	0	0.465	0.459	0.105	0.470	167	193
青	0	0.525	0.525	0.368	0.155	0.646	0.664	283.5	76.5
绿	0	0.525	0	0.308	0.304	0.541	0.620	240.5	119.5
紫	0.525	0	0.525	0.217	0.304	0.541	0.620	60.5	299.5
红	0.525	0	0	0.157	0.155	0.646	0.664	103.5	256.5
蓝	0	0	0.525	0.060	0.459	0.105	0.470	347	13
黑	0	0	0	0	0	0	0	—	—
彩色同步副载波	—	—	—	0	0.212	0.212	0.300	135	225

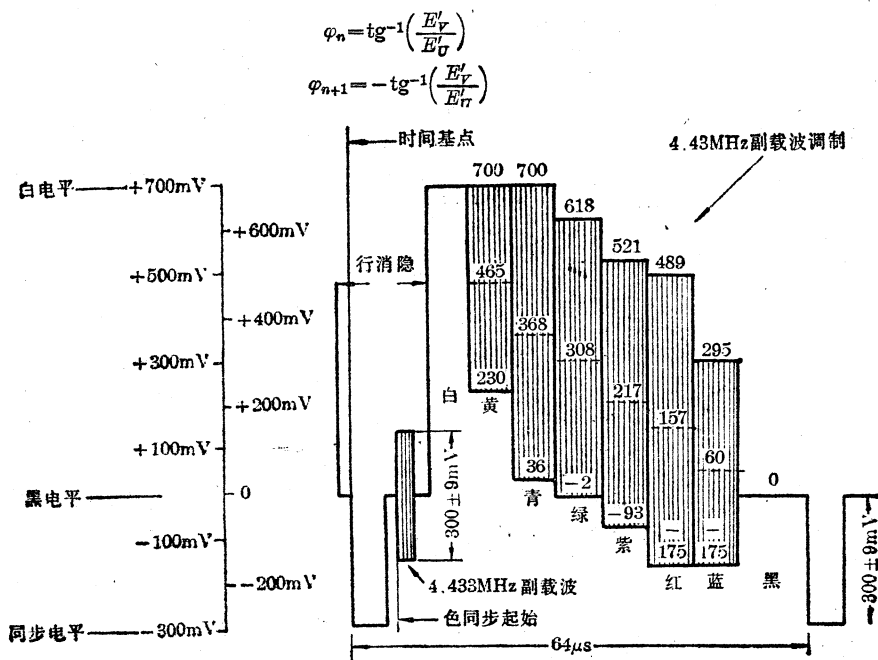
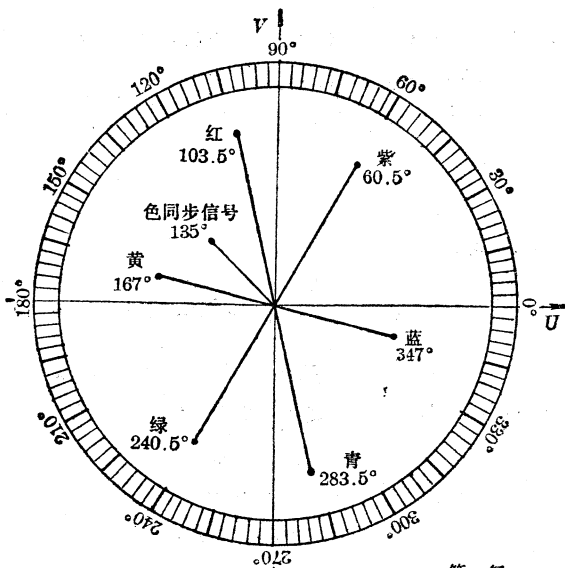
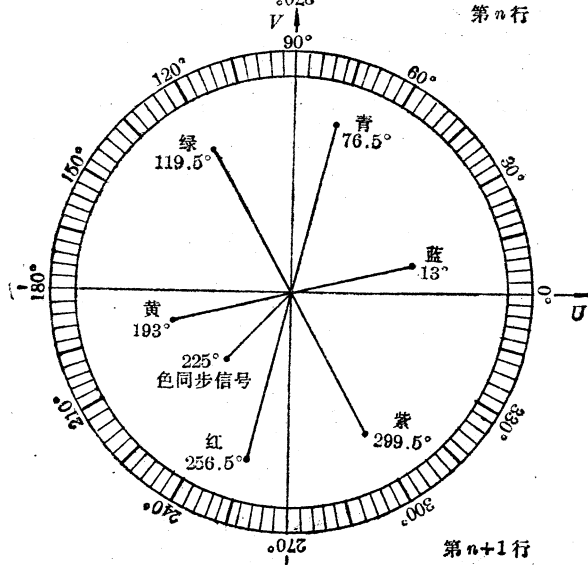


图 10-8 彩条波形图



第 n 行



第 $n+1$ 行

图 10-9 彩条矢量图

附录三 外文缩写汇集

- A** (austast) 消隐
ABL (automatic bright limiting) 自动亮度限制
ACC automatic chrominance control 自动色度控制
ACK automatic colour killer 自动消色
ADC automatic degaussing circuit 自动消磁电路
AFPC automatic frequency phase control 自动频率相位控制
AFT automatic fine tuning 自动(频率)微调
AGC automatic gain control 自动增益控制
APC automatic phase control 自动相位控制
ARC automatic resolution control 自动清晰度控制
AT ampere turns 安(培)匝数
B brightness 亮度
B blue 蓝色
CAD computer aided design 计算机辅助设计
CBS Columbian Broadcasting System (美国)哥伦比亚广播系统、场顺序制
CIE Commission Internationale de l' Eclairage 国际照明协会
CMRR common mode rejection ratio 共模抑制比
CMOS complementary metal-Oxide-semiconductor 互补型金属-氧化物-半导体
CPT colour picture tube 彩色显象管
CTV Colour Television 彩色电视
CVT constant voltage transformer 恒压变压器
EHT extra-high tension 极高压
F farbe 色度
FBT flyback transformer 回扫变压器
G green 绿色
GCS gate controlled switch 栅控开关, 可关断可控硅
HOT horizontal output transformer 行输出变压器
IF intermediate frequency 中频
ITC integral tube component 一体化显象管组件
LSI large scale intergration 大规模集成(电路)
MNOS Metal nitride oxide semiconductor 金属-氮-氧化物半导体
MSI medium scale integration 中规模集成(电路)
NEC Nippon Electro-technic Committee 日本电工委员会
NTSC National Television System Committee (美国)国家电视制式委员会, NTSC制
OTL output transformer-less 无输出变压器(电路)
PAL phase alternation line-by-line 逐行倒相制
PD phase detector 鉴相器
PIL precision in line 精密一字形排列
PST precise static toroid 精密静态环形(偏转线圈)
R red 红色
RCA Radio Corporation of America 美国无线电公司
SAWF surface acoustic wave filter 声表面波滤波器
SCR silicon controlled rectifier 可控硅, 硅可控整流器
SECAM sequentiel couleurs à mémoire 顺序传送彩色与记忆(SECAM制)
SSS self-convergence, black stripe screen, single gun short neck 自会聚、黑条屏、单枪短颈管(显象管)
UHF ultra high frequency 超高频(300~3000MHz)
VCO voltage controlled oscillator 压控振荡器
VHF very high frequency 甚高频(30~300MHz)

参 考 文 献

- [1] C. J. Chamberin: The CIE International Colour System Explained, 1955.
- [2] A. G. Priestley: Receiving PAL Colour Television, 1974.
- [3] 冬木庆司: TR カラーテレビの原理、調整と修理, 1972. (晶体管彩色电视机的原理、调整和修理, 安徽大学无线电系译, 1974)
- [4] D. J. Thomes: Tuning Indicator, Wireless world (GB) Vol. 83, No. 1498, p. 57 (June, 1977).
- [5] 受象机技术の动向 テレビジョン Vol. 31, No. 6, 1977, 6.
- [6] W. W. Evans, et al.: Direct Address TV tuning and Display System using digital MOS Large Scale Intergration. IEEE Trans. Vol. CE-22, No. 4, p. 287-8 (Nov., 1976).
- [7] A. Willcox: Ultrasonic Remote Control System Television (GB) Vol. 27, No. 1, p. 15~17 (Nov., 1976).
- [8] Infra-red Remote Control for Color Television Receivers. Funkschau (Germany) Vol. 48, No. 24, p. 1058 (Nov., 1976).
- [9] J. M. Deacon, J. Heighway: SAW Filters for TV Receivers. IEEE Trans. Vol. CE-21, No. 4, p. 390-5 (Nov., 1975).
- [10] D. C. Grice, S. C. Pi, J. M. Wilk: Acoustic Surface Wave Filter for TV Tuning circuit. IBM Tech. Disclosure Bull (USA) Vol. 19, No. 3, p. 971-4 (Aug., 1976).
- [11] Y. Komatus, Y. Yanagisawa: A Surface Acoustic Wave Filter for color Television Receivers VIF. IEEE Trans. Vol. ED-24, No. 3, p. 230-3 (March, 1977).
- [12] 郑继禹等: 锁相环路原理和应用。
- [13] Micheal J. Maytum et al: Driver-Circuit Design Considerations for High Voltage Line-scan. Transistors. IEEE Trans. Vol. BTR-19, No. 2, p. 127-34, 1973.
- [14] 长谷川浩一: トランジスタ・カラーテレビの回路動作の徹底研究第25回, テレビ技術 Vol. 22, No. 4, p. 59, 1974, 4.
- [15] Yoshihiro Okuno: Analysis and Design of SCR Horizontal Deflection Circuit. IEEE Trans. Vol. BTR-20, No. 1, p. 86, 1974.
- [16] C. F. Wheatley: Design factors for trized TV deflection circuit. IEEE Trans. Vol. BTR-9, No. 2, p. 72~80, 1963.
- [17] J. A. Hornberger et al: A Transistorized fifth Harmonically Tuned Horizontal Deflection Circuit for Large Screen Color-Television. IEEE Trans. Vol. BTR-16, No. 1, p. 43~49, 1970.
- [18] A. J. Moggre: Diode Split—a New Kind of Line Transformer for Color-Television Receivers. Funkschau (Germany) Vol. 48, No. 24, p. 1051-4 (Nov., 1976).
- [19] R. Takeuchi, et al: Multi-Stage-Singular Flyback Transformer. IEEE Trans. Vol. CE-23, No. 1, p. 107-13 (Feb., 1977).
- [20] M. J. Maylum: TR Self-Stabitizing Horizontal Deflection System. IEEE Trans. Vol. BTR-20, No. 1, p. 32~64, 1974.
- [21] P. L. Wessel: A New Horizontal Deflection Circuit. IEEE Trans. Vol. BTR-18, p. 177~182, 1972.
- [22] Abraham I. Pressmien: Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design. Hayden Book Company, Inc., Rochelle park, 1977.
- [23] H. B. Law: A Three-Gun Shadow-Mask Color Kinescope Proc. IRE, Vol. 39. p1186, 1951.
- [24] 大越: トリニトロンテレビ志. Vol. 27, No. 5, p. 315, 1973.
- [25] R. L. Barbin, R. H. Hugas: New RCA Color Picture Tube System for Portable TV Receivers. IEEE Spring Conference (1972-6).
- [26] J. Haantjes, J. Lubben: Errors of Magnetic Deflection I, II Philips Res. Repts. Vol. 12, p. 46(1957); Vol. 14, p. 65 (1959).
- [27] J. Kaashoek: A Study of Magnetic Deflection Errors Philips Res. Repts. Suppl. No. 11 (1968).
- [28] K. Akatsu, K. Maruyama: New Self-Convergence yoke and Picture Tube System With 110° Inline Feature. IEEE Trans. Vol. CE-23, No. 3, p. 375 (Aug., 1977).

- [29] L. E. Weaver, et al.: Television Measurement Techniques. London, 1971, p. 329~332.
- [30] J. Overzee: Applications of The New Monochrome and Colour Test-Petten Generator PM-5544 Philips Electron Meas. & Microwave Not. (Netherlands) No. 2, p. 1~5, p. 28~31 (1970).
- [31] 山之内一郎: IC カラーテレビ日本放送出版協会, 1974.
- [32] Adib R. Hamade: Phase-Lock Television IF Amplifier-Video Detector. IEEE Trans. Vol. CE-21, No. 4, p. 340-7, 1975.
- [33] B. Reimann: A PAL-Decorde With Only 1 ICs Radio Mentor Electron (Germany) Vol. 81, No. 1478, p. 448 (Oct., 1975).
- [34] B. Reimann: A two IC PAL Chrominance/Luminance System. IEEE Trans. Vol. BTR-20, No. 2, p. 149 (May, 1974).
- [35] 友田克明: ヲニチップクロマ回路について, テレビ技術 Vol. 25, No. 9, p. 32~38, 1977.
- [36] 市川洋: 各社 1 チップクロマ回路の比較テレビ技術 Vol. 25, No. 9, p. 45~55, 1977.
- [37] 山之内一郎: テレビにおける IC, MSI 技術(その 17 テレビ技術 Vol. 26, No. 2, p. 81~92, No. 3, p. 99~109, 1978.

彩色电视机的原理与调试

张远程 编

上海科学技术出版社出版

(上海瑞金二路 450 号)

新华书店上海发行所发行 上海商务印刷厂印刷

开本 787×1092 1/16 印张 18.25 字数 441,000

1981 年 8 月第 1 版 1982 年 6 月第 2 次印刷 *

印数 97,001—189,000

统一书号: 15119·2124 定价:(科四) 1.80 元