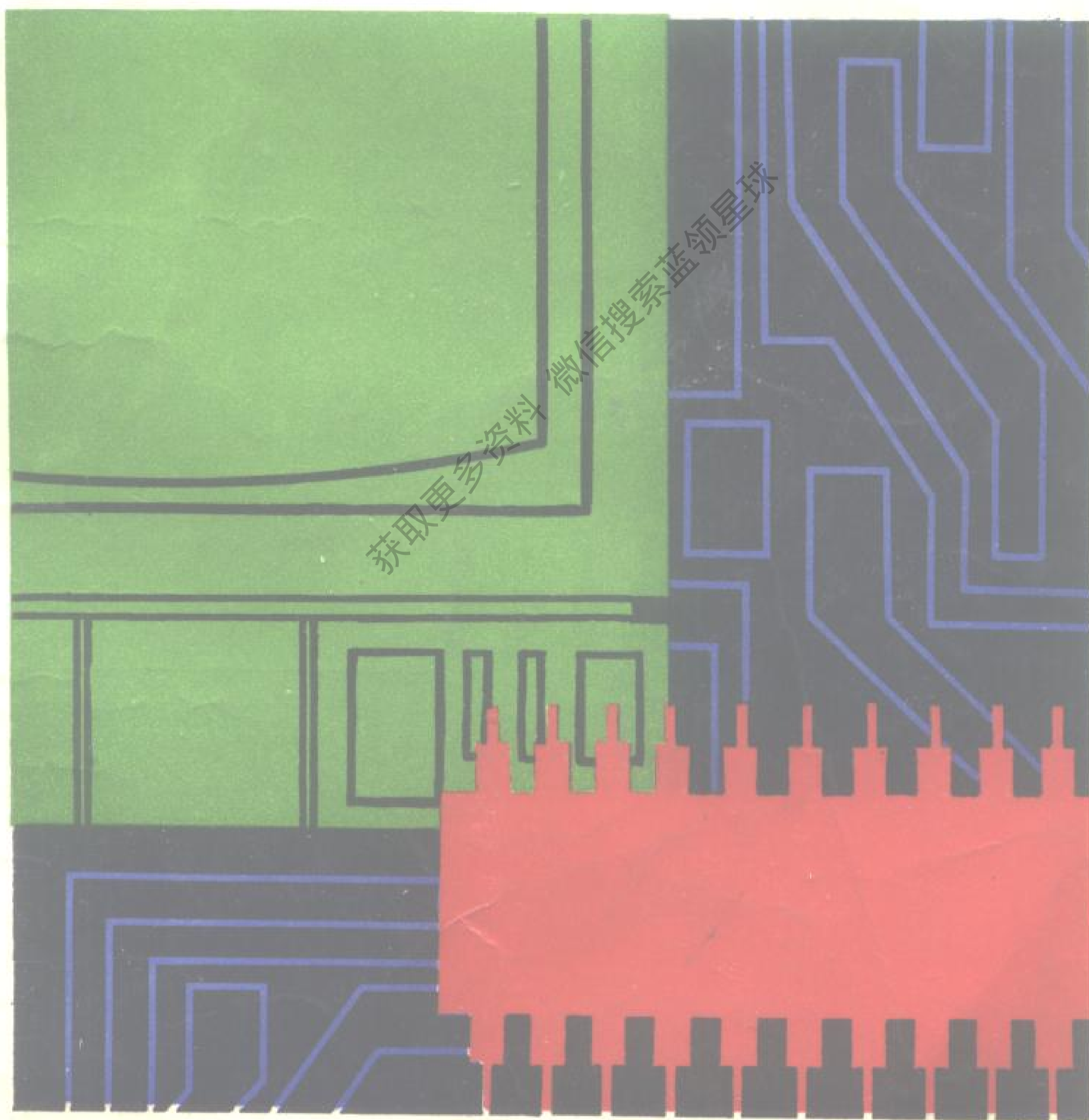
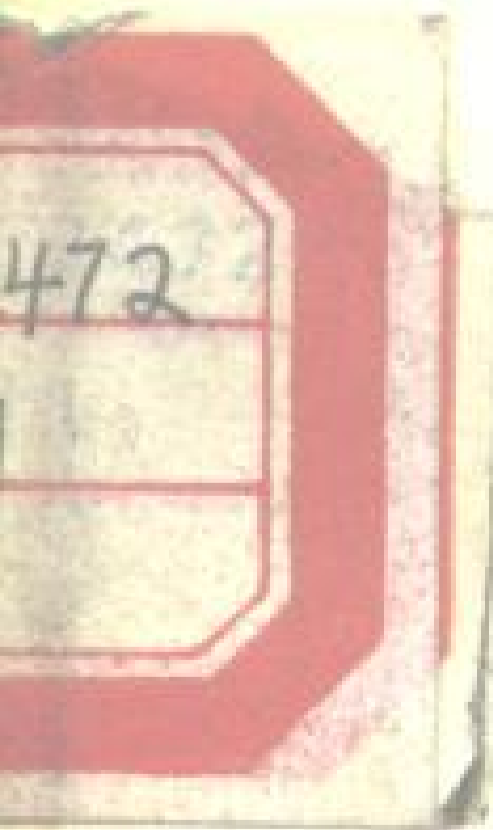


集成电路彩色电视机 电路分析与维修

高厚琴 李秀球 编著



电子工业出版社



441

集成电路彩色电视机电路分析与维修

高厚琴 李秀球 编著

张永辉 审校

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球



电子工业出版社

9010007

内 容 提 要

本书介绍集成电路彩色电视机的工作原理和典型电路，对集成块的内部构成作了剖解，并结合日立 CTP-236D 和松下 TC-483D 型机的电路与维修进行了详细的分析。

本书第一章介绍彩色电视机的原理，第二章至第七章分别介绍：高频调谐器；图象中频放大系统和伴音电路；PAL_D 解码器；行、场扫描系统；彩色显象管及其附属电路；电视机用开关电源。

本书可供从事电视机生产、维修、研制的工人、技术人员和大专院校师生阅读，也可供广大无线电爱好者学习参考。

集成电路彩色电视机电路分析与维修

高厚琴 李秀球 编著

张永辉 审校

责任编辑 王柱曾

电子工业出版社出版（北京海淀区万寿路）
新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售
北京密云卫新综合印刷厂印刷

开本：787×1092 毫米 1/16 印张：19.25 插页：6 字数：474 千字

1988年9月第一版 1988年9月第一次印刷

印数：1—30100册 定价：6.20元

统一书号：15290·548

ISBN7-5053-0195-0/TN101

7000100

前 言

随着国内外电子工业和电路技术的进步，作为现代社会家庭中供学习和文艺体育欣赏用的主要电器产品之一——电视接收机，不仅正在从黑白向彩色过渡，而且彩色电视机的电路结构都在从分立元件朝集成化方向发展。很多人对晶体管黑白电视机的工作原理和电路分析已比较清楚或相当熟悉，对集成化黑白电视机一般也已有了解，只是对集成块内部的电路原理或许还不甚明白。至于大家日益感兴趣的彩色电视机，不少人可能尚未深入接触其原理，对集成化彩色电视机更可能如此。

另一方面，国内的现状是集成彩色电视机在迅速生产，大批供应市场，尤其是大中城市家庭中，国产的或进口的机器已有一定的普及程度。因此，人们十分需要懂得其电路原理，掌握其维修技术，将自己的知识提高到一个新的水平，以适应科技现代化或业务工作的需要。

基于这样的情况，我们在从事大学“电视接收技术”课程教学的同时，编写了这本《集成电路彩色电视机电路分析与维修》，目的在于满足有关各界人士学习求知和业务进修的欲望。在内容安排方面，为了论述得详细，在介绍集成彩色电视机各系统的工作原理和分析典型电路的基础上，对重要的集成块的内部构成作了剖解，使读者对整机电路原理有清晰的概念。为了跟踪国际新技术，书中对实际电路的分析都以主要的进口机种为例，并力求讲清物理意义。为了有助于人们对机器进行调试和维修，各章除论述电路原理外，还介绍了常见的故障检修。又为了便于初学彩色电视者阅读，本书的开头对彩色电视原理作了简明、概括的介绍，末尾则给出了一些颇有实用价值的附录和附图。这样，本书可以独立于黑白电视机和晶体管彩色电视机之外，在集成彩色电视机知识领域内自成体系。凡此领域内有教学任务、培训使命的部门，或者广大的无线电爱好者，可将本书作为教学参考或业余阅读。我们希望它能对各界读者有所裨益，这也是我们的欣慰所在。

学习和掌握集成彩色电视机并不是很容易的事，为便于读者顺利地阅读，我们力求在内容上抓住重点，在说明上尽量深入浅出，循序渐进，并配合了相当数量的方框图和局部电路图，以期阅读后对电路技术有较全面的概念。但是，由于水平有限和经验不足，编写的内容必然会不尽如人意，差误亦在所难免，恳盼使用单位、院校师生、技术人员和广大读者批评指正。我们也衷心感谢电子工业出版社，鼓励和支持我们编写这本书，为我们提供了略尽绵薄之力的机会和场所。

编 者

目 录

第一章 彩色电视原理

第一节 色度学的基本知识.....	(1)
一、可见光和彩色视觉.....	(1)
二、三基色原理.....	(4)
三、彩色的度量.....	(6)
第二节 彩色电视制式概述.....	(10)
一、彩色电视传送的基本过程.....	(10)
二、兼容制彩色电视.....	(11)
三、亮度信号和色差信号.....	(12)
四、色差信号的频带压缩——大面积着色.....	(14)
第三节 NTSC制的编、解码原理.....	(14)
一、副载波频率的选择.....	(14)
二、正交平衡调幅.....	(17)
三、同步检波.....	(21)
四、NTSC制编、解码方框图.....	(22)
五、NTSC制对相位失真的敏感性.....	(24)
第四节 PAL制编、解码原理.....	(25)
一、PAL制的特点.....	(25)
二、PAL制副载频的选择.....	(26)
三、色同步信号.....	(30)
四、PAL制编码器方框图.....	(31)
五、彩色全电视信号.....	(32)
六、PAL色度信号解调原理.....	(35)
第五节 PAL _D 彩色电视机的组成.....	(39)

第二章 高频调谐器

第一节 高频调谐器的作用和组成.....	(42)
第二节 变容二极管和调谐回路频率覆盖.....	(43)
一、变容二极管.....	(43)
二、调谐回路频率覆盖和开关二极管.....	(47)
第三节 VHF (甚高频) 电调谐高频头.....	(49)
一、电路原理.....	(49)
二、VHF电调谐高频头实际电路介绍.....	(58)
第四节 UHF (特高频) 电调谐高频头.....	(67)
一、UHF电调谐高频头的组成和电路原理.....	(67)
二、UHF高频头电路介绍.....	(72)
第五节 电调谐高频头的常见故障和检修方法.....	(76)
一、故障现象.....	(76)

二、故障判断.....	(76)
三、故障检修.....	(77)
第三章 图象中频放大系统和伴音电路	
第一节 图象中频放大系统.....	(79)
一、对中频放大器的基本要求.....	(79)
二、声表面波 (SAW) 中频滤波器	(84)
三、集成中频系统的单元电路.....	(85)
四、HA 11215 集成电路	(93)
五、AN5132 集成电路	(103)
第二节 集成伴音通道.....	(109)
一、日立CTP-236D型机伴音通道	(110)
二、松下TC-483D型机伴音通道.....	(114)
第三节 常见故障及检修.....	(116)
一、故障现象.....	(116)
二、故障原因.....	(116)
三、故障检修.....	(117)
第四章 PAL_D 解码器	
第一节 概述.....	(120)
第二节 日立CTP-236D型机集成解码器分析.....	(123)
一、带通放大器.....	(123)
二、梳状滤波器.....	(126)
三、同步检波器.....	(129)
四、基准副载波产生电路.....	(132)
五、V副载波产生电路.....	(141)
六、自动消色器 (ACK) 及自动色饱和度控制 (ACC) 电路.....	(144)
七、解码矩阵电路.....	(146)
八、亮度通道.....	(148)
第三节 松下 TC-483D 型机集成解码器.....	(154)
一、AN5620X 集成电路	(154)
二、AN5612 集成电路	(165)
三、末级视放.....	(171)
第四节 集成彩色解码器的调试及故障检修.....	(171)
一、集成解码电路的调试.....	(171)
二、集成彩色解码器常见故障及其检修.....	(174)
第五章 行、场扫描系统	
第一节 概述.....	(183)
一、行、场扫描系统的基本组成.....	(183)
二、行、场扫描集成电路中的基本单元电路.....	(189)
第二节 场输出级电路.....	(195)
一、互补对称型 OTL 场输出电路	(195)
二、双电源 OTL 场输出电路	(197)
三、分流调整型 OTL 场输出电路	(199)

第三节 行输出级电路.....	(201)
一、行输出级工作原理.....	(202)
二、行输出电路中的失真及其校正.....	(204)
三、行输出级实际电路.....	(206)
第四节 行扫描附属电路.....	(207)
一、变压器整流电路.....	(207)
二、自动亮度限制电路 (ABL)	(212)
第五节 HA11235行、场扫描集成电路.....	(213)
一、行扫描电路.....	(214)
二、场扫描电路.....	(220)
第六节 AN5435行、场扫描集成电路.....	(223)
一、同步分离器和噪声抑制电路.....	(223)
二、场扫描电路.....	(225)
三、行扫描电路.....	(227)
第七节 扫描集成电路的故障及检修.....	(230)
一、故障现象.....	(230)
二、故障原因.....	(230)
三、日立CTP-236D型机扫描电路故障检修.....	(231)
四、松下TC-483D型机扫描电路故障检修	(234)
第六章 彩色显象管及其附属电路	
第一节 概述.....	(237)
一、三枪三束荫罩式彩色显象管.....	(237)
二、单枪三束彩色显象管.....	(240)
第二节 自会聚彩色显象管.....	(241)
一、自会聚管的构造特点.....	(241)
二、自会聚管的自会聚原理.....	(242)
三、偏转线圈的调整.....	(244)
四、色纯度和静会聚调整.....	(245)
第三节 白平衡调整.....	(248)
一、暗平衡调整.....	(248)
二、亮平衡调整.....	(249)
第四节 光栅枕形校正电路.....	(250)
第五节 自动消磁电路.....	(251)
第六节 自会聚彩色显象管故障现象.....	(253)
一、显象管衰老故障现象.....	(253)
二、磁极故障现象.....	(253)
三、断极故障现象.....	(253)
第七章 电视机中开关电源	
第一节 串联式稳压电源与开关式稳压电源.....	(254)
一、串联式稳压电源.....	(254)
二、开关式稳压电源.....	(255)
第二节 开关电源的工作原理.....	(255)

一、串联式开关电源.....	(256)
二、并联式开关电源.....	(257)
三、变压器式开关电源.....	(258)
四、开关电源的干扰问题.....	(260)
第三节 电视机中实用开关电源电路介绍.....	(260)
一、日立CTP-236D型彩色电视机中的开关电源.....	(260)
二、松下TC-483D型彩色电视机中的开关电源.....	(264)
第四节 电视机用泵电源.....	(266)
一、工作原理.....	(267)
二、匈牙利超星牌TA-5301型电视机泵电源电路.....	(268)
第五节 开关电源及泵电源常见故障检修.....	(271)
一、常见故障现象及原因.....	(272)
二、日立CTP-236D型彩色电视机开关电源故障检修.....	(273)
三、松下TC-483D型彩色电视机开关电源故障检修.....	(274)
四、泵电源的故障检修.....	(275)
附 录	
附录一、中华人民共和国国家标准GB3174-82 彩色电视广播.....	(276)
附录二、中华人民共和国国家标准GB2097-80 彩色电视广播测试图.....	(283)
附录三、自会聚彩色显象管主要特性.....	(286)
附 图	
附图1. HA11215 集成块内部电路	
附图2. AN5132 集成块内部电路	
附图3. TA7193P 集成块内部电路	
附图4. AN5620X 集成块内部电路	
附图5. AN5612 集成块内部电路	
附图6. AN5435 集成块内部电路	

第一章 彩色电视原理

第一节 色度学的基本知识

彩色电视不仅能传送和显示景物的亮度，而且能传送和显示景物的颜色，因此它比黑白电视能更生动、更逼真地反映实际的景物，更富有艺术感染力。

彩色电视的理论基础是建立在色度学和视觉生理学的基础上的。色度学是研究人眼对颜色感觉的规律，提出颜色的度量方法及正确的分解和合成的方法。因此，要了解彩色电视，应首先了解色度学方面的有关知识。

一、可见光和彩色视觉

(一) 可见光谱

由物理学知道：光是一种以电磁波辐射形式存在的物质。电磁波的波谱范围很广，按波长长短排列，它包括无线电波、红外线、可见光谱、紫外线、X射线、宇宙射线等，如图1-1所示。波长在380~780nm（纳米）范围内的电磁波人眼可以直接看到，称为可

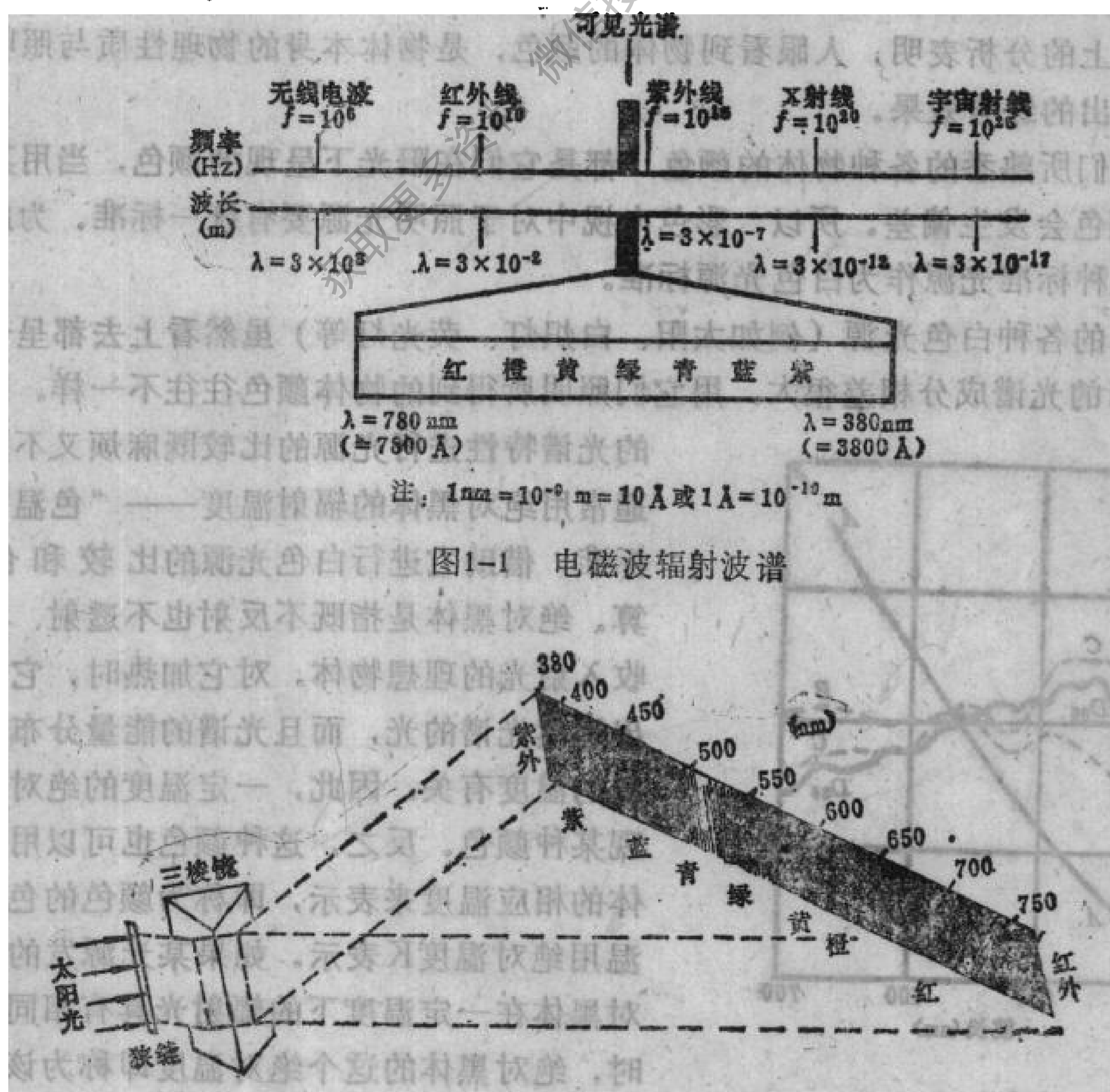


图1-2 太阳光(白光)的分解

见光 在可见光的范围内，不同波长的光在人眼中引起的颜色感觉不一样，随着波长的由长到短变化，可见光引起的颜色感觉依次为：红、橙、黄、绿、青、蓝、紫。一束太阳光通过狭缝进入玻璃三棱镜后，可以分解成按上述颜色次序排列的一列光谱，如图 1-2 所示。太阳光中包含着可见光谱中各种波长的光，综合起来则给人以白光的感觉。由此可见，白光并不是单一波长的单色光，而是由各种波长的单色光混合而成的。

(二) 标准光源

在日常生活中，人们往往把颜色看成是物体所固有的，似乎这个物体本来就具有这种颜色。实际上，我们所看到的物体的颜色，除与物体本身的物理特性有关之外，还和照明它的光源有密切关系。

各种物体由于其物理特性不同，在外界光源照射下，有选择地吸收、反射或透射照明光源中的一部分颜色光，反射或透射出来的光线使它呈现为某种颜色。例如，在阳光下我们之所以能看到红花、绿叶等物体的颜色，是因为红花反射阳光中红色光而吸收其它颜色光的缘故，绿叶则是反射绿色光而吸收其它颜色光。同样道理，白色物体是因为它能反射太阳光中全部波长的可见光才呈现为白色，煤炭能大量地吸收太阳光中全部波长的可见光，故呈现为黑色。既然物体的颜色是由照明光源中被反射或透射的颜色光形成的，所以物体的颜色一定与照明光源的光谱成分有密切关系。设想如果用蓝光去照明红花和绿叶，则它们全部吸收蓝光，而光源中又无红光和绿光可反射，因而两者均呈现暗黑色。另外，白色物体对各种颜色的光均反射，因此用红光照射时呈红色，用蓝光照射时呈蓝色。以上的分析表明，人眼看到物体的颜色，是物体本身的物理性质与照明光源的光谱共同给出的综合效果。

通常，我们所熟悉的各种物体的颜色，都是它们在阳光下呈现的颜色，当用其它光源照明时，颜色会发生偏差。所以，彩色电视中对于照明光源要有统一标准。为此，国际上规定了几种标准光源作为白色光源标准。

平常见到的各种白色光源（例如太阳、白炽灯、荧光灯等）虽然看上去都呈一定的白色，但它们的光谱成分相差很大，用它们照明所得到的物体颜色往往不一样。以各自

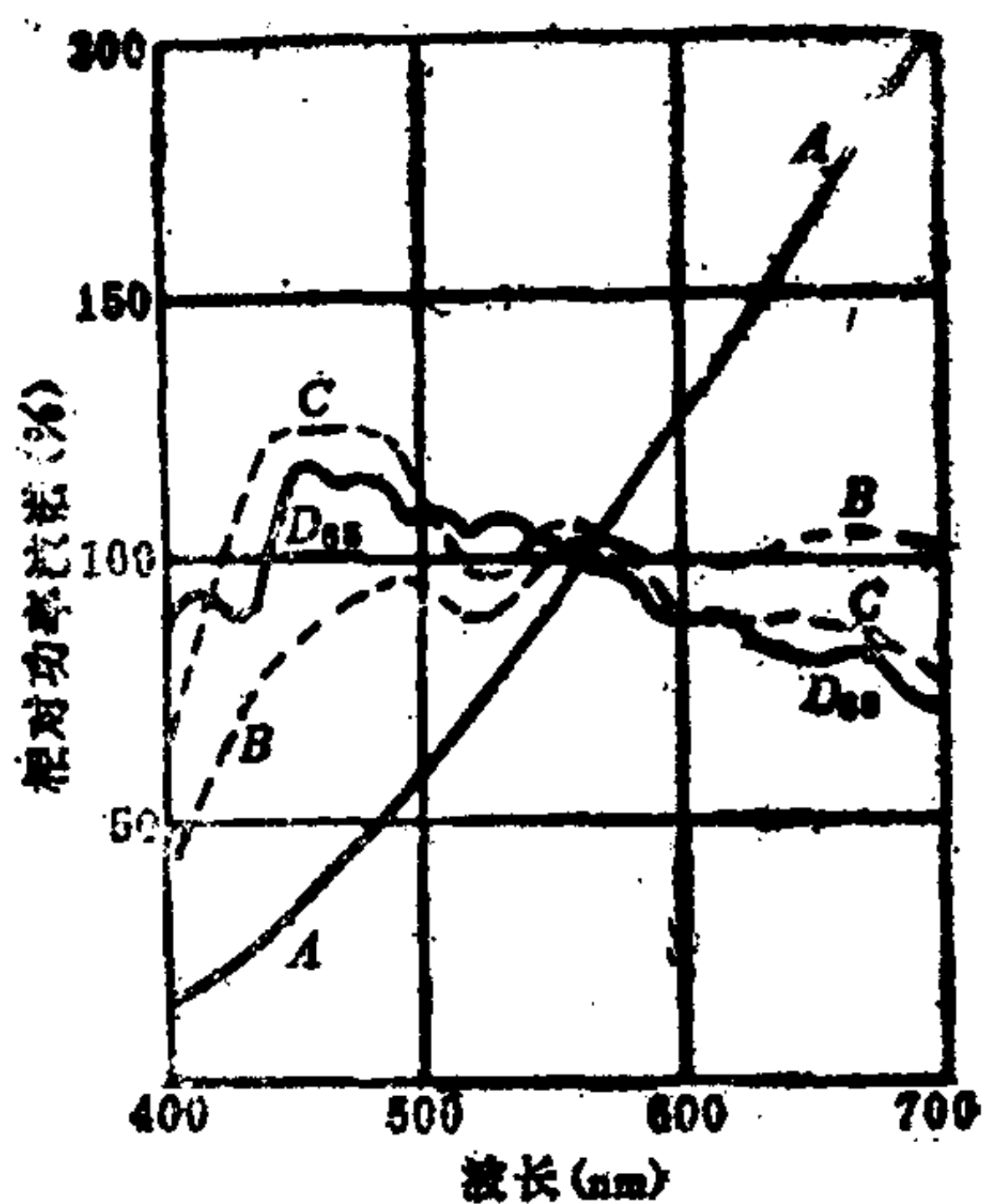


图1-3 标准光源的光谱能量分布曲线

的光谱特性进行光源的比较既麻烦又不直观，通常用绝对黑体的辐射温度——“色温”作为标准，借助它进行白色光源的比较和色度计算。绝对黑体是指既不反射也不透射、完全吸收入射光的理想物体。对它加热时，它能辐射出连续光谱的光，而且光谱的能量分布只与加热的温度有关。因此，一定温度的绝对黑体呈现某种颜色。反之，这种颜色也可以用绝对黑体的相应温度来表示，即称为颜色的色温。色温用绝对温度K表示。如果某光源发的光和绝对黑体在一定温度下的辐射光具有相同的颜色时，绝对黑体的这个绝对温度即称为该光源的色温。需要指出，光源的色温并非光源的实际

温度，而是用来表示其颜色的一个参量。例如，钨丝温度在2800K时白炽灯发出的白光，与绝对黑体在2854K时发出的白光相同，该白炽灯的色温为2854K，而不是2800K。

国际上规定了A、B、C、 D_{65} 、E五种标准白光，作为色度计算的基准。这些光源的光谱能量分布如图1-3所示。

各种标准光源的主要特性如下：

A光源 在2800K时的钨丝白炽灯光源，其光谱能量主要在波长较长的区域，是略偏橙色的白光，色温为2854K。

B光源 相当于中午直射太阳光的光源，可以由A光源通过滤色器获得，色温为4800K。

C光源 相当于白天自然光的光源，蓝光部分能量较多，是偏蓝的白光，也可通过滤色器由A光源获得，色温为6770K

D_{65} 光源 相当于白天的平均照明光，是现在彩色电视中采用的标准白光，色温为6500K。

E光源 是一种理想的等能白光。它的光谱能量分布是一条平直线，在可见光波长范围内各波长具有同等的辐射功率，其颜色与温度为5500K的绝对黑体辐射光相近，采用它是为了简化色度学中的计算。

彩色电视能否逼真地传输彩色，与光源的选择有密切关系。彩色电视系统要求重现的白光为 D_{65} ，而演播室中实际照明光源常采用色温为3200K的卤素灯，所以电视系统设计中需有调定白平衡的措施。如果照明光源的色温不是3200K，应使用色温滤色片进行校正，以免重现的彩色发生偏差。若不进行色温校正，照明光源色温高于3200K时，重现彩色偏蓝，低于3200K时彩色偏红。

(三) 彩色视觉

从生理解剖学知道，人眼能看见物体和分辨颜色，是由于眼球里层的视网膜上有大量的光敏细胞，它可将人眼接收的光刺激通过视神经传到大脑，产生视觉。光敏细胞有两种，一种是杆状细胞，另一种是锥状细胞。它们的感光性能不同。杆状细胞灵敏度极高，能在很低的照明下认出景物，但它只能分辨明暗而不能辨别颜色，锥状细胞灵敏度较低，但它既可分辨明暗层次又可辨别颜色。白天的视觉过程是由锥状细胞完成的，在夜晚和较暗处，锥状细胞不起作用而杆状细胞起作用，但只能看清物体的明暗层次而不能分辨它的颜色。只有在足够明亮的条件下，人眼才能感觉到各种颜色，所以，彩色视觉是人眼的明视觉。

前面谈到，不同波长的单色光会引起不同的彩色感觉。可以设想，人们对于光谱成分相同的光必然有同样的彩色感觉。但实践中又发现，不同光谱成分的光也可以引起同样的彩色感觉。例如，以适当的比例混合红光和绿光，可以使人产生与黄单色光相同的彩色感觉。又如对于包含有全部可见光的太阳光，可以用三种不同波长的红、绿、蓝单色光以适当的比例混合出来。上面两例表明，虽然两种光源的光谱成分显然不同，但却能引起同样的彩色视觉。为了解释这种现象，人们提出一种假说，认为锥状细胞有三种，它们分别对红、绿、蓝三种光最敏感，称为红敏细胞、绿敏细胞和蓝敏细胞。当某种光射入人眼时，三种锥状细胞会产生不同的反应，综合起来使人有一定的彩色感觉。不同光谱成分的光源，如果使三种锥状细胞有相等的反应，则人们的彩色感觉相同。例如，一

束黄单色光射入人眼时，使红敏细胞和绿敏细胞以一定的比例同时受刺激，引起黄色的感觉。如果用红光和绿光按适当比例混合后作用到人眼，使红敏细胞和绿敏细胞受到象黄单色光一样的刺激，那么也可以引起同样的黄色感觉。利用人眼彩色视觉的这个特点，人们可以用简单的混色方法重现自然界中绝大多数的彩色，而不必要按光谱成分去重现各种彩色。这对于彩色电视的实现具有重要意义。

(四) 亮度、色调和饱和度

亮度、色调和饱和度称为彩色三要素，由这三个基本参量可以确切地表示任何一种彩色光。

亮度是指彩色光作用于人眼所引起的明亮程度感觉，它与光的功率有关，光功率大时人眼感觉亮，反之则感觉暗。

色调表示颜色的种类，例如单色光红、橙、黄、绿、青、蓝、紫各表示不同的色调。

饱和度是指彩色光所呈现颜色的深浅、浓淡或鲜艳程度。同一色调的彩色光，饱和度不同给人以深浅程度各异的感觉，例如深红、浅红、深绿、浅绿等。饱和度的高低与彩色光中白光成分的多少有关。完全不含白光成分的彩色光其饱和度为100%，称之为饱和色光；饱和度低于100%的彩色光称为非饱和色光。彩色光中渗入白光少时饱和度高，颜色鲜艳；渗入白光多时饱和度低，颜色不鲜艳；完全是白光时饱和度为零，颜色呈灰色或白色。日常生活中见到的颜色基本上是非饱和色，饱和度较高的颜色也不多见。

色调和饱和度又合称为色度，它既表明彩色光的颜色种类，又表明颜色的深浅程度。彩色光的亮度和色度这两个基本参量，在色度学中都可用数值表示，因而在彩色电视技术中可以把它们转换为电信号进行处理和传输，并重现出彩色图象。

二、 三基色原理

(一) 三基色原理的基本内容

彩色图象重现时要求给出与实际景物相同的彩色效果。根据上面所述的人眼彩色视觉特性，可以利用彩色的分解和混合方法达到重现彩色图象的目的。人们在实践中发现，自然界中的各种颜色几乎都可以由三种基色光按不同的比例混合出来。在彩色电视中，通常选用红、绿、蓝作为三基色。

根据前人的实验研究，可得出如下的三基色原理：

1. 自然界中常见的各种彩色几乎都可以用三基色按一定比例混合得到；反之，任意一种彩色可以分解为三基色分量。

2. 三基色必须是三种相互独立的彩色，即其中任一种基色都不能由其它两种基色混合产生。

3. 混合色的色度（即色调和饱和度），由三基色分量的相互比例决定。

4. 混合色的亮度等于三基色的亮度之和。

根据三基色原理可以认为，任何一种彩色都只包含有三基色分量，只是由于三基色的绝对量大小及相互比例不同，才使彩色有不同的亮度和色度。因此，在传送和重现各种彩色时，并不需要分析景物彩色的光谱成分如何，只要将彩色中包含的红、绿、蓝三个基色分量分解出来，分别变成三个电信号进行传送，接收端将三个电信号还原成三基

色光，再混合这三基色光就可以逼真地重现原彩色。三基色原理对于彩色电视极为重要，它使传送各种各样彩色的任务变为只传送三个信号，大大地简化了传送和重现彩色图象的技术，使彩色电视成为现实。

(二) 相加混色和相减混色

彩色电视、彩色绘画、彩色印刷和彩色胶片中，均是利用三基色原理来进行混色的，但它们的混色方式不同。彩色电视中采用相加混色法，而彩色绘画、彩色印刷和彩色胶片中采用的是相减混色法。

在彩色电视中，利用三基色光按不同的比例相加而给出不同的彩色来重现彩色图象，这称为相加混色法。图 1-4 为用等量的红、绿、蓝三基色光进行相加的混色图，由图可看出，红、绿、蓝三基色光相加混色效果如下：

红色 + 绿色 = 黄色

绿色 + 蓝色 = 青色

蓝色 + 红色 = 紫色 (品红)

红色 + 绿色 + 蓝色 = 白色

红与青、绿与紫、蓝与黄互为补色。所谓补色，就是按一定比例相加后能得到白色的两种彩色，即

红色 + 青色 = 白色

绿色 + 紫色 = 白色

蓝色 + 黄色 = 白色

实现相加混色的方法，除了将三种基色光同时投射到一个漫反射白色面上以合成各种不同彩色的直接混色法外，还可以利用人眼的视觉特性进行间接混色，例如，将三基色光分别投射到同一表面的三个相邻点上，只要这三个点靠拢得足够近，离人眼又适当远，由于人眼的分辨力有限，就会产生三基色混合的彩色感觉，这种方法称为空间混色法。目前，彩色显象管就是利用这种混色法重现彩色图象的。间接混色法除空间混色法外还有时间混色法和生理混色法。时间混色法是将三基色光按一定顺序快速地轮流投射到同一表面上，只要轮换速度足够快，由于人眼视觉有惰性，看到的将是三基色的混合色。生理混色法是利用两只眼睛同时分别观看两种不同颜色的同一景象时，能得到混色效果的一种混色方法。

至于相减混色，是利用颜料、染料等的吸色性质来实现混色的。例如黄色颜料能吸收蓝色光（黄色的补色），在白光照射下它吸收蓝光，反射红光和绿光，因而呈现黄色。青色颜料能吸收红光，反射蓝光和绿光，因而在白光照射下呈青色。将黄、青两种颜料相混时，在白光照射下，蓝光和红光均被吸收，但绿光被反射，因而混合颜料呈现绿色。在减色法中，通常选用黄、紫（品红）、青为三基色，它们分别吸收各自的补色光即蓝、绿、红光。在绘画时，将三基色颜料相混合，在白光照射下，蓝、绿、红光将按一定的比例被吸收，从而可配出各种不同的彩色。图 1-5 示出了相减混色

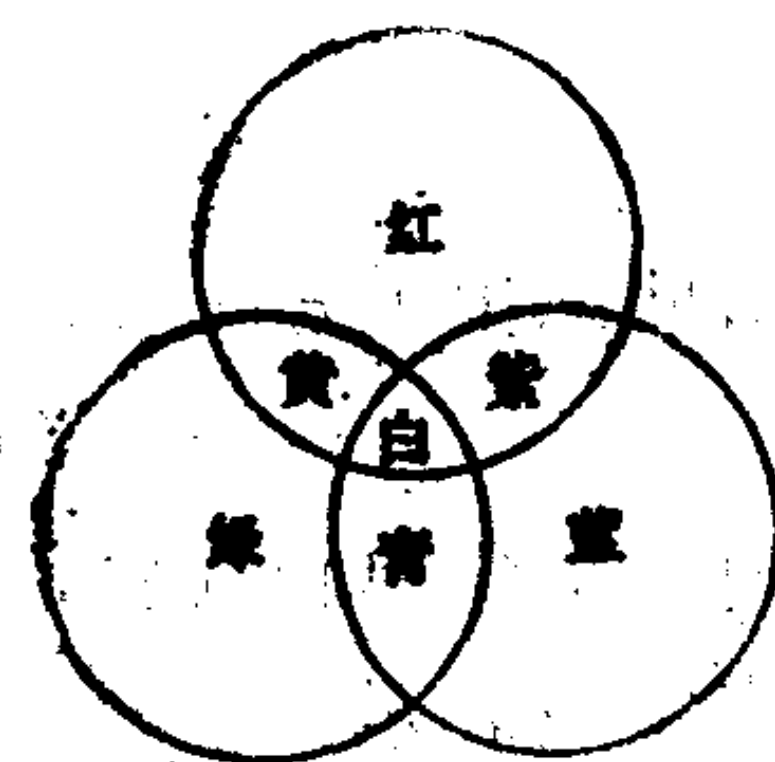


图1-4 相加混色

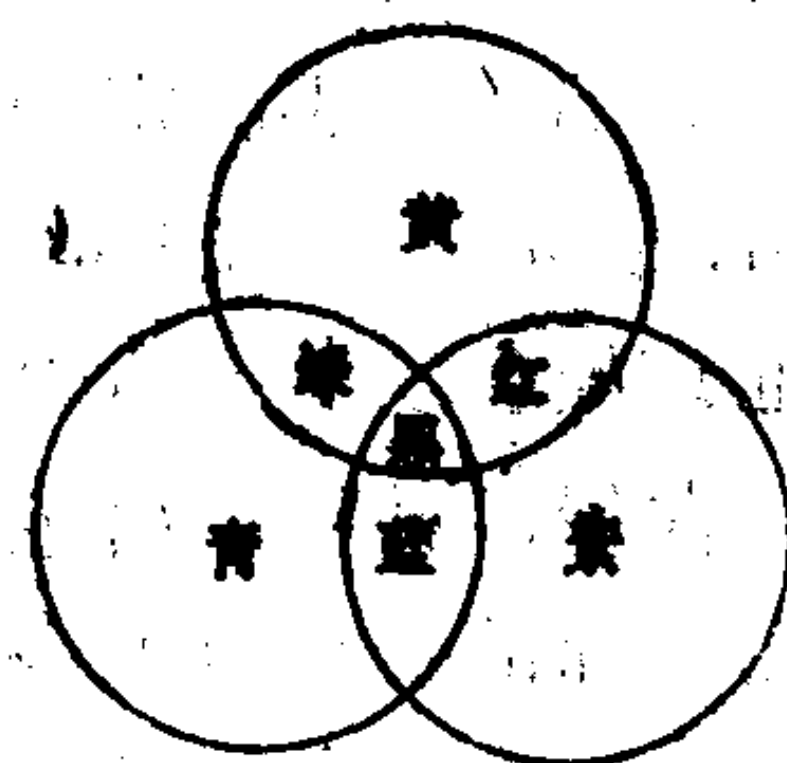


图1-5 相减混色

的效果。

黄色+紫色=白光-蓝光-绿光=红色

黄色+青色=白光-蓝光-红光=绿色

青色+紫色=白光-绿光-红光=蓝色

黄色+紫色+青色=白光-蓝光-绿光-红光=黑色

三、彩色的度量

(一) 色度图

彩色感觉是一种主观效应，但根据三基色原理，彩色光也是一种物理量，可以进行度量和计算。色度学就是研究彩色计量的科学。由三基色原理知道，按不同比例混合三基色光可以合成各种彩色。彩色计量中需建立一套计色系统，在系统选定三个基色后，确定三基色的单位，借此可定量的分解和合成各种彩色，求出它们的三基色系数。

国际照明委员会（CIE）首先选用物理三基色进行配色实验，建立RGB计色系统。物理三基色是三种单色光，它们是波长700nm的红基色光、546.1nm的绿基色光、435.8nm的蓝基色光，分别用R、G、B表示。通过配色实验测得，用物理三基色配成E白光时，所需三基色光的光通量之比为：

$$1 : 4.5907 : 0.0601$$

光通量的单位为光瓦或流明（lm），1光瓦等于680 lm。

为了简化计算，色度学中规定，以配出一定数量标准白光的三基色量作为基色单位。RGB计色制系统中采用的标准白光为E白光，基色单位为

红基色单位（R）：1光瓦700nm的红光；

绿基色单位（G）：4.5907光瓦546.1nm的绿光；

蓝基色单位（B）：0.0601光瓦435.8nm的蓝光。

标准白光E白可用等量的物理三基色单位配出，当分别用一个单位量时，可表示为：

$$F_{E白} = 1(R) + 1(G) + 1(B)$$

由此配出的E白光的光通量数（流明）为：

$$680 \times (1 + 4.5907 + 0.0601) \text{lm} = 680 \times 5.6508 \text{lm}$$

确定基色单位（R）、（G）、（B）之后，对于任意一个彩色光F，可以用如下的公式来定量表示：

$$F = R(R) + G(G) + B(B)$$

式中的系数R、G、B为配某种彩色光时所需物理三基色单位的量值，称为三基色系数。它们的大小决定了彩色F的光通量，三者之间的比例决定了F的色度。R=G=B时配出E白光，其光通量为 $680 \times (1 \times R + 4.5907 \times G + 0.0601 \times B) \text{lm}$ 。

通过配色实验，可以确定混合成各单色光时的R、G、B数值，进而可以得到一套数据、曲线，并可作出色度图，作为彩色计算的依据。

在实际的彩色电视中，不可能使用物理三基色。因为找不到能发出这三种单色光的荧光物质，即使能尽量逼近地得到，其发光效率也必然很低。彩色电视中实用的荧光粉是能产生较高饱和度的红、绿、蓝荧光粉，它们发出的红、绿、蓝光称为显象三基色。

电视系统的设计中，需要确定显象三基色的基色单位和混合成各种彩色时的三基色系数。这个问题可以利用RGB计色系统中已得到的数据通过计算来解决，而不必对显象三基色再做配色实验。

利用RGB计色系统的数据进行计算比较麻烦，为了计算上的方便，国际照明委员会又规定了另一种计色系统，就是现在常用的XYZ计色系统。它是从RGB计色系统转换来的，在彩色计算上有许多优点。因此，彩色电视中所需的显象三基色混色数据和曲线，是利用XYZ计色系统的数据通过计算得到的。

XYZ计色系统也规定三个基色，称为X、Y、Z。它们不代表实际的彩色，是为了计算方便而虚设的，故可称为假想三基色或计算三基色。计算三基色的单位是(X)、(Y)、(Z)，选它们时要求满足下列三个条件，以克服RGB计色制系统的缺点。

1. 当用它们配出实际彩色光时，可用下式表示：

$$F = X(X) + Y(Y) + Z(Z)$$

式中三个基色系数X、Y、Z必须均为正值。

2. (Y)的系数Y值即代表这彩色光的总光通量，也就是彩色光的亮度只由Y反映，X、Z不包含亮度信息。1(Y)代表1光瓦即680lm光通量。彩色光的色度由X、Y、Z的比值确定。

3. $X=Y=Z$ 时，混合成等能白光E白。

根据以上条件，通过计算进行转换，可以找到XYZ计色系统与RGB计色系统之间的关系，确定出计算三基色的单位(X)、(Y)、(Z)，并计算出混合成各种彩色光时的三基色系数X、Y、Z。

在只计算彩色光色度时，不需考虑亮度(Y值)，只需考虑X、Y、Z三者的比例，因而只要知道三基色系数的相对值即可。为此，引入三基色相对系数x、y、z。

设： $X+Y+Z=m$

$$\text{则： } x = \frac{X}{m}$$

$$y = \frac{Y}{m}$$

$$z = \frac{Z}{m}$$

三基色相对系数之和为：

$$x+y+z = \frac{X}{m} + \frac{Y}{m} + \frac{Z}{m} = \frac{X+Y+Z}{m} = 1$$

由于三个相对色系数之和恒等于1，所以只要用其中两个系数，例如x、y，就可明确地表明色度。所以，实际用图1-6所示的x-y平面直角坐标系统来表示各种彩色的色度。这个舌形图形称为XYZ色度图，它是国际上通用的标准色度图。所有单色光都位于舌形曲线上，这条曲线就是谱色(单色)轨迹，曲线旁标有谱色光的波长值。谱色轨迹两端(380nm和780nm)间用附加直线连起来，自然界中各种实际彩色都位于此闭

合曲线内。RGB 计色系统中选用的物理三基色在 XYZ 色度图中就位于舌形曲线上，如图 1-6 中 (R)、(G)、(B) 三点所示。连结这三点构成的三角形，表示由物理三基色相加混合所能配出的彩色范围。E 点的坐标是 $x=0.33$ 、 $y=0.33$ ，它代表等能白光。E 点附近为各种其它白光。色度图上白光区域外的其它部分代表不同的颜色。有一种颜色区分的方法是把色度图上的所有颜色划分成二十三个色域，如图 1-7 所示，在每个划定区域内，颜色差别是不大的。图中注明了每个区域的颜色名称，用以大

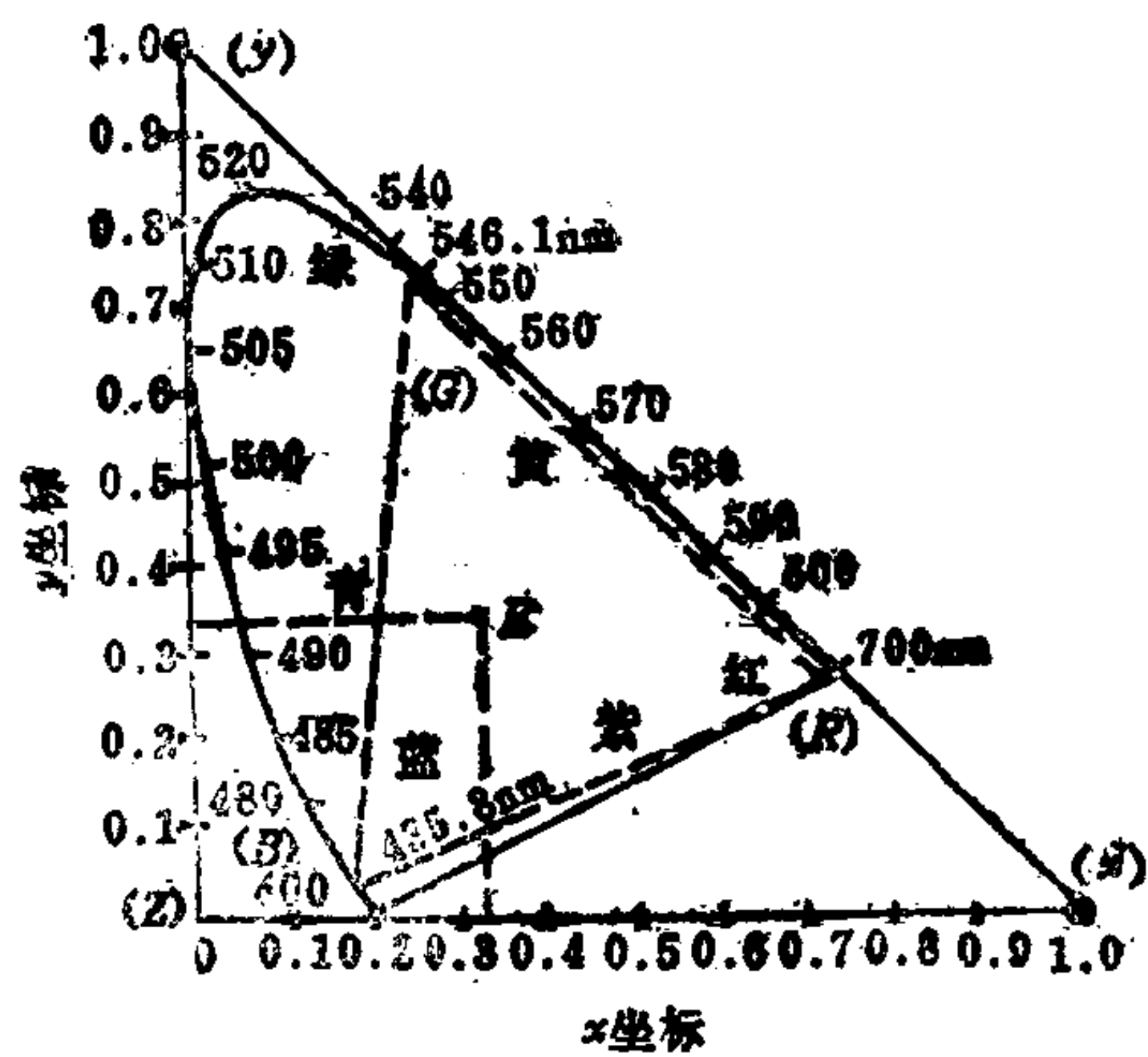


图1-6 XYZ色度图

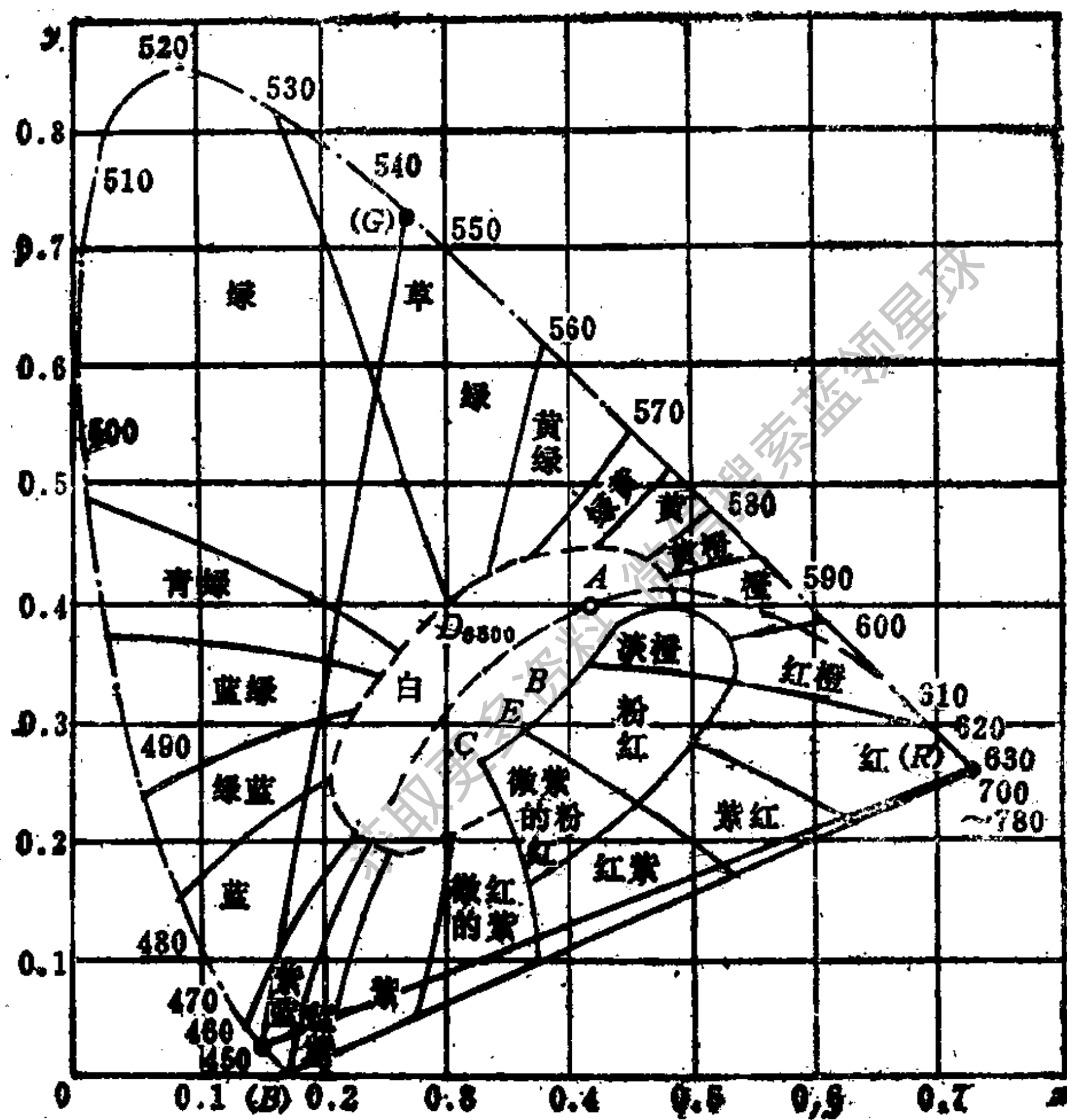


图1-7 色度区域图

致确定每个区域的颜色，也可以大致判定某种颜色在色度图上的坐标范围。

在 XYZ 色度图中，可以用简明的方式表示颜色的色调和饱和度；如图 1-8 所示。E 点代表等能白光；其饱和度为零。舌形曲线上所有谱色光饱和度最高，都为 100%。由等能白光与某一谱色光混合得到的各彩色光位于 E 点和该谱色光波长点的连线上。例如等能白光和 M 点谱色光混合得到的一切彩色，均位于 EM 直线上。在 EM 直线上各颜色点的色调均与 M 点的相同，只是由于渗白程度不同，线上各点具有不同的饱和度。因此，从 E 点引向舌形曲线上各谱色点的连线为等色调线，或称等主波长线。各等色调线上各颜色点的饱和度可以用颜色点与 E 点长度对颜色点与谱色点长度之比来表示。饱

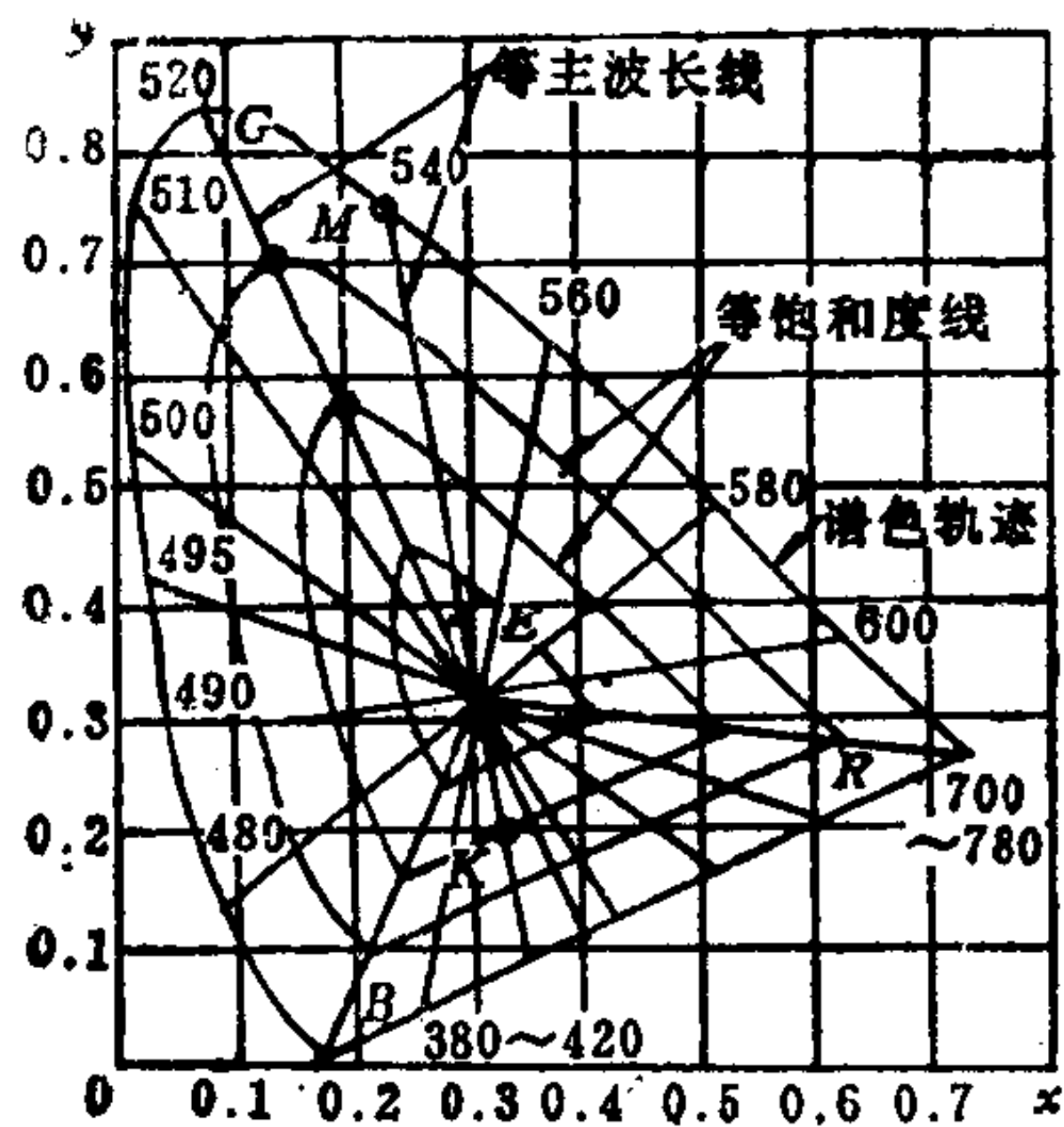


图1-8 XYZ色度图中的等饱和度线和等色调线

和度相同的各点连线称为等饱和度线。图1-8中画出了几条等色调线和等饱和度线。借助等色调线和等饱和度线，可以从色度图上直观看出一一种彩色的色调和饱和度。

(二) 显象三基色和亮度方程

在彩色电视中，以彩色显象管上涂敷的红、绿、蓝三种荧光粉所发出光作为显象三基色。为了使重现的彩色图象生动、逼真，选择荧光粉时要求它们重现彩色的范围尽量大，使重现图象的色调丰富、彩色鲜艳，但还要考虑到荧光粉的发光效率应足够高，以得到必要的图象亮度。

NTSC制和PAL制两种彩色电视制式中，选用不同的显象三基色及标准白光，它们在色度图上的色坐标见表1-1。

根据表1-1所列显象三基色的色度坐标，可以确定出它们在色度图上的位置。将色度图上三基色的三点作成三角形，三角形所包围的面积就是选用这组三基色后显象管能重现彩色的最大范围，如图1-9所示。由图中可以看到，PAL制三基色重现色域比

表1-1 显象三基色的色度坐标

制式		NTSC制				PAL制			
基色与标准光源		R_{e1}	G_{e1}	B_{e1}	$C_{白}$	R_{e2}	G_{e2}	B_{e2}	D_{65}
色坐标	x	0.67	0.21	0.14	0.310	0.64	0.29	0.15	0.313
	y	0.33	0.71	0.08	0.316	0.33	0.60	0.06	0.329

NTSC制要小一些，但PAL制显象三基色荧光粉的发光效率要高些，因而重现图象亮度高，看起来显得更鲜艳。同时，PAL制所缺少的色域在日常生活中并不多见。

图1-9中还表示出印刷、绘画等所用颜料可重现的最大色度范围，由图可见，它与彩色电视的重现范围差不多，不能重现的都是饱和度高的彩色，这些彩色在自然界是少见的。

在XYZ计色系统中，Y数值代表亮度，故很方便地给出彩色亮度与三基色的关系式，也即亮度方程式。在不同的彩色电视制式中，由于选用的标准白光和显象三基色不同，它们的亮

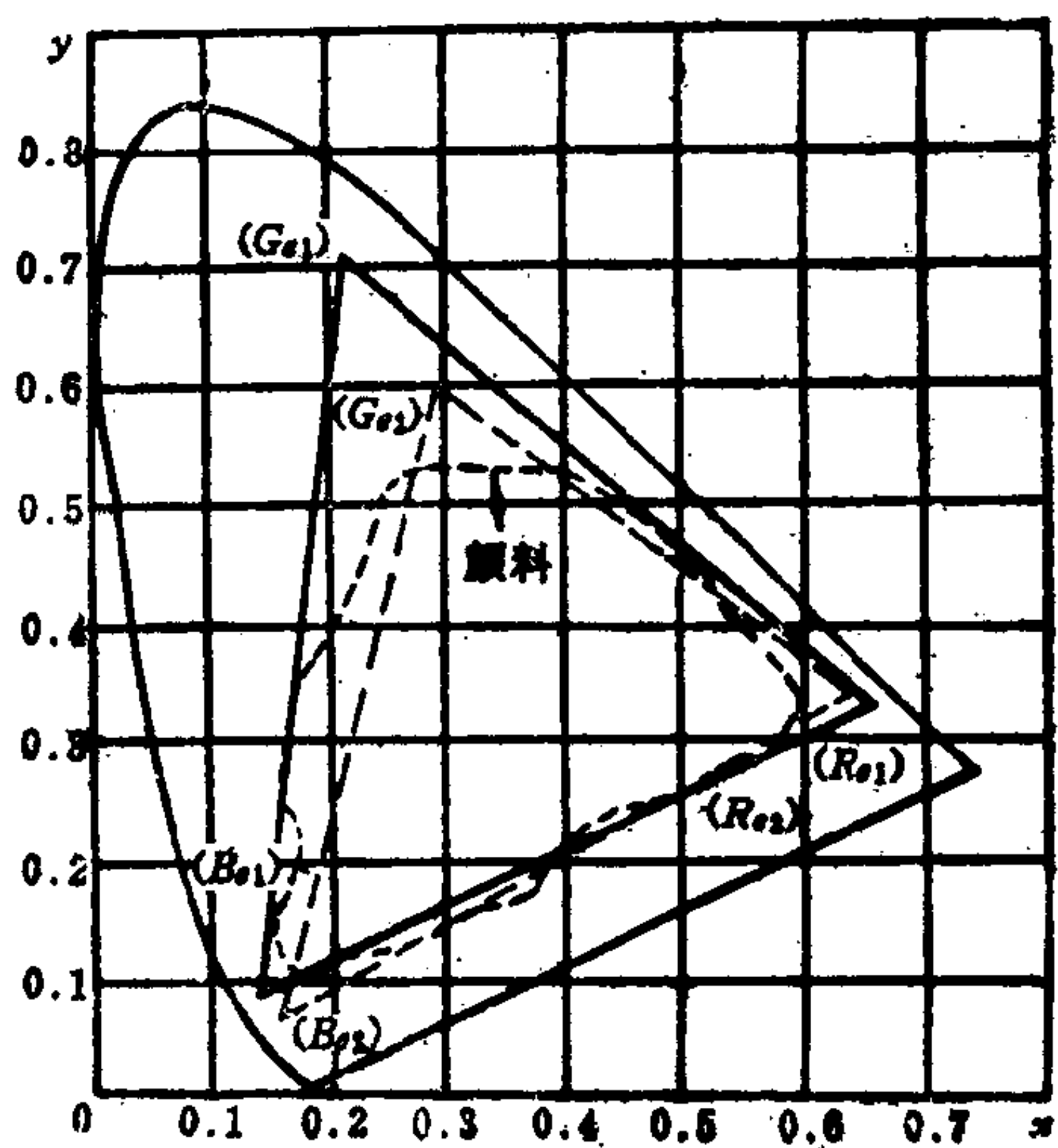


图1-9 彩色电视重现彩色的色度范围

度方程也有差别，如下面所列：

NTSC制的亮度方程式为

$$Y = 0.299R_{e1} + 0.587G_{e1} + 0.114B_{e1}$$

PAL制的亮度方程式为

$$Y = 0.222R_{e2} + 0.707G_{e2} + 0.071B_{e2}$$

由于NTSC制彩色电视广播比PAL制早开办十几年，大量的电视设备都是按NTSC制设计的，所以PAL制中没有采用它本身的亮度方程式，而是沿用了NTSC制的亮度方程式。实践表明，由此引起图象的亮度误差是很小的，完全能满足视觉对亮度误差的要求。

通常，亮度方程式简略成如下形式：

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

在彩色电视传输过程中，三基色光是转换成电压形式来传送的，三基色信号合成的亮度信号的方程式为：

$$E_Y = 0.30E_R + 0.59E_G + 0.11E_B$$

或者

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

E_Y 或 Y 表示亮度信号，它与黑白图象信号一样，反映图象的亮度。

第二节 彩色电视制式概述

一、彩色电视传送的基本过程

图1-10示出了彩色电视传送的基本过程。在摄象端首先通过按三基色分色的光学系统，把一幅彩色画面分解为红、绿、蓝三基色图象。三基色图象同时投射到三支摄象管的靶面上，三支摄象管的电子束同步地在自己靶面上扫描，把各基色图象上的亮度变化转换成相应的随时间变化的电信号。摄象管 R 的输出是反映红基色图象亮度变化的电信号 E_R ；同样，摄象管 G 和 B 的输出分别是反映绿基色图象和蓝基色图象亮度变化的电信号 E_G 和 E_B 。三支摄象管输出的三路信号反映彩色图象中三基色成分的大小，所以 E_R 、 E_G 、 E_B 称为三基色信号。

图1-10中示出的被摄画面是彩条图象，其中，黄、青、绿、紫、红、蓝六条彩色条的饱和度为100%。此画面通过分光系统后得到的三基色图象及相应的三基色信号示于图1-11中。由图中可以看出，行正程期间的三基色信号为频率等于二倍行频、行频和四倍行频的方波脉冲信号。这种彩条信号也可以用电的方法产生，常用作彩色电视通道的测试信号。

摄象端输出的三基色信号通过传输通道传送到接收端，在接收端由彩色显象管重现彩色图象。在彩色显象管荧光屏上涂敷着按一定规律紧密排列的红、绿、蓝三色荧光粉，显象管的三条电子束在扫描过程中各自轰击相应的荧光粉上。当将图1-11所示的三基色信号 E_R 、 E_G 、 E_B 加到显象管的三个阴极上，分别控制 R 、 G 、 B 三条电子束的强弱时，彩色显象管屏幕上就会呈现出三幅基色图象，它们紧密镶嵌在一起，人们感觉到的是它们依空间位置混合构成的彩条图象，如图1-10所示。所以，彩色显象管是利用空间混色法重现彩色图象的。

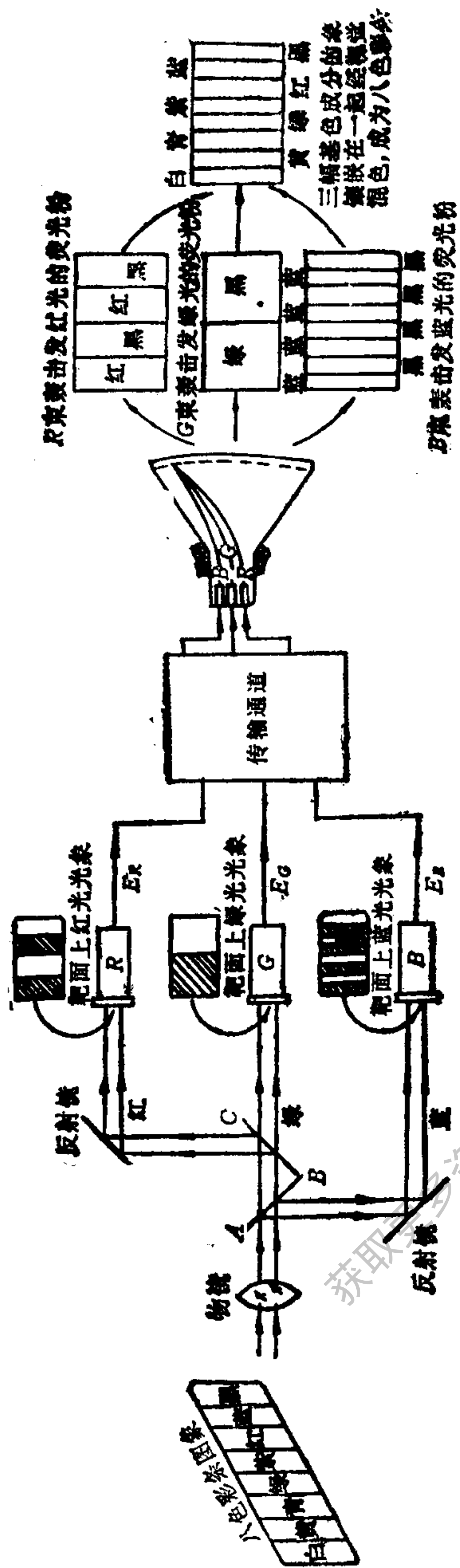


图1-10 彩色电视传送的基本过程

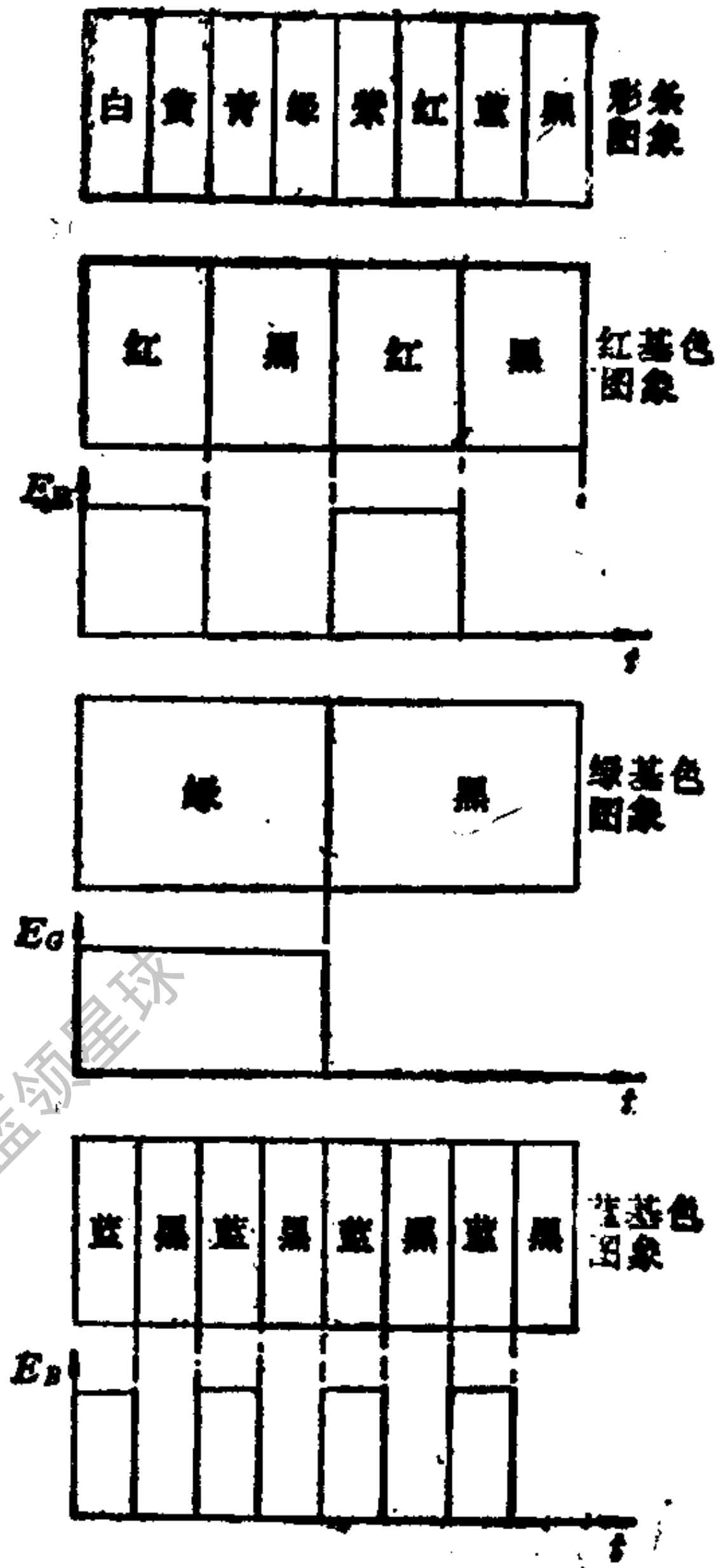


图1-11 彩条图象的三基色图象及信号

二、兼容制彩色电视

传送三基色信号最基本、最简单的方法是用三个通道同时传送三个基色信号，即所谓三通道同时制。这种同时制，不但三个电视信号均需占用黑白电视那样的6MHz频带，而且发送、传输、接收通路均需三个，无论从技术上或经济上来说，都是无法采用的。另外，它不能实现与黑白电视的兼容。所谓兼容，就是使黑白电视机能够接收彩色电视广播，显示出黑白图象，而彩色电视机也能接收黑白电视广播，显示出黑白图象。

世界上现行的三种彩色电视制式，NTSC制、PAL制和SECAM制都是兼容制彩色电视。

NTSC制（正交平衡调幅制）是五十年代初美国研制成功的一种兼容制彩色电视。它是第一个较理想的兼容性彩色电视制式，美国、日本、加拿大等国家都采用这种制式进行彩色电视广播。为了克服NTSC制相位敏感性造成彩色失真的缺点，六十年代西德和法国各研制出一种兼容制彩色电视，即PAL制（逐行倒相正交平衡调幅制）和SECAM制（顺序传送彩色与存贮制），它们都是以NTSC制为基础发展起来的。西德、英国等一些西欧国家采用PAL制，法国、苏联和东欧国家采用SECAM制。我国采用的是PAL制。

为了满足兼容的要求，兼容制彩色电视必须具有下列特性。

（一）彩色电视中必须采用与黑白电视相同的一些基本参量，例如扫描方式，扫描频率、频带宽度、同步信号组成、图象载频、伴音载频及图象和伴音的调制方式等。

（二）需将摄像机输出的三基色信号变换成一个亮度信号和一个色度信号，两者组合成一个彩色全信号进行传送。亮度信号反映图象上各点的亮度变化，色度信号则反映图象上各点的色度。彩色全信号只应占有与黑白电视信号同样的频带宽度，即6MHz。

具有这样的特性后，彩色电视机接收到彩色全信号时，能将亮度信号和色度信号进行反变换，还原成三基色信号，使彩色显象管上显示出彩色图象。黑白电视机接收到彩色全信号时，其中的亮度信号被利用来在显象管显示出黑白图象，色度信号则以微弱的网纹干扰出现。而当彩色电视机接收黑白电视信号时，相当于彩色全信号中只存在亮度信号，经电路处理后所还原的三基色信号是相等的，即 $E_R = E_G = E_B$ ，因而显示出黑白图象。这样，就达到了兼容的结果。

在发送端，将三基色信号变换为一个包含有亮度和色度信息的彩色全信号的过程称为编码。在接收端，将彩色全信号还原成三基色信号的反变换过程称为解码。各种彩色电视制式的主要差别在于所采用的编码、解码方式不同。

三、亮度信号和色差信号

（一）亮度信号

由上面的分析可知，为了实现兼容，彩色电视信号中必须有一个反映亮度的信号，此亮度信号可以根据亮度方程由三基色信号按一定比例组合而成。为了简便起见，以下将电压符号中的 E 省去，只用 Y 、 R 、 G 、 B 标记。如前所述，亮度方程为

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

在编码器中，将三基色信号通过一个如图1-12所示的电阻分压网路构成的电阻矩阵电路，就可以获得亮度信号。当电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的数值均比 R_4 大得多，并使

$$\frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \frac{1}{R_3} = 0.30 : 0.59 : 0.11$$

则电阻矩阵三个输入端为三基色信号 R 、 G 、 B 时，输出即为亮度信号 Y 。如果矩阵输入是彩条信号的三基色信号，幅度为1V，则根据亮度方程，输出端上各条彩条对应的亮度电压为白条： $R = G = B = 1V$ 则

$$Y_{白} = 0.30V + 0.59V + 0.11V = 1V$$

黄条: $R=G=1V$ $B=0$ 则

$$Y_{黄} = 0.30V + 0.59V = 0.89V$$

按此计算方法, 可以顺序算出各条彩条对应亮度电压值。彩条图象的各有关信号波形和幅度如图1-13所示。

(二) 色差信号

彩色电视信号中, 除亮度信号外, 还需有代表色调和饱和度两个量的色度信号。按兼容性的要求色度信号应仅包含色度信息, 不包含亮度信息。

我们知道, 三基色信号幅度的大小决定亮度, 相对比例决定色度。三基色信号既包含有

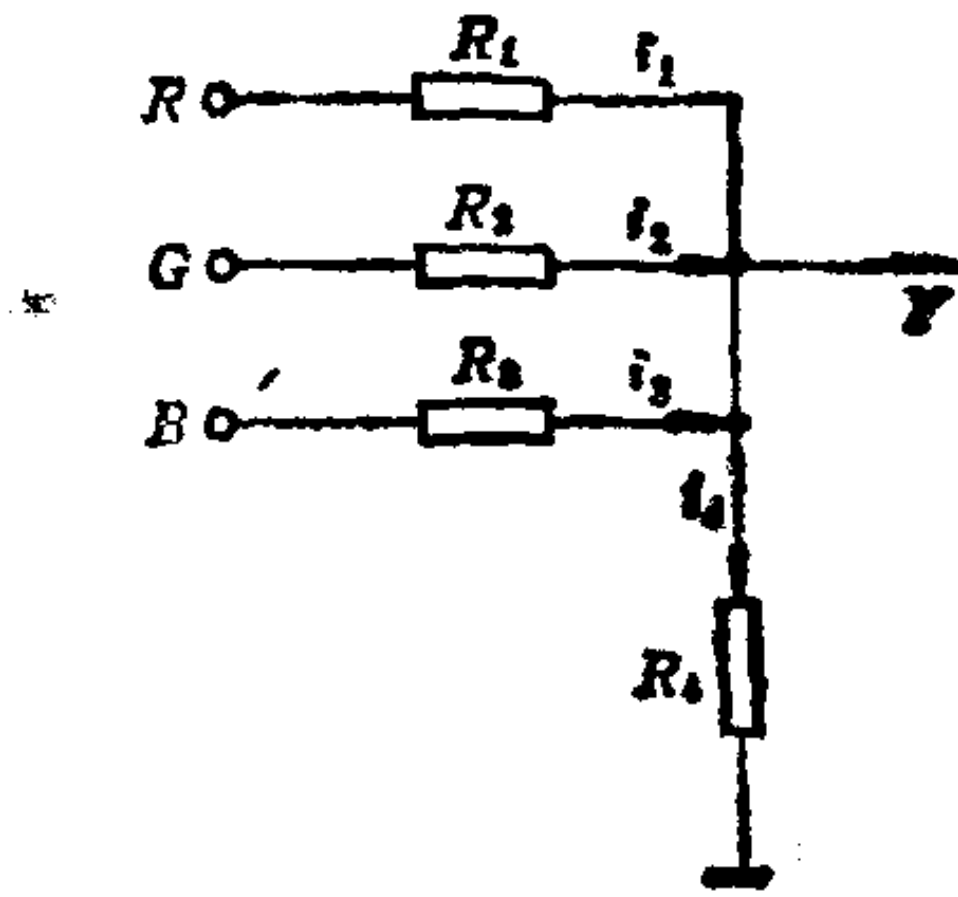


图1-12 电阻矩阵电路

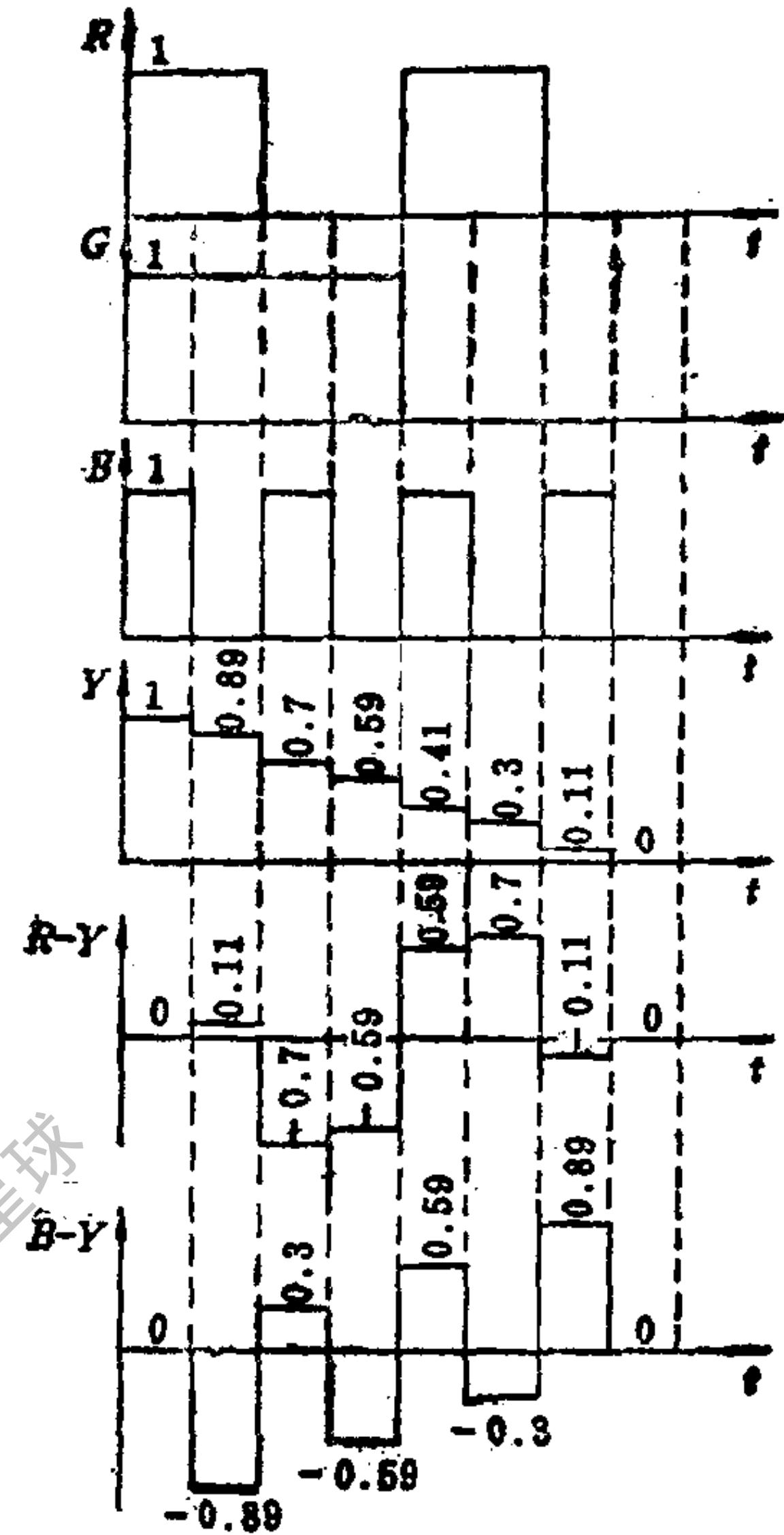


图1-13 彩条图象的亮度信号和色差信号波形

亮度信息, 也包含有色度信息, 为得到仅包含色度信息的信号, 可选取从基色信号中减去亮度信号的色差信号, 即 $R-Y$ 、 $B-Y$ 、 $G-Y$ 。按照色度理论, 只需选取其中两个就可代表色度。实际中选用 $R-Y$ 和 $B-Y$ 两个色差信号作为色度信号。

根据亮度方程, 色差信号与三基色信号间有下列关系式:

$$R-Y = R - (0.30R + 0.59G + 0.11B) = 0.70R - 0.59G - 0.11B$$

$$B-Y = B - (0.30R + 0.59G + 0.11B) = 0.89B - 0.30R - 0.59G$$

从上面的式子可知, 色差信号也可以由三基色信号通过电阻矩阵电路得到, 彩条图象的色差信号波形也示于图1-13中。

在传送黑白图象时, $R=G=B$, 由色差信号表示式可得到: $R-Y=0$, $B-Y=0$ 。这说明, 图象没有颜色时, 色差信号等于零, 正表明色差信号仅反映色度。

一般景物中, 饱和度高的区域较少, 大部分区域颜色较浅。颜色浅也就是白光比例较大, 其相应的三基色信号数值相近, 色差信号数值较小。这时, 图象上色度信号对亮度信号造成网纹干扰小, 提高了兼容性图象的质量。

在接收端, 利用 Y 、 $R-Y$ 、 $B-Y$ 可以还原出三基色信号。首先, 根据亮度方程可得到:

$$Y - 0.30R - 0.59G - 0.11B = 0$$

$$0.30Y + 0.59Y + 0.11Y - 0.30R - 0.59G - 0.11B = 0$$

$$0.59(G-Y) = -0.30(R-Y) - 0.11(B-Y)$$

$$G-Y = -0.51(R-Y) - 0.19(B-Y)$$

这表明，采用电阻矩阵电路可由 $R-Y$ 和 $B-Y$ 色差信号得到 $G-Y$ 色差信号。然后，将三个色差信号分别与亮度信号相加，便可还原出三基色信号，即

$$Y + (R-Y) = R$$

$$Y + (G-Y) = G$$

$$Y + (B-Y) = B$$

四、色差信号的频带压缩——大面积着色

研究人眼彩色视觉特性的结果表明，人眼分辨色度差别的能力要比分辨亮度差别的能力低得多，当观察图象细节时，只能感觉亮度的差别，而不能感觉其色度。所以，亮度信号需要的频带宽，例如6MHz，以保证重现图象有足够高的清晰度。而代表图象色度的两个色差信号则可以用较窄的频带来传送。这样，重现图象中的细节是黑白的，大面积上才有彩色，故称之为大面积着色。

实验证明，色度信号用亮度信号带宽的10~20%来传送，就可得到与人眼视觉特性相匹配的彩色图象。因此，当用6MHz带宽传送亮度信号时，色度信号的带宽可取1MHz左右。我国彩色电视标准规定， $R-Y$ 、 $B-Y$ 两个色差信号的带宽各为1.3MHz。

第三节 NTSC制的编、解码原理

兼容制彩色电视必须在视频频带内同时传送亮度信号和色度信号，为了减轻二者之间的干扰，采用的方法是将色差信号对处在视频频带高端的副载波进行调制。NTSC制中两个色差信号对副载波进行正交平衡调幅，故又称为正交平衡调幅制。

一、副载波频率的选择

(一) 频谱交错原理

由于随时间变化的视频信号是通过电子束以行、场扫描方式产生的，因而它具有周期性的特点，其频谱结构如图1-14所示。频谱中的能量是以行频 f_H 及其各次谐波频率为中心，集聚在它们左右的一段小范围内，每两个相邻行频谐波中间有相当的能量空隙区。另外，随着谐波次数的增高，能量的幅度渐小。

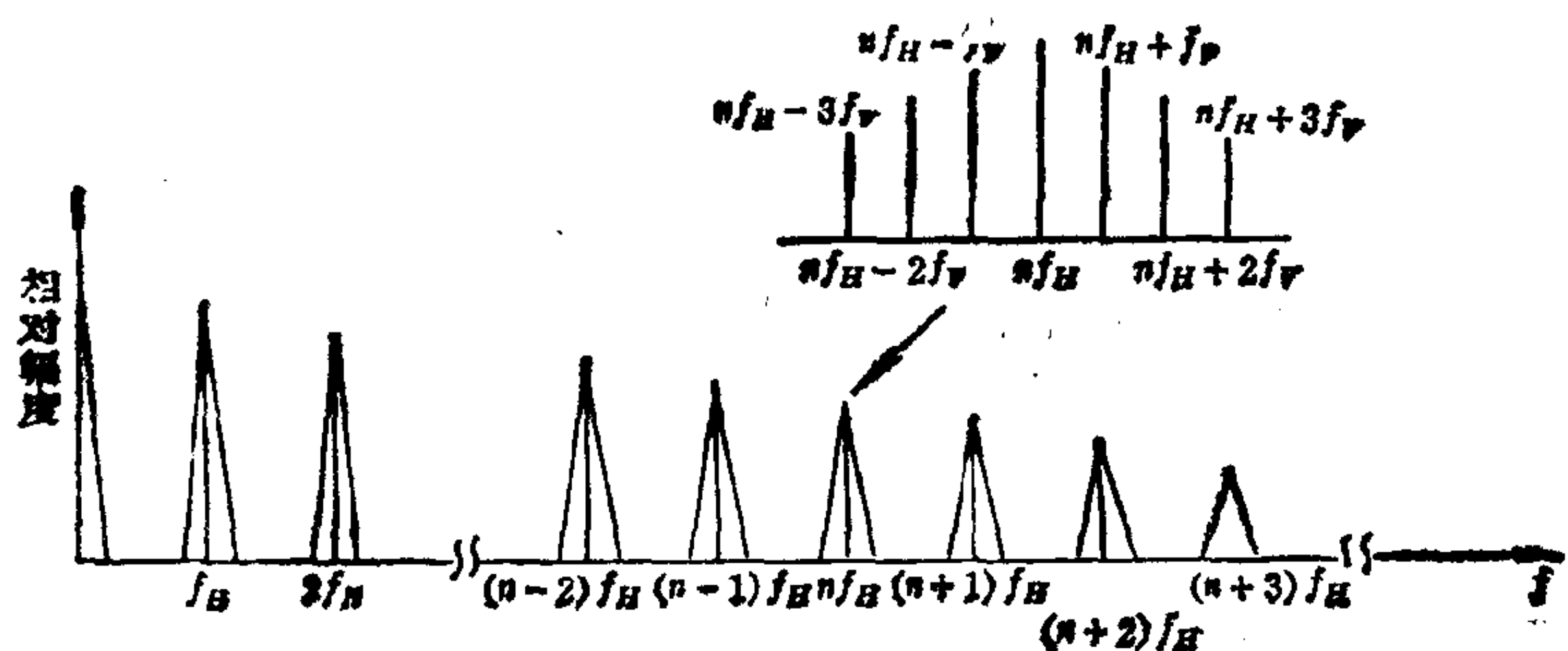


图1-14 视频信号的频谱

彩色电视中的三基色信号是分别通过三支摄像管中电子束在靶面上的行、场扫描形成的，故它们也具有图1-14所示的频谱结构。至于亮度信号和色差信号的频谱结构，由于它们是由三基色信号按一定比例混合而成的，按比例混合是一种线性变换，因而它们和三基色信号具有相同的频谱结构。

当亮度信号和色差信号组合在一起传送时，如果把它们简单地相加，则由于频谱结构一样，相互重叠，在接收端无法再分离 Y 、 $R-Y$ 、 $B-Y$ 三个信号。为了解决这个问题，可采用调制的方法移动色差信号的频谱。用色差信号对一个副载波进行调幅，使色差信号的频谱移至副载频的两旁。只要副载波频率选择合适，调制后的色度信号频谱能正好插在亮度信号频谱的空隙中。

亮度信号和色度信号频谱的空隙处于两个整数倍行频中间，如图1-15 (a)、(b)

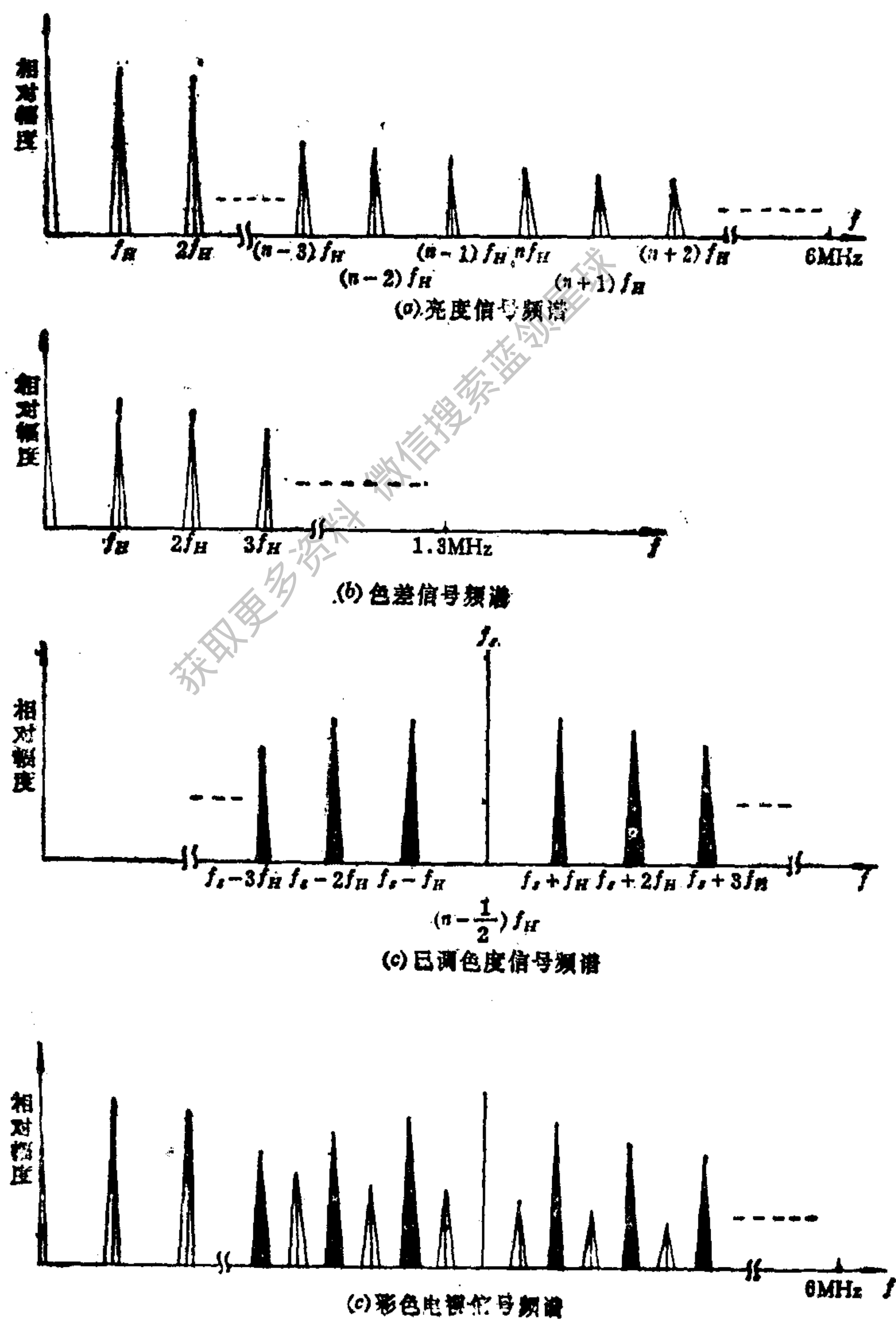


图1-15 频谱交错原理

所示，即在半行频奇数倍〔可写为 $(2n-1)\frac{f_H}{2}$ ， n 为正整数〕附近为空隙区。如果我们选择副载频等于半行频奇数倍，则调制后的色度信号频谱如图 1-15 (c) 所示，能量集中区正好对应于亮度信号频谱的空隙段，两者叠加时实现了频谱交错，如图 1-15 (d) 所示。这样，可以在亮度信号占据的 6MHz 视频频带中同时传送色度信号。

(二) 副载频选择原则

具体选择副载波频率时，通常要照顾到下列几个原则：

1. 应能实现频谱交错。NTSC 中选择副载频为半行频奇数倍，即

$$f_s = (2n-1) \cdot \frac{f_H}{2} = (n - \frac{1}{2}) f_H. \text{ 这种频谱插入方式通常称为 } \frac{1}{2} \text{ 行间置。}$$

2. 为使亮度信号和色度信号之间相互干扰小，要尽量把副载波频率选在亮度信号频带的高频端。副载波频率较高，它造成的光点干扰图样细，不易被人眼觉察。另外，亮度信号高频分量幅度较小，亮度信号对色度信号干扰也小。

3. 副载频也不能选得太高，应该使调制后产生的色度信号的边带上限保持在视频带宽范围之内。

根据以上原则，对于 625 行，50 场 NTSC 制，场频 50Hz、行频 15625Hz、视频带宽为 6MHz，选 $n=284$ ，副载频为

$$f_s = (284 - \frac{1}{2}) f_H = 283.5 f_H = 4.4296875 \text{ MHz}$$

(三) 副载波光点干扰

在用黑白电视机收看彩色节目时，混合在亮度信号中的色度信号成了干扰信号，会使光栅上每一行的亮度有附加的按副载波频率的亮度变化，副载波的正峰点造成亮点，负峰点造成暗点，亮点暗点相间排列，形成副载波光点干扰。

在 NTSC 制中，选择 $f_s = (n - \frac{1}{2}) f_H$ ，为了便于说明采用 $\frac{1}{2}$ 行间置时副载波光点

干扰的情况，用较小的 n 值来进行分析。假定 $n=3$ ，则 $f_s = \frac{5}{2} f_H$ ，一行中叠加两个半周期的副载波，这时副载波加在相继行的波形情况如图 1-16 所示。对 n 为任意其它正整数时，相继行上副载波的相位变化规律也是一样的。由图可看出，一帧中相邻行上叠加副载波相位相反，即相邻行上亮点和暗点位置正好错开，在视觉上干扰光点有相互抵

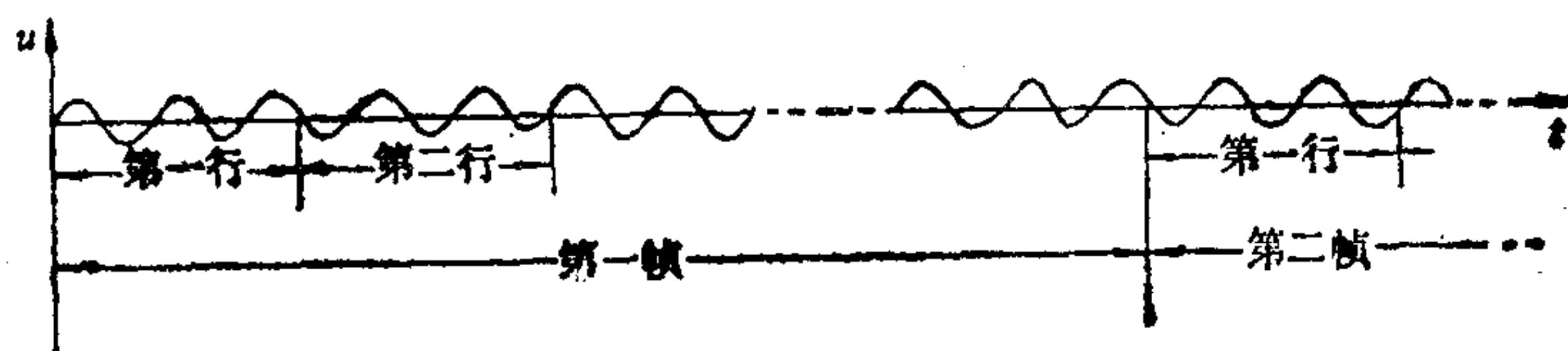


图 1-16 相继行中副载波的相位关系

消的作用。另外，由于一帧包含奇数行，则一帧内包含的副载波个数不是整数，第二

帧第一行上的副载波相位与第一帧第一行正相反（参见图 1-16），因此可推知，相邻两帧中相应行上副载波相位均相反，即它们的光点干扰分布是暗点和亮点正好错开的，也有相互抵消的作用。由于两帧时间内扫描的行数为偶数，两帧中包含的副载波周期数为整数，所以光点干扰将按两帧（四场）一循环的规律周期性地重复。图 1-17 画出了四场中五行内的副载波光点干扰局部图样。图中圆圈表示亮点，圆圈内的数字表示扫描场次，图左侧的数字表示扫描行序。由

图可以看出，一、三场亮、暗点相对应，二、四场亮、暗点相对应，形成两帧内亮暗点相均衡的结果。实际上，人眼看到的是逐场干扰点构成的亮暗相间斜线（图 1-17 中画出的斜线为亮点斜线），斜线双向交叉，并以每场一行的速度向上移动。这种运动着的干扰斜线对黑白图象造成的影响是不大的，一般不易被人眼觉察。仅当彩色电视传送高亮度、高饱和度的图象时，黑白电视机上才会看到这种干扰。

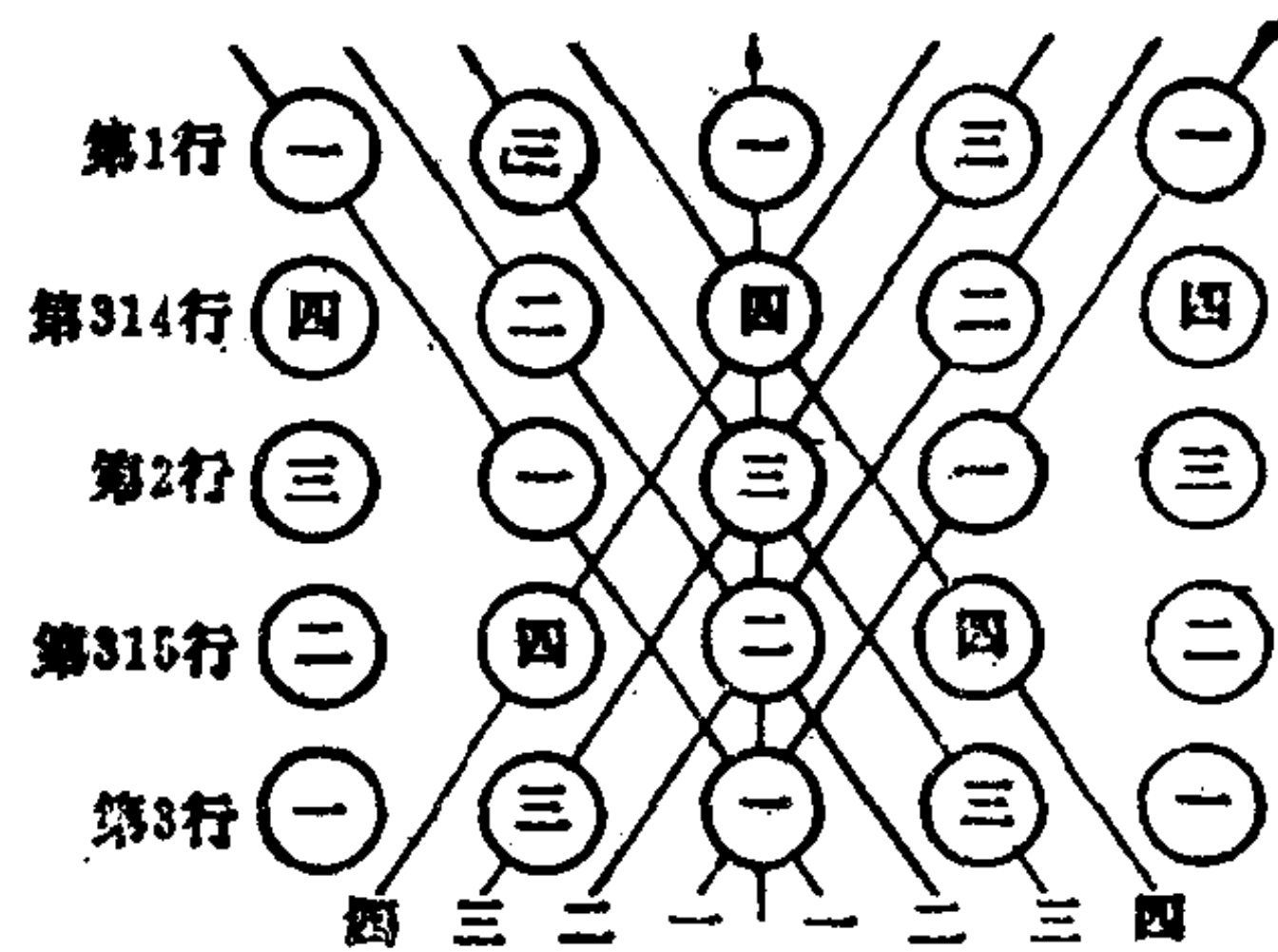


图1-17 NTSC制副载波干扰光点图样

二、正交平衡调幅

正交平衡调幅是用两个色差信号分别去调制频率相同、相位相差 90° 的两个副载波。由于副载波频率相同，两个色差信号调制后的已调波都具有如图 1-15 (c) 所示的频谱结构，两个已调波相加后的色度信号的频谱也是图 1-15 (c) 的样子，因而可以插在亮度信号频谱中，将色度信号与亮度信号一起传送。由于两个色差信号调制的副载波的相位相差 90° ，相加后不会分不开，在接收端可以用同步检波的方法将两色差信号分别解调出来。

(一) 平衡调幅

所谓平衡调幅，是指抑制已调波中载波分量的调幅。下面将它与一般调幅相比较来进行说明。

设：调制信号为 $u_m = U_m \cos \Omega t$

载波信号为 $u_s = U_s \cos \omega t$

则调幅后形成的一般调幅信号可表示为

$$\begin{aligned} u_A &= (U_s + U_m \cos \Omega t) \cos \omega t \\ &= U_s \left(1 + \frac{U_m}{U_s} \cos \Omega t \right) \cos \omega t \\ &= U_s (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega t \end{aligned}$$

式中 $M = \frac{U_m}{U_s}$ ，称为调幅系数或调制度，其最大值为 1 或 100%。

上式可以改写成下面的形式

$$\begin{aligned} u_A &= U_s \cos \omega t + M U_s \cos \Omega t \cos \omega t \\ &= U_s \cos \omega t + \frac{M}{2} U_s \cos (\omega + \Omega) t + \frac{M}{2} U_s \cos (\omega - \Omega) t \end{aligned}$$

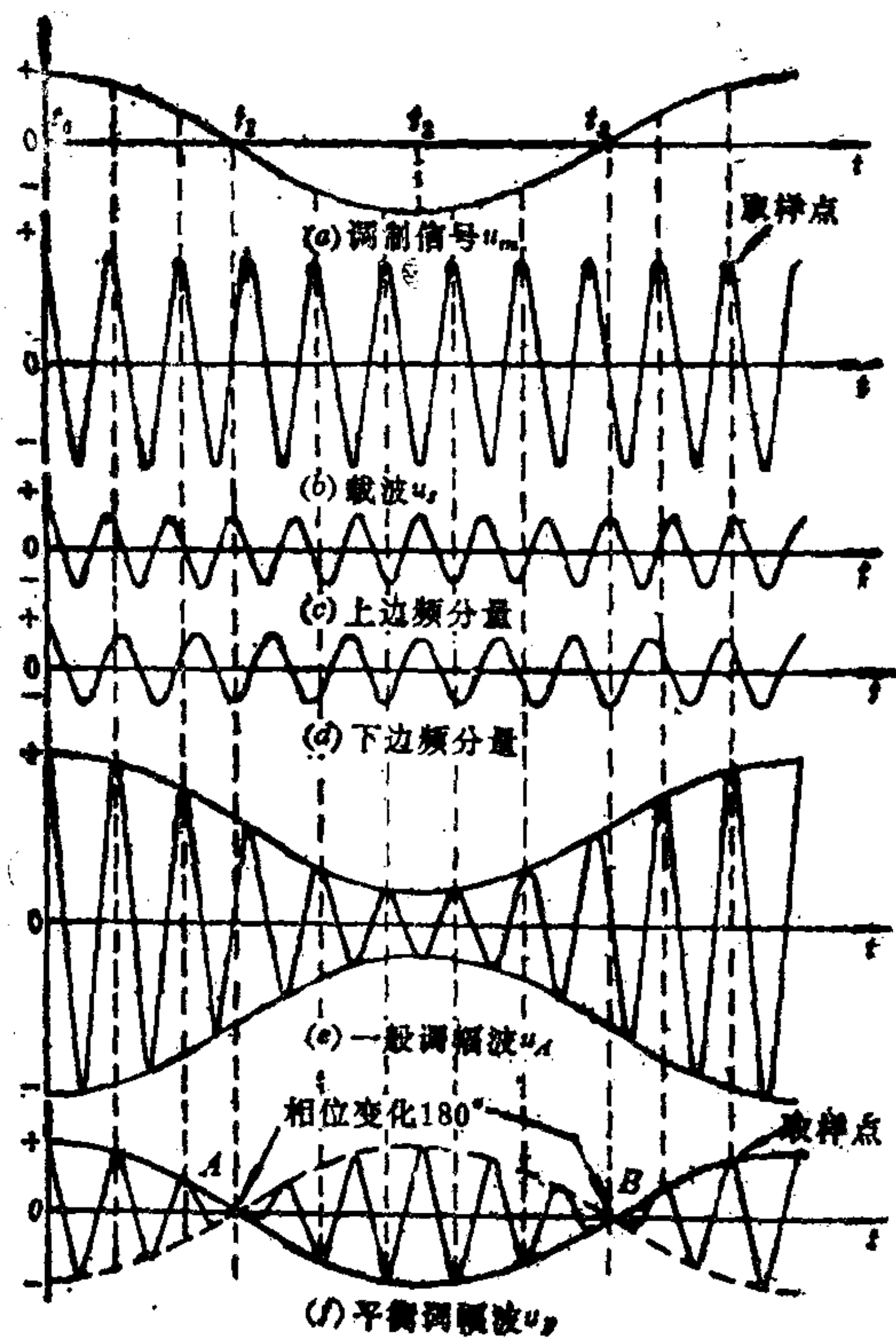


图1-18 一般调幅波和平衡调幅波的波形

此式说明，一般调幅波中含有三个频率分量：载频 ω ，上边频 $\omega + \Omega$ ，下边频 $\omega - \Omega$ ，其波形如图 1-18 (a) ~ (e) 所示。由图 (e) 可看出，一般调幅波的相位与原载波相同，幅度随着调制信号变化。

单一频率调制信号的一般调幅波的频谱如图 1-19 (a) 所示。实际的调制信号往往含有许多频率分量，这时调制信号中的每一个频率分量，在调幅过程中都要产生一对相应的边频，所有的频率分量便在载频两旁形成了上边带和下边带。

因为调幅波频谱中各频率分量的功率(用 P 表示)与其振幅的平方成正比，所以载频与边频分量的相对功率大小为

$$P_{\omega} \propto U_s^2$$

$$P_{\omega + \Omega} \propto \left(\frac{M}{2} U_s\right)^2 = \frac{M^2}{4} U_s^2$$

$$P_{\omega - \Omega} \propto \left(\frac{M}{2} U_s\right)^2 = \frac{M^2}{4} U_s^2$$

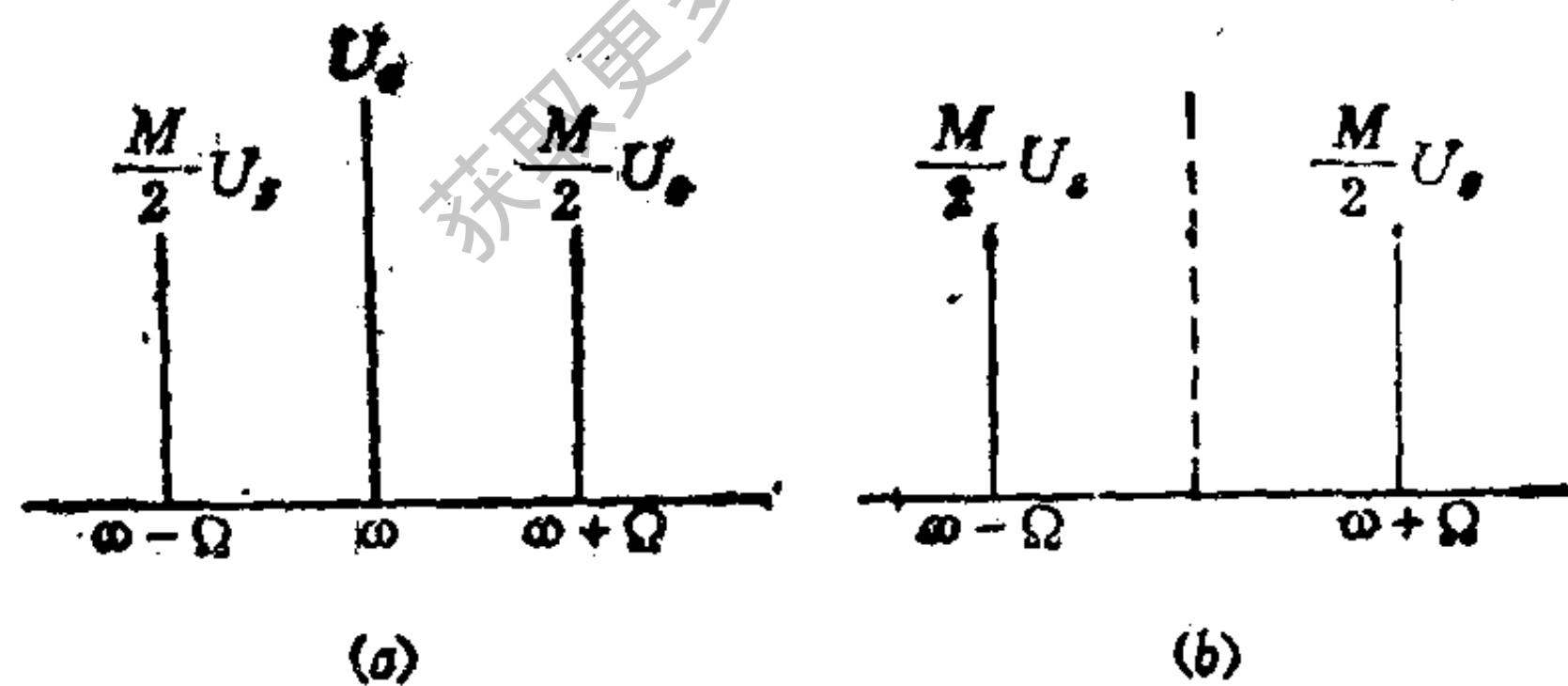


图1-19 一般调幅波和平衡调幅波的频谱

三者的比例为 $1 : \frac{M^2}{4} : \frac{M^2}{4}$ 。因为 $M \leq 1$ ，可见大部分功率包含在载频分量中，只有较少的功率包含在两个边频中。即使在 $M = 1$ 的极限情况下，总功率的 $\frac{2}{3}$ 属于载频，两边频功率共占 $\frac{1}{3}$ 。然而，载频本身并不包含调制信号的信息，要传送的信息内容只包含在上、下两个边频分量中。可见，抑制载波而仅传送上、下边频分量，可使传送同样信息能量所需的总功率大为减少。这种抑制载波的调幅，就是平衡调幅。

从数学上看，将一般调幅波表示式中的载波分量去掉，即得到平衡调幅波。平衡调幅波 u_B 的表示式为

$$\begin{aligned}
 u_B &= MU_s \cos \Omega t \cos \omega t \\
 &= \frac{M}{2} U_s \cos (\omega + \Omega) t + \frac{M}{2} U_s \cos (\omega - \Omega) t
 \end{aligned}$$

u_B 也可写成这样的形式

$$u_B = U_m \cos \Omega t \cos \omega t$$

由上式可看出，平衡调幅信号为调制信号和载波的乘积，平衡调制器实际就是一个乘法器。平衡调幅波的波形如图1-18(f)所示，它的频谱中只含两个边频分量，如图1-19(b)所示。

对照上述表示式和图1-18中的波形，可以看出平衡调幅波的特点：

1. 平衡调幅波的幅度与调制信号的绝对值成正比，调制信号为零时平衡调幅波亦为零。例如图1-18上， t_0 、 t_2 处调制信号幅度绝对值最大，对应的平衡调幅波幅度最大， t_1 、 t_3 处 $u_m=0$ ，相应 $u_B=0$ 。

2. 调制信号电压为正值时，平衡调幅波与载波同相；调制信号电压为负值时，平衡调幅波与载波反相。 $t_0 \sim t_1$ 期间 u_m 为正， O 、 A 之间的平衡调幅波与载波同相， $t_1 \sim t_3$ 期间 u_m 为负， A 、 B 之间的平衡调幅波与载波反相。当调制信号经过零点改变电压极性时，平衡调幅波相位变化 180° ，如图1-18(f)中 A 、 B 点所示的情况。

这两个特点表明，平衡调幅波不仅能反映调制信号的幅度，而且能反映调制信号的极性。它能将调制信号包含的信息全部传送出去。由于一般调幅波依靠幅度（包络）变化传送调制信号的信息，故可采用振幅（包络）检波方法解调出原调制信号。平衡调幅波的包络不与调制信号波形一致，需用比振幅检波电路复杂的同步检波器来解调出调制信号。所以，在声音广播中并不采用平衡调幅。在彩色电视中，色差信号对副载波调幅时，采用平衡调幅可以节省功率，而且大大减少了副载波对亮度信号的干扰，改善了兼容性。例如，在传送黑白信号时，由于色差信号为零，平衡调幅后的色度信号也为零，完全没有副载波的干扰。如果采用一般调幅，这时副载频分量干扰仍很大。

(二) 正交平衡调幅色度信号

将两个色差信号分别对频率相同而相位相差 90° （正交）的两个副载波进行平衡调幅，然后把它们相加起来，就得到正交平衡调幅色度信号。色度信号再与亮度信号相加后组成彩色电视信号。从信号的总幅度看，彩色电视信号自然比单纯的亮度信号幅度大，不利于发射机中调幅器的工作。因此有必要限制色度信号的幅度，即对两个色差信号引入压缩系数 a 、 b （关于色差信号的压缩及压缩系数 a 、 b 的确定问题将在下一节中详细阐述）。经压缩后的色差信号通常用 U 和 V 表示，它们的表示式为

$$U = b(B - Y) = 0.493(B - Y)$$

$$V = a(R - Y) = 0.877(R - Y)$$

两个色差信号对两个正交的副载波进行平衡调幅后得到的平衡调幅信号为

$$c_u = U \sin \omega_c t$$

$$c_v = V \cos \omega_c t$$

这里，副载波 $\cos \omega_c t$ 的相位较 $\sin \omega_c t$ 超前 90° 。这两个信号相加后，得到正交平衡调幅色度信号为

$$c = c_u + c_v = U \sin \omega_c t + V \cos \omega_c t$$

$$= C_m \sin(\omega_s t + \phi)$$

式中,

$$C_m = \sqrt{U^2 + V^2} \text{——色度信号的幅度}$$

$$\phi = \arctg \frac{V}{U} \text{——色度信号的相位}$$

由上式可知, 正交平衡调幅色度信号的幅度 C_m 代表着色差信号的幅度 U 、 V , 它决定所传彩色的饱和度; 相位 ϕ 代表着色差信号的比例, 它决定了彩色的色调。这说明, 它包含了色度的全部信息。在传送彩色图象时, 色度信号的幅度和相位将随着图象上各点彩色的饱和度和色调的变化而变化。可以认为, 正交平衡调幅色度信号是一个既调幅(被饱和度调制)又调相(被色调调制)的双重调制信号。它在传送过程中, 如果发生相位失真, 将引起色调失真, 如果发生幅度失真, 将引起饱和度的失真。

正交平衡调幅信号可以用图1-20所示的矢量来表示。正交平衡调幅色度信号矢量 C 是两个色差信号已调波的矢量和, 两个色差信号的幅度和极性不同时, 合成矢量的幅度和相位也就随之改变, 色度信号矢量在四个象限内均可能出现。

两个色差信号的带宽各为1.3MHz, 它们对副载波进行正交平衡调幅后, 实际上是在同一个2.6MHz带内(副载频两旁 $\pm 1.3\text{MHz}$), 它们可用同一带宽进行传送。图1-21画出了亮度信号和色度信号相加后的频带位置示意图。色度信号位于亮度信号频带的高频段传送。

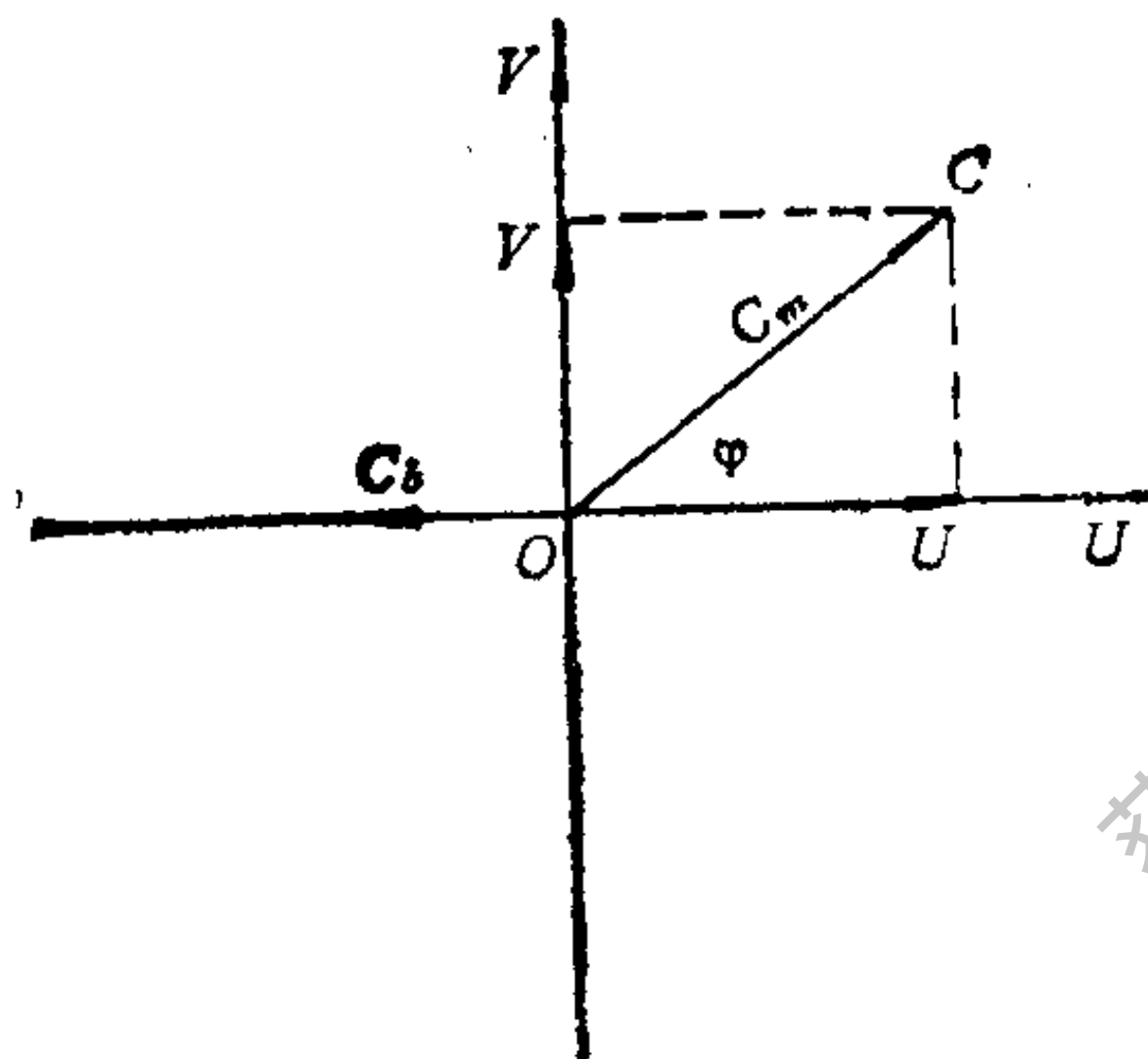


图1-20 色度信号矢量图

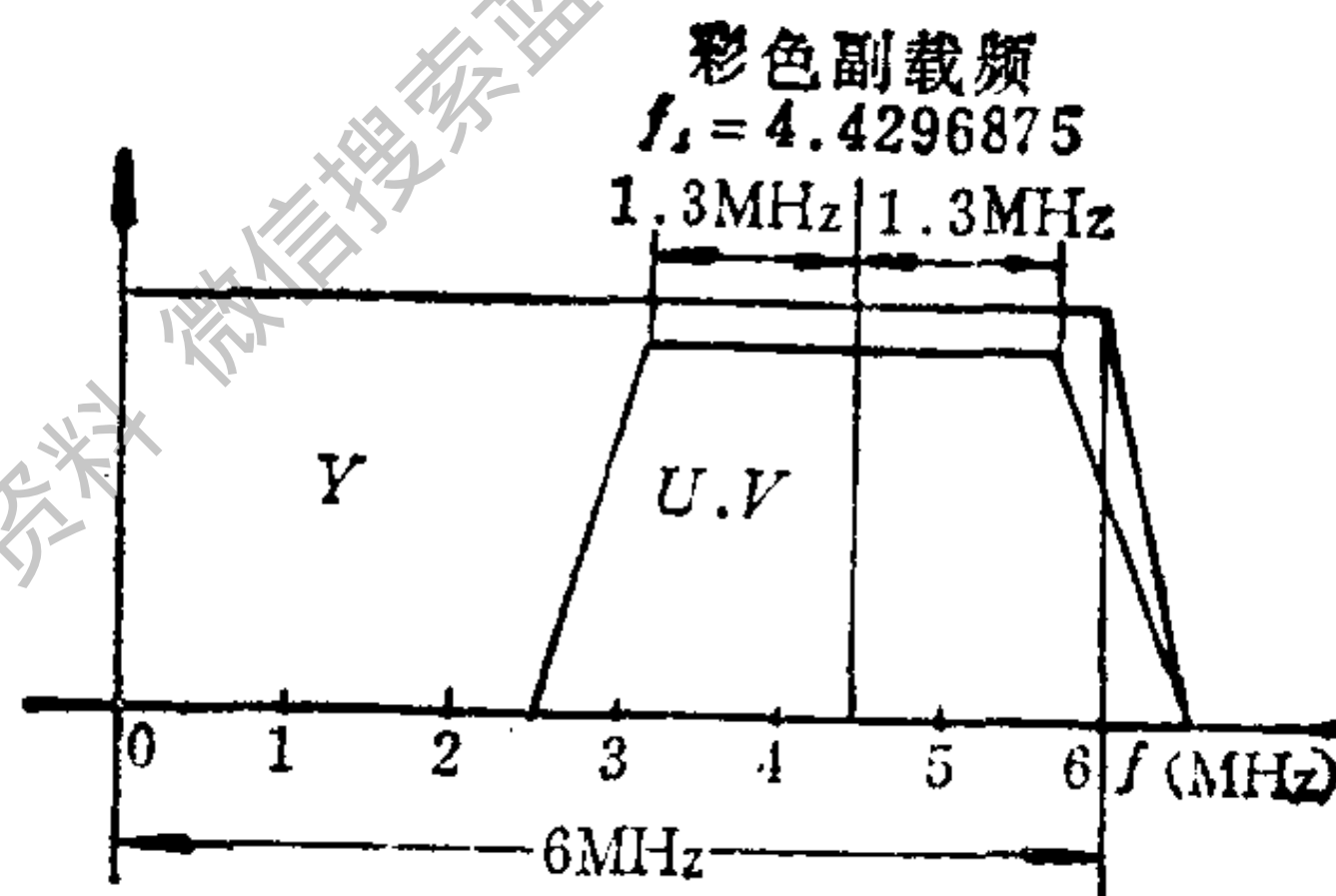


图1-21 NTSC制亮度信号和色度信号的频带 (Y、U、V方式)

图1-22为NTSC制中亮度信号和色度信号的局部频谱图。由于两个色差信号具有同样的频谱结构, 经正交平衡调幅后仍具有相同的频谱结构, U 、 V 都插在亮度信号频谱空隙中, 构成图1-22所示的频谱图。为使频谱图简单明了, 图中只画出了副载频近旁的主谱线。

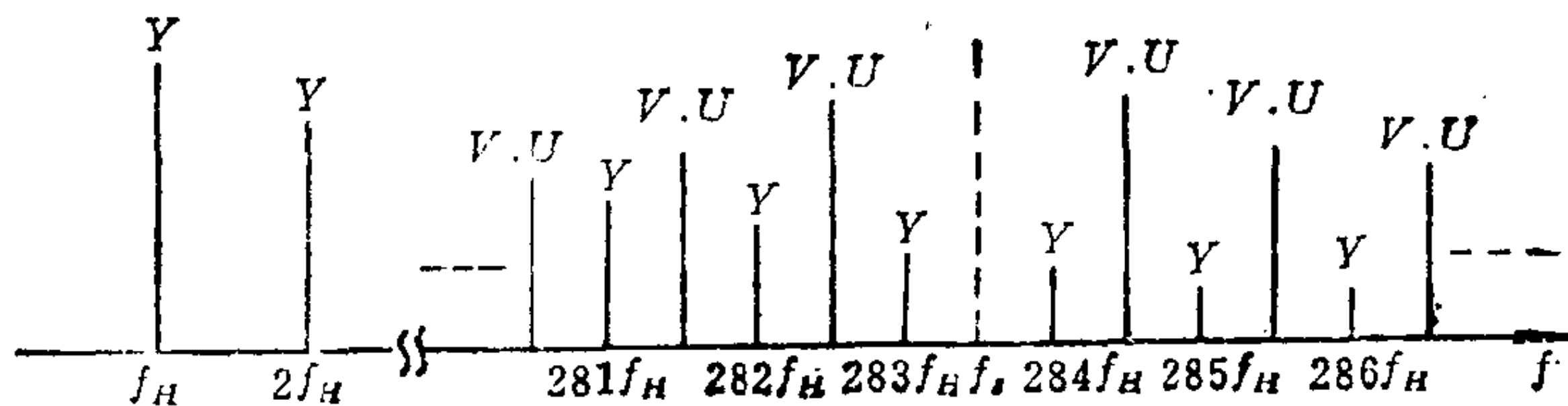


图1-22 NTSC制信号的频谱

色度信号的 U 、 V 分量虽然在频谱图上的位置重叠，但它们的相位相差 90° ，接收端能利用它们的相位差别，用同步检波方法从色度信号中将 U 、 V 信号解调出来。

三、同步检波

(一) 同步检波原理

要从正交平衡调幅的色度信号中解调出两个色差信号，用普通的包络检波方法是不行的，必须采用同步检波来完成。

为了进行同步检波，彩色电视机中必须产生副载波，它的频率和相位要严格地与发送端被色差信号调制的副载波一致。因此，再生的副载波也要具有两个相位相差 90° 的正交分量（即 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ ），把这两个分量分别和正交平衡调幅色度信号相乘，就可以将色差信号 U 、 V 解调出来。由前面分析已经知道，色度信号 C 可表示为

$$C = V \cos\omega_c t + U \sin\omega_c t$$

在 U 同步检波器中，用副载波 $\sin\omega_c t$ 和 C 相乘，得到

$$\begin{aligned} C \sin\omega_c t &= (V \cos\omega_c t + U \sin\omega_c t) \sin\omega_c t \\ &= V \cos\omega_c t \sin\omega_c t + U \sin^2\omega_c t \\ &= \frac{V}{2} \sin 2\omega_c t + U \left(\frac{1 - \cos 2\omega_c t}{2} \right) \\ &= \frac{V}{2} \sin 2\omega_c t + \frac{U}{2} - \frac{U}{2} \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

式中的第一项和第三项都是副载频的二次谐波，比色差信号频带高得多，第二项 $\frac{U}{2}$ 的频带在 1.3MHz 以内。因此，将相乘后的信号通过一个截止频率为 1.3MHz 的低通滤波器，很容易把色差信号 U 分离出来。

同样，在 V 同步检波器中，将副载波 $\cos\omega_c t$ 与 C 相乘，得到

$$\begin{aligned} C \cos\omega_c t &= (V \cos\omega_c t + U \sin\omega_c t) \cos\omega_c t \\ &= V \cos^2\omega_c t + U \sin\omega_c t \cos\omega_c t \\ &= V \left(\frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} \right) + \frac{U}{2} \sin 2\omega_c t \\ &= \frac{V}{2} + \frac{V}{2} \cos 2\omega_c t + \frac{U}{2} \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

此信号通过截止频率为 1.3MHz 的低通滤波器，就可将 V 信号分离出来。

由于这种检波方式需要加入和色差信号调制时的副载波同频同相的副载波，故称为同步检波。由上面的分析可知，同步检波器可以采用乘法器来完成。

(二) 色同步信号

在彩色电视机中，为了实现同步检波，需有一个副载波振荡器，并要求它产生出与发送端同频同相的副载波。为此，通常在发送端传送一个色同步信号，它由一小串副载波群（约 $9 \sim 11$ 个周期）组成。色同步信号位于每个行消隐后肩上，如图 1-23 所示。它

随着彩色电视信号一起传送到接收端。色同步信号的频率即为副载波频率，幅度与同步脉冲幅度 S 相等，相位为 180° 。若以 C_b 表示色同步信号，则

$$C_b = \frac{S}{2} \sin(\omega_c t + 180^\circ)$$

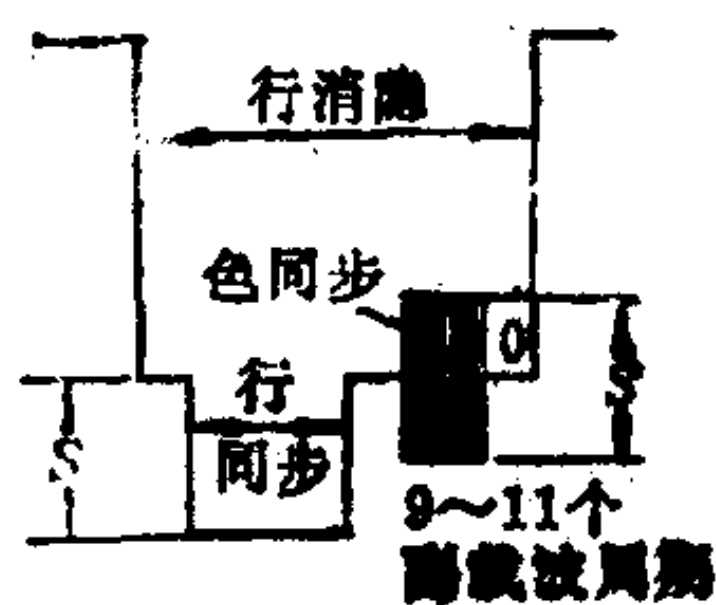


图1-23 色同步信号波形

色同步信号在色度矢量图上的位置如图1-20中矢量 C_b 所示。

色同步信号的作用是向接收端提供副载波的频率和相位基准，用它控制电视机中副载波振荡器的频率和相位，使之达到与发送端一致。这样，同步检波器能正确地解调出 U 、 V 信号，保证图象彩色不失真。它与复合同步信号使收发端扫描同步的作用类似，所以称为色同步信号。

四、NTSC制编、解码方框图

前面我们介绍了NTSC制编、解码基本原理，完成编、解码任务的电路称为编码器和解码器。下面，介绍一下它们的基本组成。

(一) 编码器方框图

NTSC制编码器方框图如图1-24所示。编码器输入为三基色信号 R 、 G 、 B ，输出为彩色全电视信号。

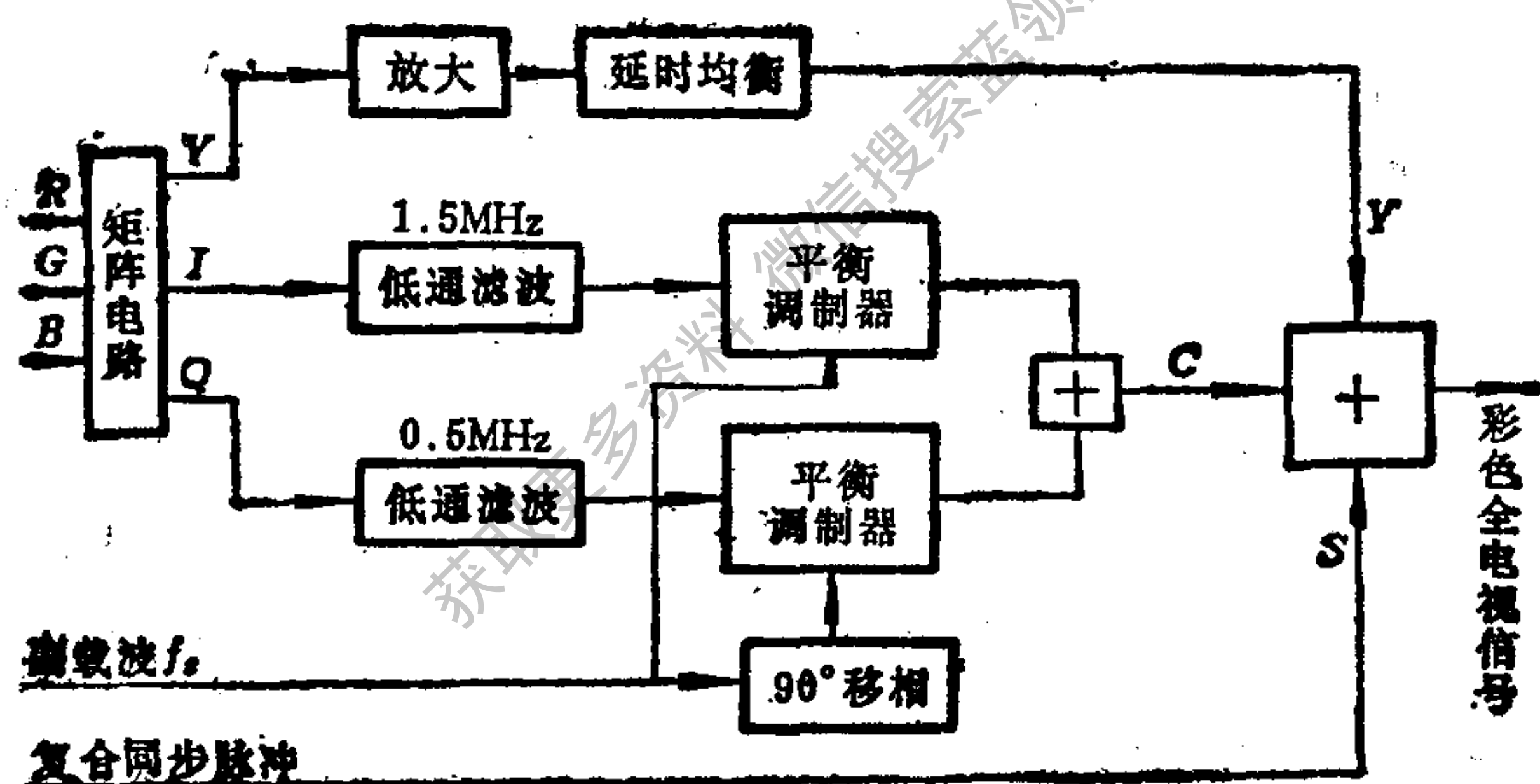


图1-24 NTSC制编码器方框图

三基色信号 R 、 G 、 B 首先送至矩阵电路，经过线性变换后形成亮度信号 Y 和两个色差信号 I 、 Q ， I 信号经过 1.5MHz 低通滤波器、 Q 信号经 0.5MHz 低通滤波器限制带宽后，变为窄带的色差信号，分别送到各自的平衡调制器进行平衡调制。两个平衡调制器还分别送入相位相差 90° 的副载波，它们的输出经混合器相加后，成为正交平衡调幅色度信号 C ，此色度信号再送入最后的视频混合放大器。 Y 信号经过放大、延时后也送入视频混合放大器。因为色差信号经过低通滤波器后会产生一定的延时， Y 通道中的延时均衡电路用以使亮度信号也产生同样的延时，以免重现图象上发生彩色偏离的现象，好象绘画中着色着偏了，或者彩色印刷中套色不准那样。在视频混合放大器中， Y 信号、 C 信号及由彩色同步机送来的复合同步信号 S 三者混合在一起，组成彩色全电视信号输出。

对上面提到的 I 和 Q 信号需要加以补充说明。美国、日本等国家采用的NTSC制，

其扫描行数为525行，场频为60Hz，行频为15750Hz，副载频为3.579545MHz，视频带宽为4.2MHz，副载频与视频频带上限间只有0.6MHz的宽度。如果两个色差信号采用1.3MHz带宽，则色度信号上边带被抑制一半多，两个色差信号已调波都只能以残留边带方式传送。这时0.62MHz以下的两个色差信号分量为双边带传送，可以用同步检波器把它们分别解调出来。0.62MHz以上的两个色差信号分量是单边带传送，分析证明，两信号之间会发生串扰无法把它们分别正确解调出来，将造成彩色失真。为此，采取了另外的解决措施。

对人眼视觉特性的研究表明，人眼对各种颜色的分辨力不是一样的，对红黄色域的颜色分辨力强，对蓝紫色域的颜色分辨弱，采用代表红黄色的I信号和代表蓝紫色的Q信号作为色差信号，I信号的带宽采用1.5MHz，Q信号的带宽采用0.5MHz。平衡调幅后传输时，用残留边带方式传送I信号，用双边带方式传送Q信号，如图1-25所示。这样，既节省了频带，又保证了良好的色度分解力。

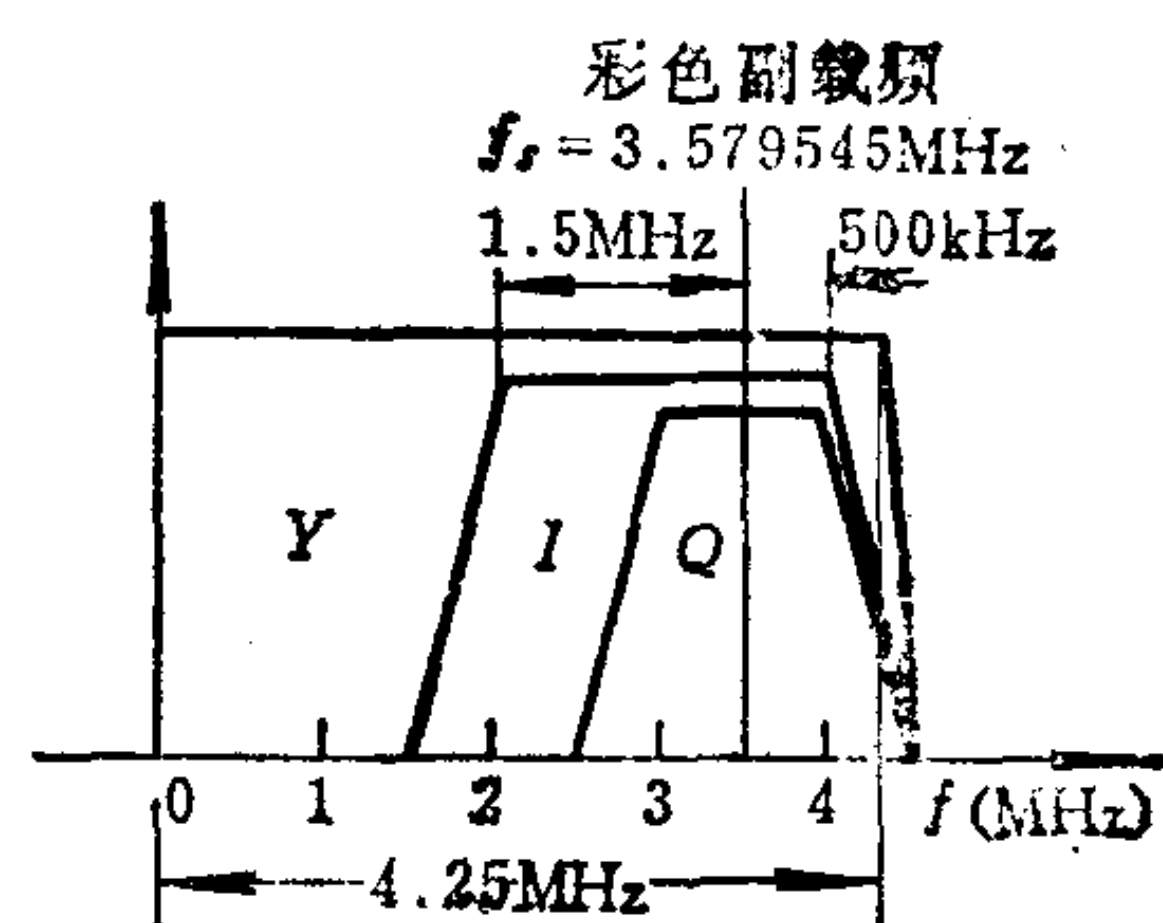


图1-25 NTSC制亮度信号和色度信号的频带

用矢量表示时，I轴比图1-20中的V轴导前 33° ，Q轴比V轴导前 33° ，I轴和Q轴仍是正交的。因此，I、Q信号可以用U、V信号经线性组合得到，即

$$I = V \cos 33^\circ - U \sin 33^\circ = 0.839V - 0.545U$$

$$Q = V \sin 33^\circ + U \cos 33^\circ = 0.545V + 0.839U$$

可见，I、Q信号也是色差信号。它们和三基色信号的关系为

$$I = 0.60R - 0.28G - 0.32B$$

$$Q = 0.21R - 0.52G + 0.31B$$

因此，I、Q信号可以用三基色信号通过矩阵电路得到。传送Y、I、Q信号时，在接收端通过线性变换也可以还原出R、G、B信号。

(二) 解码器方框图

图1-26为NTSC制解码器方框图。

在彩色电视机中，经图象检波得到的彩色全电视信号送入解码器中解调。在解码器中，彩色全电视信号整体就作为亮度信号Y，亮度通道中的色度信号表现为副载波光点干扰，为了抑制这种干扰，在亮度通道中设置了副载波陷波器，对副载频附近的色度信号进行抑制。亮度通道中的延时电路是为了使亮度信号与色差信号到达矩阵电路的时间一致。

色度信号用带通滤波器从彩色全电视信号中滤出，分别送入两个同步检波器。两个同步检波器还分别输入副载波再生电路产生的副载波，其中一个副载波是经过 90° 移相的。这样，两个同步检波器的输出信号各经过相应的低通滤波器就得到I、Q信号。

通过色同步选通电路从全电视信号中选出色同步信号，用它控制副载波再生电路，使产生的副载波的频率和相位与发送端的I信号的副载波一致，再经 90° 移相电路就形成

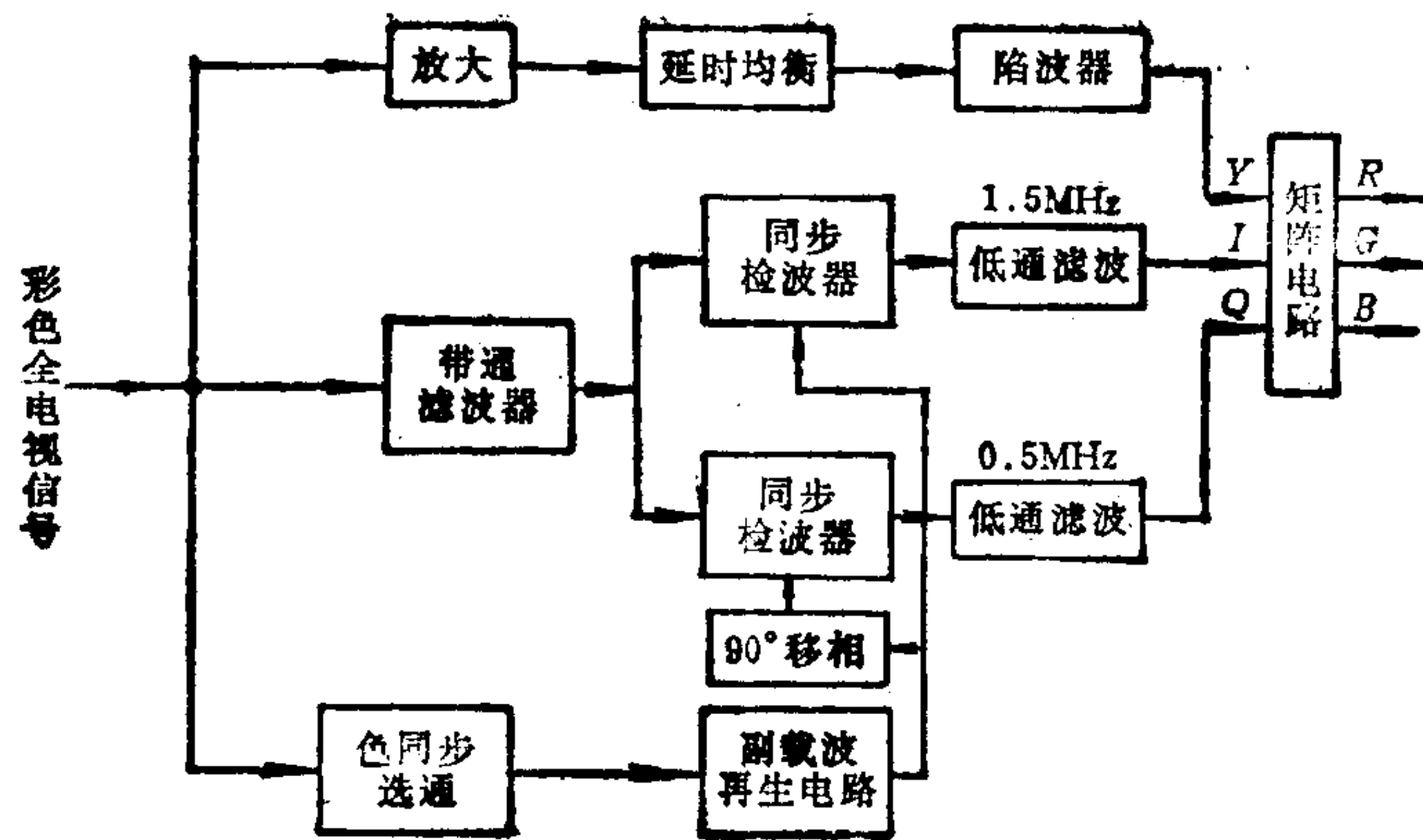


图1-26 NTSC制解码器方框图

了Q信号的副载波，分别送至两个同步检波器。副载波再生电路可以由锁相振荡器和移相器组成。

最后，再由解码矩阵电路把Y、I、Q信号变换成重现彩色图象的R、G、B三基色信号。

五、NTSC制对相位失真的敏感性

根据人眼的视觉特性，NTSC制采用大面积着色、频谱交错等原理，并结合正交平衡调幅、同步检波等技术措施，较好地解决了彩色信息的传送及兼容问题。它具有兼容性好，图象质量高及电视机解码电路较简单等优点，它的主要缺点是对相位失真的敏感性。

在彩色电视信号的传输系统中，理想地无失真的传输是不可能的，总会对信号引入不同程度的各种失真。这些失真会引起重现图象上亮度、色调和饱和度的失真。人眼对这三种失真有不同的反应。亮度失真主要影响图象亮度的层次，饱和度失真影响颜色的深浅，人眼对这两类失真并不太敏感。然而，对于色调失真十分敏感，特别是对一些常见色的失真更敏感，例如人的肤色、绿树、蓝天等。如果重现的彩色图象中，人物面部肤色偏黄或偏红时，很容易觉察出来，看起来令人不舒服。因此，在彩色电视传输中要尽量减小色调失真。

在NTSC制中，正交平衡调幅色度信号的相位代表色调，减小色调失真即要求减小传输过程中的相位失真。在传输过程中，由于通道的非线性，不可避免地会使色度信号和作为副载波基准的色同步信号之间产生相对相移，这种相移便会导致色调失真。如图1-27所示，假设色度信号 C_1 在传送过程中产生了 $\Delta\phi$ 的相移，移至 C_2 的位置上。原来组成色度信号 C_1 的两色差信号分量为 U_1 、 V_1 。发生相移后，在解码器中对 C_2 进行解调，虽然 C_1 和 C_2 幅度相等，但由于相位变化了，从同步检波器得到的两个色差信号分量的幅度也不同了，它们相当于 C_2 在

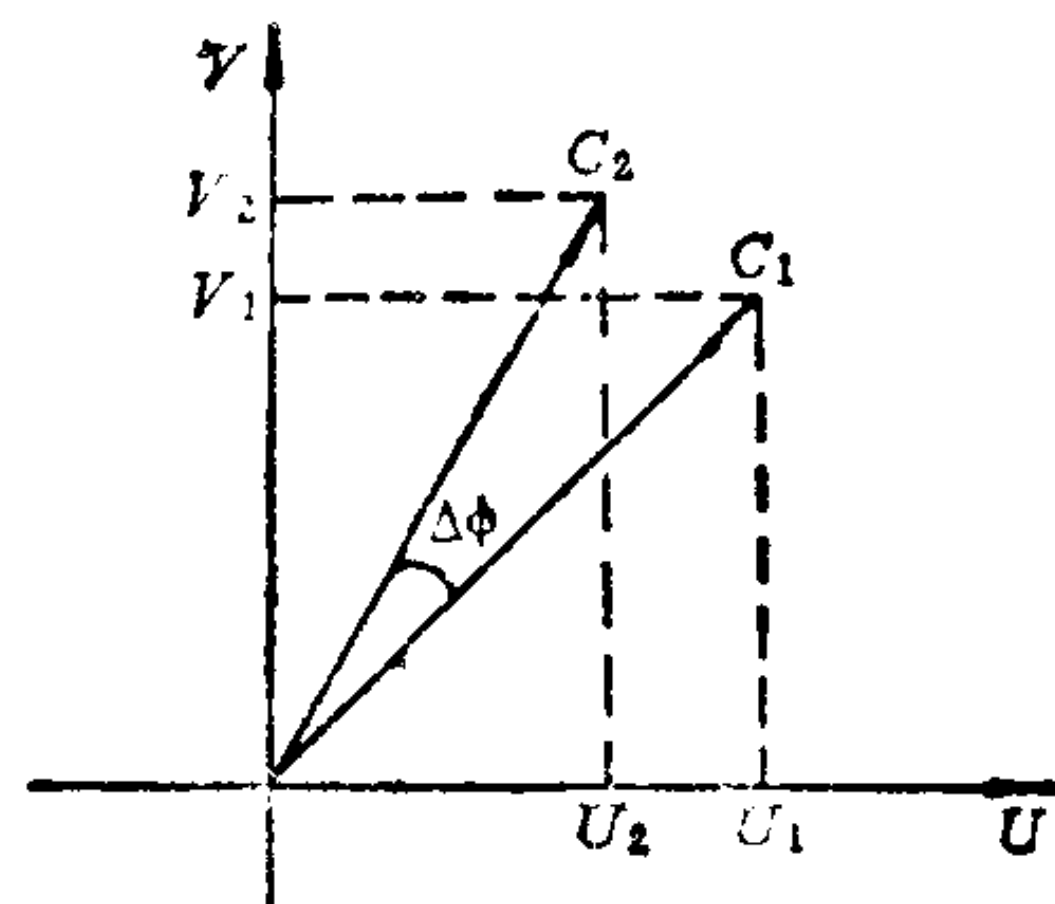


图1-27 色度信号的相位失真

U 轴和 V 轴上的投影, 即 U_2 、 V_2 。显然, $U_2 < U_1$, 而 $V_2 > V_1$, 两色差信号的比例发生变化, 故重现的色调就失真了。

如果这种相移是一个固定的数值, 在接收端可以通过调节移相电路的方法进行补偿。实际上, 在彩色电视中, 由于色度信号是叠加在亮度信号上进行传送的, 当通过非线性通道时, 色度信号将随着亮度电平的不同而产生不同程度的非线性失真, 使色度信号产生微分增益和微分相位两种失真。微分增益失真是与亮度电平有关的色度信号的幅度失真, 造成彩色饱和度的失真。由于人眼对饱和度不十分敏感, 微分增益失真容限为30%。微分相位失真是与亮度电平有关的色度信号的相位失真, 它将造成色调失真。由于微分相位失真所造成的色度信号的相对相移是随亮度电平而变化的, 这种变化的相移无法用简单的方法进行补偿。实验证明, 要使人眼观察不到相位失真所引起的色调失真, 要微分相位失真不能超过 $\pm 5^\circ$ 。若微分相位失真超过 $\pm 12^\circ$, 将出现人眼不能容忍的色调失真。NTSC制中规定微分相位失真的容限即为 $\pm 12^\circ$ 。但在实际的电视系统中, 由于种种原因, 这样高的要求一般是不容易达到的。除了传输系统不可避免地存在非线性外, 在传输中还会发生一些相位干扰及电视信号多径反射产生的回波干扰等等, 这些均会使色度信号产生相位失真。所以, 在NTSC制中为了保证色调的正确重现, 就必须对传输系统提出了十分严格的要求, 这是NTSC制的主要缺点。为了克服NTSC制的相位敏感性, 在NTSC制基础上人们研究出了PAL制和SECAM两种彩色电视制式。

第四节 PAL制编、解码原理

一、PAL制的特点

PAL制中色度信号也是采用正交平衡调幅方式, 与NTSC制不同之处在于, 已调色差信号 $V \cos \omega_c t$ 是逐行倒相的。例如, 传送第 n 行时为 $+V \cos \omega_c t$, 传送第 $n+1$ 行时则为 $-V \cos \omega_c t$, 传送第 $n+2$ 行时又是 $+V \cos \omega_c t$, 如此逐行相位交变, 故PAL制又称为逐行倒相正交平衡调幅制。PAL制中色度信号的 U 分量与NTSC制中一样, 相位不交变。因此, PAL制色度信号 c 可表示为

$$\begin{aligned} c &= U \sin \omega_c t \pm V \cos \omega_c t \\ &= \sqrt{U^2 + V^2} \sin (\omega_c t \pm \phi) \\ &= C_m \sin (\omega_c t \pm \phi) \end{aligned}$$

式中, $C_m = \sqrt{U^2 + V^2}$ $\phi = \arctg \frac{V}{U}$

上面 c 式中的 \pm 号表示 V 分量逐行倒相。由上式可看出, PAL制色度信号仍是一个正交平衡调幅信号, 只是由于 V 分量逐行倒相, 合成的色度信号相位在相邻两行相反(为 $\pm \phi$)。PAL色度信号的矢量图如图1-28中 $C_{(n)}$ 和 $C_{(n+1)}$ 所示。由图中可看出, 相邻两行色度信号的矢量是镜像对称的。在PAL制色度信号的相邻两行中, V 分量不倒相的那行与NTSC制的色度信号相同, 称为NTSC行, 另一行 V 分量倒相, 称为PAL行。

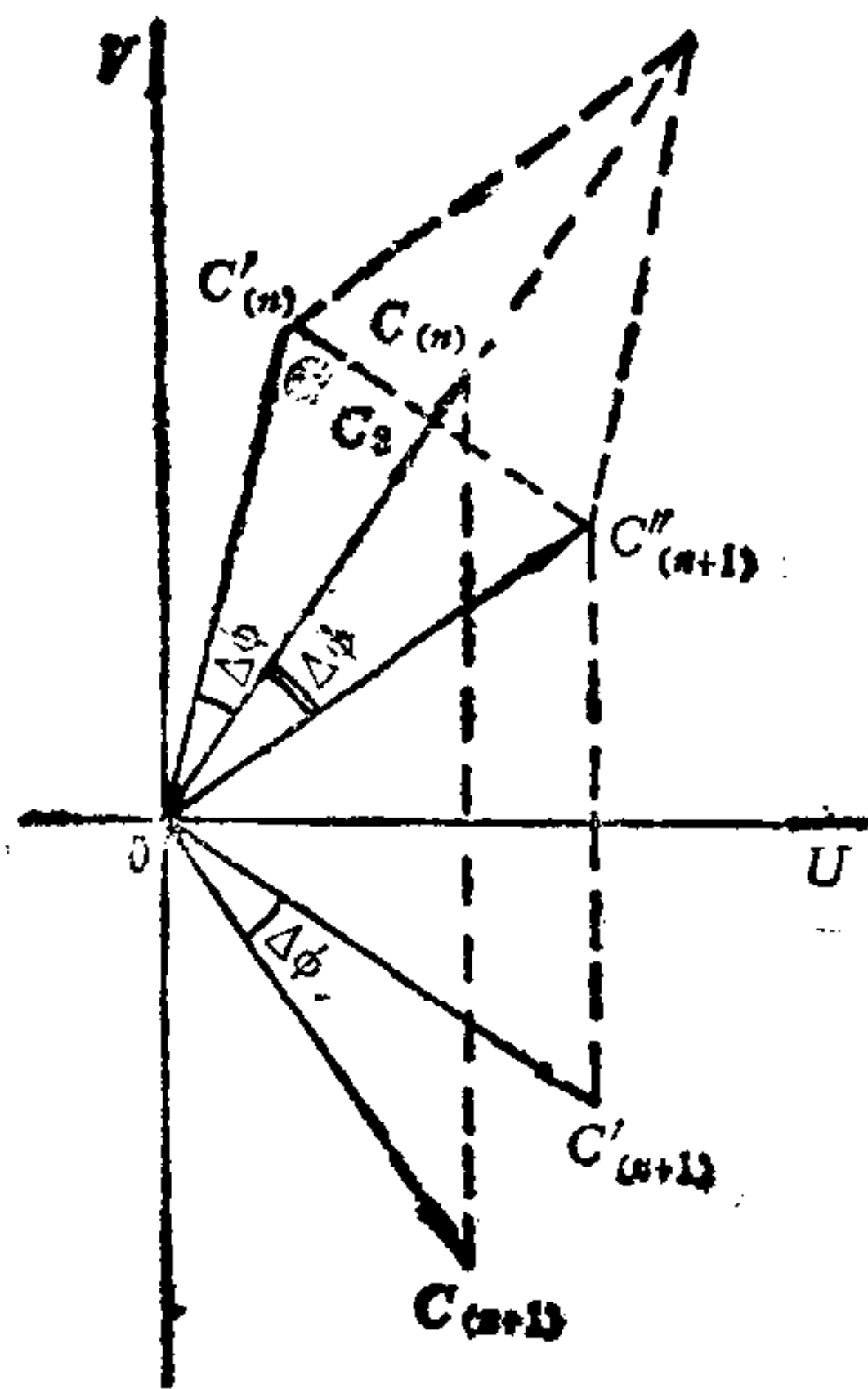


图1-28 PAL制色度信号矢量图

在接收端，为正确地解调 V 信号，送入 V 信号同步检波器的副载波也必须和发送端一样相位逐行倒相，即逐行交替地送入 $\pm \cos \omega_s t$ 。这样，对PAL行送入 $-\cos \omega_s t$ 就相当于使图1-28中PAL行回到NTSC行的位置，解调后的 V 信号极性正确。

在PAL制中采用 V 分量逐行倒相的编码方式，必然使编码及相应的解码过程比NTSC制复杂些，但这样可以克服对于传输中信号相位失真的敏感性。下面，用图1-28的矢量图说明这一点。

设第 n 行的色度信号矢量 $C_{(n)}$ 在第一象限，则第 $n+1$ 行的 $C_{(n+1)}$ 就处于第四象限，互为镜像。如果传输过程中无相位失真，在接收端解调时第 $n+1$ 行用 $-\cos \omega_s t$ 送入 V 同步检波器，等效于使 $C_{(n+1)}$ 行的相位由 $-\phi$ 变回为 $+\phi$ ，回到 $C_{(n)}$ 位置上，于是能正确地恢复出 U 、 V 色差信号。

当传输中有相位失真，例如色度信号发生 $\Delta\phi$ 的相移时，则如图1-28所示 $C_{(n)}$ 移至 $C'_{(n)}$ 位置， $C_{(n+1)}$ 移至 $C''_{(n+1)}$ 位置。在接收端的 V 同步检波器中， $C''_{(n+1)}$ 相当于回到 $C'_{(n)}$ 位置。结果是一行解调得 $C'_{(n)}$ ，另一行解调得 $C''_{(n+1)}$ ，它们相对原来色度信号 $C_{(n)}$ 的正确位置偏离了 $\pm \Delta\phi$ 。这表明，在PAL制中，传输通道不完善在两相邻行上引起的相位失真方向是相反的，即两行的色调偏离方向相反。例如原来传送的色调是紫色，发生相位失真后引起的色调偏离将是一行（NTSC行）紫偏红，另一行（PAL行）紫偏蓝。如果将相邻行的色度信号 $C'_{(n)}$ 和 $C''_{(n+1)}$ 进行矢量平均，则相邻两行的色调失真就可以互相补偿。因为 $C'_{(n)}$ 和 $C''_{(n+1)}$ 是矢量相加，两者的合成矢量 C_s 的相位便与无失真矢量 $C_{(n)}$ 的完全相同，只是幅度稍小一些。这说明相邻两行矢量平均后无色调失真，仅饱和度有所下降。这个平均作用把相位失真转变成幅度失真，即把人眼十分敏感的色调失真变为人眼不太敏感的饱和度失真，克服了NTSC制对相位失真敏感性的缺点。实践证明，PAL制中采用延时线平均的方法时，可使微分相位失真容限从NTSC制的 $\pm 12^\circ$ 扩大到 $\pm 40^\circ$ ，微分增益方面的指标与NTSC制相同，容限为30%。

二、PAL制副载频的选择

PAL制副载频也要按照第三节中“一、”中所述的三个原则进行选择。其中，第一条原则就是必须能实现色度信号与亮度信号的频谱交错。在NTSC制中，副载频选用半行频的奇数倍，即采用 $\frac{1}{2}$ 行间置，以实现频谱交错。如果在PAL制中也采用 $\frac{1}{2}$ 行间置，情况会如何呢？

(一) 采用 $\frac{1}{2}$ 行间置时的情况

图1-29画出了PAL制采用 $\frac{1}{2}$ 行间置时亮度和色度信号的频谱。图1-29 (a) 表示亮度信号的频谱, 图1-29 (b)、(c) 表示U信号调制前后的频谱, 它们与NTSC制中频谱结构一样。

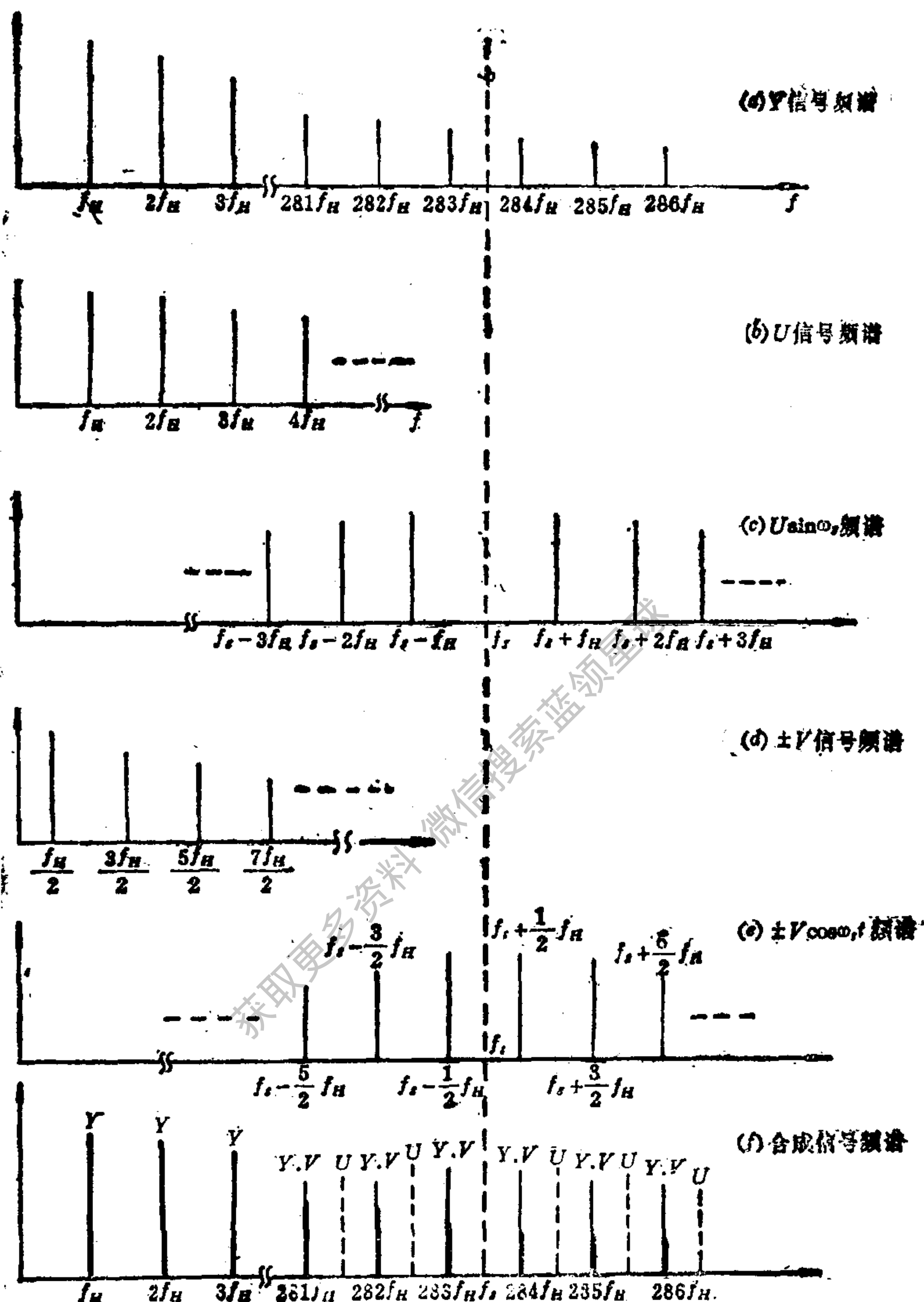


图1-29 PAL制采用 $\frac{1}{2}$ 行间置时信号的频谱

对于PAL制中逐行倒相的V信号, 既可以看成是V信号对逐行倒相的副载波($\pm \cos \omega_c t$)进行平衡调幅, 也可以看成是逐行倒相的 $\pm V$ 信号对副载波($\cos \omega_c t$)进行平衡调幅。下面以第二种看法来分析V信号平衡调幅波的频谱, 由前面的说明可知, U、V信号都是以行周期重复的, 它们均具有图1-29 (b) 所示的频谱结构。但 $\pm V$ 信号是逐行改变极性的V信号, 可以看成是V信号受半行频方波调制, 于是, 其频谱将在原来V

信号频谱的基础上偏移半行频 ($\frac{f_H}{2}$)，即具有图1-29 (d) 所示的结构，能量集中在半行频奇数倍上及其左右近旁。调制后的 $\pm V \cos \omega_s t$ 信号的频谱如图1-29 (e) 所示。图1-29 (f) 表示亮度和色度信号加在一起组成的彩色电视信号的频谱。由图 (f) 可以看出，PAL制采用 $\frac{1}{2}$ 行间置时， V 调制信号的频谱与 Y 信号的频谱重叠在一起，这将造成亮度和色度之间严重的串扰。 V 信号副载波对亮度的干扰在荧光屏上表现为明显的亮暗相间的垂直条纹，而亮度信号对色度的干扰引起虚假的彩色。

(二) 采用 $\frac{1}{4}$ 行间置

以上的分析说明，PAL制副载频不能采用 $\frac{1}{2}$ 行间置。由图1-29 (f) 可以想到，如果将 f_s 的位置移动 $\frac{1}{4}$ 行频，整个色度信号的频谱也将随之移动 $\frac{1}{4}$ 行频， U 、 V 信号的频谱便可与 Y 信号频谱错开，实现频谱交错。因此，PAL制中采用 $\frac{1}{4}$ 行间置，即 $f_s = (n - \frac{1}{4})f_H$ 。对于625行、50场、带宽6MHz的彩色电视，选用 $n = 284$ ，所以

$$f_s = (284 - \frac{1}{4})f_H = 283\frac{3}{4}f_H$$

采用 $\frac{1}{4}$ 行间置后，PAL制信号的频谱如图1-30所示。

NTSC制中，亮度信号和色度信号的频谱是以最大的间距 $\frac{1}{2}f_H$ 错开的，它们之间相互干扰小，表现为副载波光点干扰可见度小，兼容性好。在PAL制中，副载频采用 $\frac{1}{4}$ 行间置后，虽也能实现频谱交错，但 U 、 V 信号频谱与 Y 信号频谱的间距均为 $\frac{1}{4}f_H$ ，如图1-30 (f) 所示。所以亮度信号和色度信号之间干扰要大些，表现为副载波光点干扰的可见度较大。当 $f_s = 283\frac{3}{4}f_H$ 时，在一行中有 $283\frac{3}{4}$ 个周期的副载波，所以，相邻两行副载波相位相差 90° ，即相差 $\frac{1}{4}$ 个副载波周期。这样，相邻行副载波干扰光点的亮暗点不是正好错开，抵消作用不充分，副载波相位经四行重复一次，在整个屏幕上形成明暗相间的倾斜干扰条纹。并且，这些条纹会以低的速度移动，人眼是较易觉察的，也就是副载波光点干扰可见度较大。

为了减少光点干扰的可见度，改善兼容性，PAL制副载频还采用25Hz偏置（又称

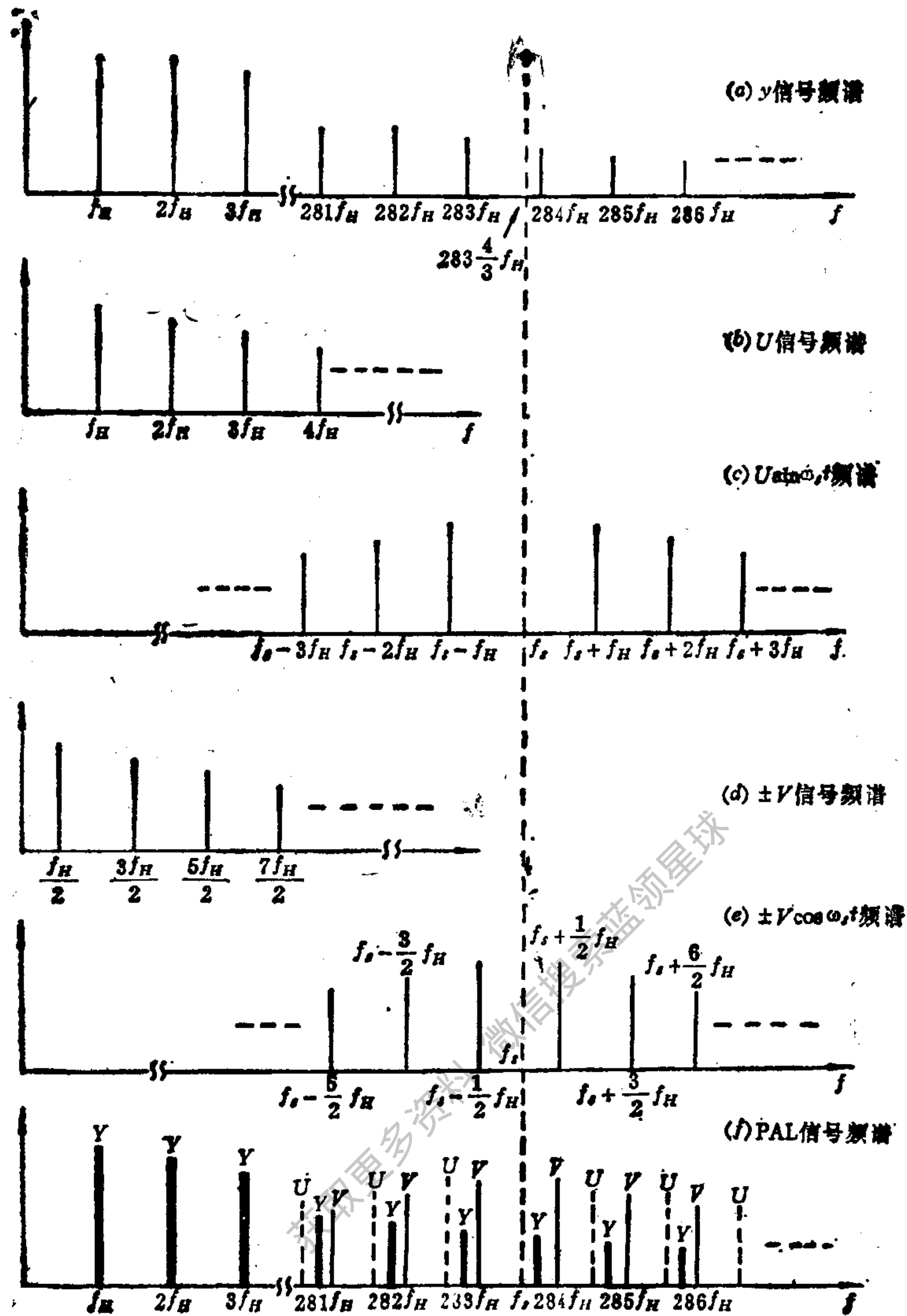


图1-30 PAL制信号的频谱

为半场频间置)的方法,即选择副载频为

$$f_s = 283 \frac{3}{4} f_H + 25$$

$$= 283 \frac{3}{4} \times 15625 + 25$$

$$= 4.43361875 \text{MHz} (\approx 4.43 \text{MHz})$$

由上式可以推算出场周期 T_V 与副载波周期 T_s 间的关系。设场频50Hz用 f_V 表示,推算过程如下:

$$f_s = 283 \frac{3}{4} f_H + \frac{1}{2} f_V$$

则

$$\frac{1}{T_s} = 283 \frac{3}{4} \times \frac{1}{T_H} + \frac{1}{2T_V}$$

$$\frac{1}{T_s} = 283 \frac{3}{4} \times \frac{312 \frac{1}{2}}{T_V} + \frac{1}{2T_V}$$

$$T_V = 283 \frac{3}{4} \times 312 \frac{1}{2} T_s + \frac{1}{2} T_s$$

此式表明，采用25Hz偏置后，每一场中比不加偏置时多包含半个副载波周期，使相邻两场副载波相位较之不加25Hz时相差180°。这时，仔细分析副载波光点干扰图样可以发现，相邻场副载波造成的明暗点的抵消作用比较充分，或者说副载波光点干扰的可见度大为减小，改善了兼容性。

三、色同步信号

PAL制色同步信号在频率选取，副度大小及时间位置上与NTSC制完全相同。按照我国彩色电视广播标准规定，色同步信号由9~11个副载波周期组成，位于行消隐后肩上，起始点距行同步脉冲前沿5.6±0.1μs，峰-峰值等于行同步脉冲幅度，相对于消隐电平上下对称，如图1-31所示。

在PAL制中，由于V信号是逐行倒相的，所以在接收端的同步检波器中，解调V信号的副载波也必须是逐行倒相的。这就要求PAL制的色同步信号不但为接收端提供副载波频率和相位的基准，而且要给出一个判断倒相顺序的识别信号，使解调V信号的副载波能与发送端一致地逐行倒相，以正确地解调出V信号。为了使色同步信号同时具有这种功能，PAL制色同步信号的相位与NTSC制不同，不是固定的180°，而是相位逐行摆动，不倒相行（NTSC行）为+135°，倒相行（PAL行）为-135°（或+225°）。

在接收端，用相位逐行摆动的色同步信号去控制副载波再生电路，在鉴相器中，色同步信号与副载波振荡器的输出进行频率和相位比较，电路方框图如1-32所示。由于色同步信号相位逐行摆动，鉴相器除输出直流误差电压去控制振荡器的频率和相位外，还会输出一个频率为半行频（7.8kHz）的方波，对应+135°的一行为高电平，对应

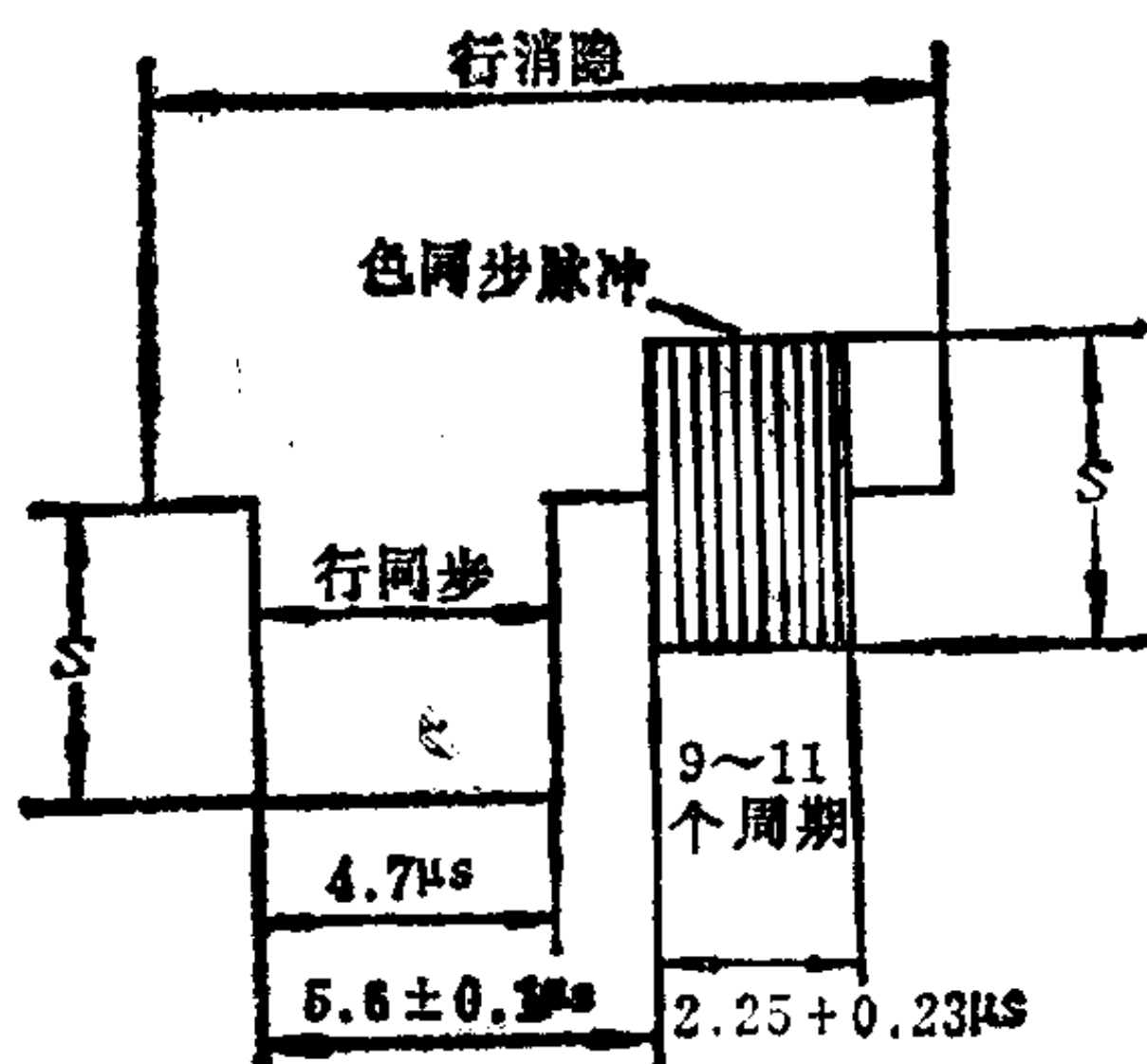


图1-31 PAL制色同步信号波形

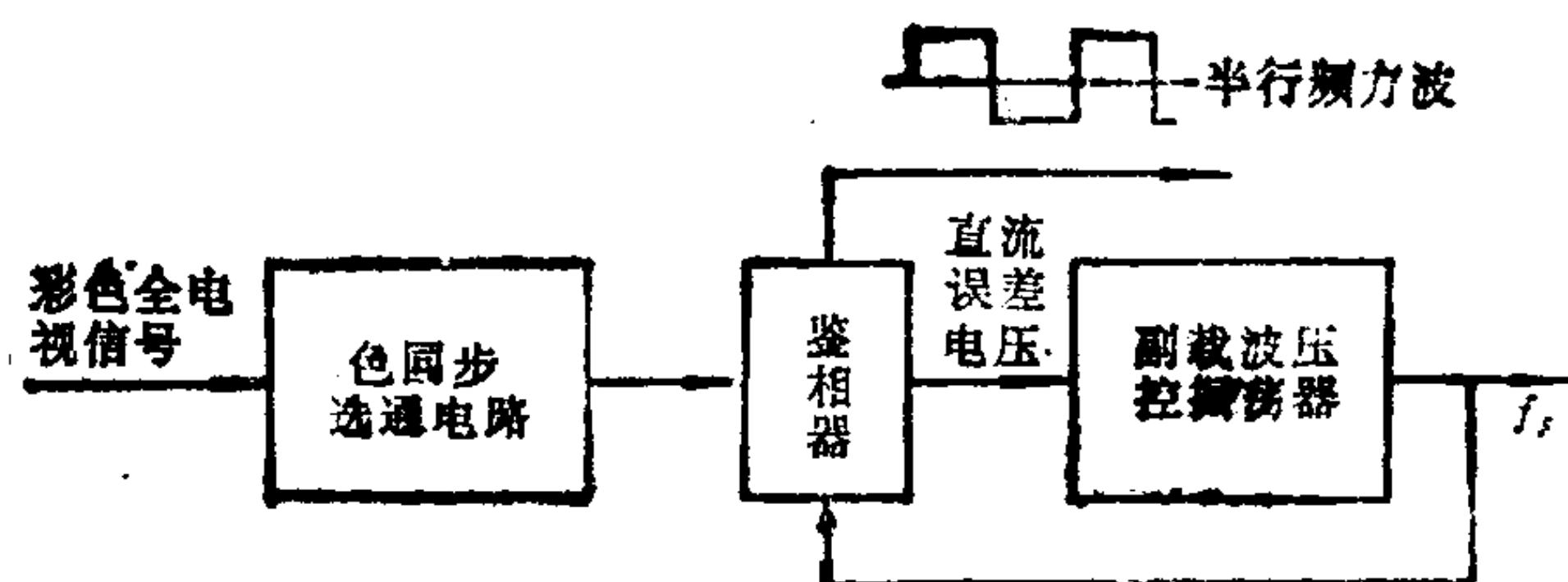


图1-32 副载波鉴相方框图

-135°的一行为低电平。这个半行频的方波即可作为判别倒相顺序的识别信号，称之为PAL识别信号。

为了形成相位摆动的色同步信号，在发送端先是产生一个色同步选通脉冲，又称为K脉冲。K脉冲的重复频率为行频，宽度为 $2.25 \pm 0.23 \mu s$ ，正好能包含9~11个4.43 MHz的副载波周期，位置就处在行消隐期间，对应于色同步信号出现的时间。将K脉冲以一定的极性分别加到两个色差信号中，与色差信号一起送入平衡调制器，V信号中加为正极性K脉冲(+K)，就可产生色同步信号的V分量(NTSC行为90°，PAL行为-90°)，U信号中加入负极性K脉冲(-K)，则可产生色同步信号的U分量(180°)，两个分量相混合便形成相位逐行交变(+135°和-135°)的色同步信号。

图1-33示出了K脉冲通过两个平衡调制器形成色同步信号的方框图。送入U平衡调制器是0°相位的副载波。-K脉冲对0°相位副载波平衡调幅后，在K脉冲对应的时间位置上形成相位为180°的一串副载波，用 C_{bU} 表示。送入V平衡调制器是±90°逐行倒相的副载波，+K脉冲对±90°相位的副载波平衡调幅后，在K脉冲相应的时间位置上形成±90°逐行倒相的一串载波，用 C_{bV} 副表示。由于 C_{bU} 和 C_{bV} 出现的位置相同，并且幅度相等，在混合放大器中混合后就形成所需要的色同步信号 C_b 。图1-34为色同步信号的矢量图。 C_{bU} 相位始终为180°， C_{bV} 相位是±90°逐行倒相， $C_{bU(n)}$ 为+90°， $C_{bV(n+1)}$ 为-90°。在第n行上 C_{bU} 和 $C_{bU(n)}$ 合成色同步信号矢量 $C_{b(n)}$ ，相位为+135°；第+1行上 C_{bU} 和 $C_{bV(n+1)}$ 合成色同步信号矢量 $C_{b(n+1)}$ ，相位为-135°。以上分析说明，
n当我们把K脉冲以一定极性分别加入两个色差信号中时，通过正交平衡调制和混合放大

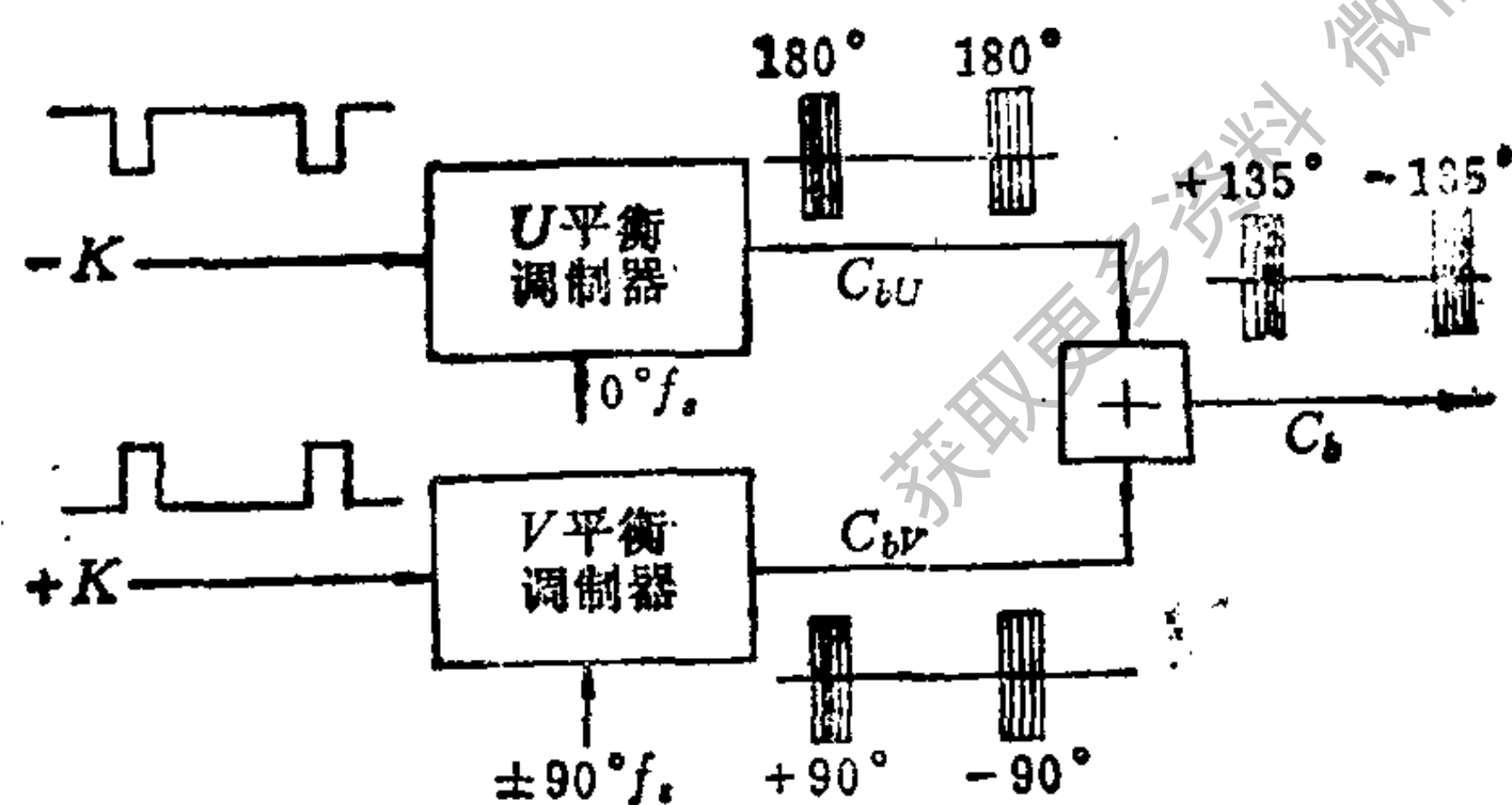


图1-33 PAL色同步信号形成方框图

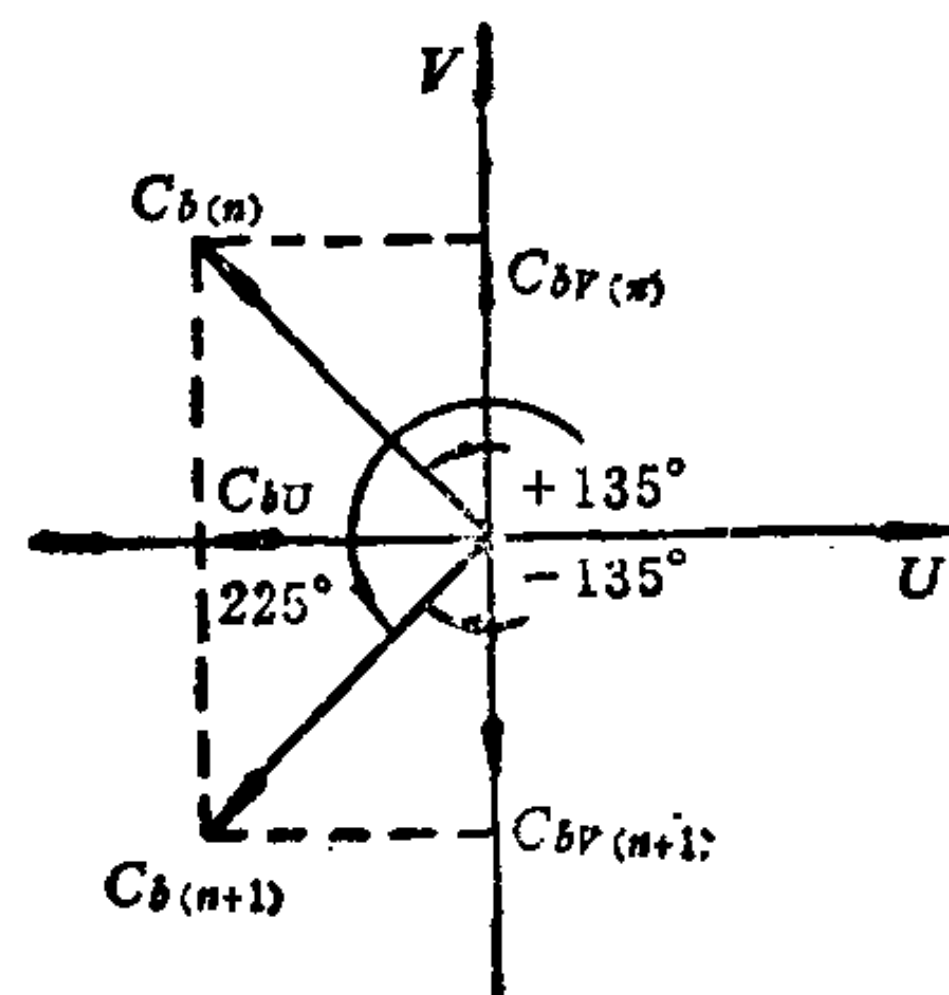


图1-34 PAL色同步信号矢量图

后，在形成色度信号的同时也形成了相位摆动的色同步信号。色同步信号相位为+135°时表示传送不倒相行，相位为-135°时表示传送倒相行，因而色同步信号相位的摆动反映了发送端V信号逐行倒相的顺序。

四、PAL编码器方框图

图1-35为PAL编码器方框图，其结构形式与图1-24的NTSC编码器相似。通过编码器将三基色信号编码成彩色全电视信号。

由摄像机输出的三基色信号R、G、B经矩阵电路变换成亮度信号Y和色差信号U、V。Y信号经过放大和延时均衡后送入混合放大器(相加器)。U、V信号经1.3MHz低通滤波器限制频带后，再分别加入+K和-K脉冲，然后送入各自的U、V

平衡调制器进行平衡调幅。 U 平衡调制器送入 0° 相位的副载波， V 平衡调制器送入 $\pm 90^\circ$ 逐行倒相的副载波。 $\pm 90^\circ$ 副载波的获得是先将 0° 副载波移相 90° 后经裂相器裂相成 $\pm 90^\circ$ 副载波，再由PAL开关信号（半行频方波）逐行选通 $+90^\circ$ 和 -90° ，输出即为 $\pm 90^\circ$ 的副载波。 U 、 V 平衡调制器输出的已调波相混合，便形成了包括色同步信号的色度信号，它和 Y 信号及复合同步信号在混合放大器中相混合，就形成了彩色全电视信号。

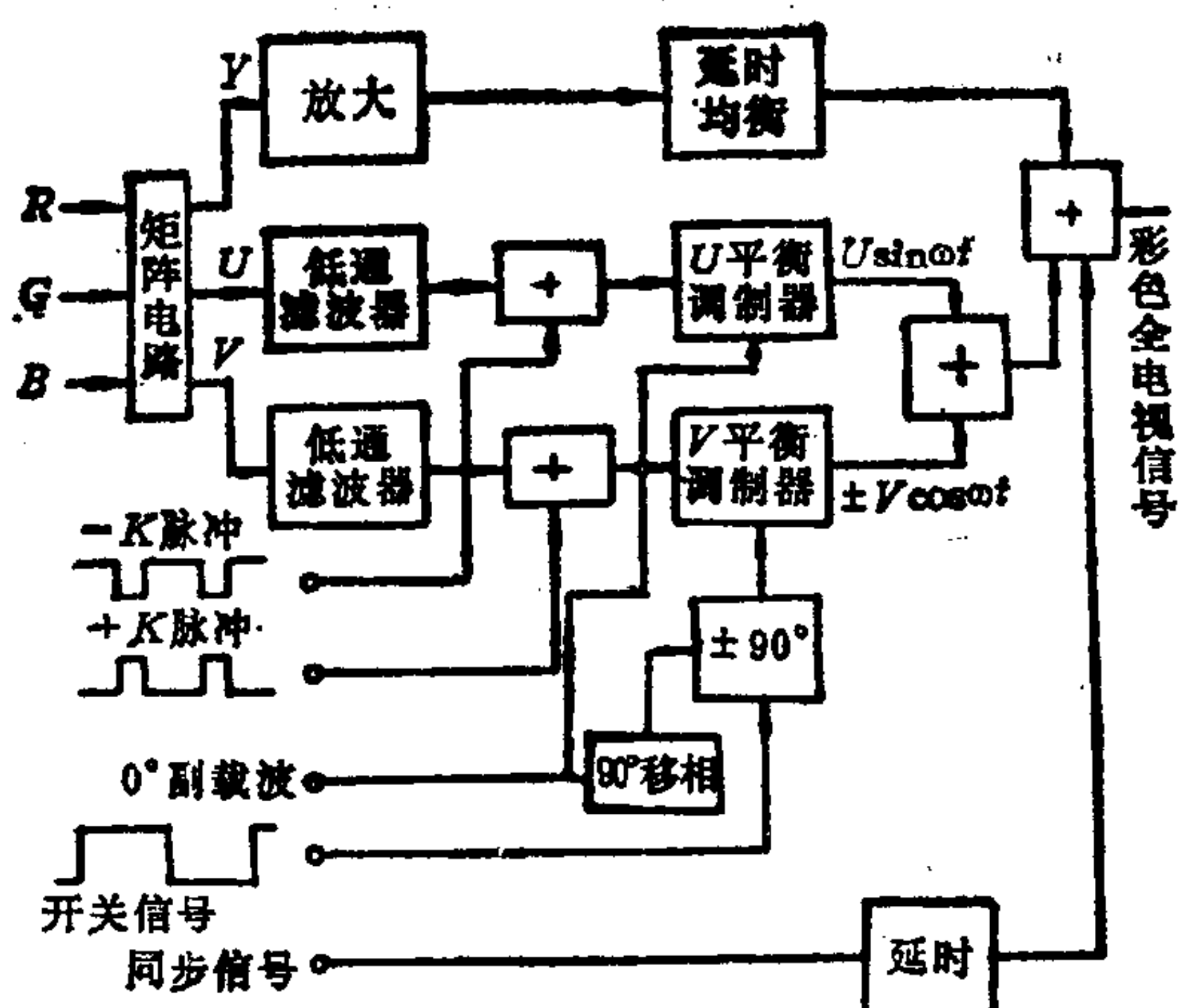


图1-35 PAL编码器方框图

五、彩色全电视信号

这里以彩条信号为例来介绍彩色全电视信号的波形。第二节的图1-13已画出了彩条信号的基色信号及相应的亮度信号和色差信号波形。这种规格的彩条信号的三基色信号电平非1即0，显示的彩色饱和度均为100%，因此称为100%饱和度，100%幅度（最大幅度）的彩条信号，可表示为100/100彩条信号。由图1-13波形中提供的各条色条对应的亮度值、 $R-Y$ 和 $B-Y$ 色差值的数据，可以算出经正交平衡调幅后色度信号 C 的幅度 C_m ，以及亮度和色度叠加后的幅度变化范围 $Y \pm C_m$ ，其数据列于表1-2中。

表1-2 100/100彩条信号的各项参数值

	R	G	B	Y	R-Y	B-Y	$C_m = \sqrt{(R-Y)^2 + (B-Y)^2}$	$Y + C_m$	$Y - C_m$
白	1	1	1	1	0	0	0	1	1
黄	1	1	0	0.89	0.11	-0.89	0.90	1.79	-0.01
青	0	1	1	0.70	-0.70	0.30	0.76	1.46	-0.06
绿	0	1	0	0.59	-0.59	-0.59	0.83	1.42	-0.24
紫	1	0	1	0.41	0.59	0.59	0.83	1.24	-0.42
红	1	0	0	0.30	0.70	-0.30	0.76	1.06	-0.46
蓝	0	0	1	0.11	-0.11	0.89	0.90	1.01	-0.79
黑	0	0	0	0	0	0	0	0	0

根据表1-2中数据可以画出100/100彩条全电视信号的波形，如图1-36所示。由图中可以看到，这种彩色全电视信号的电平变化范围比黑白全电视信号大得多，黄条的最高电平超过白条电平79%，而蓝条的最低电平比黑电平（消隐电平）低79%，即比同步电平（-43%）还低。如果不经处理就传送电平范围这样大的彩色全电视信号，会造成发射机的过调幅，使信号产生严重失真，而且蓝条的低电平也会影响电视机中扫描同步的稳定性。因此，需对色度信号进行压缩。

色度信号的幅度压缩量要适当，压缩太少不解决电平变化范围大的问题，压缩得太多会使色度信号的信噪比下降太大，影响彩色图象的质量。按照黑白全电视信号的标准相对值，白色电平为1，黑色电平为0，同步电平为-0.43，见图1-36。一般认为，色度

信号压缩后使整个彩条信号的最大电平不超过1.33，最小电平不低于-0.33为宜，可兼顾发射机的工作状态和彩色图象的质量。一方面，最低电平不低于同步电平，就不会影响电视机中的扫描同步。另一方面，虽然最大电平超过白电平33%，图象中亮度高和饱和度也高的颜色仍存在幅度过大的问题，但实际彩色图象中这样的颜色是不多见的，因而压缩后的信号幅度一般均在正常动态范围之内。即使偶有高亮度、高饱和度的彩色，其失真对整个彩色图象的影响也不大。

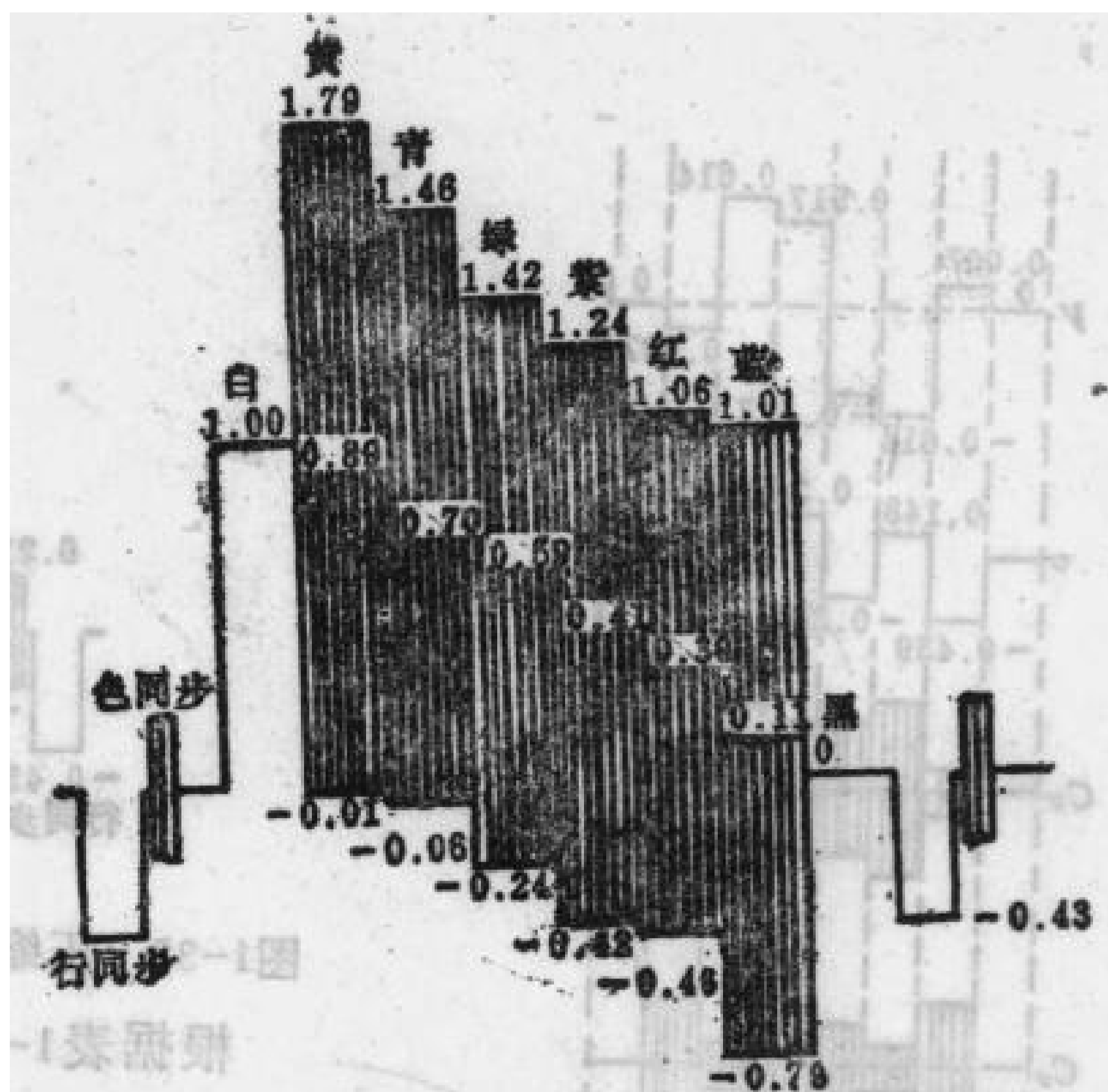


图1-36 未经压缩的100/100彩条全电视信号波形

具体的压缩方法是将信号幅度最大电平的黄色条和青色条的最高电平以一定的比例分别压缩到1.33，其余各色条按已定的比例压缩时，高电平也就不会超过33%，同时低电平也不会低于-33%（因为由图可见，六条色条的幅度超出量是左右对称的）。根据上述压缩要求，我们可求出对色差信号 $R-Y$ 和 $B-Y$ 的压缩系数 a 和 b 。压缩后黄、青两色条的幅度应满足下列关系式：

$$Y + \sqrt{[a(R-Y)]^2 + [b(B-Y)]^2} = 1.33$$

传送黄条时， $Y=0.89$ ， $R-Y=0.11$ ， $B-Y=-0.89$ ；

传送青条时， $Y=0.70$ ， $R-Y=-0.70$ ， $B-Y=0.30$ 。

将这些数据代入上式可得二元联立方程组：

$$0.89 + \sqrt{[a \times 0.11]^2 + [b \times (-0.89)]^2} = 1.33$$

$$0.70 + \sqrt{[a \times (-0.70)]^2 + [b \times 0.30]^2} = 1.33$$

解此联立方程，求得压缩系数为 $a=0.877$ ， $b=0.493$ 。经压缩后的色差信号用 U 和 V 表示，即 $U=0.493(B-Y)$ ， $V=0.877(R-Y)$ 。

经过压缩后的100/100彩条信号的色差信号 U 、 V ，色度信号 C 的幅度 C_m 和相角 θ ，以及亮度和色度叠加后的幅度变化范围 $Y \pm C_m$ 列于表 1-3 中，相应的波形图如图 1-37 所示。

表1-3 压缩后的100/100彩条信号的各项参数值

	Y	$U=0.493(B-Y)$	$V=0.877(R-Y)$	$C_m = \sqrt{U^2 + V^2}$	$\theta = \arctan \frac{V}{U}$	$Y + C_m$	$Y - C_m$
白	1.00	0	0	0	—	1.00	1.00
黄	0.89	-0.439	0.097	0.44	167°	1.33	0.45
青	0.70	0.148	-0.614	0.63	283°	1.33	0.07
绿	0.59	-0.291	-0.517	0.59	241°	1.18	0
紫	0.41	0.291	0.517	0.59	61°	1.00	-0.18
红	0.30	-0.148	0.614	0.63	103°	0.93	-0.33
蓝	0.11	0.439	-0.097	0.44	347°	0.55	-0.33
黑	0	0	0	0	—	0	0

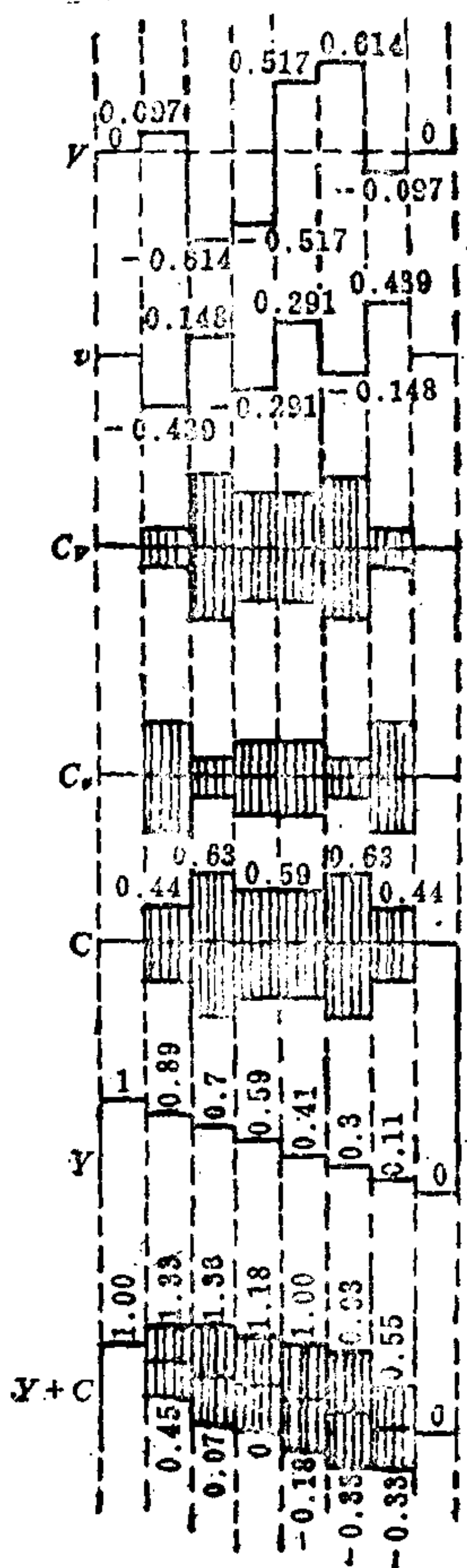


图1-37 压缩后的100/100彩条信号波形

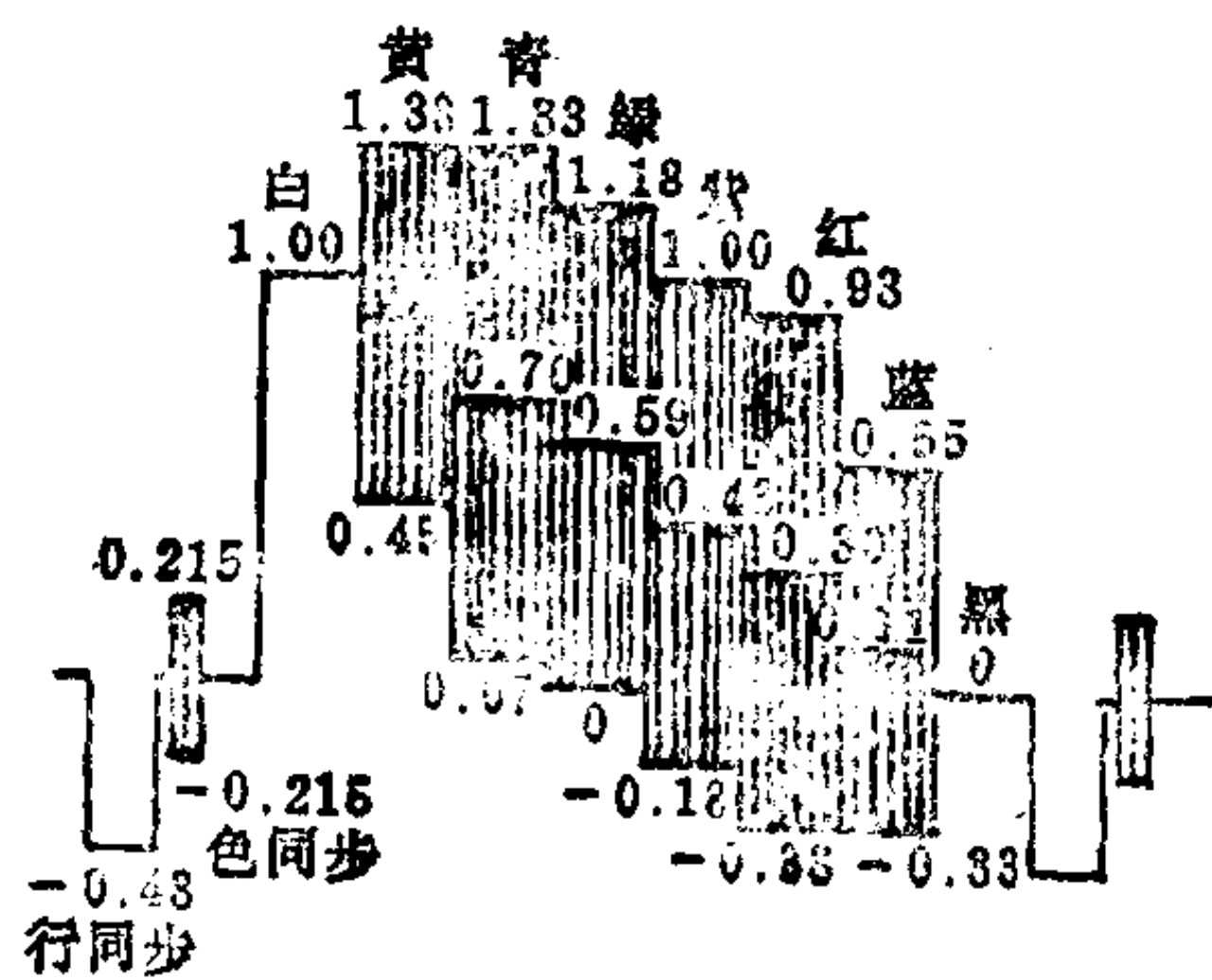


图1-38 压缩后的100/100彩条全电视信号波形

根据表1-3数据及图1-37的波形，可以画出100/100彩条全电视信号的波形图及色度信号的矢量图，如图1-38和图1-39所示。图1-38中标出了彩色全电视信号各部分的相对幅度值。当白色电平为1时，行同步脉冲幅度和色同步信号峰一峰值为0.43。实际电路系统中，白色电平为0.7V，同步脉冲幅度和色同步信号峰一峰值均为0.3V。将白色电平定为相对值1，其它数值均以相对于白色电平来标示，这样在测试时便于记忆和观察。看相对数值是否正确，易于判断全电视信号波形是否符合规范。

图1-39中各矢量的角度代表彩条中三个基色（红、绿、蓝）及它们的补色（青、紫、黄）的色调，矢量的长度决定了饱和度。由图可看出，红、绿、蓝三基色和对应的青、紫、黄补色的矢量长度相等，相位相反，两两矢量和为零，表明两个互补色相加可得到白色，色度为零。

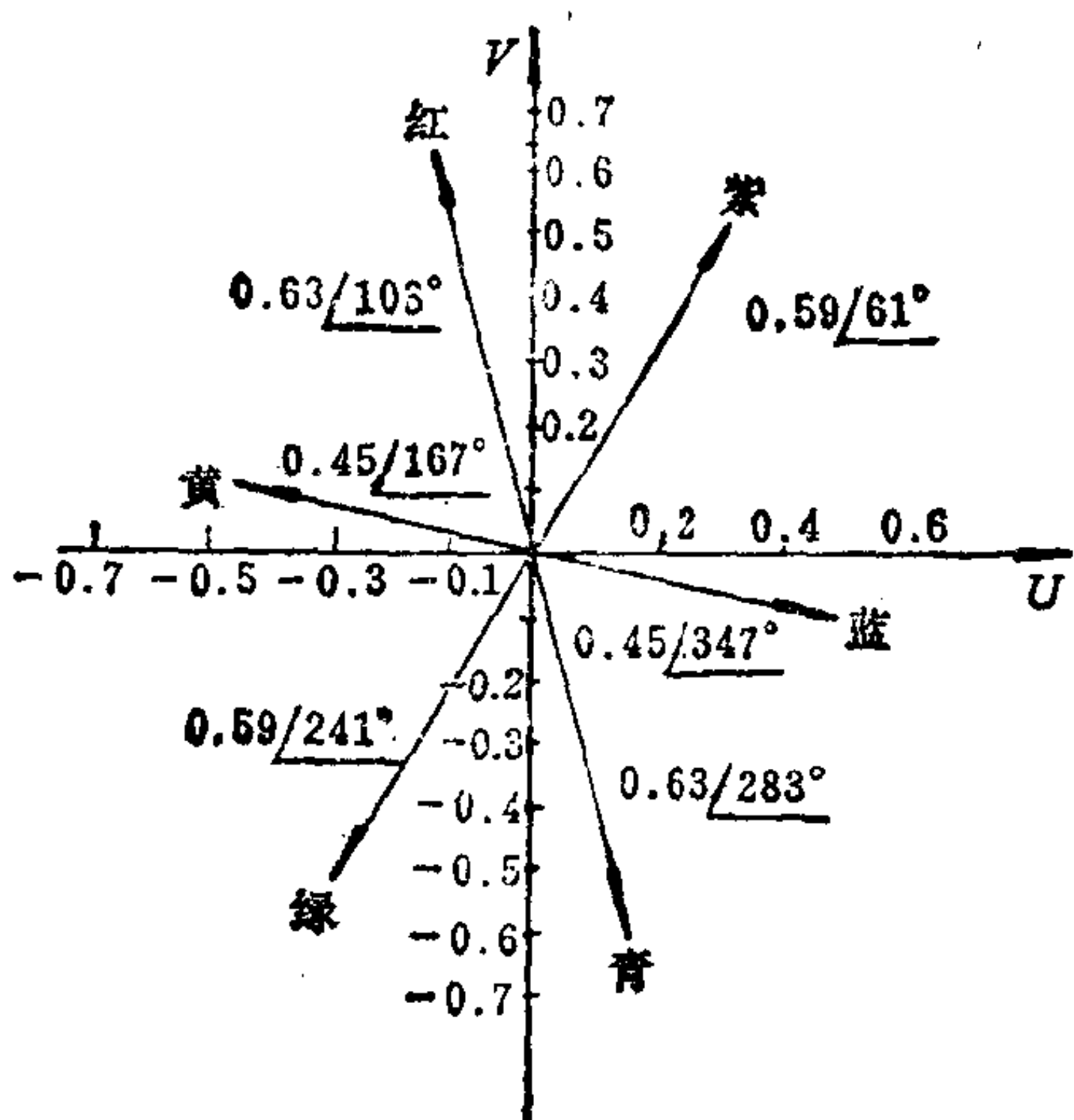


图1-39 压缩后的100/100彩条色度信号矢量图

将彩条全电视信号送入矢量示波器（也称为矢量仪）中，在示波器荧光屏上就能显示出图1-39所示的矢量图。矢量仪荧光屏上一般标刻有六种彩色应处正确位置的小框，当彩色有色调或饱和度失真时，彩条矢量顶点会越出小框。在图1-39的矢量图上表现为矢量的相位偏离正确角度，角度偏离越大则色调失真越严重。饱和度失真表现为矢量的长度偏离正确值，矢量越短表示饱和度越低。因此，根据矢量仪上彩色矢量顶点的位置，可直观地判断出彩色失真的情况。

在彩色电视设备的生产、科研中，常采用由电子电路产生的100/100彩条信号作为测试信号，可以通过矢量示波器上显示的波形图和矢量图分析设备的性能情况。但在电视信号的发射、传送和磁带录象等场合，100/100彩条信号总幅度还是太大，不很适应于普通设备的正常动态范围，这时，常采用另一种规格的彩条信号，其三基色信号的波形如图1-40(a)所示。由图可见，白条上基色信号电平为1，各色条上基色信号电平的幅值为0.75，基色信号的低电平仍为0。色条的幅度为白条幅度(最大幅度)的75%，而色条的饱和度仍为100%，这种100%饱和度、75%幅度的彩条信号表示为100/75彩条信号。

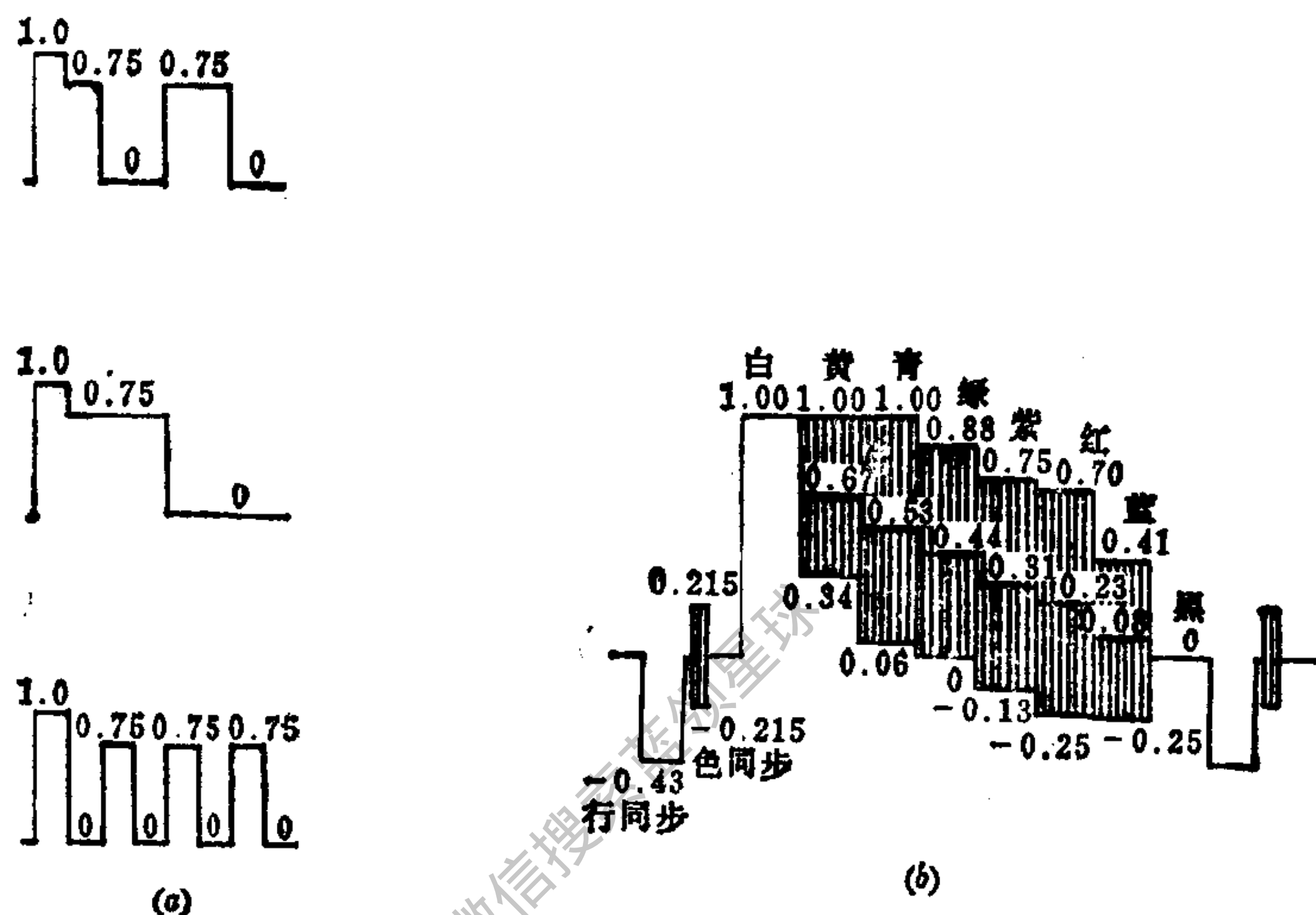


图1-40 100/75彩条信号波形

图1-40(b)示出了压缩后100/75彩条全电视信号的波形图，其特点是黄条、青条最高电平与白色电平相同，因而其幅度范围与黑白全电视信号一样。各条色条在矢量示波器上的矢量位置与100/100彩条信号是一样的。

六、PAL色度信号解调原理

如前面所述，PAL制中由于采用V分量逐行倒相的方法，传输中的相位失真使相邻两行色度信号产生相位偏离相反的色调失真，将两行色度信号进行平均，可以使两行的相位失真互相补偿。最简单的平均是利用人眼的视觉平均作用来完成，相应于这种方法的解调方式称为简单PAL解调，可标记为PALs。然而最广泛采用的是利用超声延时线的电平均方法，称为标准PAL解调或延时线PAL解调，可标记为PAL_D。

简单PAL解调的方框图如图1-41所示，它和NTSC制的解调方式基本一样，只是V同步检波器需送入逐行倒相的±90°副载波。

这种解调方式电路虽然简单，但相邻两行上相反的相位偏离引起的色调失真是靠人眼的视觉平均进行补偿的，当相位失真较大时，视觉平均作用就不完善了。因为相邻两行中不仅出现互补倾向的色调失真，而且会出现亮度差别。人眼对亮度差别分辨力是较高的，相位失真稍大，亮度差别也大，在屏幕上就能看到“百叶窗”式的明暗相间水平条纹。这些条纹看起来是逐场向上移动的，通常将这种现象称为爬行。实践证明，为使人眼看

不出明显的爬行现象，要求传输系统的相位失真不能超过 $\pm 3^\circ$ 。显然，这比NTSC制的要求还严格，因而采用PAL_S解调体现不出PAL制的优越性，这种方式缺乏实用价值。

图1-42为标准PAL解调的方框图，与简单PAL解调相比，它多了一个延时解调器（又称梳状滤波器）。延时解调器由超声延时线、加法电路和减法电路组成，其作用是从电路上实现相邻两行色度信号的平均，结果能将色度信号中的 U 、 V 分量分离开来，并各自进行两行平均，而后分别送入相应的同步检波器中，得到相邻两行平均的 U 、 V 色差信号。有相位失真时，可以起到消除色调失真的效果。

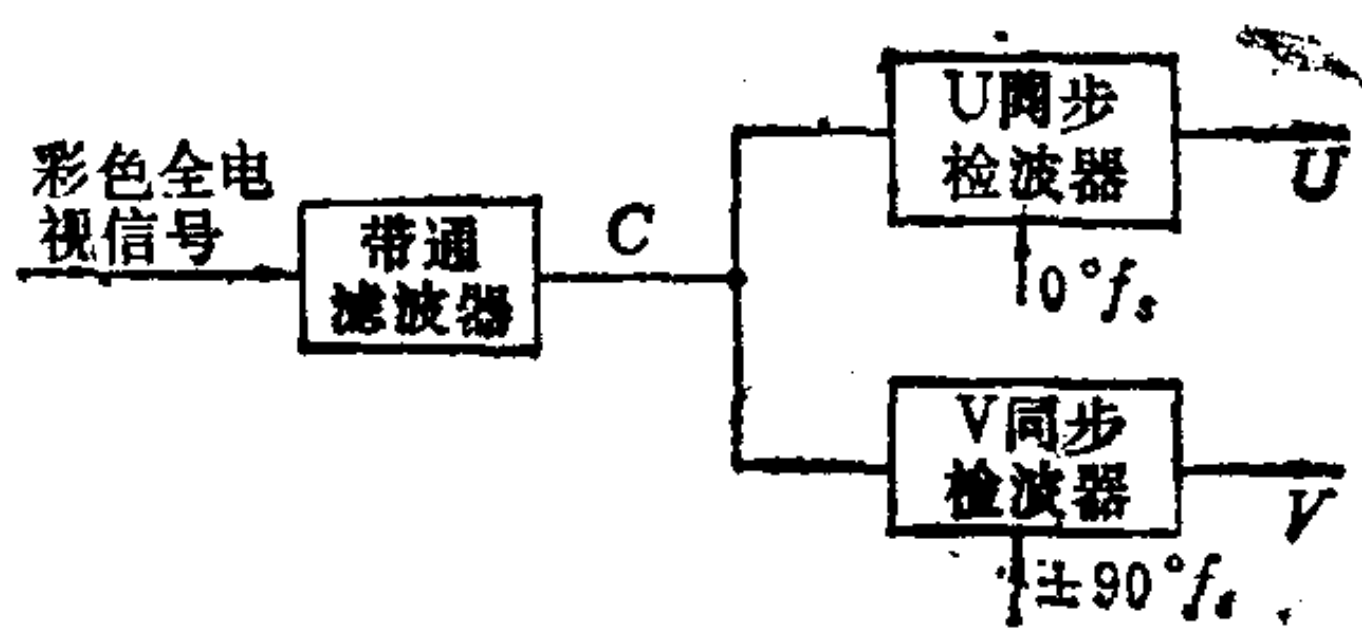


图1-41 PAL_S解调原理方框图

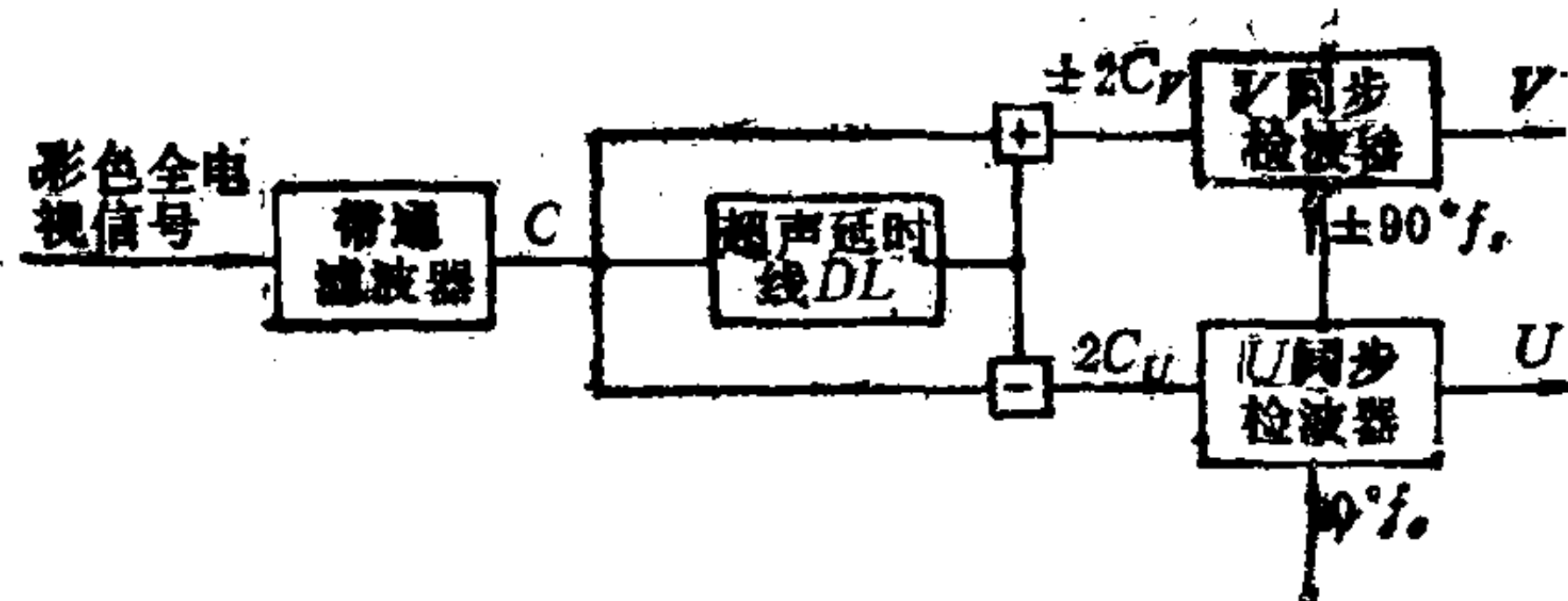


图1-42 PAL_D解调原理方框图

为了使延时解调器具有分离色度信号中 U 、 V 分量的功能，延时线的延时时间要有精确的数值，即延时后色度信号的副载波相位要与延时前相同或相反，相位差为 0° 或 180° ，以实现相邻两行色度信号相加、相减时能分别得到两个色度分量之一。

按照这个要求，延时线延时时间 T_d 应选择得既非常接近行周期（ $64\mu s$ ），以便相加、相减时是相邻行相应象素间的加减，而又必须为副载波半周期的整数倍，以保证延时前、后色度信号副载波相位相同或相差 180° 。

根据 $f_s = 283 \frac{3}{4} f_H + \frac{1}{2} f_V$ 的关系，可以得到行周期 T_H 与副载波周期 T_s 间的关系，即

$$\begin{aligned} T_H &= 283 \frac{3}{4} T_s + \frac{1}{625} T_s \\ &= 283.7516 T_s \end{aligned}$$

因此， T_d 可选择为副载波半周期 $\frac{T_s}{2}$ 的567倍或568倍。通常，选择延时时间 T_d 为

$$T_d = 567 \times \frac{T_s}{2} = 283.5 T_s$$

即延时线输出副载波信号与输入副载波信号相位相反。因为副载波频率 $f_s = 4.43361875$ MHz，所以

$$\begin{aligned} T_d &= 283.5 \times \frac{1}{f_s} \\ &= 283.5 \times \frac{1}{4.43361875 \text{ MHz}} \\ &= 63.94325 \mu s \end{aligned}$$

设输入到延时解调器的第 n 行色度信号为

$$C_{(n)} = U \sin \omega_s t + V \cos \omega_s t = C_U + C_V$$

则第 $n+1$ 行色度信号必然为

$$C_{(n+1)} = U \sin \omega_s t - V \cos \omega_s t = C_U - C_V$$

以后各行按此规律逐行变换，即 $C_{(n+2)}$ 与 $C_{(n)}$ 相同， $C_{(n+3)}$ 与 $C_{(n+1)}$ 相同，等等。

当第 n 行色度信号送入图1-42中的相加电路和相减电路时，延时线输出是经过延时的第 $n-1$ 行色度信号。在相加和相减电路中，直达色度信号与前一行的延时色度信号相加和相减。由于延时后与延时前副载波相位相反，设第 n 行和第 $n+1$ 行经延时后的信号为 $C'_{(n)}$ 和 $C'_{(n+1)}$ ，则

$$C'_{(n)} = -C_{(n)} = -(U \sin \omega_s t + V \cos \omega_s t) = -C_U - C_V$$

$$C'_{(n+1)} = -C_{(n+1)} = -(U \sin \omega_s t - V \cos \omega_s t) = -C_U + C_V$$

表1-4列出了若干行色度信号的直达信号和延时信号在相加和相减电路中加和减的结果。

表1-4 相加和相减电路的色度信号输出

行序 信号	n 行	$(n+1)$ 行	$(n+2)$ 行	$(n+3)$ 行	$(n+4)$ 行
直达信号	$C_U + C_V$	$C_U - C_V$	$C_U + C_V$	$C_U - C_V$	$C_U + C_V$
延时信号	$-(C_U - C_V)$	$-(C_U + C_V)$	$-(C_U - C_V)$	$-(C_U + C_V)$	$-(C_U - C_V)$
相加输出	$2C_V$	$-2C_V$	$2C_V$	$-2C_V$	$2C_V$
相减输出	$2C_U$	$2C_U$	$2C_U$	$2C_U$	$2C_U$

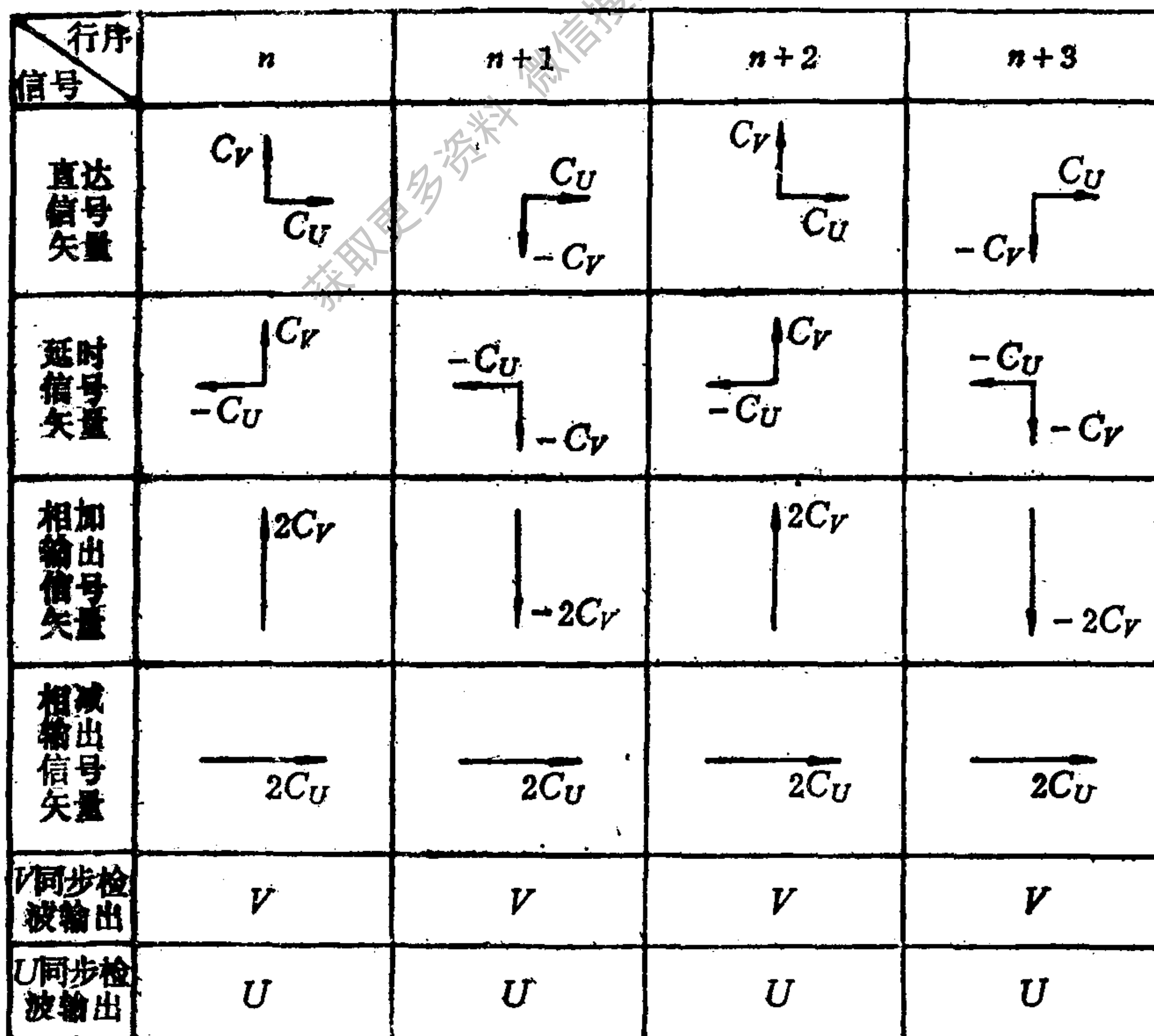


图1-43 无相位失真时色度信号矢量图

表1-4示出的结果表明，色度信号经延时解调后，相加电路输出为逐行倒相的 V 分量，即 $\pm 2C_V = \pm 2V \cos \omega_s t$ ，相减电路输出为 U 分量，即 $2C_U = 2U \sin \omega_s t$ 。于是，色度信号中的 U 、 V 分量分离开了。然后将 U 、 V 分量分别送至 U 、 V 同步检波器，并向 U 同步检波器送入 $\sin \omega_s t$ (0° 副载波)，向 V 同步检波器送入 $\pm \cos \omega_s t$ ($\pm 90^\circ$ 副载波)，便可以正确地解调出 U 、 V 色差信号。

延时解调器分离色度信号中 U 、 V 分量的作用也可以用图 1-43 所示的矢量图来说明。由图可见，相加输出信号是逐行倒相的 V 分量，相减输出信号是 U 分量。图 1-43 所示的矢量图是表示色度信号无相位失真的情况。

下面，分析一下，延时解调器分离出 U 、 V 分量，在同步检波器解调时，对色度信号有相位失真能起怎样的作用。

第三节的图 1-27 示明，色度信号发生 $\Delta\phi$ 相移后，直接用此色度信号进行同步检波

行序 信号	n	$n+1$	$n+2$	$n+3$
直达 信号 矢量				
延时 信号 矢量				
相加 输出 信号 矢量				
相减 输出 信号 矢量				
V 同步检 波输出	$V \cos \Delta\phi$	$V \cos \Delta\phi$	$V \cos \Delta\phi$	$V \cos \Delta\phi$
U 同步检 波输出	$U \cos \Delta\phi$	$U \cos \Delta\phi$	$U \cos \Delta\phi$	$U \cos \Delta\phi$

图 1-44 有相位失真时色度信号矢量图

时,得到的 U 、 V 分量间的比例将发生变化,造成色调失真。在PALs中也是将色度信号直接进行同步检波,虽然依靠逐行倒相,检波得到的相邻两行 U 、 V 分量比例变化相反,能引起互补倾向的色调均衡,但由于人眼视觉平均作用不完善,这种解调对相位失真要求仍很严格。

在PAL_D中,采用延时解调器分离色度信号中 U 、 V 分量后再进行同步检波,对于色度信号相位失真的作用可用图1-44来说明。当色度信号有 $\Delta\phi$ 的相位失真时,可以看成合成它的 U 、 V 分量均发生 $\Delta\phi$ 相位失真的结果。图中就是用 U 、 V 分量的相位失真表示色度信号的相位失真。由图中可看出,色度信号发生 $\Delta\phi$ 相位失真时,相加电路输出逐行倒相的 C_V 分量的相位偏离 $\pm V$ 轴 ($\pm 90^\circ$) $\Delta\phi$ 角度,相减电路输出 C_V 分量的相位偏离 U 轴 (0°) $\Delta\phi$ 角度。用 $\pm 90^\circ$ 副载波送入 V 同步检波器对逐行倒相的 C_V 分量进行检波后解调出的 V 色差信号幅度为逐行倒相 C_V 分量在 $\pm V$ 轴上的投影,即 $V \cos \Delta\phi$ 。用 0° 副载波送入 U 同步检波器对 C_U 分量检波后解调出的 U 色差信号的幅度为 C_U 分量在 U 轴上的投影,即 $U \cos \Delta\phi$ 。对照图 1-43 和图 1-44 可看出,有相位失真 $\Delta\phi$ 时,解调出的 U 、 V 色差信号幅度比不失真时的正常幅度缩小了 $\cos \Delta\phi$ 倍,这表示彩色饱和度下降了。但是两者之间的比例没有变, $\frac{V \cos \Delta\phi}{U \cos \Delta\phi} = \frac{V}{U}$, 无色调失真。可见,采用 PAL_D 解调后,能充分发挥出 PAL 制对相位失真不敏感的优点。

第五节 PAL_D彩色电视机的组成

图1-45为PAL_D彩色电视机原理方框图。它由高、中频通道、伴音通道、同步扫描电路、PAL_D解码器、彩色显象管附属电路及电源等几部分组成。它与黑白电视机的不同之处,就在于包含解码电路和彩色显象管附属电路。

由天线接收到的电信号首先进入高频调谐器(通称高频头),高频调谐器的作用是对信号进行选频、放大和变频。先由输入回路选择出所需频道的电信号,经高频放大后,再与本机振荡器输出的高出一个中频频率的振荡信号混频,得到的中频信号送至中频放大器。通过进一步的中频放大,再送至图象检波和伴音检波电路。

由图象检波电路输出的彩色全电视信号经前置放大后,分别送到PAL_D解码器,高、中放自动增益控制(AGC)电路和同步分离电路。为了防止混入全电视信号中的脉冲性杂波影响AGC电路及同步分离电路的正常工作,视频前置放大级输出的全电视信号在送往AGC电路和同步分离电路之前先由自动杂波抑制(ANC)电路消去杂波。

伴音检波电路输出的是伴音第二中频信号,即载频为6.5MHz的伴音调频信号。经放大、鉴频后恢复出伴音信号,再经低频放大后推动扬声器。

送入PAL_D解码器的彩色全电视信号分支为两路,一路经带通滤波器滤出色度信号(包括色同步信号),再由延时解调器分离出它的 U 、 V 分量,然后分别通过 U 、 V 同步检波器解调出 U 、 V 色差信号。

带通滤波器的输出还送入色同步选通电路选出色同步信号,送入鉴相器。在鉴相器中,副载波晶振信号与色同步信号进行频率和相位比较,鉴相器输出直流误差电压,去控制晶振的频率和相位。晶振输出的 0° 副载波送至 U 同步检波器,解调出 $B-Y$ 色差信号。另外,晶振输出的副载波在电子开关中被裂相成为 0° 和 180° 副载波,电子开关同时

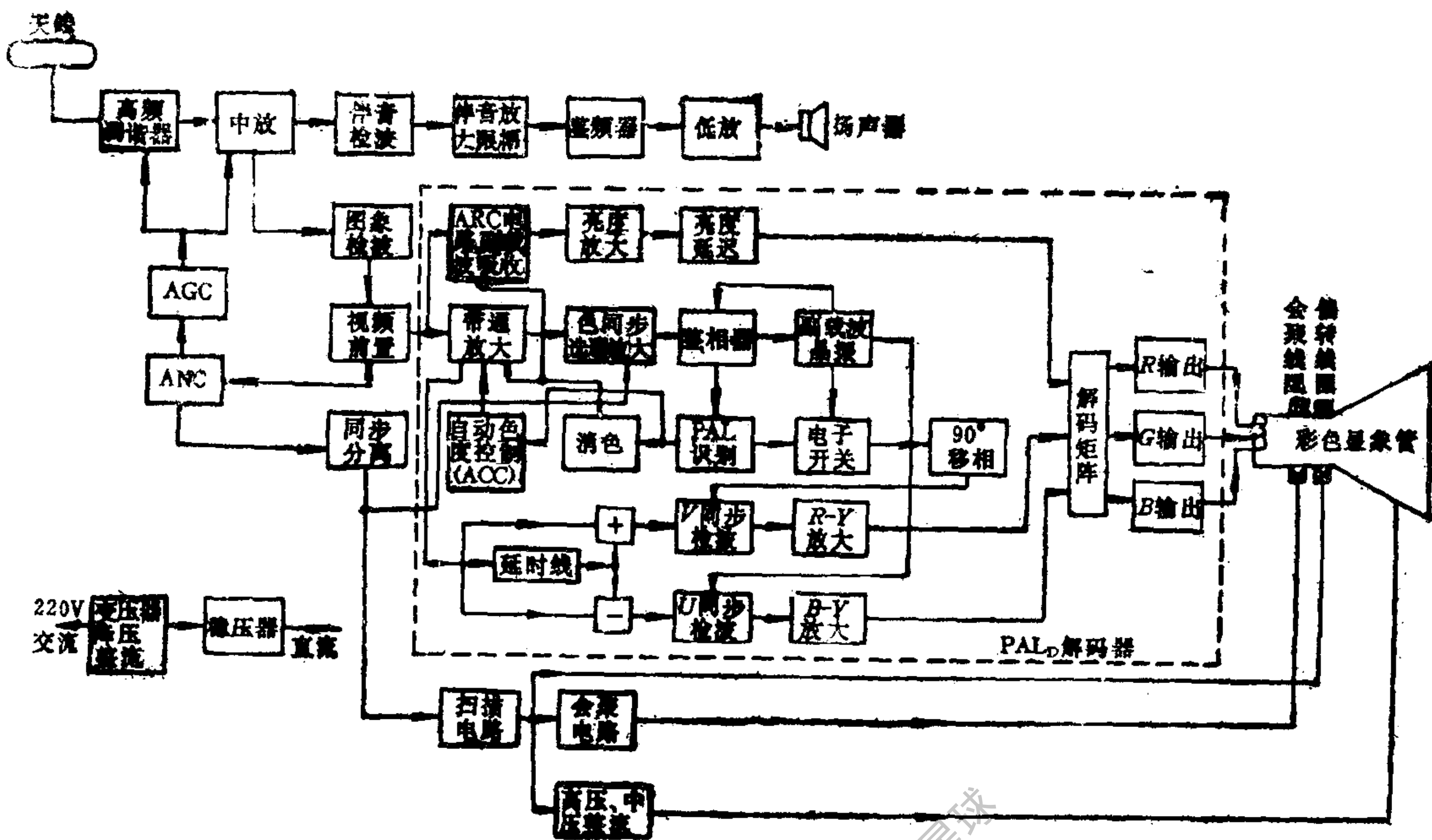


图1-45 PAL_D彩色电视机原理方框图

以一定的行顺序轮流送出 0° 或 180° 副载波，再经 90° 移相电路可得到逐行轮换的 90° 和 270° （即 $\pm 90^\circ$ ）的副载波。轮换顺序的确定是依靠鉴相器附加输出的 7.8kHz 半行频方波（即PAL相位识别信号），它通过PAL识别电路的处理，控制电子开关的正确切换， 90° 移相电路输出为与发送端倒相顺序一致的 $\pm 90^\circ$ 副载波，送至 V 同步检波器，解调出 $R-Y$ 色差信号。

PAL识别电路的输出是幅度与色同步信号幅度成比例的 7.8kHz 正弦波，它还送入自动饱和度控制（ACC）电路和消色电路。ACC电路的作用是接收期间外来信号中色度信号强弱变化时，自动保持彩色饱和度基本不变。消色电路的作用是在接收黑白电视信号时，或彩色电视信号中色度信号弱到不能正常收看彩色图象时，自动关闭色度通道，使只看到黑白图象，可消除色杂波。这两个电路都需要依靠PAL识别电路的输出检测出色同步信号的幅度，以实现正确的控制。

送入解码器的彩色全电视信号的另一路送到亮度通道。为抑制色度信号对亮度信号的干扰，首先使全电视信号通过副载波吸收网路（即 4.43MHz 陷波电路），抑制掉色度信号。这时，在色度信号频带范围内的亮度信号也受到抑制，对图象的分解力自然有影响。为了改善收看黑白图象的清晰度，在消色电路起作用的情况下，图中的自动清晰度控制（ARC）电路将断开吸收网路，使亮度信号以全带宽通过，图象清晰度得以提高。通过此电路后的亮度信号再经放大和延时均衡，送至解码矩阵。亮度信号和色差信号 $R-Y$ 和 $B-Y$ 在解码矩阵电路中还原成 R 、 G 、 B 三基色信号，最后送至彩色显象管的三个阴极。

同步分离电路将彩色全电视信号中的复合同步脉冲分离出来，送到扫描电路去，使扫描电路中行、场振荡器的频率和相位与发送端一致。扫描电路输出的行、场锯齿电流分别送至彩色显象管的行、场偏转线圈。另外，行扫描逆程期间产生的脉冲电压送至高

压、中压整流电路，向彩色显象管提供各电极所需的电压。

此外，同步分离电路的输出有一路送到色同步选通电路，以延时一定时间的行脉冲作为色同步选通脉冲选通出色同步信号，送入鉴相器。

彩色显象管还需要一些附属电路，除图中所示的会聚电路外，还有枕形校正电路、白平衡调整电路及消磁电路等。然而，现在大多采用自会聚的彩色显象管，就不需要会聚电路了。

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

第二章 高频调谐器

第一节 高频调谐器的作用和组成

高频调谐器的作用主要有以下三个：

1. 从天线感应出的各种微弱的无线电信号中选择出所需接收频道的高频电视信号——信号选择。
2. 放大所需频道的高频电视信号——信号放大。
3. 将高频电视信号与本机振荡信号经过混频器混频，获得频率范围固定的中频电视信号——频率变换。

综上所述，它的组成方框图如图2-1所示。输入回路的作用是，初步选择所需频道的

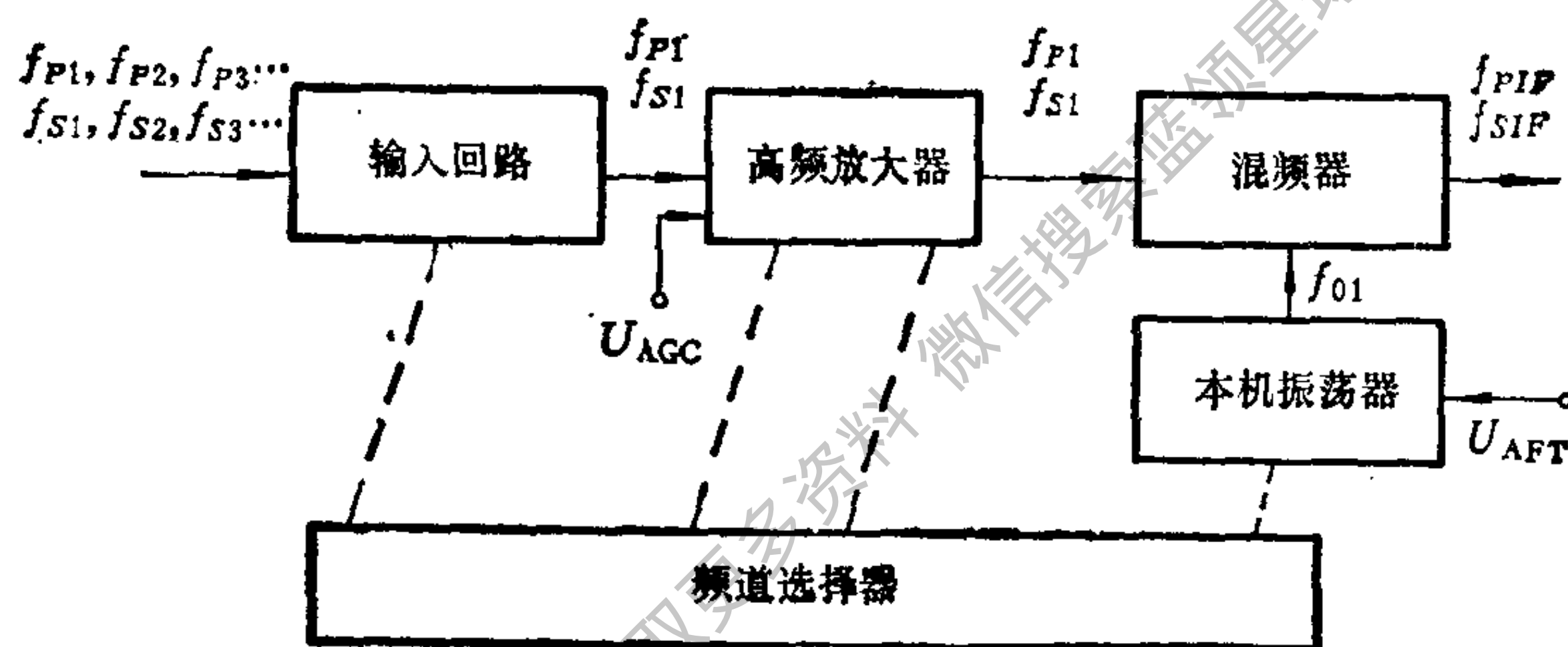


图2-1 高频调谐器组成方框图

信号并进行阻抗变换。高频放大器起主要的选频作用，并放大高频电视信号。本机振荡器用以产生一个频率总比所需频道图象载频 f_P 高出37MHz（图象中频）的等幅正弦振荡信号。混频器的作用是将经过选择、放大的所需频道信号和本机振荡器产生的振荡信号进行混频，得出图象载频为固定37MHz的中频电视信号。当调节频道选择器，改变输入回路的谐振频率以改变接收频道时，高频放大和本机振荡的谐振频率都随着改变，使混频后的中频电视信号始终保持固定的频率范围（约8MHz的频带，图象中频 $f_{PIF}=37\text{MHz}$ ，伴音中频 $f_{SIF}=30.5\text{MHz}$ ）。频道选择器是用来完成频道的转换和频率微调作用的。

由于高频调谐器位于电视接收机电路的首端，信号幅度小，工作频率高，为了防止外界干扰及本振辐射，一般都用一个金属小盒将高频调谐器做成独立装置。通常它又俗称为高频头。以下，本书中常采用这一俗称。

目前，电视接收机中所用的高频头，按调谐方式可分为两种。一种是机械调谐方式，在黑白电视机VHF频段的高频头中得到较多的采用；另一种是电调谐方式，在彩色电视机中得到普遍采用。

机械调谐高频头中，利用机械触点式波段开关进行频道转换。每转换一次频道，需

旋动一次波段开关。这时，要直接切换五个电感线圈，相应地改接十几个触点。频率微调是通过转动偏心轮等机械部件，以改变本振线圈中的磁芯或铜芯位置来实现的。这种方式的主要缺点是机械结构复杂，触点易磨损，使可靠性差；在安装位置上也受到限制，使维修不便；收看节目时，每次变换频道后都需重新微调（非独立微调式机械调谐），操作不便；且不易实现频道预选和遥控等。所以，虽然价格比较便宜，近年来也已逐渐被电调谐高频头所代替。在彩色电视机中，现在无例外地都采用了电调谐高频头。为此，下面仅介绍电调谐高频头的工作原理和电路。

顾名思义，电调谐高频头的原理是用电的作用进行调谐，即用电压控制电抗元件和调节谐振频率。具体的实现方法是用电子开关二极管代替机械式波段开关，进行电感线圈的切换，而精确调谐则依靠变容二极管，通过改变加在它两端的反偏直流电压来改变谐振电容量值。因此，电调谐具有如下的主要优点：（1）省去了机械触点，可靠性提高；（2）主体电路的安放位置不受限制，不必紧靠面板，便于维修；（3）用直流电压控制频道转换和精确调谐，便于实现节目预选（八个频道或更多）、自动频率控制和遥控操作等。

第二节 变容二极管和调谐回路频率覆盖

一、变容二极管

图2-2所示是日立CTP-236D彩色电视机中采用的ET-533型VHF高频头。从电路中可见，在输入调谐回路、高放级调谐回路和本机振荡谐振回路中，都使用了变容二极管（ D_{143} ， D_{144} ， D_{161} ， D_{164} ， D_{171} ）。显然，变容二极管是电调谐高频头中的关键部件。

（一）工作原理

变容二极管是一种结电容变化范围较大的二极管，它与普通二极管的相似之处是都有一个PN结，但重大区别是结的特性十分不同。

我们知道，晶体二极管是由P型半导体和N型半导体相接触组成的。外加反向偏压时，在相接触的交界面处会形成一个如图2-3所示的由正负离子空间电荷区组成的阻挡层，阻挡层厚度 d 是随反向偏压变化的。当外加反向偏压升高时，空间电荷区的电荷数量增多，阻挡层厚度 d 变宽；当外加反向偏压降低时，空间电荷区的电荷数量减少，阻挡层厚度 d 变窄。这种效应使阻挡层等效于一个平板电容器，称为PN结电容。由理论推导可知，结电容的计算式在形式上与平板电容器的下列电容量的计算式相同：

$$C = \epsilon \frac{S}{d}$$

式中， ϵ 为平板电容器介质的介电常数；

S 为平板电容器平行板的面积。

当变容二极管上反向偏压越大时，阻挡层越宽，结电容 C_a 值越小，反之亦然。可见，结电容 C_a 是随反向偏压变化的，因此它相当于可变电容器。变容二极管的结电容和外加反向偏压的关系可用下式表示：

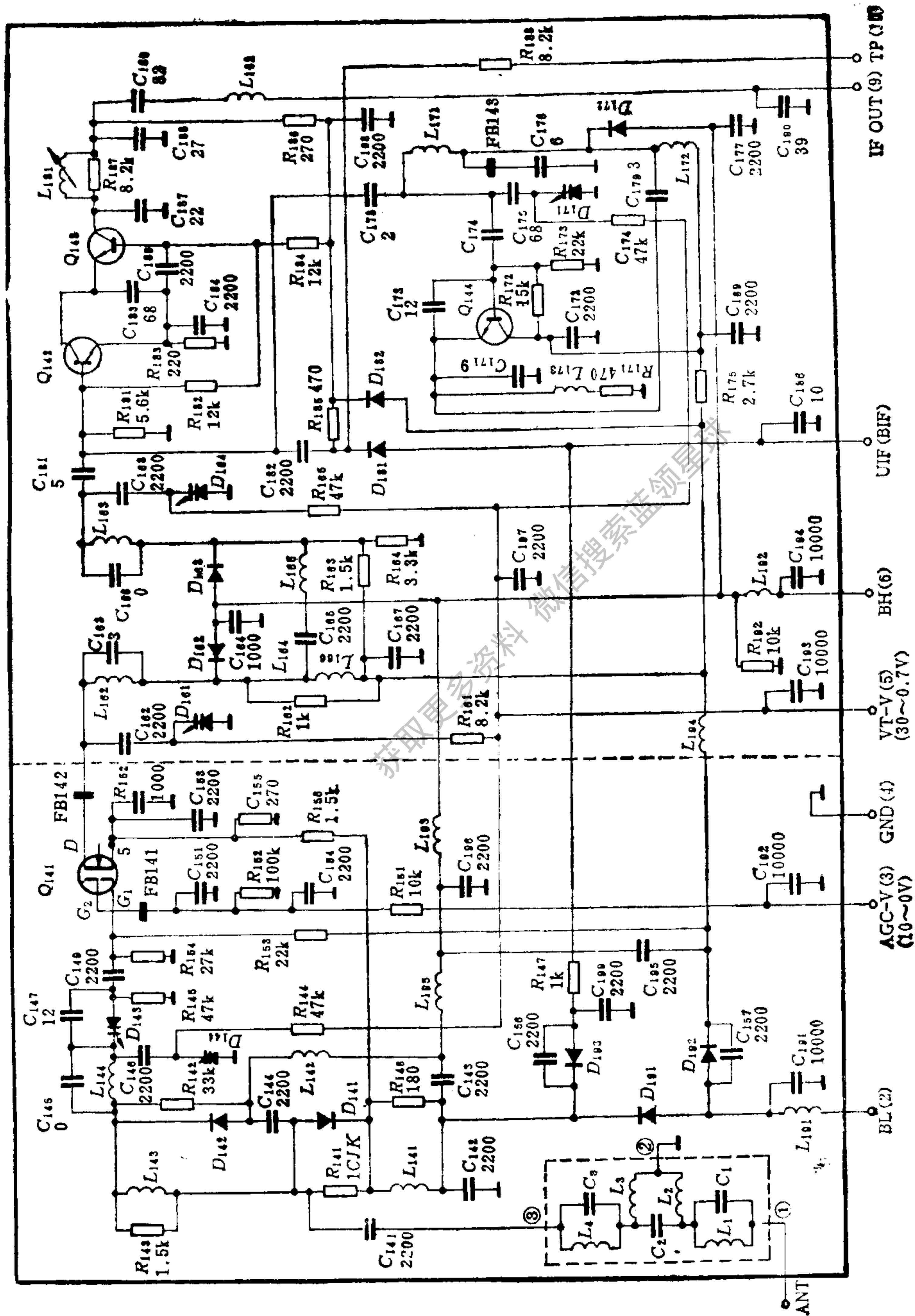


图2-2 ET-533型VHF高频头电路

$$C_d = \frac{K}{(U_\phi - U_d)^n}$$

式中， K 为决定于变容二极管所用半导体材料和杂质浓度等的常数；

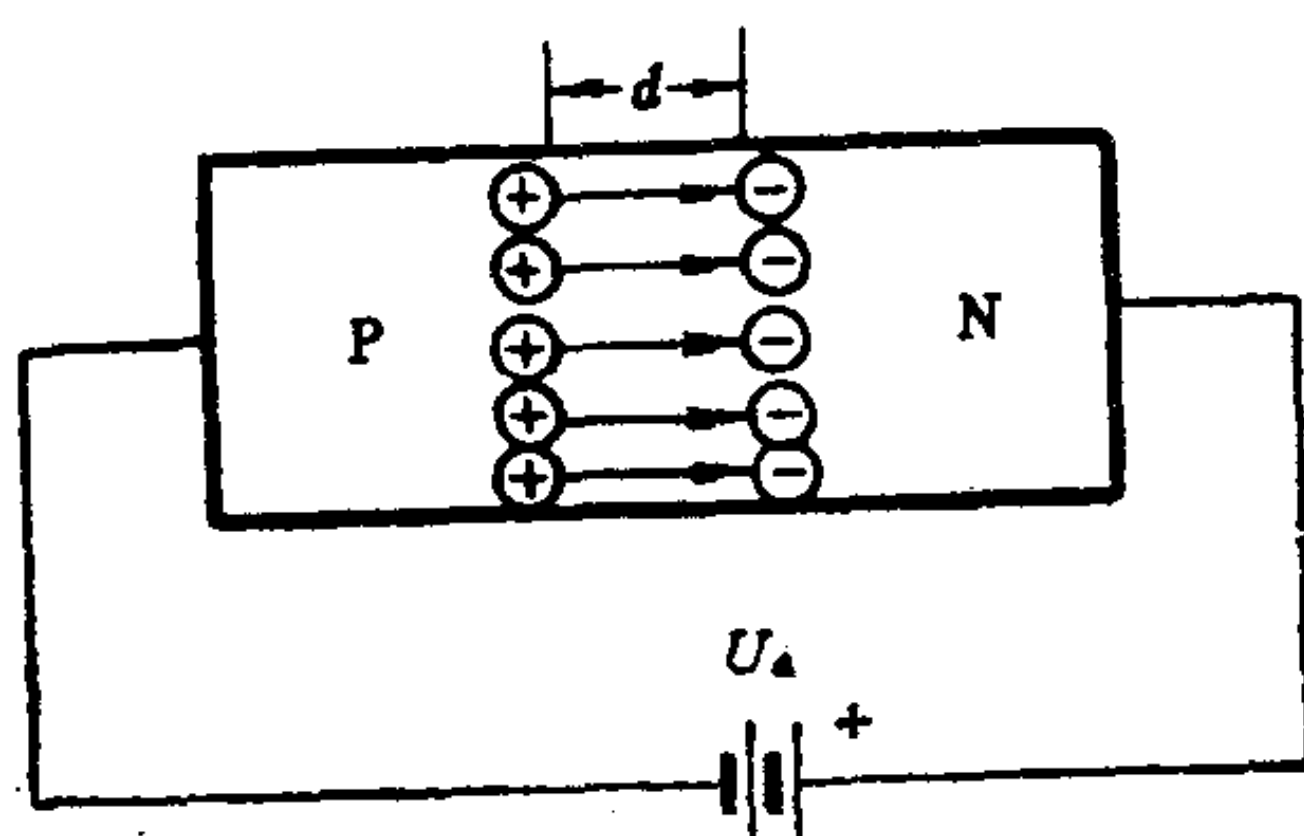


图2-3 PN结电容效应示意图

U_ϕ 为接触电位差；

n 为电容变化系数，其大小决定于结的类型，对于缓变结 $n \approx \frac{1}{3}$ ，突变结 $n \approx \frac{1}{2}$ ，

超突变结 $n \approx 2$ 。

由式可见，可以用改变外加反向偏压的办法来改变PN结电容的大小。图2-4(a)给出了一种变容二极管(2CB14型)的 C_d-U_d 曲线。图(b)是变容二极管高频运用时的简化等效电路，其中 C_d 是变容二极管的结电容， R_s 是变容二极管的体电阻。

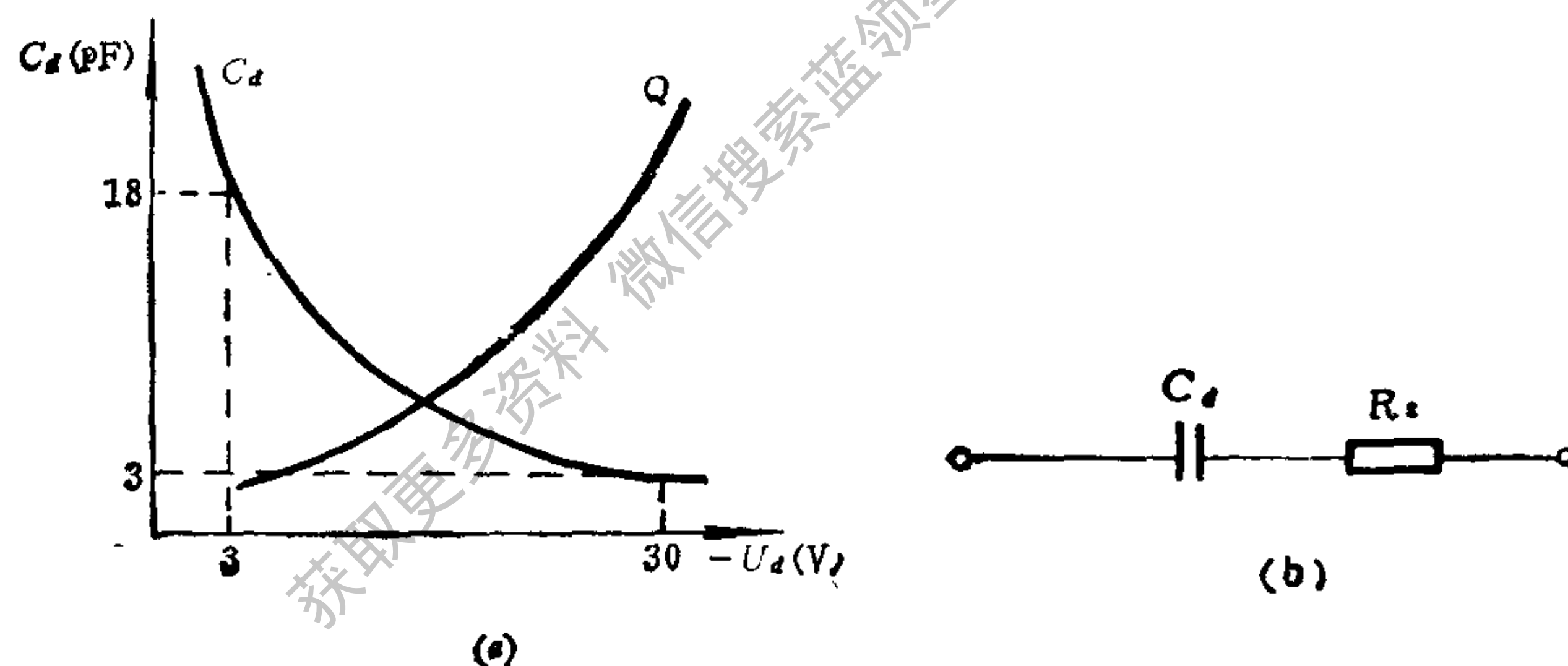


图2-4 一种变容二极管的 C_d-U_d 曲线和高频运用时变容二极管的简化等效电路

(二) 实际应用

实际工作中，为了使变容二极管结电容的变化范围大，采取了特殊的PN结制造工艺，如：用超突变结。在电路应用中它与普通二极管不同之处在于，正常工作时对变容二极管总是加反向偏压的，将它作为可变电容来使用，而决不能运用于正偏状态，成为不适当的开关元件或检波元件。由于变容二极管的工作电压是反向偏压，因此几乎没有电流流过二极管，故它是一个电压控制元件。

当将变容二极管和电感线圈联接起来组成调谐回路时，如图2-5所示，调节电位器 W 就可改变回路的谐振频率，达到调谐的目的。但是，这里必须加上隔直流电容 C ，以防止反偏电压被电感线圈短路〔图(a)〕或直接经地短路〔图(b)〕，无法实现调谐。当然，要选 $C \gg C_d$ ，使 C 与 C_d 串联后的总电容量基本上等于 C_d 。一般， C 选为2000pF。图中的电阻 R 是避免结电容被 C_d 低电阻并联而降低谐振回路特性用的隔离电阻，阻值在几十千欧范围内。

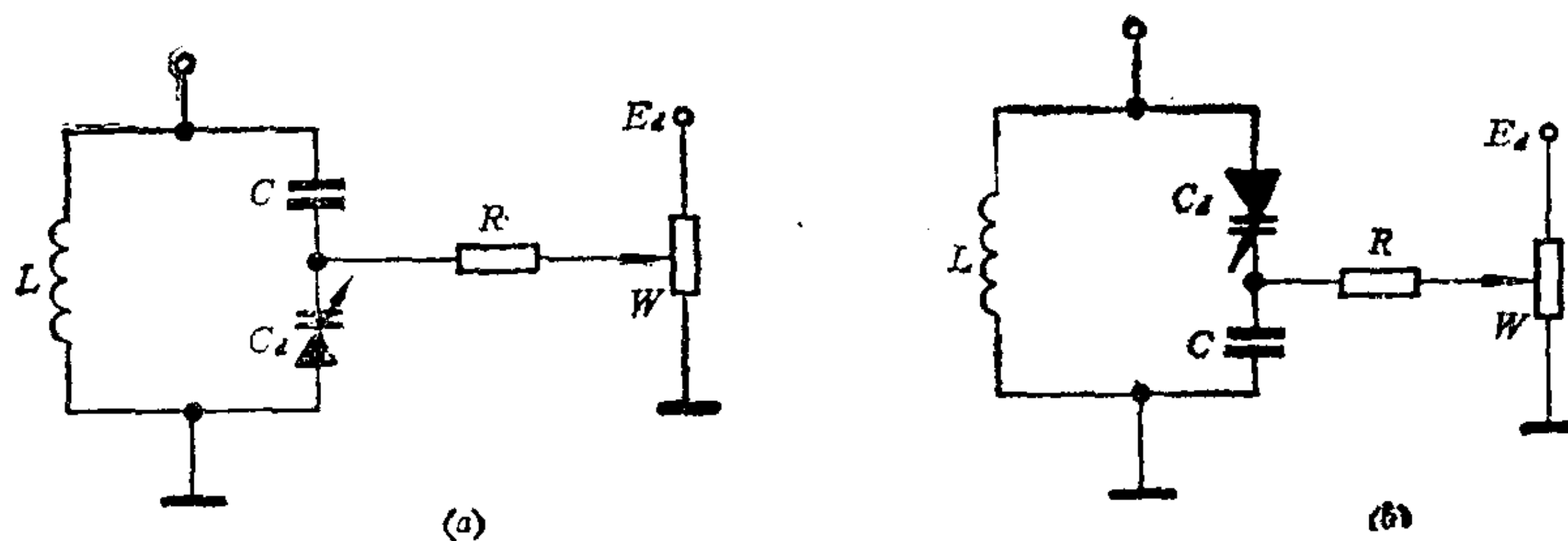


图2-5 变容二极管工作于调谐回路中

(三) 变容二极管的质量指标

1. 变容比 K_c 要大

当变容二极管在允许范围的反向偏压作用下其结电容 C_d 从最大值 C_{dmax} 变化到最小值 C_{dmin} 时, 最大电容量与最小电容量之比称为变容比或电容覆盖系数, 用 K_c 标记, 即

$$K_c = \frac{C_{dmax}}{C_{dmin}}$$

如图 2-4 (a) 所示, 2CB14 型变容二极管当外加反偏压从 3V 变到 30V 时, C_d 从 $C_{dmax} = 18\text{pF}$ 变到 $C_{dmin} = 3\text{pF}$, 即 $K_c = 6$ 。考虑到具体电路中存在着分布电容 C_0 时, 有效变容比 K'_c 实际为

$$K'_c = \frac{C_{dmax} + C_0}{C_{dmin} + C_0} < K_c$$

为了使调谐回路的谐振频率调节范围大, 要求变容二极管的变容比愈大为好。

2. 品质因数 Q 值要高

变容二极管的品质因数 Q 值又称优值, 它是信号变化半个周期内 C_d 储藏能量与 R_s 损耗能量之比。用公式表示为

$$Q = \frac{I}{\omega R_s C_d}$$

Q 值的大小直接反映了变容二极管引起高频信号损耗的大小。理论和实验表明, Q 值与工作频率和反偏压值有关。图 2-4 (a) 中也给出了 2CB14 型变容二极管在一定信号频率下的 Q 值与 U_d 的关系。

为了提高高频头的选择性和增益等性能, 希望变容二极管的 Q 值要高些。一般手册上标明的 Q 值, 都是在 50 MHz、-30 V 时测得的。高频头中使用的变容二极管, Q 值应大于 100。

3. 击穿电压 V_B

击穿电压 V_B 是变容二极管的一种极限参数, 当反偏压超过 V_B 时, 二极管将有被击穿损坏的危险。高频头中要求变容二极管的 V_B 大于 40 V, 漏电流 I_r 要小于 $30\mu\text{A}$ 。

4. 温度稳定性要高

实际工作中, 调谐回路谐振频率必须稳定, 故要求电容量稳定, 不受外界因素的影响。一方面, 反偏压最好用稳压电源供电; 另一方面, 可考虑加温度补偿措施。

(四) 变容二极管的测量

1. 简单地辨别变容二极管的好坏, 可以用万用表测量其正反向电阻值进行判断。与普通二极管一样, 正向阻值要小, 反向阻值要大。同时, 可用手捏住它以观察其温度稳

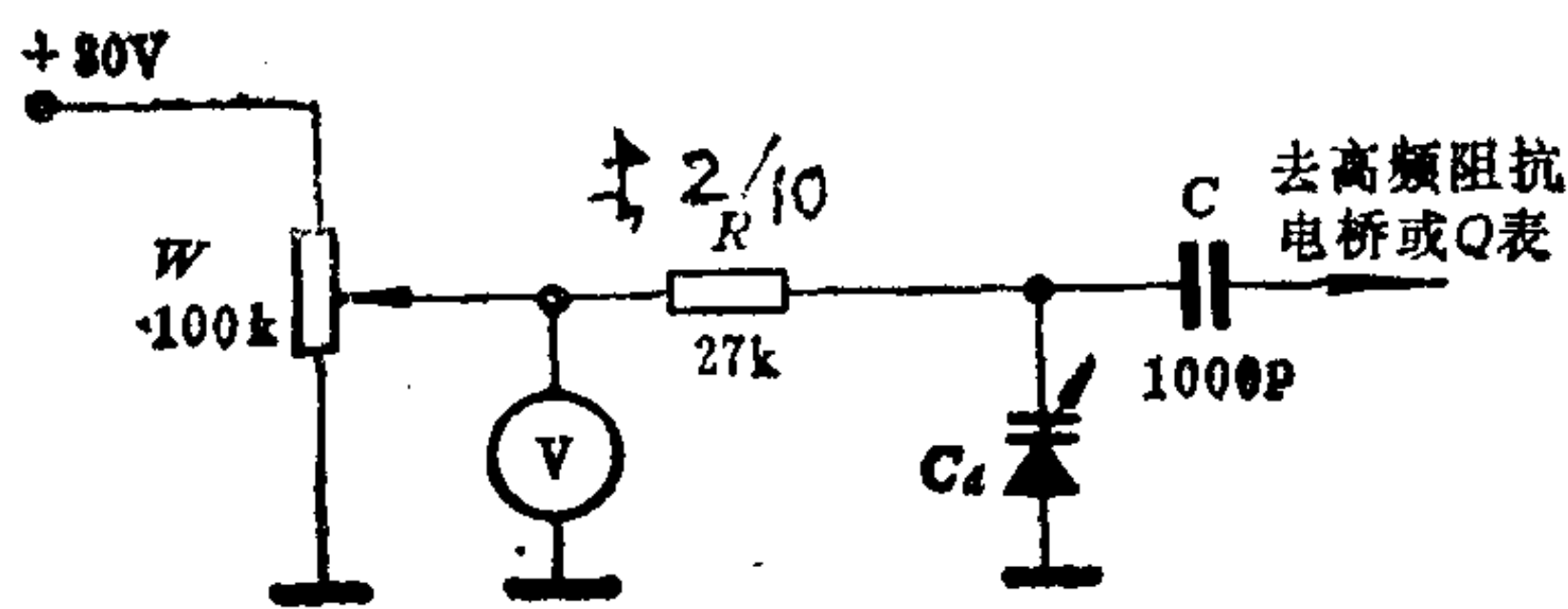


图2-6 测量变容二极管的电路

现将几种常用的变容二极管的特性列表如下：

	击穿电压 $V_B(V)$	C_d (pF) (-3V 时)	C_d (pF) (-25V 时)	C_d (pF) (-30V 时)	K_c	Q值 (-30V 时 50MHz)
DB 301	$I_r=1\mu A$	≥ 30	21~24		≥ 6	≥ 50
DB 302	$I_r=1\mu A$	≥ 30	21~24		≥ 6	≥ 50
2CB 14	$T=25^\circ$ $I_r<10\mu A$	≥ 30	20 ± 2 (24MHz 时)	≤ 3	5~7	250~300

二、调谐回路频率覆盖和开关二极管

(一) 频率覆盖和频段划分

对于由电感 L 和电容 C 组成的调谐回路，用改变 L 或改变 C 的方法都可使谐振频率发生变化。图2-7 (a)中，是采用可变电容进行调谐。谐振频率从最高值 f_{max} 变化到最低值 f_{min} 时，其最高谐振频率与最低谐振频率之比称为调谐回路频率覆盖系数，用 K_f 标记，即

$$K_f = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

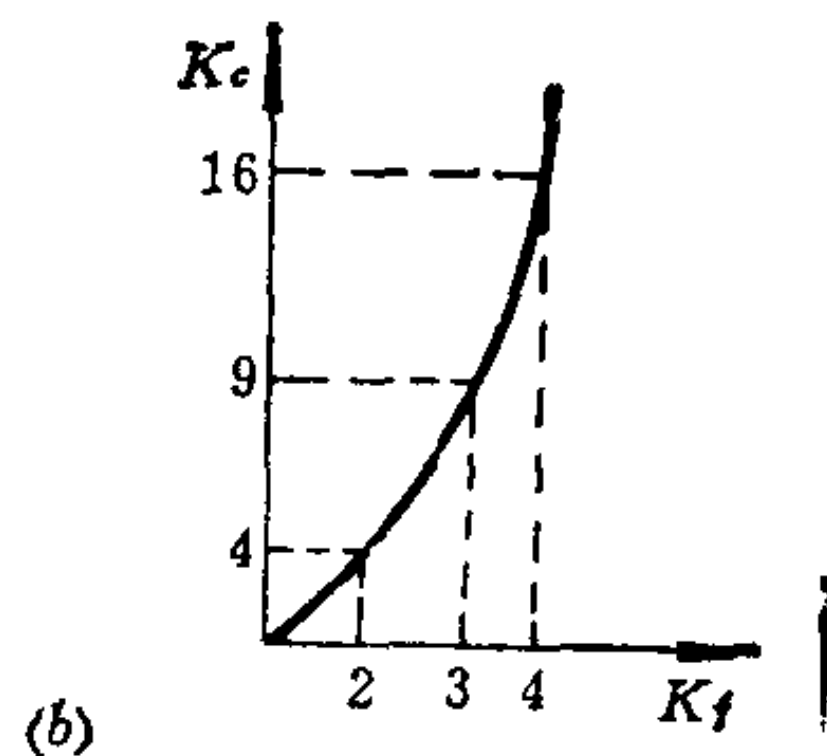
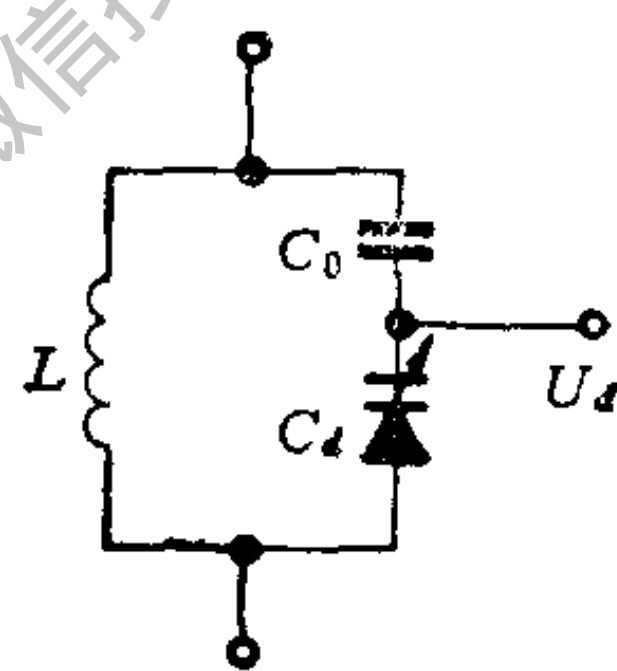
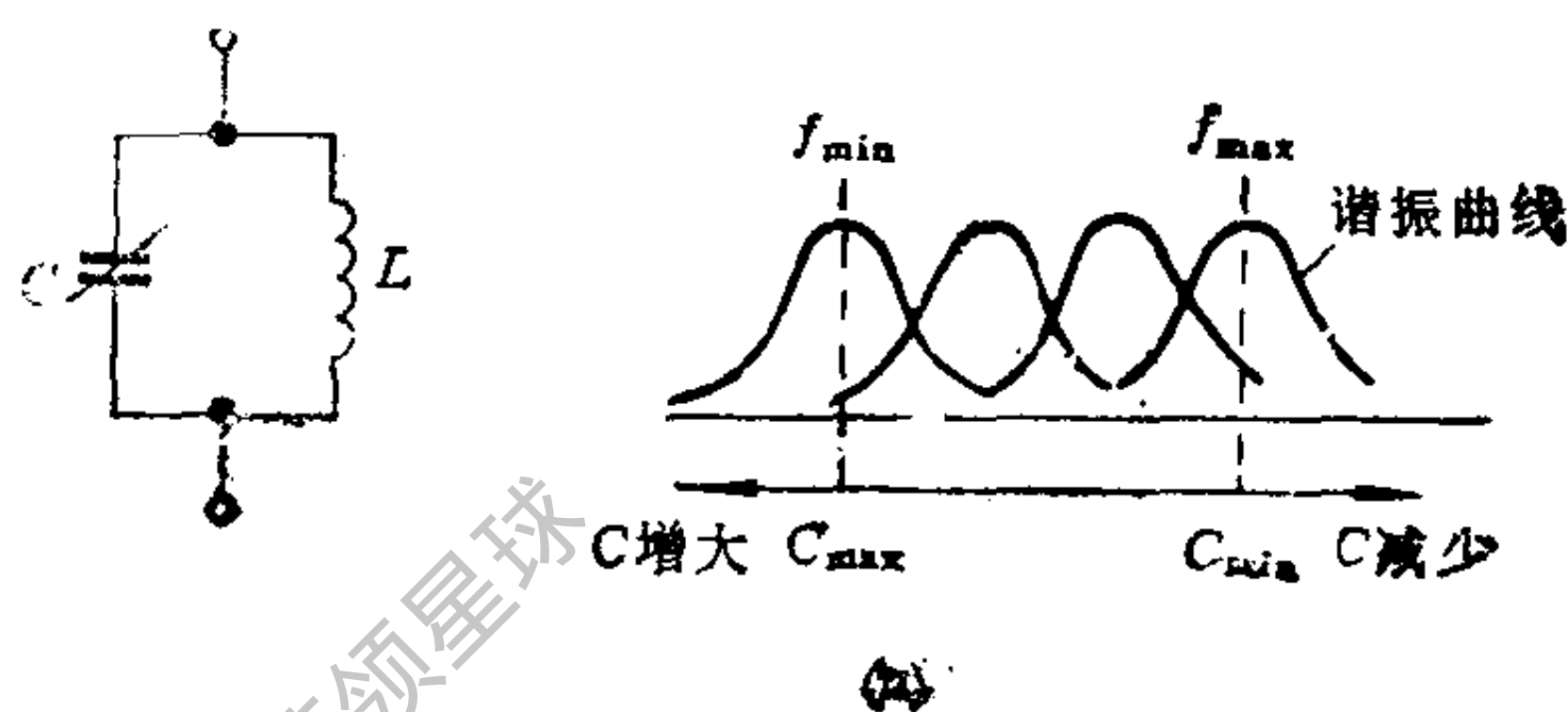


图2-7 频率覆盖与变容比

图2-7 (b) 中，是用变容二极管代替可变电容做调谐元件。由于电感值不变，所以调谐回路频率覆盖系数可写为

$$K_f = \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{dmin}}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi LC_{dmax}}}} = \sqrt{\frac{C_{dmax}}{C_{dmin}}}$$

可见，频率覆盖系数 K_f 与变容比的关系为

$$K_f = \sqrt{K_c} \quad \text{或} \quad K_c = K_f^2$$

对于 VHF 频段，按我国的频率分配标准， $f_{max}=219\text{MHz}$ (12频道的中心频率)， $f_{min}=52.5\text{MHz}$ (1频道的中心频率)，所以，所需的调谐回路频率覆盖系数为

$$K_{f(1\sim 12)} = \frac{219}{52.5} = 4.17$$

于是，要求变容二极管的变容比为

定性。

2. 进一步的性能优劣判断需搭接电路，用仪器来测量，图2-6给出了测量 C_d-U_d 曲线和 $Q-U_d$ 曲线的电路布置。测量时应注意引线要尽量短，以提高测

量精度。

$$K_{C(1\sim 12)} = K_{f(1\sim 12)} = 17.4$$

上面给出的变容二极管2CB14, $K_C=6$ 。再考虑到分布电容 C_0 的影响, $K_C' < 6$ 。可见, 它不能满足覆盖VHF频段中1~12频道的要求。

因此, 实际调谐回路设计中, 将VHF频段划分为高、低两个分频段。1~5频道为低频段(即L频段), 6~12频道为高频段(即H频段)。这时, 两个分频段的 K_f 与 K_C 分别是

1~5频道(L频段)

$$K_{f(1\sim 5)} = \frac{88}{52.5} = 1.68$$

$$K_{C(1\sim 5)} = 1.68^2 = 2.81$$

6~12频道(H频段)

$$K_{f(6\sim 12)} = \frac{219}{171} = 1.28$$

$$K_{C(6\sim 12)} = 1.28^2 = 1.64$$

若设变容二极管的 $C_{\max}=24\text{pF}$, $C_{\min}=3\text{pF}$, 电路中分布电容 $C_0=6\text{pF}$, 则

$$K_C' = \frac{24+6}{3+6} = 3.3$$

可见, 有效变容比 K_C' 能满足两个分频段的频率覆盖要求。这时, 对1~5频道采用稍大的电感, 对6~12频道采用较小的电感, 大小电感用开关二极管的通断进行切换。再配以变容二极管作调谐元件, 就可以全部覆盖VHF频段, 而在高、低频段之内则各可实现连续调谐。

对UHF频段(即U频段), $f_{\max}=858\text{MHz}$ (56频道的中心频率), $f_{\min}=474\text{MHz}$ (13频道中心频率), 其频率覆盖系数为

$$K_{f_U} = \frac{858}{474} = 1.81$$

要求的变容比为

$$K_{C_U} = 1.81^2 = 3.3$$

可见, 即使不再划分分频段, 用2CB14一类的变容二极管做调谐元件已可以满足频率覆盖要求。所以, 电调高频头中UHF频段上无频段开关, 频道选择是连续调谐的。

(二) 开关二极管

L和H频段(也写作I、III波段)间的转换, 可采取如图2-8所示的控制方式。 L_1 、 L_2 是为了配合高频段(H)和低频段(L)而采用的, 开关二极管 D_K 并联在线圈 L_2 两端。接收低频段时, D_K 反偏截止, 回路电感为 L_1+L_2 ; 接收高频段时, D_K 饱和导通, L_2 被短路(C_D 较大), 回路电感只剩下 L_1 。

对开关二极管的基本要求是: (1) 开关特性好, 即正向电阻极小, 反向电阻极大。例如, 开关工作频率100MHz、正向电流 $I_f=10\text{mA}$ 时, 正向电阻应限制在几欧姆; 反向

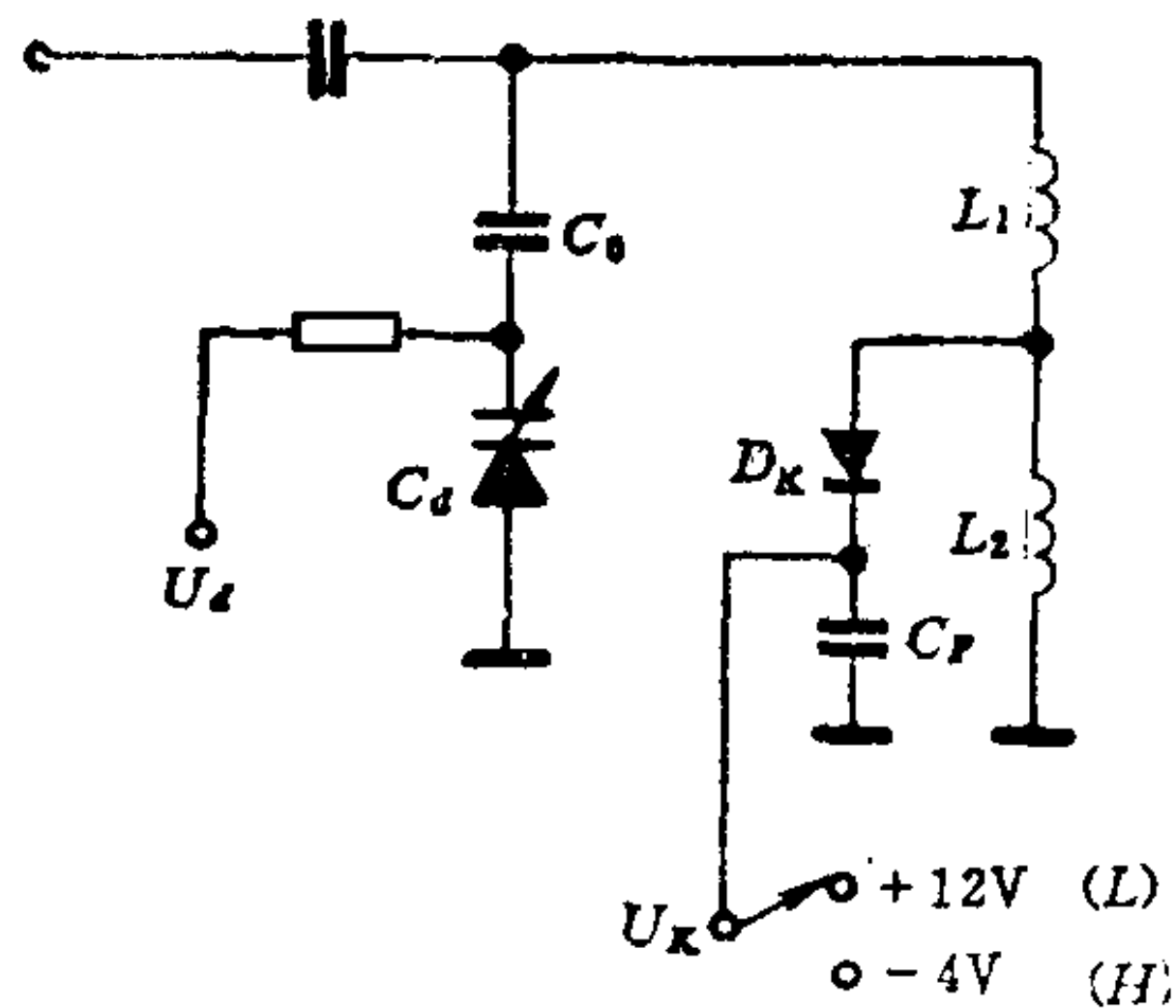


图2-8 电调谐频道转换基本电路

电阻应大于几兆欧。(2) 结电容小。例如，反向电压12V时，结电容应小于1pF。不满足这两点的话，导通时正向电阻不小就不能充分短路 L_2 ，会使调谐回路Q值降低；截止时反向电阻不大也会降低调谐回路Q值，而结电容不小则会影响频率覆盖系数。

目前，电调高频头中频段转换大多采用2CK系列硅二极管，它们的有关参数列于下表。

(三) 结论

综上所述可以看出，频率覆盖是电调谐高频头中

一个十分重要的问题，维修时必须予以注意。如果要

	击穿电压 (V) ($I_r=10\mu A$)	正向电阻 (Ω) ($I_f=20mA$)	结电容 (pF) (10.7MHz)
2CK301	≥ 20	3	≤ 1
2CK302	≥ 20	2.5	≤ 1
2CK303	≥ 20	3	≤ 1

改动电路，必须注意是否会影响频率覆盖。例如，改装接收频道时，应尽量避免变更电容，只宜采用变更线圈的方法。再者，分布电容、杂散电容也是影响频率覆盖的重大因素，应注意缩短引线 and 加强隔离等措施。

第三节 VHF (甚高频) 电调谐高频头

一、电路原理

(一) 阻抗变换器

天线感应出的电视信号是很微弱的，如何把接收到的信号高效率而尽量少损失地传送给高频头输入回路，保证良好的阻抗匹配显得非常重要。目前使用的天线主要有两种，一种是对地阻抗为75 Ω 的机藏拉杆天线，它给出不平衡式单端输出，可通过75 Ω 同轴电缆将信号直接送到高频头输入回路；另一种是阻抗为300 Ω 的室外折合振子天线，它给出平衡式双端输出，可配以300 Ω 平行馈线传送信号，它与高频头输入电缆联接时，必须通过一个平衡—不平衡、300 Ω —75 Ω 的阻抗变换器，否则会因阻抗不匹配而造成传输损失和信号反射，使接收的图象质量差。

VHF频段采用的阻抗变换器结构很简单，是在高导磁率的双孔环状磁芯(例如NX₁₀铁氧体)上，用导线($\phi 0.3mm$ 塑胶线)在两个孔中分别双线并绕3~6匝，外形如图2-9(a)，线路连接如图2-9(b)，简化电路如图2-9(c)。

如果将阻抗变换器一个孔内所绕的双线退绕出来并拉直的话，可以看到，它与双线平行馈线十分相似。由于工作频率相当高，实际上它已构成一对均匀传输线，其特性阻抗 Z_c 可由下式确定

$$Z_c = 276 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r} \lg \frac{2D}{d}}$$

式中， μ_r 为介质相对导磁系数， ϵ_r 为介质介电常数， D 为线对间距离， d 为导线直径。

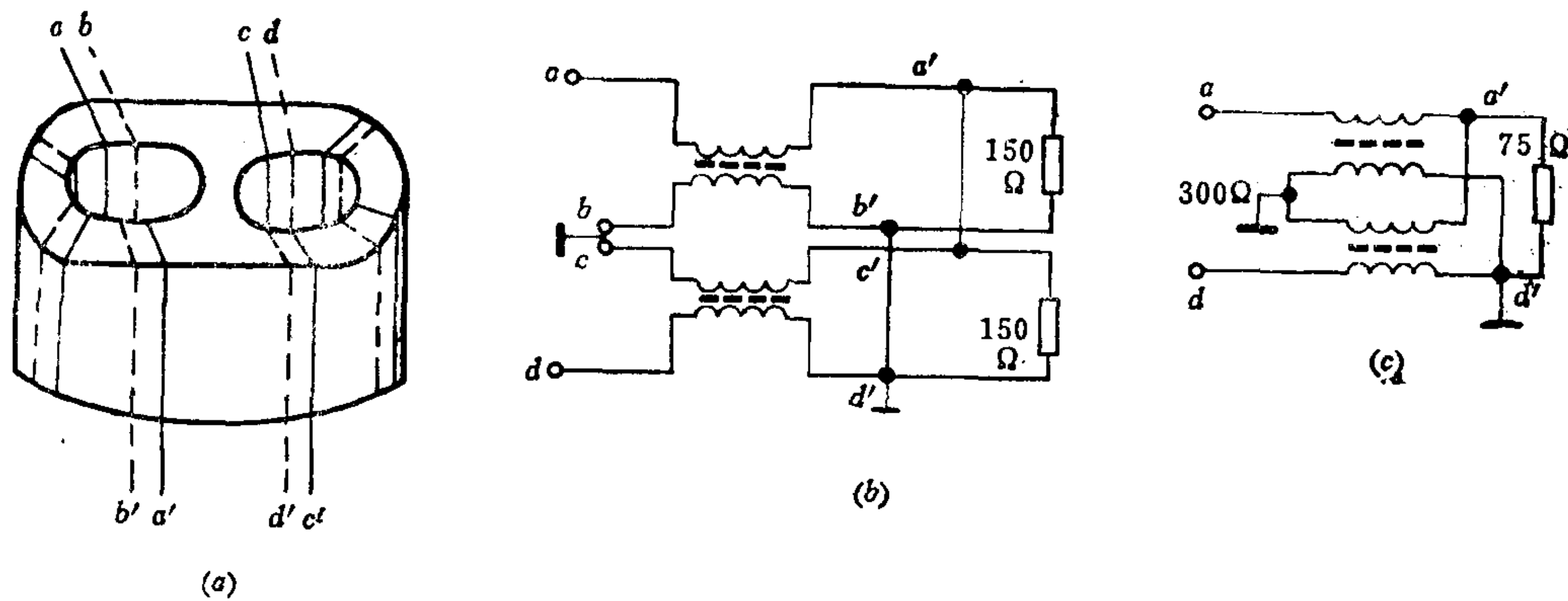


图2-9 VHF频段阻抗变换器

适当选择上述各参数，可使 $Z_c = 150\Omega$ 。

根据传输线理论，在负载为纯阻 R_L 而忽略其他损耗时，输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = Z_c \frac{R_L + jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{Z_c + jR_L \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}$$

若终端匹配，即 $R_L = Z_c$ 时，有 $Z_{in} = R_L$ 。或者，即使 $R_L \neq Z_c$ ，但传输线很短而满足 $L \ll \lambda$ 时，也有 $Z_{in} = R_L$ 。所以，在很宽的频带内它的输入阻抗基本上为纯阻 R_L 。通常，这种阻抗变换器又称为传输线变压器。

如果选 $R_L = 150\Omega$ ，就有 $Z_{in} = 150\Omega$ 。当两对绕组采用图2-9(b)的接法时，输出端为两 Z_c 并联，即负载为 75Ω ，而输入端为两 Z_{in} 串联，即输入阻抗为 300Ω ；另外，输出端为一端接地式，而输入端为对地平衡式。可见，它同时完成了阻抗变换和平衡—不平衡转换。这种阻抗变换器结构简单，工作在VHF频段时性能良好，因而获得了广泛的应用。

(二) 输入回路

输入回路除了能从天线接收到的极其多的无线电信号中初步选择出所需接收频道的电视信号外，还要求它损耗尽可能小。其两侧应阻抗匹配良好，以保证信号能量能最大限度地传输给高频放大器。为此，VHF高频头的输入回路通常包括以下两部分：

1. 高通和带通滤波器。为避免短波广播和图象中频范围内的信号等进入高放级形成干扰，用这种滤波器来阻止 40MHz 以下的各种频率成分通过。它对中频信号应具有特别大的衰减。

2. 调谐回路。为使输入回路具有一定的选频特性，对信号实现较好的初选，应包含调谐回路，一般均采用单调谐回路。又为了阻抗匹配，调谐回路往往采取电感抽头或电容分压方式连接前后电路。

常见的高通滤波器有图2-10(a)、(b)两种形式，它们由 L_1C_1 和 L_4C_3 组成中频陷波器，由 $L_2C_2L_3$ 和 $C_2L_2C_4$ 组成高通滤波器。调谐回路主要有图2-10(c)、(d)两种形式，图(c)常用于机械调谐高频头中，图(d)应用于电调谐高频头中。当谐振频率 f_0 调节在所需频道的中心频率上时，调谐回路对 f_0 附近一段频率能给出较大的电压

输出。

(三) 高频放大器

高频放大器的主要作用是进一步选择所需频道的电视信号，抑制带外干扰，尤其是中频信号干扰，并对所需选道的图象和伴音信号进行放大。对高放级的要求是：

1. 噪声系数小（低于5dB）。
2. 功率增益高（约20dB），且工作稳定。

3. 有良好的选择性和足够的带宽，频率特性如图2-22中所示，通频带 $\Delta f_{0.7} \geq 8\text{MHz}$ ，两载频峰间带宽 $\Delta f_{PP} = 6.5\text{MHz}$ ，频率特性曲线两侧下降要陡峭。

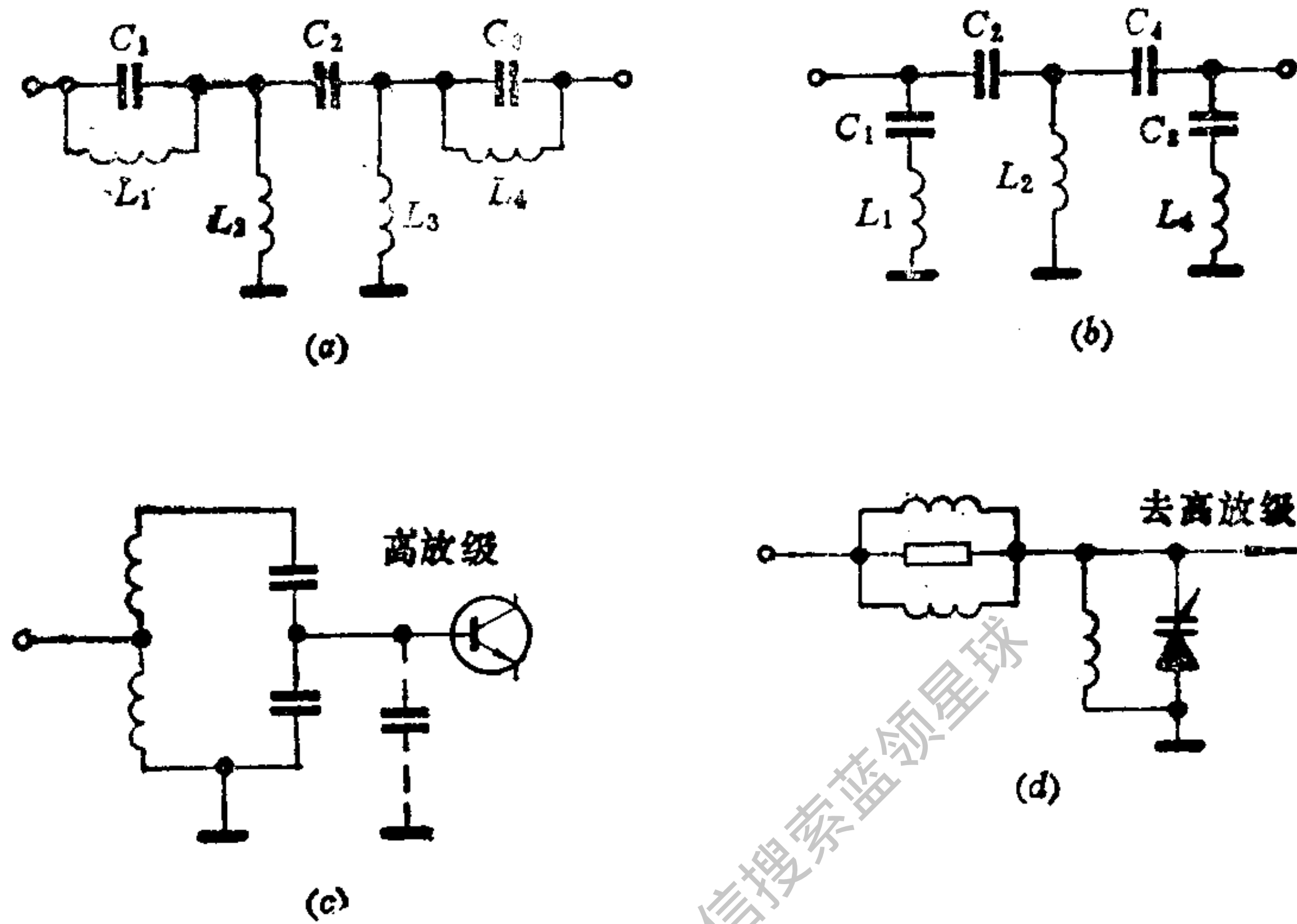


图2-10 VHF高频头输入电路形式

4. 有适当的自动增益控制作用，可控范围应大于或等于20dB。

为了提高功率增益和选择性，采用晶体三极管做高放级时，常接成共发射极电路，集电极负载采用频带宽、选择性好的双调谐回路，初次级回路都调谐在所需频道的中心频率上。由于混频级输入阻抗低，所以回路次级用电容分压输出。回路初级与高放管集

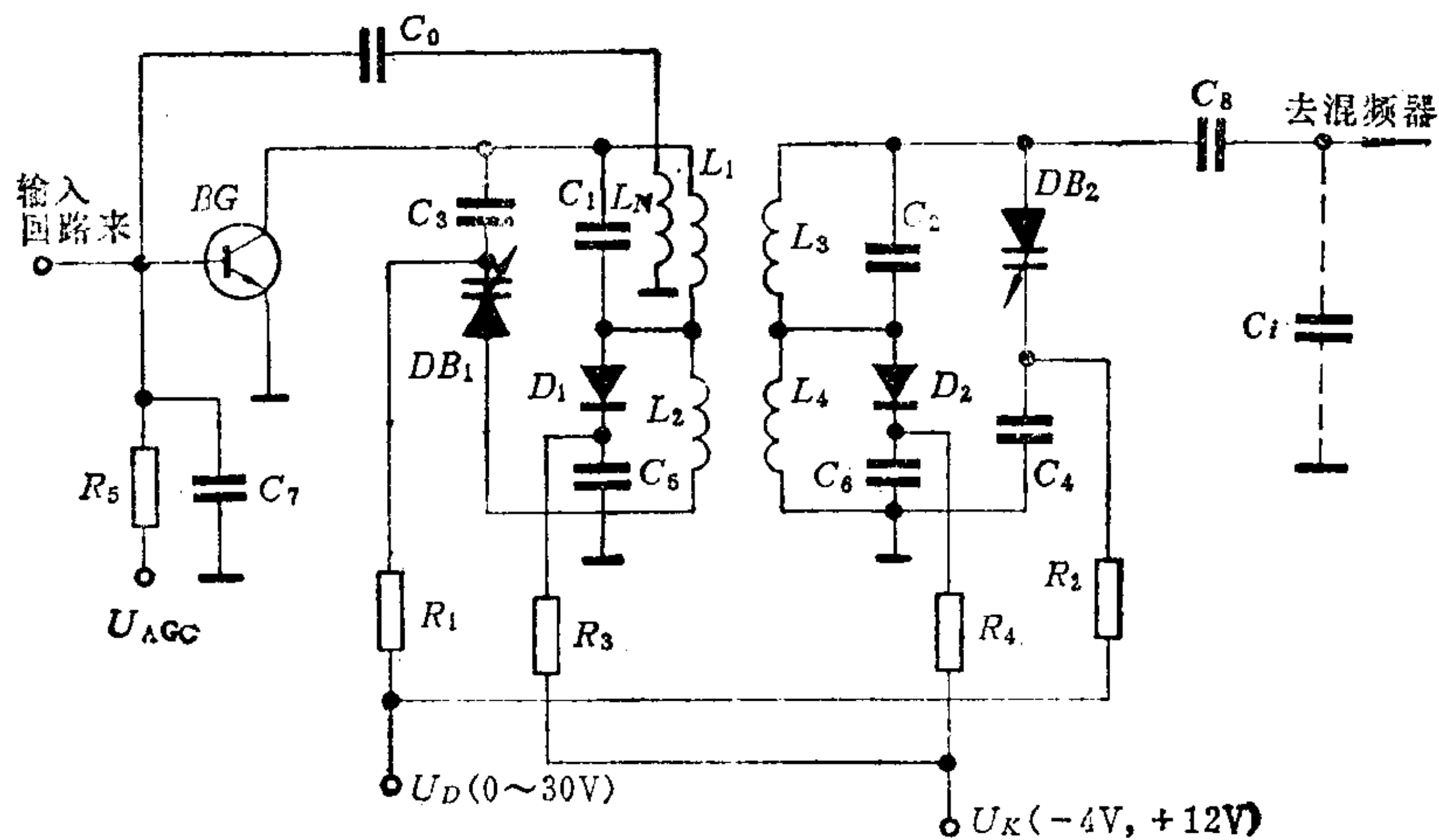


图2-11 高放级简化电路

电极连接方法，则视具体情况而定，一般以直接连接方式为多。典型高放级的简化电路如图2-11中所示，常用的管子有3DG56(2G210)、3DG80、3DG25(DG204)等。为使电路噪声小， I_c 以1~3mA， U_{cc} 以6~10V为宜。管子的特征频率 f_T 应在500~1000MHz范围内。

双调谐回路是指通过电容或电感耦合进行能量传输的两个调谐回路。图2-11中即为互感耦合双调谐回路。当耦合程度较强时，频率特性呈现双峰特性，与单调谐回路相比能较好地解决通频带和选择性的矛盾。图2-12上示出了两种调谐回路的频率特性曲线。

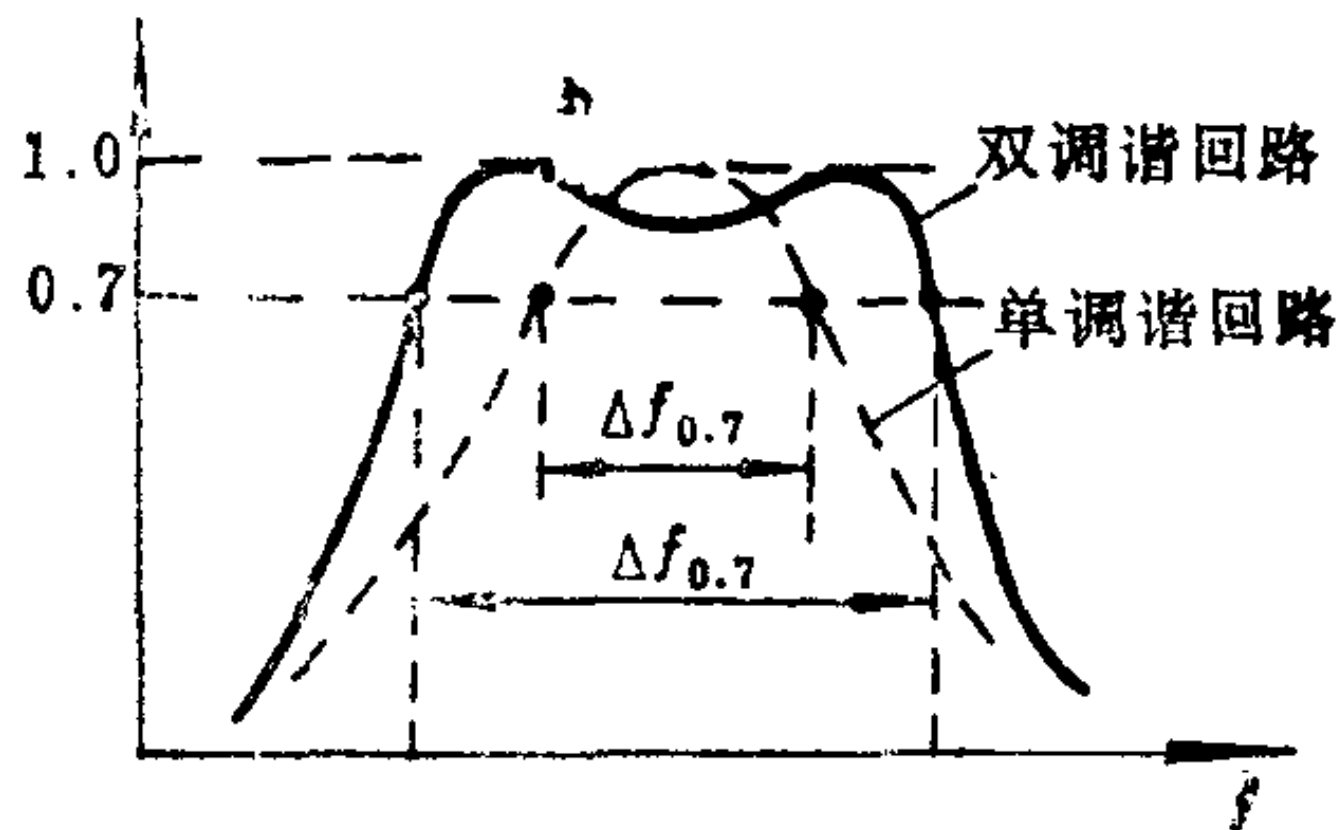


图2-12 两种调谐回路的频率特性

由于晶体管集电极与基极之间存在结电容 C_{cb} ，使集电极输出信号会通过 C_{cb} 少量地反馈到高放管基极，这往往导致放大器选频特性变坏，工作不稳定，甚至产生振荡。为了消除或削弱这种影响，一般在放大器的集电极电路与基极电路之间人为地引入一条外反馈通路，使外反馈与内反馈在基极处的影响相互抵消，也即“中和”掉。这种外反馈电路称为中和电路。

图2-13给出了接有中和电路的高频放大器的交流等效电路。图中 C_{cb} 是高放管的集电结电容， C_N 是外加中和电容。由图可见， C_2 上的电压通过 C_N 和发射结产生外反馈电流 i_N ， C_1 上的电压通过 C_{cb} 和发射结产生内反馈电流 i_{cb} ，当基极上的这两个电流大小相等、方向相反时，就可消除 i_{cb} 的影响。图2-11中的 L_N 是又一种中和电路形式，中和电感 L_N 与 L_1 之间发生互感耦合，通过 C_0 反馈至高放管基极。适当选择耦合程度及电感同名端，也可以达到中和的目的。这种互感耦合中和方式在频率较高时才起作用，故常在VHF的高频段(H频段)中使用。

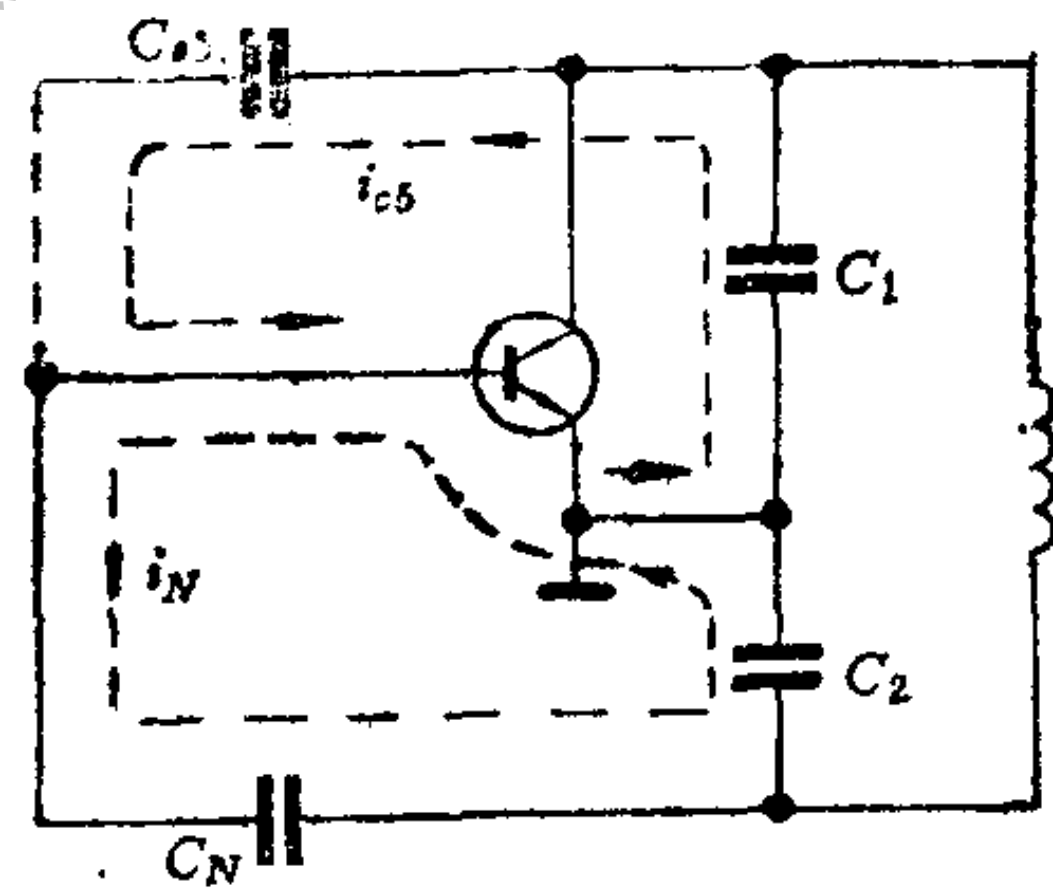


图2-13 中和电路工作原理

考虑到高放级噪声系数要小，工作要稳定，往往选用MOS双栅场效应管作高放管，管子结构示意图如图2-14(a)所示，符号如图2-14(b)所示。S为场效应管的源极，相当于晶体管的发射极；栅极 G_1 、 G_2 相当于基极，对电流都有控制作用；漏极D相当于集电极。实际等效电路相当于两只场效应管按共源-共栅级联而成，如图(c)所示。栅极 G_1 靠近源极近，上面加高频信号，称信号栅；栅极 G_2 靠漏极近，上面加固定偏置或AGC电压，而交流接地，称为控制栅。由于共栅电路的隔离作用，输入、输出间的反馈大大减小，电路工作十分稳定，不需加中和措施。场效应管的噪声系数比晶体管小，因此有利于提高电路信噪比。在小信号工作时， G_1 采用负压，线性范围较大，可使信号失真小，并具有良好的抗交叉调制特性。总之，作为高放级，这种管子比一般高频晶体管有许多优点。另外需要指出，当 G_2 上加AGC电压时， U_{AGC} 电压越高，电路增益也越高。因此，自动增益控制为反向AGC方式。

(四) 本机振荡器

本机振荡器的作用是产生一个总比所需频道图象载频高37MHz的等幅正弦信号，

送到混频器去与高频电视信号进行混频。因此，它是一个正弦波振荡器。

振荡器的特点是不需加任何输入信号，电路可以建立起由本身元件参数决定的振荡输出。可见，它必然是一个正反馈系统。

众所周知，任何一个振荡系统要建立起振荡，必须满足以下两个条件：

第一，反馈信号必须与原信号同相位，即信号经放大、反馈等环节，相移总和应是 0° 或 360° 。用公式表示为

$$\Sigma\varphi=0^\circ \text{ (或 } 360^\circ, 2n\pi, n \text{ 为整数)}$$

这称为相位条件，也就是相移必须是正反馈。

第二，反馈信号的振幅必须大于或等于原信号的振幅。若放大器增益为 K ，反馈系数为 F ，则应满足

$$K \cdot F \geq 1$$

这称为振幅条件，也就是反馈量必须足够大。

1. 电容三端式振荡电路

正弦振荡电路的形式有多种，其中常用的是电容三端式振荡电路，其交流等效电路如图2-15 (a) 所示。对于频率等于集电极电路 L 、 C_1 、 C_2 谐振频率的信号，集电极回路的阻抗呈电阻性，电路中有关电流、电压的矢量关系如图 (b) 所示。由于共发射极电路的倒相作用，晶体管使 \dot{U}_{ce} 与 \dot{U}_{be} 反相，即 $\varphi_K=180^\circ$ 。集电极回路中， LC_2 支路在

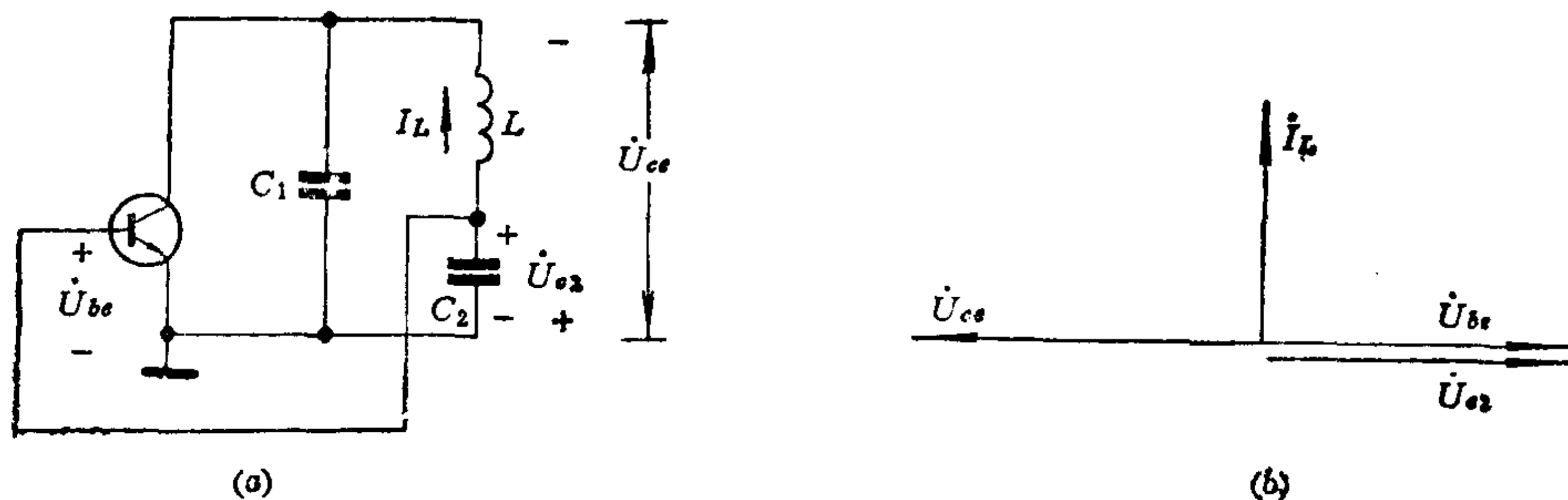


图2-15 电容三端式振荡电路及矢量关系

谐振频率上的阻抗为感性，故 I_L 比 \dot{U}_{ce} 落后 90° ，而 C_2 两端的反馈电压 \dot{U}_{c2} 比 I_L 落后 90° ，因而外电路中 \dot{U}_{be} 相对于 \dot{U}_{ce} 的相移 $\varphi_F=-180^\circ$ 。所以， \dot{U}_{be} 与 \dot{U}_{c2} 间的总相移 $\Sigma\varphi=\varphi_K+\varphi_F=-360^\circ$ （即 0° ），如图2-16所示，满足相位条件。只要适当选择晶体管的 β 值及电容 C_1 、 C_2 的大小，使满足振幅条件，电路即可在回路谐振频率上产生稳定的振荡。

为提高振荡频率的稳定度，减小晶体管结电容的影响，实际中常采用变形的电容三

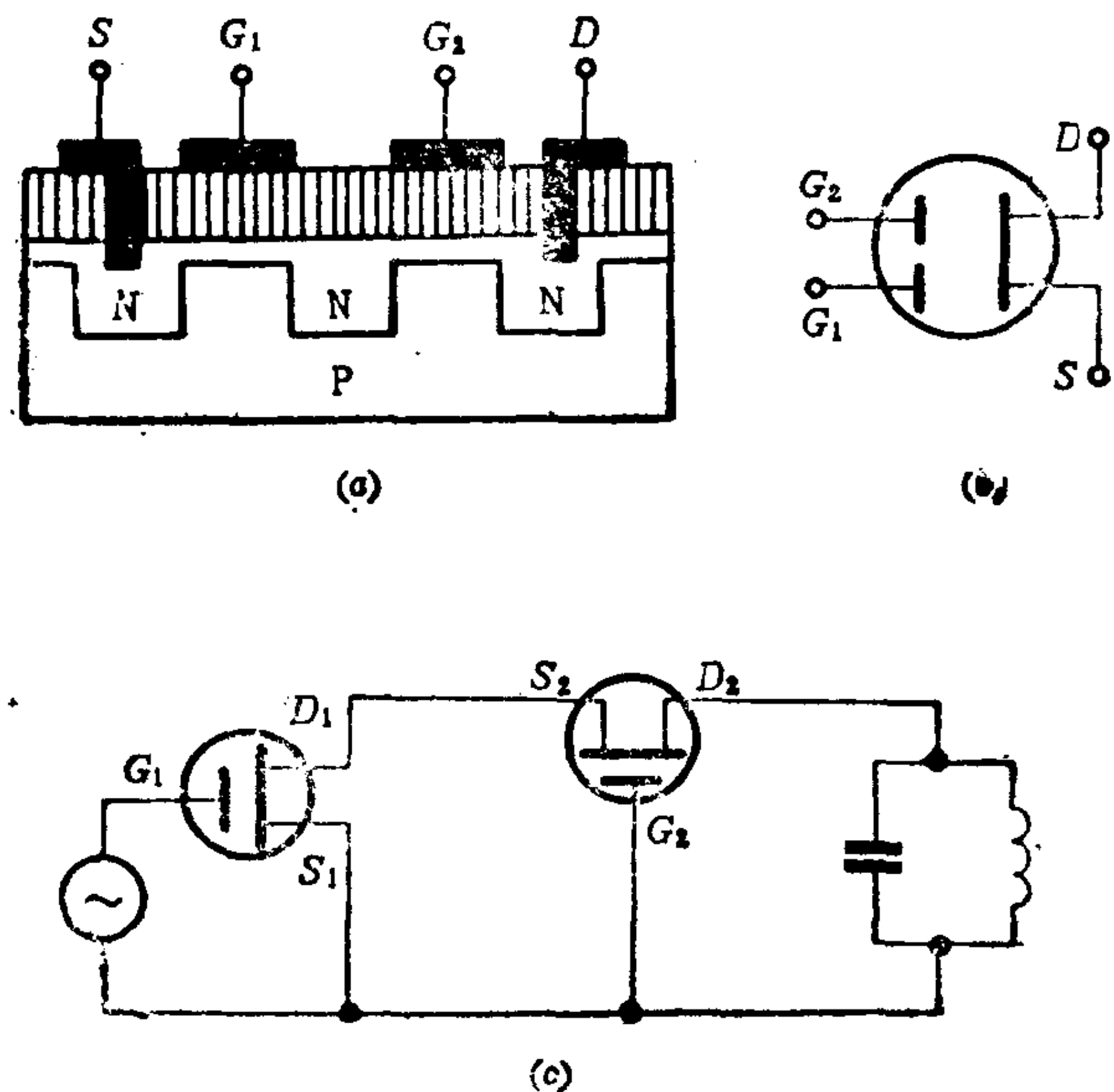


图2-14 MOS双栅场效应管的结构、

符号和实用等效电路

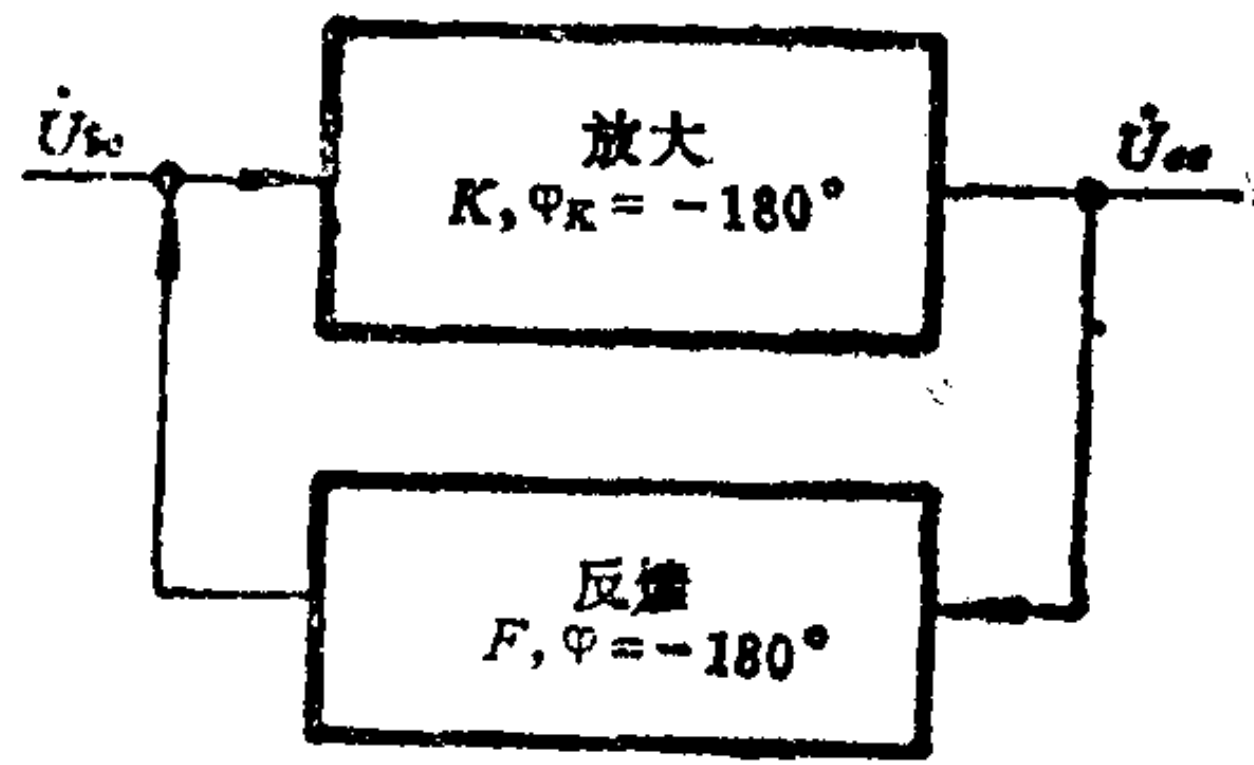


图2-16 振荡电路方框图

端式振荡电路，（又称克拉泼电路），其交流等效电路如图2-17 (a) 所示。 C_3 为克拉泼电容，一般应选 $C_3 \ll C_2$ 和 $C_3 \ll C_1$ ，以使振荡频率主要由 L 、 C_3 决定。图 (b) 是另一种变形电容三端式的等效电路（又称西勒电路）， C_4 为减少 L 上分布电容的影响而接入的， C_3 也是克拉泼电容。

在高频头中，保持本振频率总比所需频道图象载频高 37 MHz，这称为本振对信号的跟踪。只有

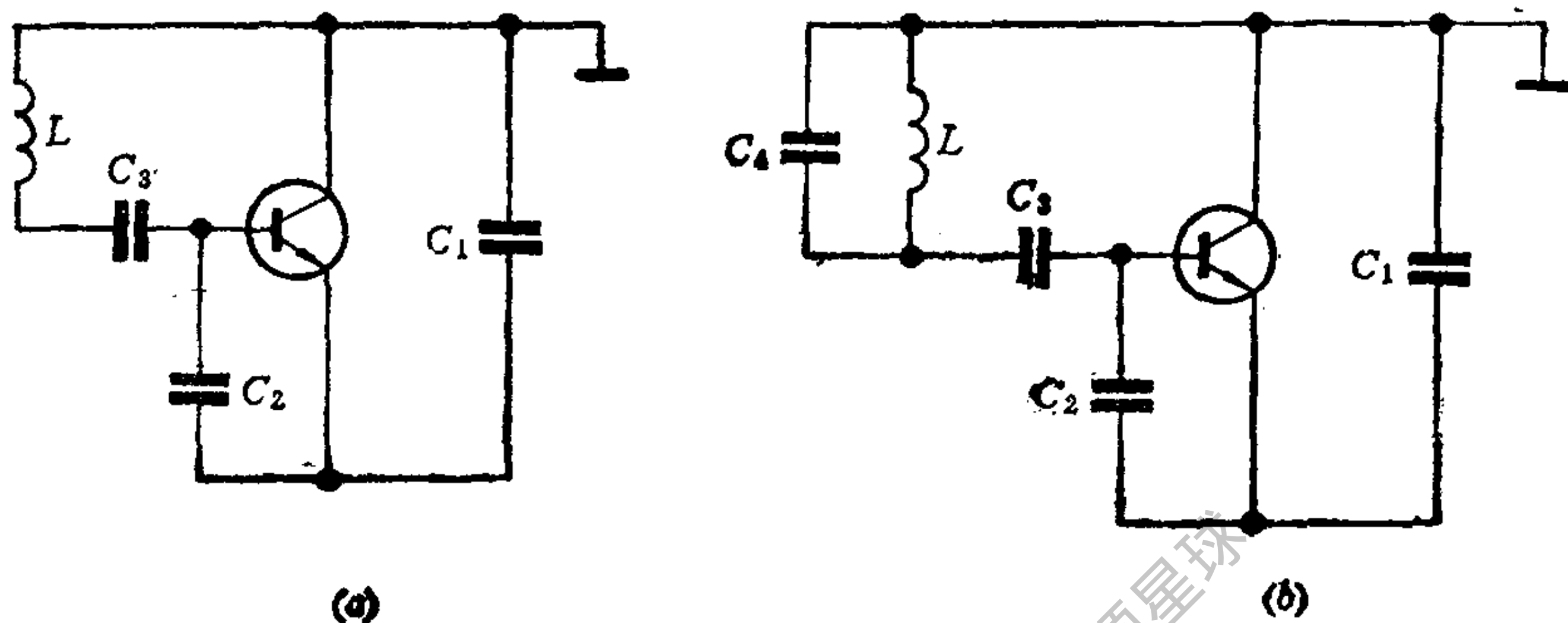


图2-17 变形的电容三端式振荡电路（克拉泼振荡电路）

做到正确跟踪，混频后中频电视信号的频带特性才能与中放频率特性相吻合，检波后的图象和声音信号才能不失真。彩色电视信号中还包含有色度副载波，为保证彩色质量好，这种跟踪特别重要。

但是，电调高频头中本振、高放与输入回路的调谐回路里采用的是同一型号的变容二极管，因此无法做到理想跟踪。为了减小跟踪误差，采用了较复杂的本振电路，使每一接收频段内都能做到在频带上，下侧的两点频率上正确跟踪，且其余频率上跟踪误差不大。然后，再配以自动频率微调（即 AFT）电路，使本振频率对高频信号尽好地跟踪。AFT 电路将随后作介绍。

由于电视机中本机振荡器的工作频率最高，所以晶体管的特征频率 f_T 也要求最高，常用的管子有 2G211 ($f_T \geq 700\text{MHz}$, $\beta = 100 \sim 150$)，2G210 ($f_T = 600 \sim 1000\text{MHz}$, $\beta = 50 \sim 150$) 和 3DG56、3DG80 等 (f_T 均约 1100MHz, $\beta > 50$)。

本振电路的高频接地点可以是晶体管的任一个电极，但为了使回路电感有一端接地，通常采用共基极或共集电极电路。本振输出功率根据需要可以调整，方法是改变本振级的发射极电流。一般， I_e 调在 2mA 左右便可满足混频器的需要。为了减小高频电视信号对本振频率的影响，本振信号馈给混频器时采用 2pF 左右的小电容进行耦合。

本振级是否起振，最简单的判断方法是用万用表测量振荡管基极与发射极之间的直流电压，起振时发射结应为反偏状态。例如，对于 NPN 型振荡管，起振时发射极电压必高于基极电压。如果不起振，混频器给不出中频信号，图象和伴音不会收到，光栅上将出现很多雪花状杂波，喇叭中发出噪声。振荡器的振荡频率可以用扫频仪进行测量，测量方法将在后面介绍。

(五) 混频器

混频器的作用是将高放级送来的高频电视信号（包括图象和伴音高频信号）和本机振荡器送来的振荡信号进行混频，获得调制状态不变而载频降低的中频电视信号。图2-18示出了信号载频变化和频谱交换的情况。图中，图象载频为 f_P ，伴音载频为 f_S ，本振频率为 f_0 。

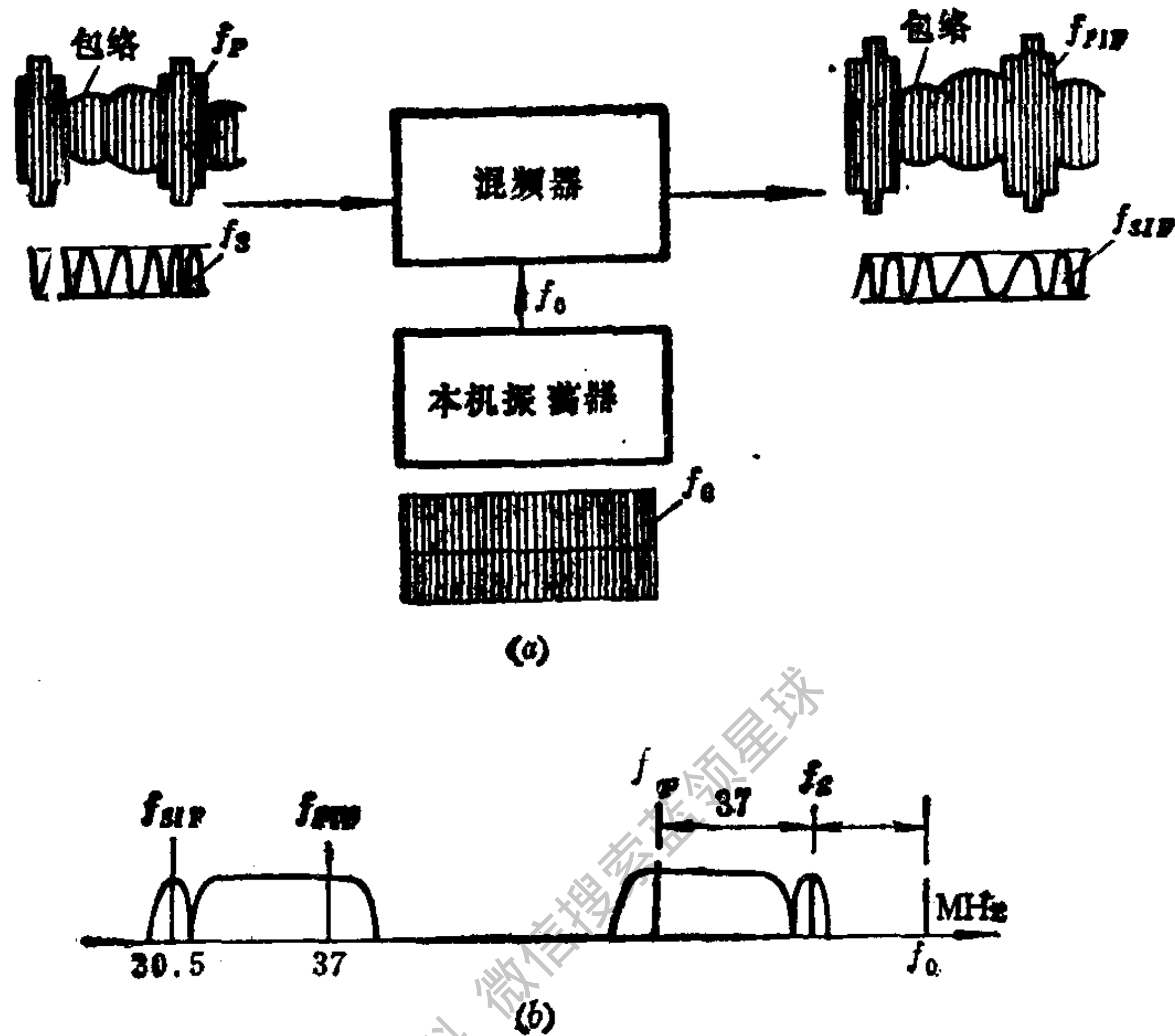


图2-18 混频器工作原理

混频器的工作原理在于利用混频管输入端发射结伏安特性的非线性，并依靠集电极上选频负载得出差频信号。图2-19 (a) 给出了混频管发射结的伏安特性， i_b 与 U_{be} 的关系是非线性的，可近似表示为

$$i_b = a_0 + a_1 U_{be} + a_2 U_{be}^2$$

图2-19 (b) 是混频原理电路， u_1 和 u_2 两个信号一起加到发射结上，设

$$u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$$

$$u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$$

基极电流 i_b 为

$$\begin{aligned} i_b &= a_0 + a_1 (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) + a_2 (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)^2 \\ &= a_0 + \frac{a_2}{2} U_{1m}^2 + \frac{a_2}{2} U_{2m}^2 + a_1 (U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) \\ &\quad + a_2 U_{1m} U_{2m} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \end{aligned}$$

i_b 中除原来的频率分量 ω_1 和 ω_2 外，还产生了 ω_1 和 ω_2 的和频 $(\omega_1 + \omega_2)$ 及差频 $(\omega_1 - \omega_2)$ ，这就是非线性作用的结果。如果 u_1 为本振信号， u_2 为高频电视信号，差频分量就是中频电视信号。只要将集电极上的LC双调谐回路调谐于差频频率，且使带宽适当，就可选出包括图象中频和伴音中频在内的中频电视信号。

在这种混频工作中，输出信号只是载频改变，信号的相对频谱分布和原来的调制特

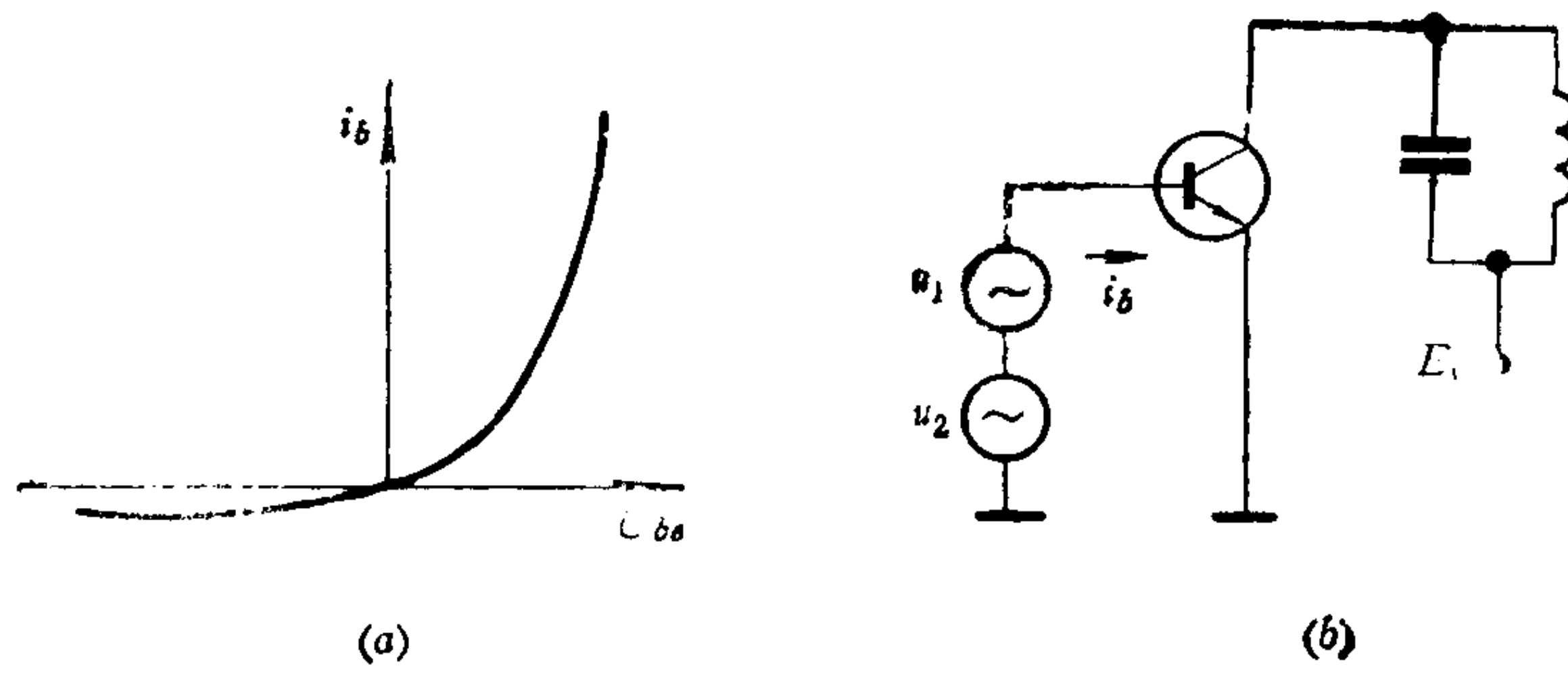


图2-19 混频管输入特性及混频原理电路

性均不改变。所以，混频后中频图象信号的包络与高频图象信号完全相同，中频伴音信号的频偏与高频伴音信号的完全相同。在转换频道选择节目时，本振信号与高频电视信号保持跟踪，使中频电视信号的频带固定，从而可以将中频放大器的增益做得很高，而且工作稳定。

对混频器的基本要求之一是混频功率增益高。所谓混频器功率增益，是指输出中频信号功率与输入信号功率之比，一般以 K_p 标记。 K_p 与混频管发射极电流大小有关，也与本振信号注入的方式和幅度有关。混频管工作点选得低些，即 I_e 小些，非线性较强，差频分量会大些，但因 I_e 小而中频放大作用也较小；工作点选得高些，即 I_e 大些，则情况相反。实际中 I_e 一般选在1~2mA范围内。本振注入电压约100~300mV为宜。高频电视信号太小时信噪比较低，太大时会产生混频失真，其电压以不超过本振电压的三分之一为宜。混频管应选择 f_T 高、 β 大、噪声系数 N_F 低的晶体管，常用的管型有2G211、2G910等。

本振信号 u_0 输入和高频信号 u_p 输入的方式有四种：(1) u_p 和 u_0 都加到混频管的基极，混频器按共射电路工作，此时所需信号功率较小，而功率增益较大；(2) u_p 和 u_0 全都加到射极，混频器按共基电路工作；(3) u_p 加到射极， u_0 加到基极；(4) u_p 加到基极， u_0 加到射极。信号加到基极时管子工作频率可较高，而由于 f_T 高的晶体管已很容易得到，所以现在使用的混频器电路以第一种形式为最多。有的电路为了提高混频器的稳定性，采用共射—共基级联电路，后面要介绍的ET-533高频头中，即采用了这种电路。

混频器的负载是谐振于中频的选频网络，由于中频信号带宽为8MHz，选择性要好，而后接中频放大电路的输入阻抗较小，必须考虑与中放输入的阻抗匹配，因此负载形式通常为各种类型的双调谐回路。图2-20(a)的输出电路为典型的互感耦合双调谐回

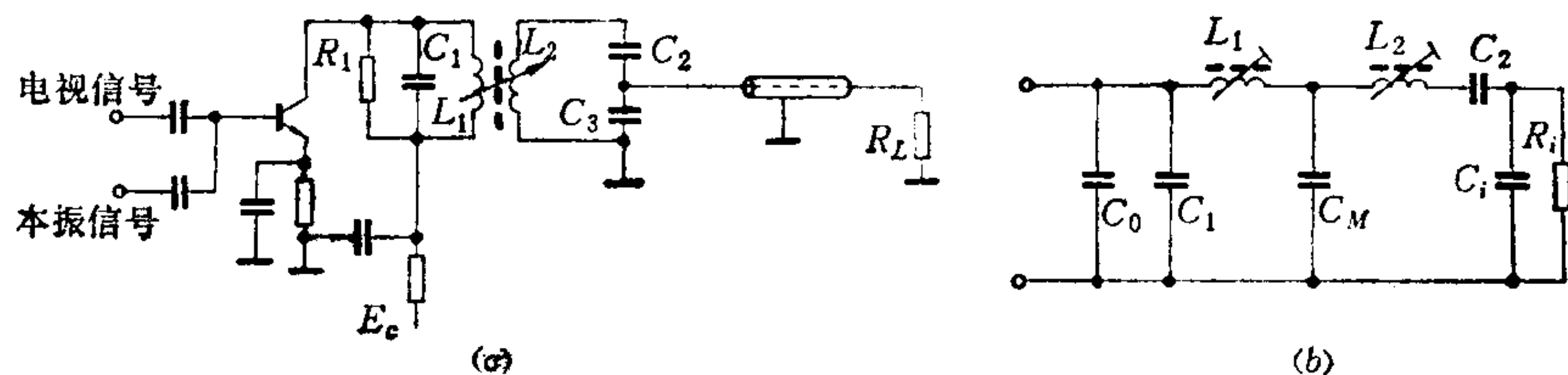


图2-20 混频器的输出电路

路。 L_1 、 C_1 、 R_1 组成初级回路， L_2 、 C_2 、 C_3 和 R_L 组成次级回路，通常使它们都谐振在中频信号的中心频率约34MHz上。 L_1 与 L_2 之间的耦合应适当强，使谐振曲线呈现双峰。 C_2 和 C_3 构成电容分压电路，以实现与后级的阻抗匹配。图(b)是内电容耦合的双调谐回路，谐振曲线在耦合度较强时也呈现双峰特性，其中 C_i 、 R_i 为中放输入阻抗。

(六) AFT电路

AFT电路也称AFC电路即自动频率微调电路，其作用是自动调整本振频率，使它保持对高频信号的跟踪，也就是始终使本振频率 f_0 比所需频道图象载频 f_P 高37MHz。

由于本振频率易受电源电压和温度变化的影响而发生漂移，并且电调谐高频头的变容二极管手动调谐只能做到两点跟踪，因此靠手动调谐不能保证跟踪关系。实际工作中可能造成伴音干扰图象，图象清晰度下降，彩色失真，甚至失去伴音等后果，为了保证彩色图象的质量，本振频率的跟踪误差必须小于0.1%。

AFT电路是一个频率反馈的自动控制系统。首先，取出跟踪误差量，也即中频频率偏移量。当 f_0 偏移为 $f_0 + \Delta f$ 时，混频后的图象中频 f_{PIF} 便为

$$f_{PIF} = (f_0 + \Delta f) - f_P = 37 + \Delta f$$

即图象中频相应地偏移了 Δf 。因此，可以将中频电视信号经限幅放大，再通过一个中心频率精确地为37MHz的鉴频器，将频率偏移 Δf 转变为误差电压 U_{AFT} （或 U_{AFC} ），它经放大后即为本振控制电压，送去控制本振级调谐回路内的变容二极管，使本振频率自动回到 f_0 上。带AFT电路的信号通道方框图如图2-21所示。

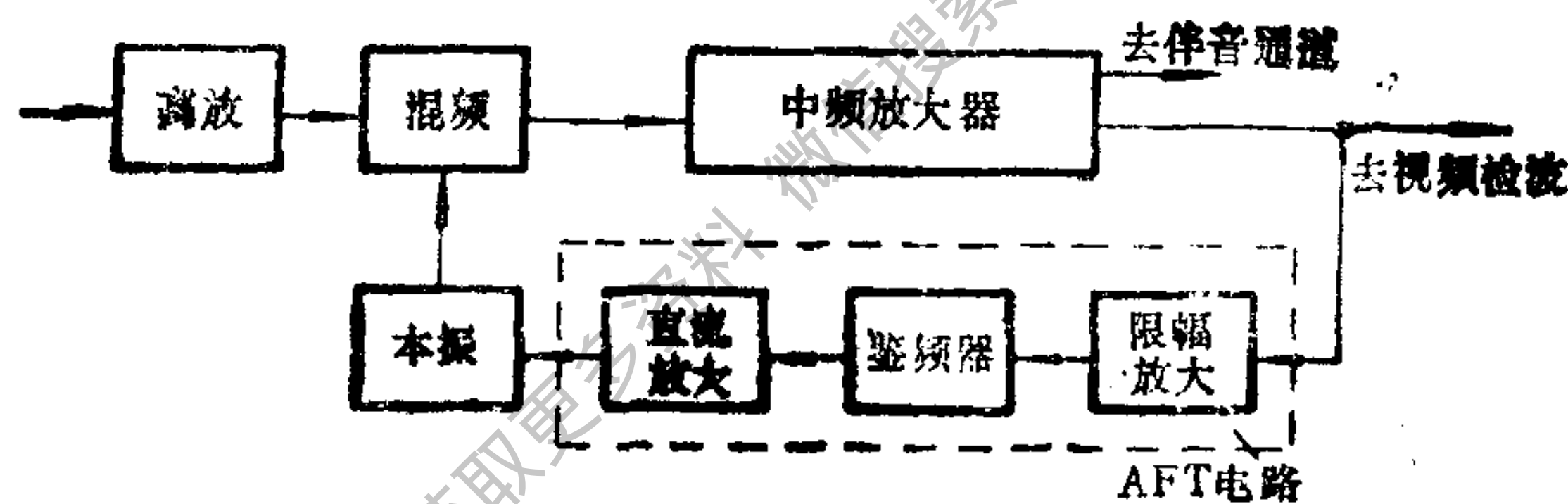


图2-21 带AFT电路的信号通道方框图

(七) 高频头的主要指标

1. 通频带应等于或大于8MHz，-6dB处的带宽应小于11MHz，频率特性为双峰，顶部不平度 δ (dB) < 1dB。频率特性如图2-22所示。

2. 功率增益 $K_p \geq 20 \sim 25$ dB，频道间增益差 < 10dB。

3. 噪声系数要小。这是决定电视图象质量的重要参数之一。高频头处于前级，放大、处理的信号很弱，要求噪声系数 $N_F \leq 4 \sim 6$ dB。 N_F 较大时，将使整机信噪比降低，图象上雪花干扰表现严重。减小噪声系数主要应选 N_F 小的晶体管做高频管和混频管。

4. 本振频率温度稳定性要高，偏移应小于0.05~0.1%。

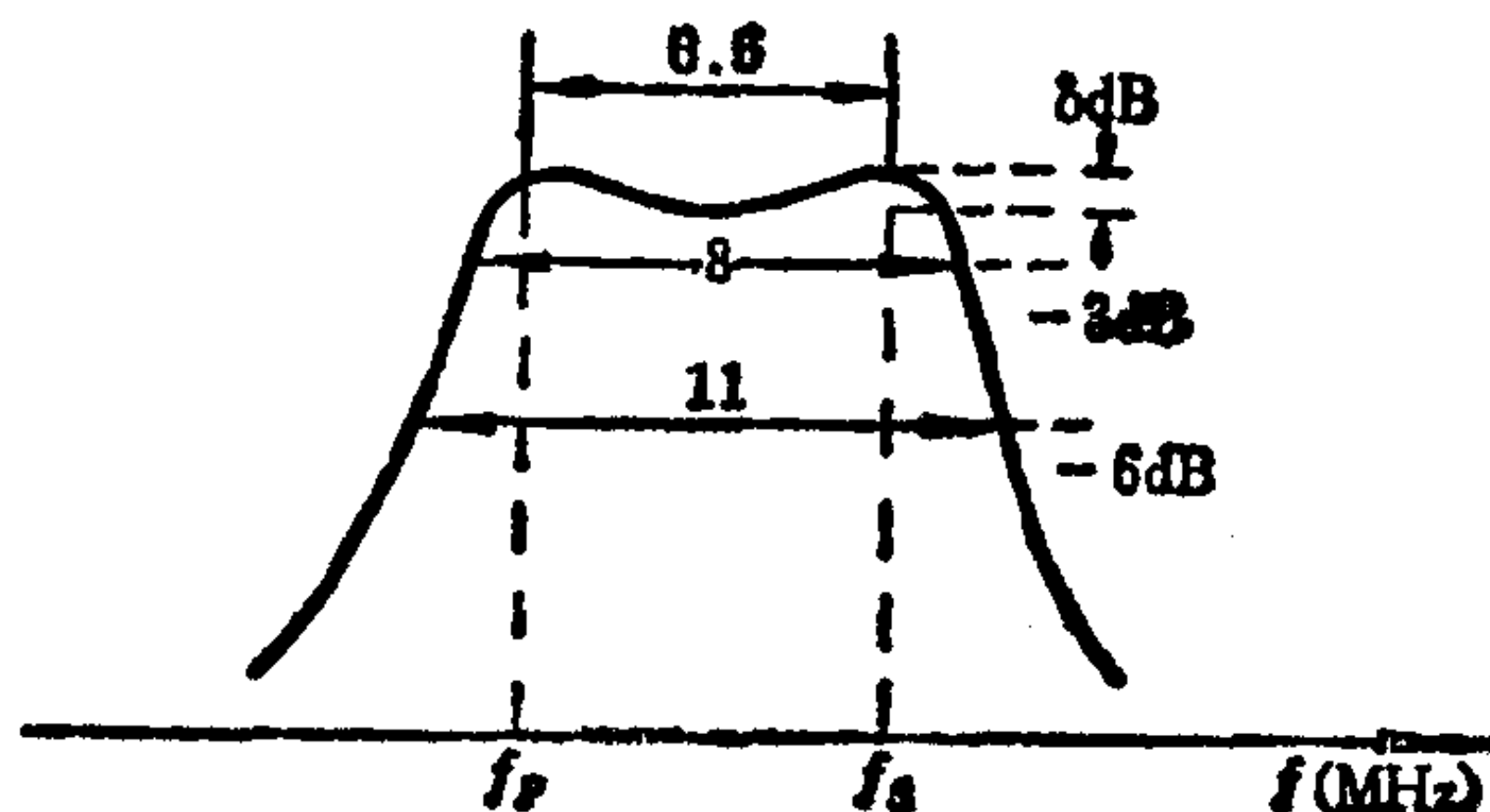


图2-22 高频头频率特性

5. 输入回路匹配良好。与天馈线的匹配通常用电压驻波比 S 衡量，要求 $S \leq 2$ 。
6. AGC控制范围应达到20dB。

二、VHF电调谐高频头实际电路介绍

(一) 日立CTP-236D型彩色电视机ET-533型VHF高频头

1. 输入回路

如图2-2所示，输入回路由带阻滤波器、高通滤波器和一个受控的调谐回路组成。

虚线框内 L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 、 L_3 和 C_3 、 L_4 组成截止频率约为48MHz的复合高通滤波器。为消除中频干扰 L_1 、 C_1 和 L_4 、 C_3 都调谐到37MHz，组成两个中频陷波器（带阻滤波器）。复合高通滤波器的频率特性如图2-23所示。

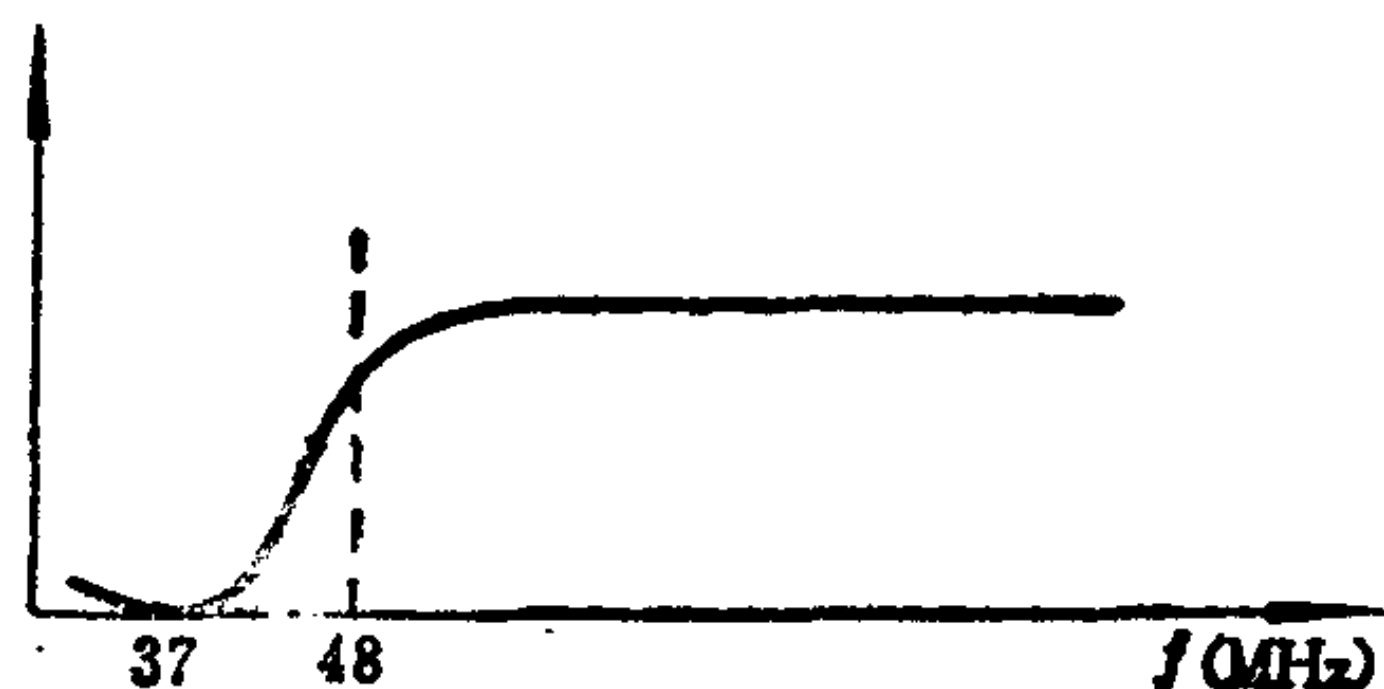


图2-23 复合高通滤波器的频率特性

2. 高频放大器

如图2-2中所示，高放级 Q_{141} 为MOS双栅场效应管。 G_1 为信号栅，输入电视信号； G_2 为控制栅，加AGC电压实现AGC控制；源极交流接地。因此， Q_{141} 为共源—共栅放大器。漏极负载采用双调谐回路，以满足带宽及选择性的要求。

接收L频段时， $BL=12V$ ， BH 无电压， D_{102} 、 D_{103} 均截止，漏极负载的交流等效电路如图2-25(a)所示。初级回路由 L_{102} 、 L_{104} 、 L_{106} 、 C_{103} 、 C_{D101} 构成，

次级回路由 L_{103} 、 L_{105} 、 L_{106} 、 C_{106} 、 C_{D104} 构成，初、次级间通过互感及 L_{106} 耦合，调节 V_D 可使 D_{101} 、 D_{104} 电容量改变而实现频道调谐。

接收H频段时， BL 上无电压， $BH=12V$ ， D_{102} 、 D_{103} 导通， L_{104} 、 L_{105} 和 L_{106} 均被短路，交流等效电路如图2-25(b)所示。当 D_{101} 、 D_{104} 受 V_D 控制而电容量改变时，可实现6~12频道的调谐。

受控调谐回路由节目预选器HP-531中的频段开关控制。接收L频段时， $BL=12V$ ，

BH 、 UIF （UHF高频头来）无电压， D_{191} 、 D_{192} 导通， D_{141} 、 D_{142} 、 D_{193} 截止，

交流等效电路如图2-24(a)所示。 D_{144} 受调谐

电压 V_D 控制而电容量可变，与 L_{141} 、 L_{142} 、 L_{143} 、 L_{144} 等电感配合谐振于所需的频道。

接收H频段时， $BH=12V$ ， BL 、 UIF 无电压，使 D_{141} 、 D_{142} 导通， D_{191} 、 D_{192} 、

D_{193} 截止，交流等效电路如图2-24(b)所示。因 L_{143} 被 D_{142} 导通短路，当 D_{144} 受 V_D 控制而电容量改变时，它与 $L_{141} // L_{142}$ 、 L_{144}

调谐，可选择6~12频道的电视信号。

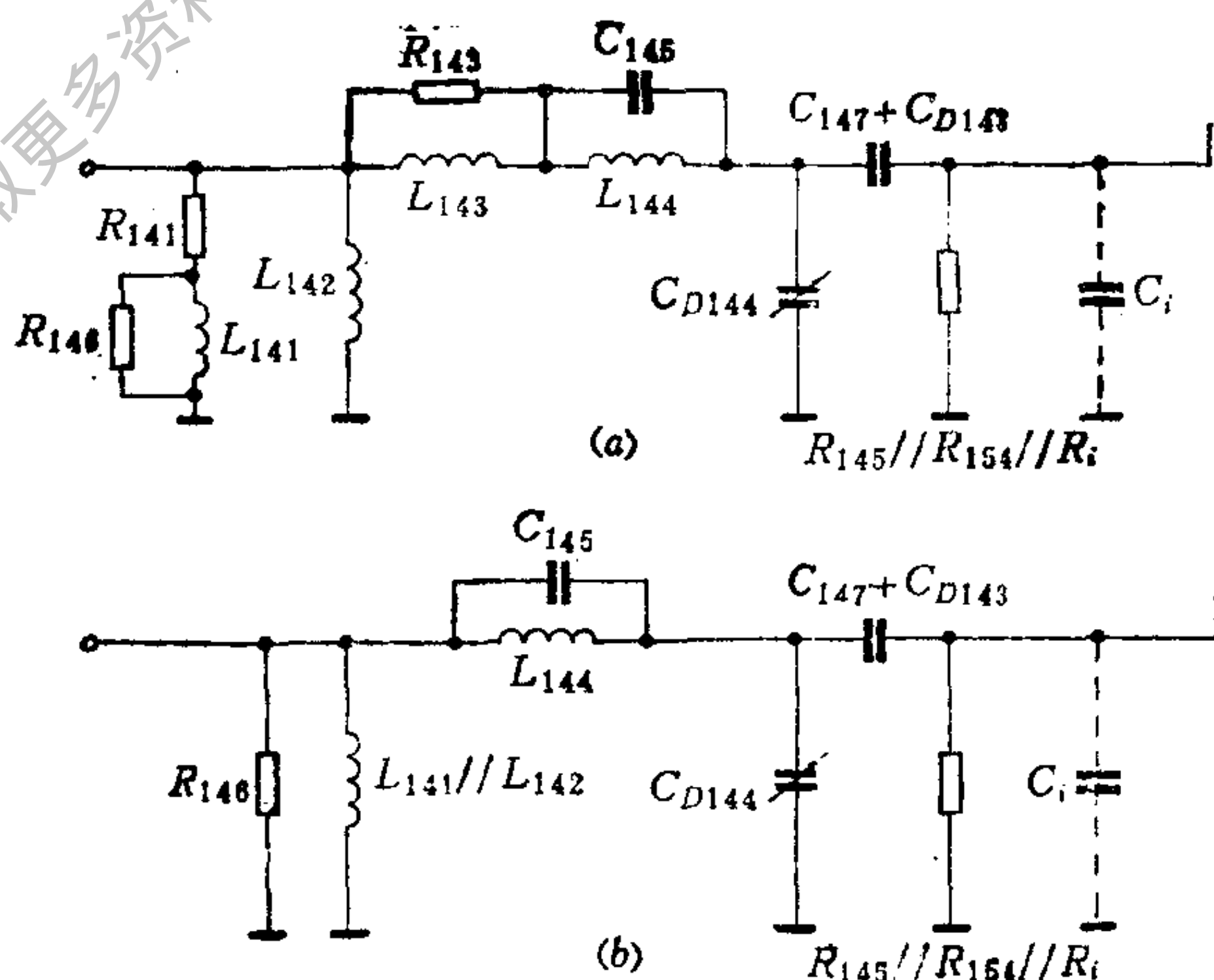


图2-24 L和H频段时输入调谐回路的等效电路

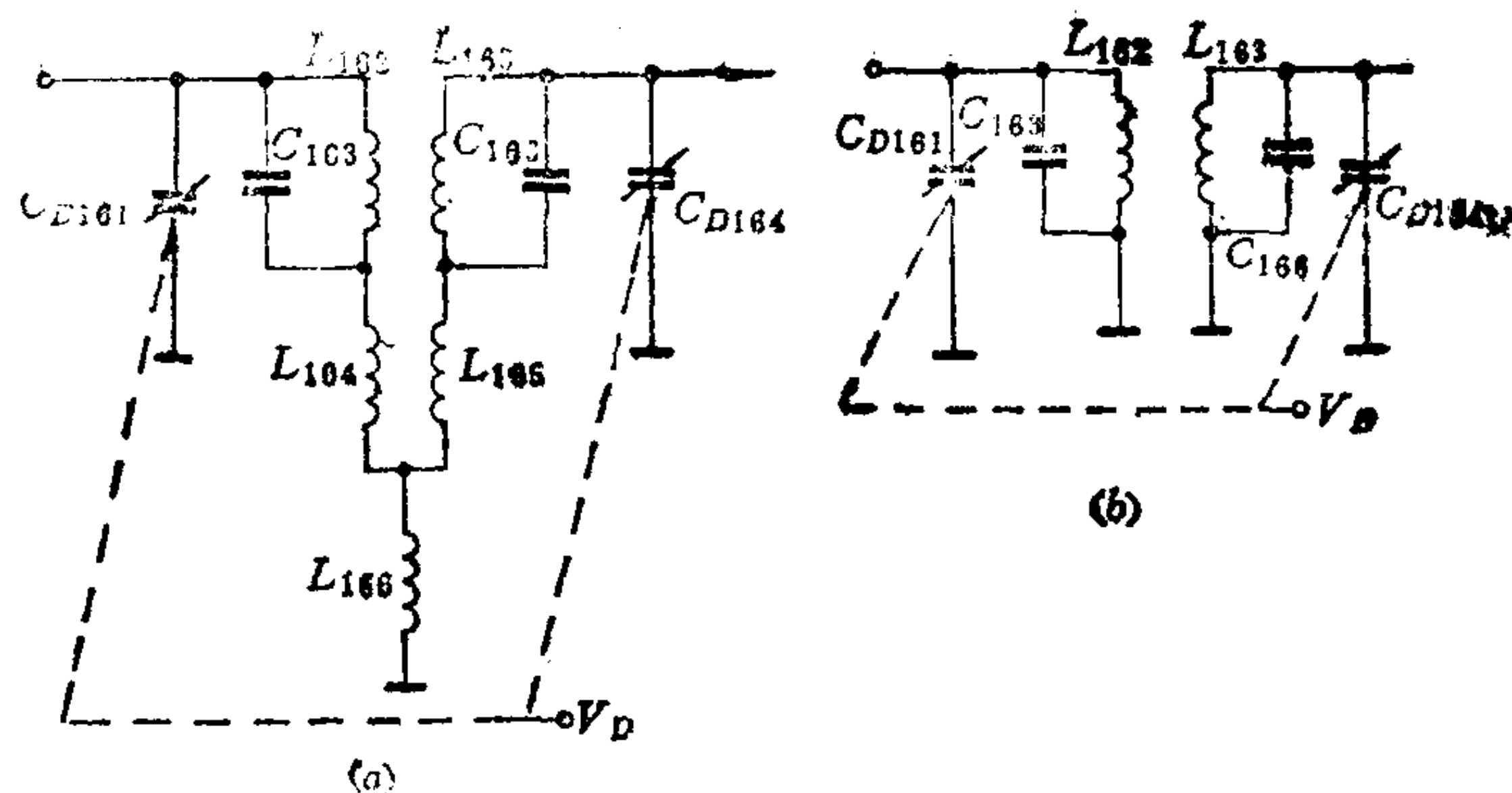


图2-25 L 和 H 频段时 Q_{141} 漏极负载的等效电路

3. 本机振荡器

图2-2中 Q_{144} 为本振级，集电极经2200pF的电容 C_{172} 接地，等效于交流为地电位，因而构成了共集电极型克拉泼振荡电路。

接收 L 频段时， $B_L=12V$ ， B_H 上无直流电压， D_{172} 截止，交流等效电路如图2-26(a)所示。 C_{174} 为克拉泼电容， D_{171} 受 V_D 与AFC电压控制而电容量可变，使振荡频率与高频信号保持跟踪。 C_{136} 和 C_{179} 是为改善跟踪性能而接入的。

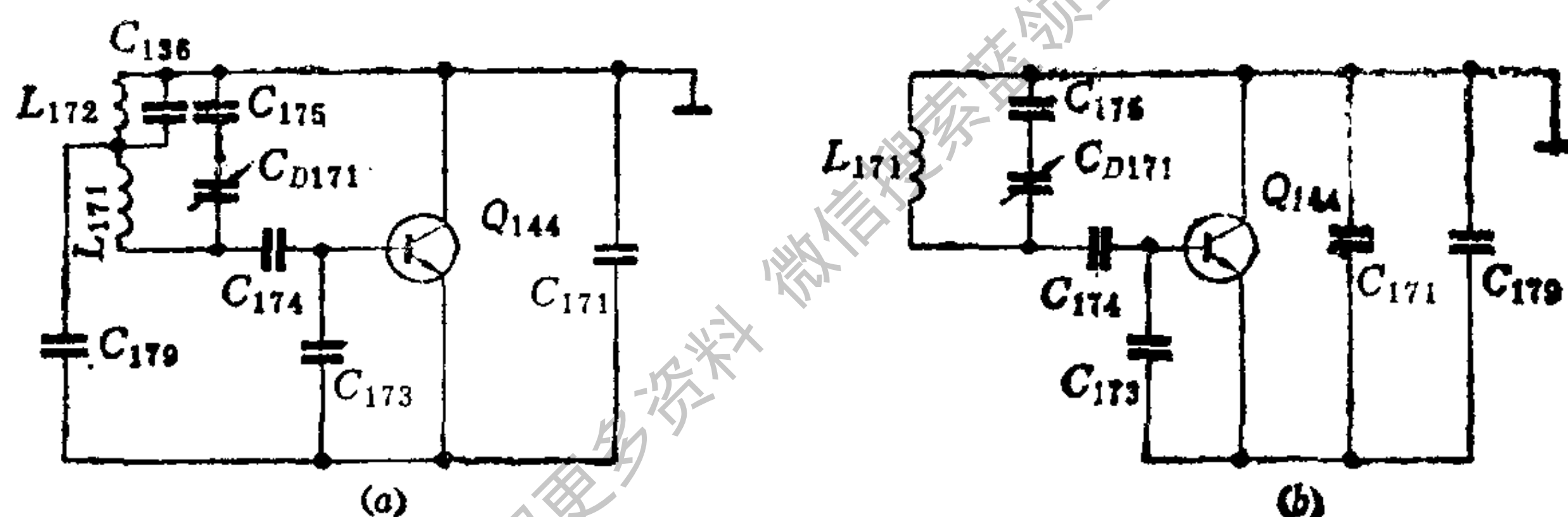


图2-26 本振级 L 和 H 频段等效电路

接收 H 频段时， $B_H=12V$ ， B_L 上无直流电压， D_{172} 导通， L_{172} 被短路，交流等效电路如图2-26(b)所示。

两个频段中，本振输出均由2pF的小电容 C_{178} 耦合至混频器去。

4. 混频器

图2-27中， Q_{142} 、 Q_{143} 组成共射-共基级联混频及中放电路。它具有频带宽、工作稳定的优点。其中， Q_{142} 用作混频器。高放级输出信号由 C_{181} 耦合至 Q_{142} 基极，本振信号由 C_{178} 也耦合至基极， Q_{142} 发射极交流接地，因此是共射电路混频方式。混频级的负载是共基极 Q_{143} 的输入阻抗。整个混频器的交流电路如图2-27所示。 Q_{143} 的集电极负载是内电容耦合式双调谐回路， C_{187} 、 L_{181} 、 C_{188} 为初级回路， C_{188} 、 C_{189} 、 L_{182} 、 C_{190} 为次级回路， C_{188} 又起耦合电容的作用。如前所述，要求频率特性呈现双峰，中心频率约34MHz，带宽为8MHz。图中 C_0 为 Q_{143} 的输出电容， C_m 为线路分布电容， C_i 为连接中频放大器电缆的输入电容。

由图2-2可见，在UHF频段时， B_L 、 B_H 上均无直流电压， Q_{141} 、 Q_{144} 因无电源电压

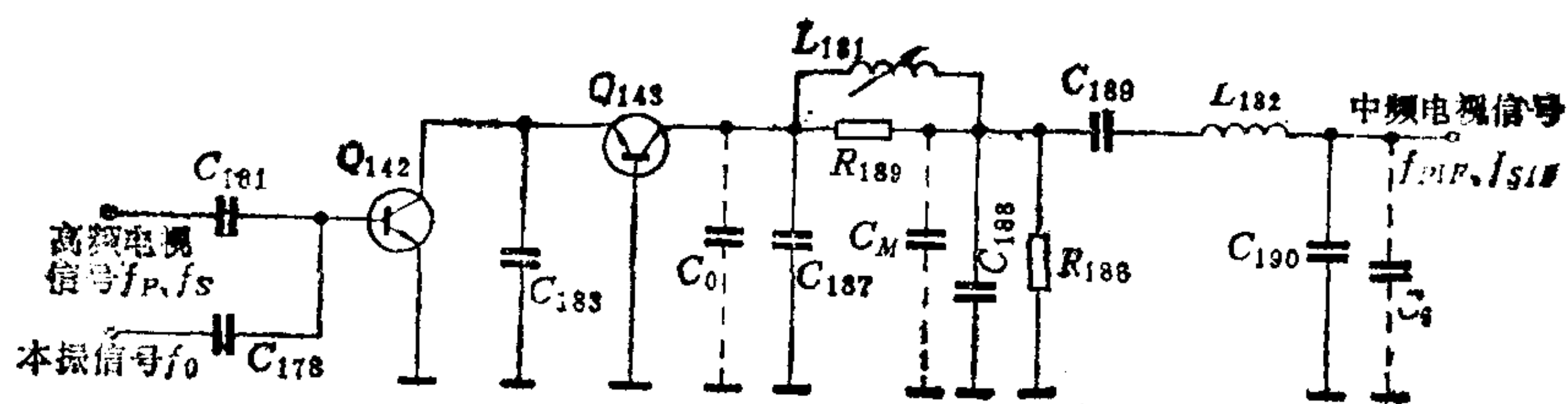


图2-27 混频器的交流电路

而停止工作。这时，UIF (BIF) 端送入由UHF高频头来的12V直流电压和中频信号。直流电压使 D_{181} 导通，12V通过 D_{181} 、 R_{185} 供给 Q_{142} 、 Q_{143} ，使它们能正常工作。中频信号经 C_{182} 加到 Q_{142} 基极。所以， Q_{142} 、 Q_{143} 又是UHF频段的一级前置中放。

5. HP-531节目预选器

节目预选器即频道选择开关，HP-531节目预选器可通过控制电路为ET-533 VHF高频头和ET-532 UHF高频头提供直流电源、频段转换及频道调谐等所需的各种电压。如图2-28所示，共有8套电路，每套电路可记忆1~68频道中的任一频道，供人们预选。

(1) 八个引线脚的作用

输入脚四个：

V_z ：变容二极管的总供电电源电压+30V。

+B：+12V直流电源电压。

AFC：自动频率微调电压（即AFT电压）。

地：公共接地端。

输出脚四个，送往高频头：

BL：低频段时送出+12V电压，其他频段时悬空。

BH：高频段时送出+12V电压，其他频段时悬空。

BU：UHF频段时送出+12V电压，其他频段时悬空。

V_D ：变容二极管调谐电压，在0~30V之间可调。

(2) 节目预选过程

$S_{0001} \sim S_{0008}$ 为八个频段预选开关，根据需要可将+B (+12V) 通过BL、BH或BU送出，去高频头控制频段切换用的开关二极管。

电位器 $R_{0001} \sim R_{0008}$ 为八个频道调谐器，调谐电位器得到的 V_D (在0~30V之间变化) 送至高频头，控制变容二极管实现频道调谐。

$S_{0011} \sim S_{0018}$ 为八个按键式节目选择开关，供人们选台用。预选时经过它的接通进行上述的频段切换和频道调谐，收看时就用它转换频道（即选台）。由于机械互锁作用，当按下其中一个按键时，原先按下的按键即跳开。

(3) AFT控制过程

本电路AFT电压用AFC符号表示，由图2-28可见，AFC电压通过开关 S_{0009} ，经 R_{0010} 等加到 V_D 上。 S_{0009} 称为AFC开关，它与预选小盒门联动。当预选小盒门打开

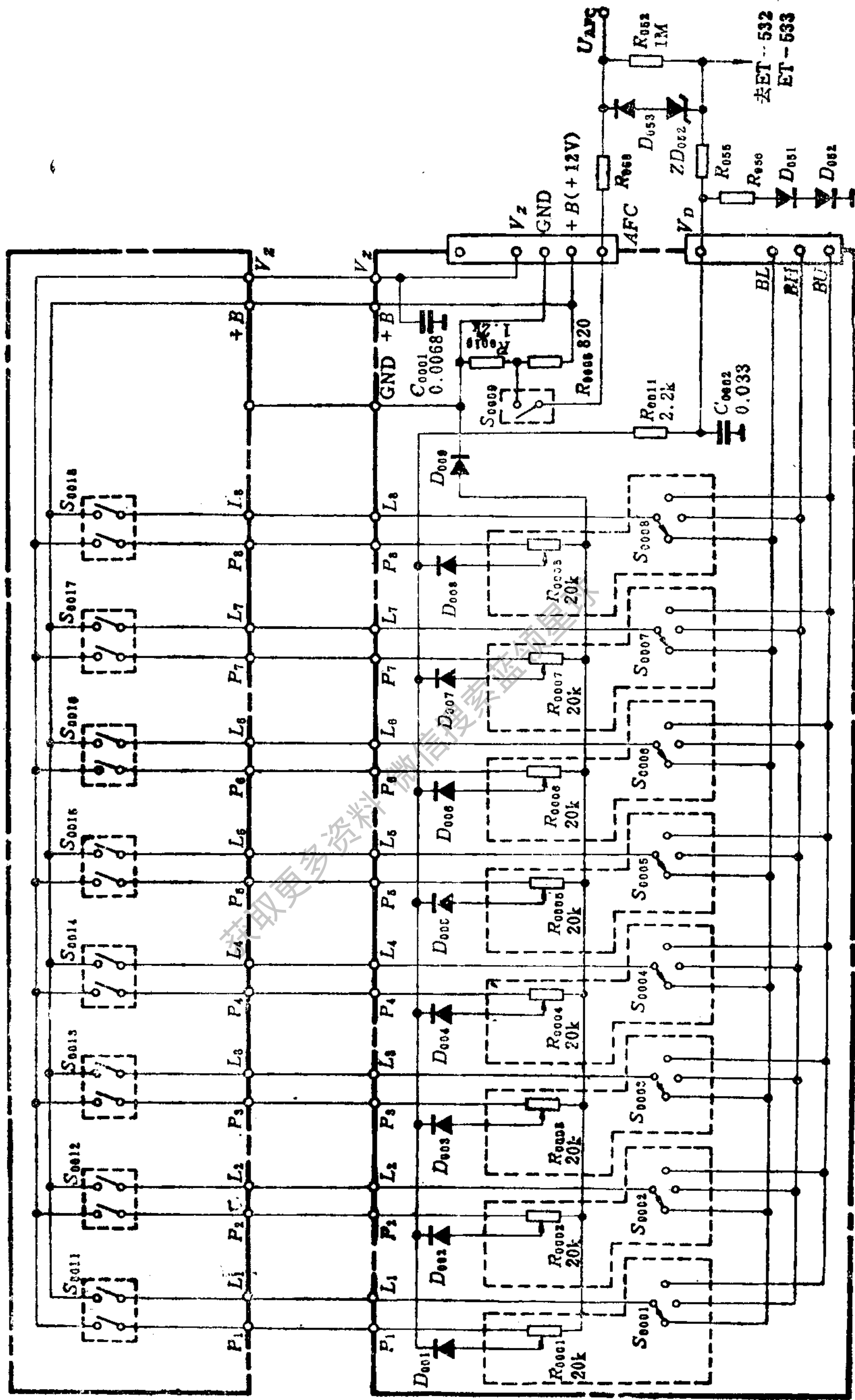


图2-28 HP-531节目预选器电路

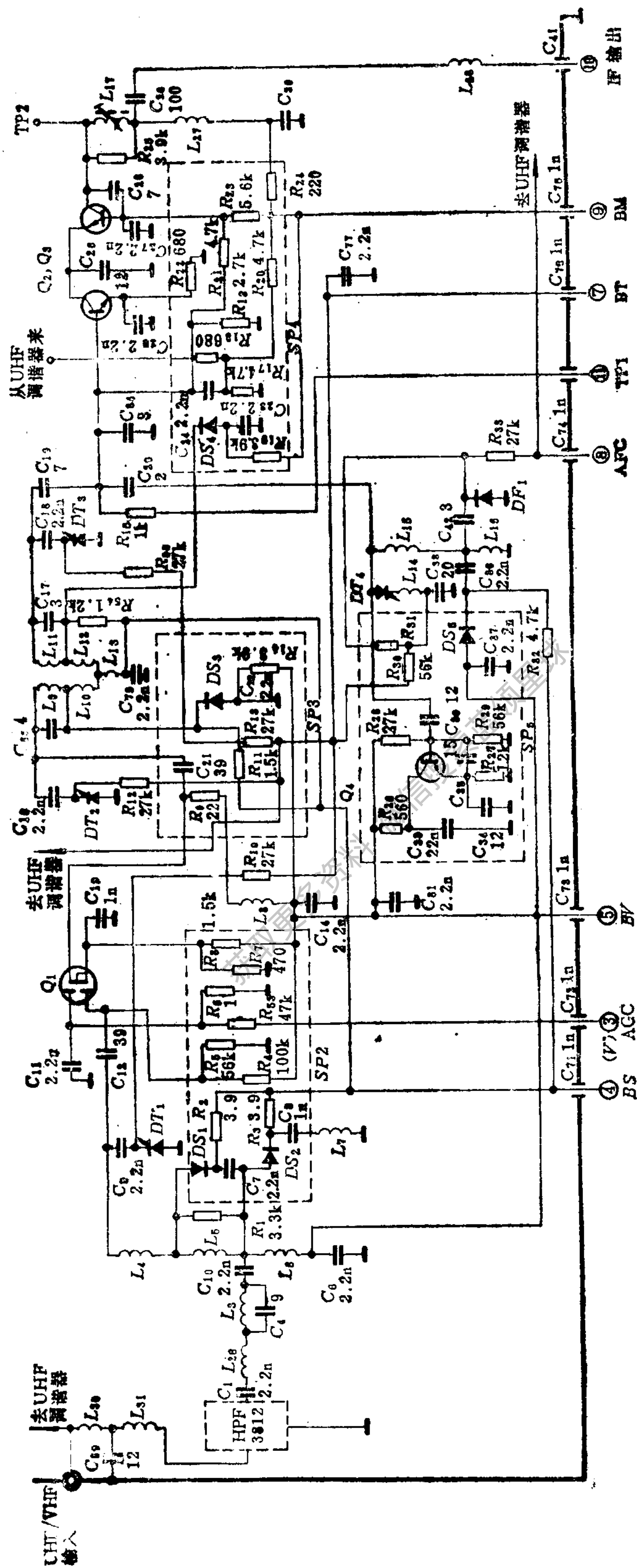


图2-29 TNV77709F2-2 高频头的VHF电路

进行预选等调整时, S_{0009} 弹出而接通, $+B(+12V)$ 电压通过 S_{0009} 等使 D_{053} 、 ZD_{052} 截止, AFC电压加不到 V_D 上, 不进行AFC控制。当预选小盒门关上时, S_{0009} 压下而断开, D_{053} 、 ZD_{052} 导通, AFC电压可叠加到 V_D 上, 实现AFC功能。

(二) 松下TC-483D型彩色电视机

1. 输入回路

TNV77709F2-2型电调谐高频头是U/V一体化的小型高频头, 图2-29给出了TNV77709F2-2型高频头VHF部分的电路图。输入回路由低通滤波器 L_{30} 、 L_{31} 、 C_{89} 和高通滤波器HPF3812联合形成40~230MHz的带通特性, 保证VHF信号通过, 而其他频率范围的信号被滤除。

输入调谐回路受频段开关控制。当工作于L频段时, ④脚输入的BS为30V, ⑤脚输入的BV为12V, 开关管 DS_1 、 DS_2 均反偏截止, 其交流等效电路如图2-30(a)所示, 由变容二极管 DT_1 与 L_6 、 L_5 、 L_4 等构成调谐回路, 实现频道选择。当工作于H频段时, ④脚输入的BS为0V, ⑤脚输入的BV为12V, DS_1 、 DS_2 导通, 将 L_5 短路, 将 L_7 接入回路, 交流等效电路如图2-30(b)所示, 由 DT_1 与 $L_6//L_7$ 、 L_4 等构成调谐回路, 实现频道选择。

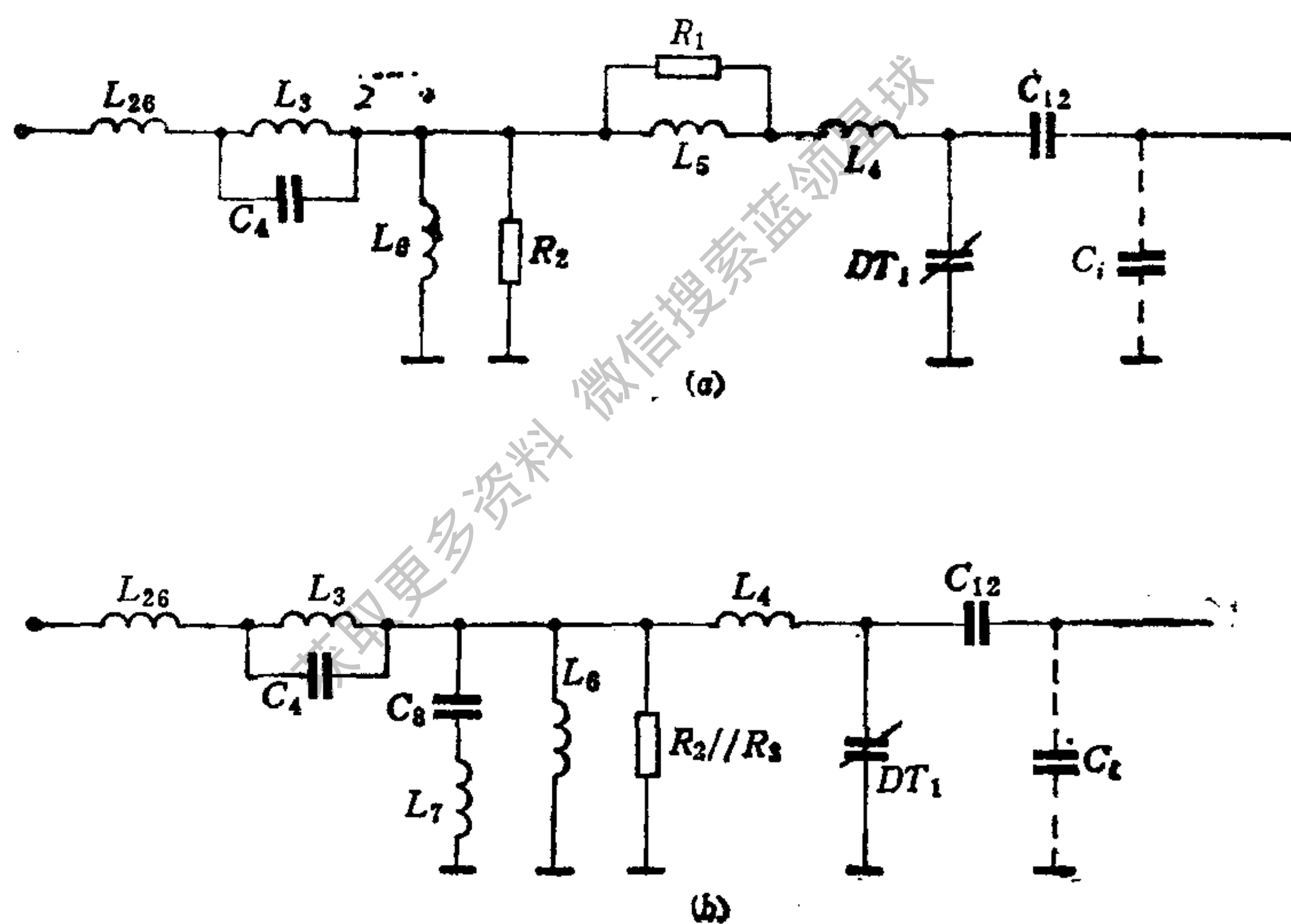


图2-30 L、H频段时输入调谐回路的交流等效电路

2. 高频放大器

由图2-29可见, 前级为MOS双栅场效应管, 高频电视信号加至 G_1 , U_{AGC} 加至 G_2 , 漏极输出负载为电感耦合双调谐回路。接收L频段时, BS=30V, BV=12V, BM=12V, 开关管 DS_3 、 DS_4 截止, 初级回路由 L_9 、 L_{10} 、 L_{13} 、 C_{85} 、 DT_2 组成, 次级回路由 L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} 、 C_{17} 、 DT_3 组成, 两回路间通过互感 M 及电感 L_{13} 耦合, 由变容二极管 DT_2 、 DT_3 实现频道调谐, 交流等效电路如图2-31(a)所示。接收H频段时, BS=0V, BV=12V, BM=12V, DS_3 、 DS_4 导通, 将 L_{10} 、 L_{12} 、 L_{13} 短路, 交流等效电路如图2-31(b)所示。谐振频率升高。

3. 本机振荡器

图2-29中 Q_4 为本振级, 开关管 DS_5 受频段选择的控制, L频段时, BS=30V,

$BV = 12V$ ，开关管 DS_5 反偏截止，交流等效电路如图2-32(a)所示。可以看出，振荡器是集电极接地式克拉泼电容三端振荡电路， C_{36} 是克拉泼电容。 DT_4 受调谐电压 BT 和 AFC 电压的控制而电容量可改变，本振频率随着改变。 DF_1 受 AFC 电压控制，可以微调本振频率，保证跟踪性能良好。 L_{16} 、 C_{38} 及 C_{42} 等是为提高跟踪性能接入的。 H 频

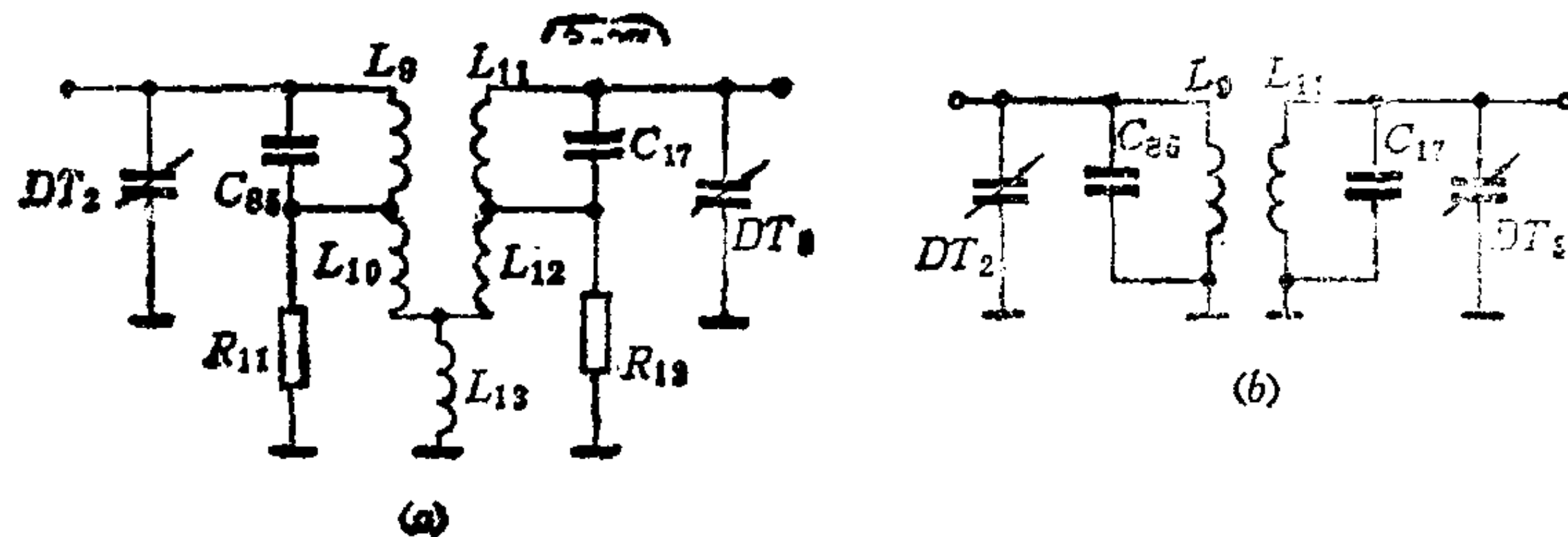


图2-31 高放级漏极负载交流等效电路

段时， $BS = 0V$ $BV = 12V$ ， DS_5 导通， L_{16} 被短路，交流等效电路如图2-32(b)所示。 DT_4 受调谐电压 BT 和 AFC 电压共同控制而电容量改变，实现本振频率的改变和微调。

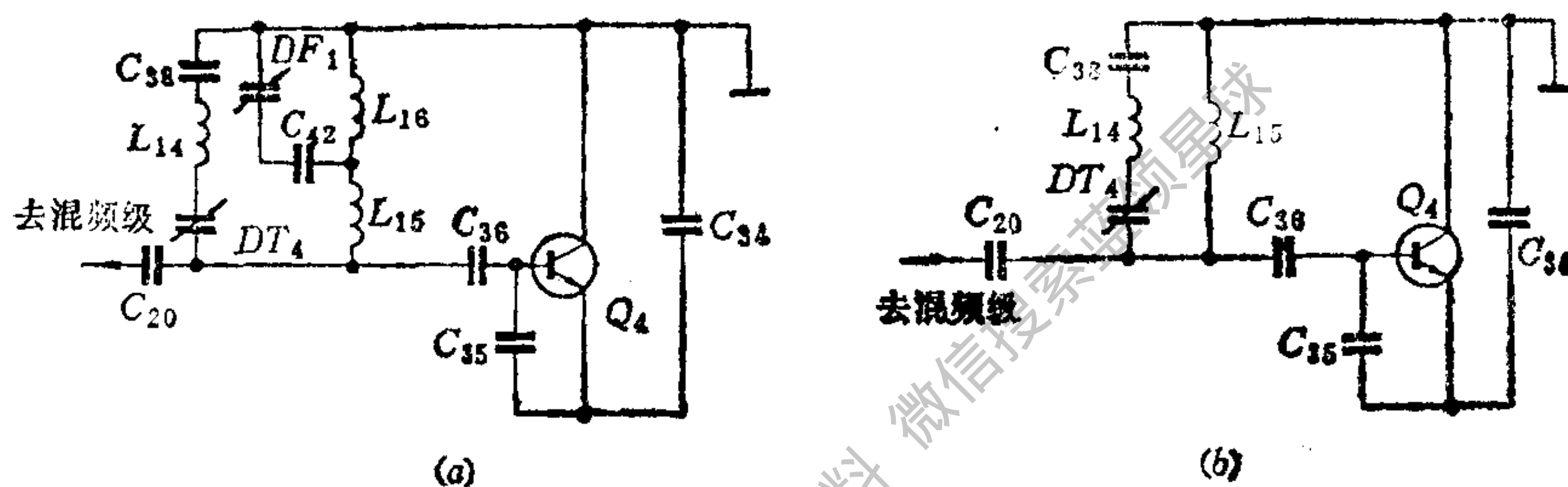


图2-32 本机振荡器交流等效电路

4. 混频器

图2-29中混频器由共射-共基级联电路 Q_2 、 Q_3 组成， Q_2 起混频作用， Q_3 为前置中放级。混频器交流等效电路如图2-33所示， Q_3 集电极负载为电容耦合双调谐回路。

当接收 UHF 频段时， $BS = 0V$ ， $BV = 0V$ ，因此 Q_1 、 Q_4 均不工作。 $BM = 12V$ ，为 Q_2 、 Q_3 提供直流电源， $BU = 12V$ 使从 UHF 调谐器来的 UIF (UHF 中频信号) 由 DS_4 经 R_{18} 、 C_{24} 送到 Q_2 基极，所以 Q_2 、 Q_3 对 UHF 频段起级联式中放电路的作用。

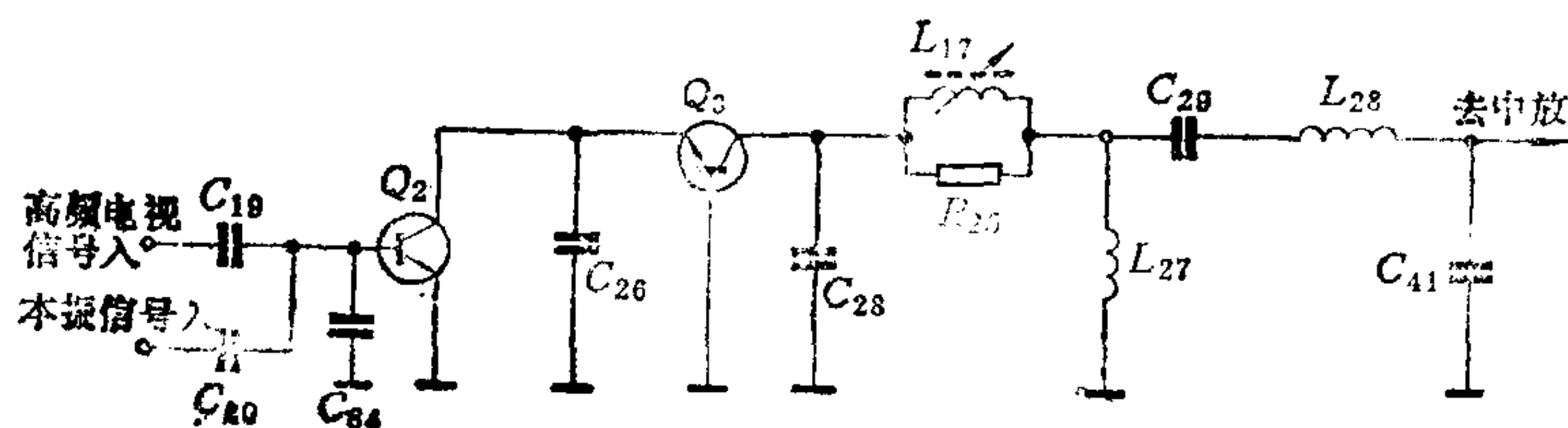


图2-33 混频器交流等效电路

5. 预选及调谐控制电路

预选及调谐控制电路由调谐预选开关 TNP62019ZA、TNP62020ZA 两块电路板及电压变换电路共同组成。两部分之间由两对插接板连接，其中 CO-12 一对插接板各有 5 个

对应引线脚一一连通，CO-11一对插接板则各有6个对应引线脚一一连通。下面的CO-12接5个输入电压连到上面的CO-12后送到相应的预选开关；经两块调谐预选开关控制切换后的频段选择开关电压和调谐电压由上面的CO-11连到下面的CO-11后，再由电压变换电路变换送至TNV77709F2-2型高频头。图3-34给出了预选及调谐控制电路。

(1) 各引线脚的作用

CO-12有5对引线脚，分别将下述电压送到两块调谐预选开关板TNP62019ZA和TNP62020ZA，它们是

- ①脚：下面接+113V，上面悬空。
- ②脚：+30V至TNP62020ZA作变容二极管的总供电电压。
- ③脚：+12V至发光二极管 D_9 使之发光作电源接通指示。
- ④脚：公共接地端。
- ⑤脚：AFC电压由AFC开关控制通断自动频率微调作用。

CO-11有6对引线脚，分别将调谐预选开关控制后的下述电压送到电压变换电路，它们是

- ①脚—U：给电压变换电路提供UHF频段工作所需的预选控制电压。当预选开关 K 接通U时，①脚通过二极管接地。
- ②脚—H：与①脚同，给电压变换电路提供能使VHF中H频段工作所需的预选控制电压。 K 接通时，②脚通过二极管接地。
- ③脚—L：与②脚同，提供L频段的预选控制电压。 K 接至L时，③脚通过二极管接地。
- ④脚—BS：上面悬空，下面将+30V通过 R_{52} 接入。
- ⑤脚—E：公共接地端。
- ⑥脚—BT：变容二极管的调谐电压，在0~30V之间可调。直接送至TNV77709F2-2的⑦脚。

由电压变换电路分别将预选开关 K 的U、H、L位置的选择变换成BU、BV、BS电压实现频段选择。

(2) 节目预选调谐过程

$K_1 \sim K_8$ 为八个频段预选开关，根据需要可将 $K_1 \sim K_8$ 中任一个通过接通L、H或U，使CO-11的③、②或①脚通过 $D_1 \sim D_8$ 中对应的二极管接地，使电压变换电路中 Q_{53} 、 Q_{54} 、 Q_{55} 导通或截止，送出BV、BS、BU去高频头控制频段切换用的开关二极管。

电位器 $R_1 \sim R_8$ 为八个频道调谐器，调整电位器得到的BT送至高频头，控制变容二极管实现频道调谐。

$S_1 \sim S_8$ 为八个按键式节目选择开关，供人们选台用，预选时通过它的接通进行上述频段切换和频道调谐，收看时就用它转换频道即选台。由于机械互锁作用，当按下其中一个按键时，原先按下的按键便自动跳开。

(3) 电压变换过程

TNV77709F2-2型电调高频头工作时需要八个不同的控制电压，其中

- ①脚： U_{AGC} 为UHF频段时AGC电压。
- ②脚：BU为UHF频段电源电压。

- ③脚: V_{AGC} 为VHF频段时AGC电压, 与 U_{AGC} 两个控制电压由AGC电路提供。
- ④脚: BS为VHF频段频段转换的开关电压。
- ⑤脚: BV为VHF频段电源电压。
- ⑦脚: BT为变容二极管调谐电压。
- ⑧脚: AFC为自动频率微调电压。
- ⑨脚: BM为调谐器混频器电源电压。

除此之外, ⑩脚: IF输出为中频信号输出。

上述八个电压中有三个BU、BV、BS是经电压变换电路变换供给的, 电压变换过程如下:

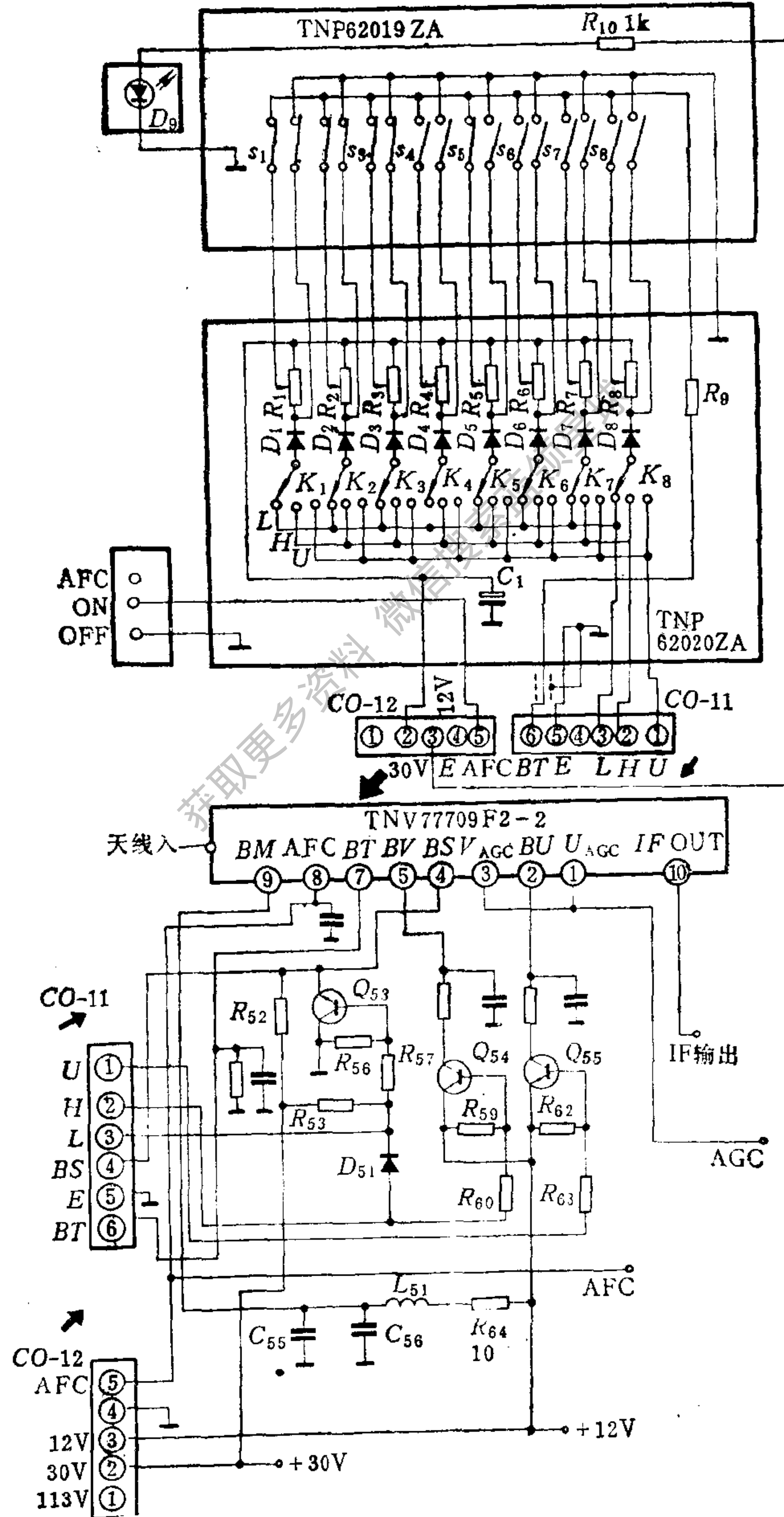


图2-34 预选及调谐电压控制电路

当频段开关置L位置时, CO-11的③脚接地, 即 $L=0V$, U、H悬空。此时, Q_{53} 因基极接地而截止, Q_{54} 发射极-基极通过 D_{51} 到地而饱和导通, Q_{55} 因基极悬空而截止, 因此

$BV=12V$; $BS=30V$; BU无直流电压。

当频段选择开关置H位置时, CO-11的②脚接地, 即 $H=0V$, L、U悬空。此时, Q_{53} 基极-发射极通过 D_{51} 、 R_{61} 等饱和导通, Q_{54} 基极通过 R_{60} 接地, 发射极接 $+12V$ 而饱和导通, Q_{55} 仍因基极悬空而截止, 因此

$BV=12V$; $BS=0V$; BU无直流电压。

当频段开关置U位置时, CO-11的①脚接地, 即 $U=0V$, L、H悬空。此时, Q_{53} 因 $+30V$ 电压通过 R_{53} 、 R_{57} 、 R_{58} 到地而使之饱和, Q_{54} 反偏截止, Q_{55} 因基极接地饱和导通, 因此

$BS=0V$; $BU=12V$; BV无直流电压。

将上述三种状态归纳列表如下:

	BV	BS	BU
VHF L频段	+12V	+30V	无直流电压
VHF H频段	+12V	0V	无直流电压
UHF 频段	0V	0V	+12V

随着集成电路的发展及自动化程度的提高, 电视机中频道选择器除了一般的频道预选功能外, 有的彩色电视机的电源通断、频道选择、亮度控制、色饱和度调节、对比度调节和音量控制等还可以遥控调节, 观看者在离电视机的一定距离内(例如10m左右)可通过控制小盒实现无线遥控。控制小盒发射出不同特性的红外线或超声波, 电视机内装有相应的接收装置, 按照控制小盒的指令调节电路的有关参数。这种控制方式有多种类型, 因目前尚未普及, 这里不作具体介绍。

第四节 UHF(特高频)电调谐高频头

我国规定, UHF频段的频率范围是470~960MHz, 包括从13到68共56个频道。目前, 有些省市电视台已使用前13个频道进行电视广播。由于UHF频段频率高, 波长短(工作波长已进入分米波段), VHF高频头中的一些电路结构已不适用。例如, 已不能采用L、C集中参数的谐振回路, 应代之以Q值很高的分布参数同轴线谐振腔; 又如, 传输线变压器式阻抗变换器也不再适用, 须改用微带电路式阻抗变换器。另外, 对屏蔽的要求更加严格。因此, 在介绍UHF高频头具体电路之前, 先叙述其一般电路原理。

一、UHF电调谐高频头的组成和电路原理

(一) 组成

UHF频段电视广播的优点是频道数量多, 工业干扰小, 接收天线振子小和设置方便等。现在生产的彩色电视机都采用既有VHF高频头、又有UHF高频头的全频道高频头, 即既能接收VHF频段, 也能接收UHF频段。而且, 一律采用电调谐方式。在UHF频段里, 是连续调谐的, 不再分高、低频段。UHF高频头的组成与VHF高频头相同,

也包括输入回路、高频放大器、本机振荡器及混频器。现在的全频道式高频头中，UHF高频头的电路组成大多是在混频得到37MHz的图象中频信号后，送至VHF高频头的混频器，将这个混频器作为UHF频段的前置中放，图2-35给出了其方框图。

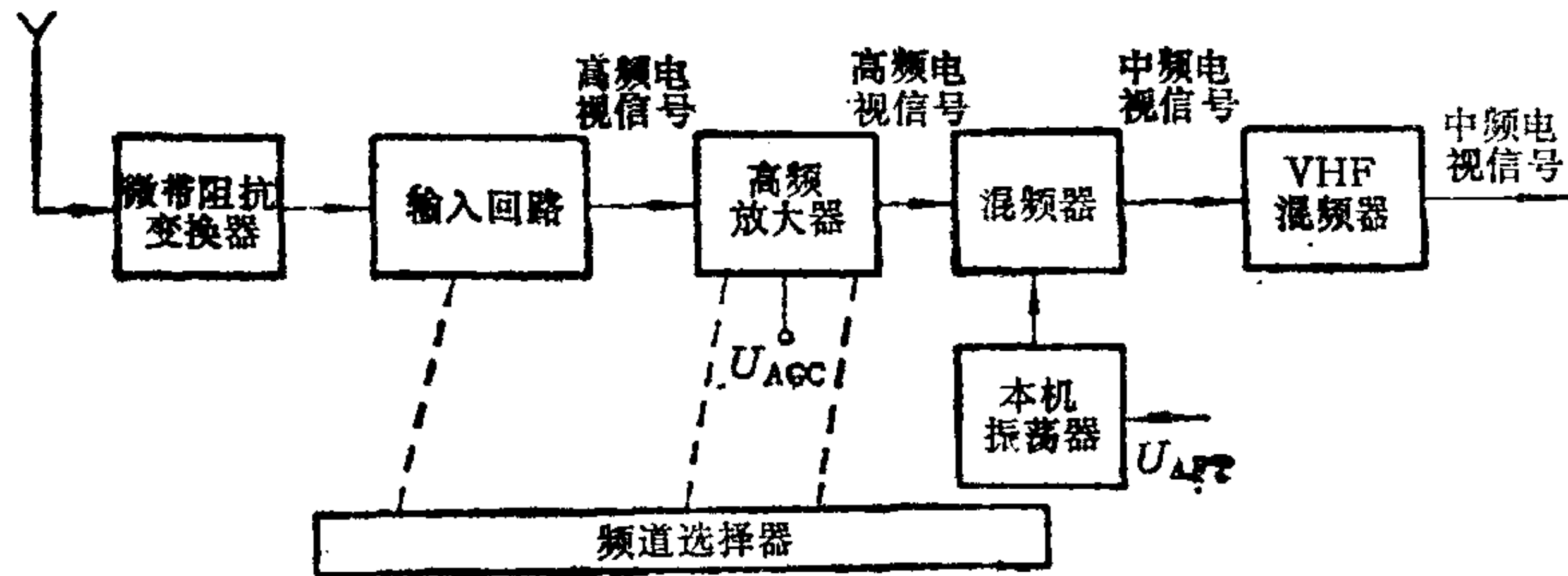


图2-35 UHF高频头方框图

(二) 电路原理

由于UHF频段中电路的工作波长已进入分米波段，信号波长已与所用电路元件——电感和电容，以及连接导线的几何尺寸可以比拟，因而分布参数的影响不可忽略。例如，两条导线间的电压将使线间存在电场，呈现电容效应；导线间的介质造成电导性损耗；导线中的信号电流使导线周围产生磁场，引起电感效应；导线本身的电阻造成电阻性损耗。因此，一对平行导线的等效电路如图2-36所示，相当于由许多单元电容、漏电导、单元电感和电阻等组成，这里的电容、电导、电感和电阻都是分布参数。因此，UHF电路中要用完全不同的电路元件（例如同轴线谐振腔等）代替回路电感和电容。对其工作原理的分析需应用传输线理论。

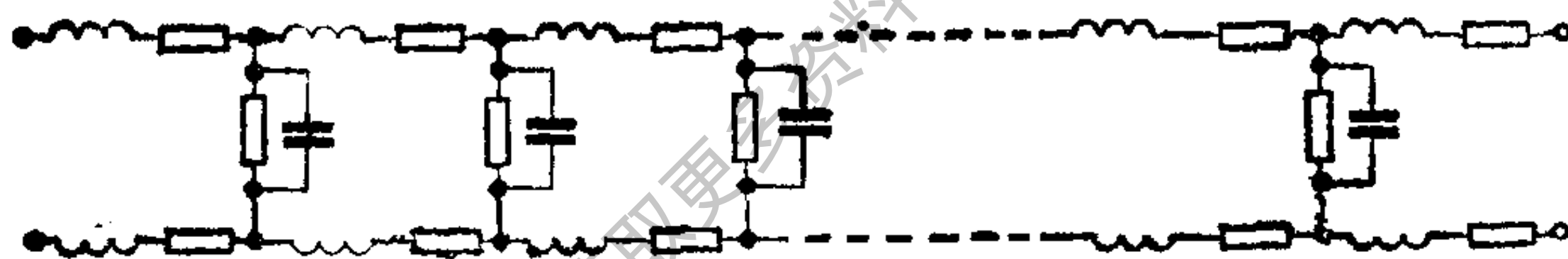


图2-36 平行导线的高频等效电路

1. 无损耗终端短路平行传输线的阻抗和1/4波长短路线

图2-37 (a) 为终端短路的一对平行直导线，称为短路线。忽略导线的电阻和线间

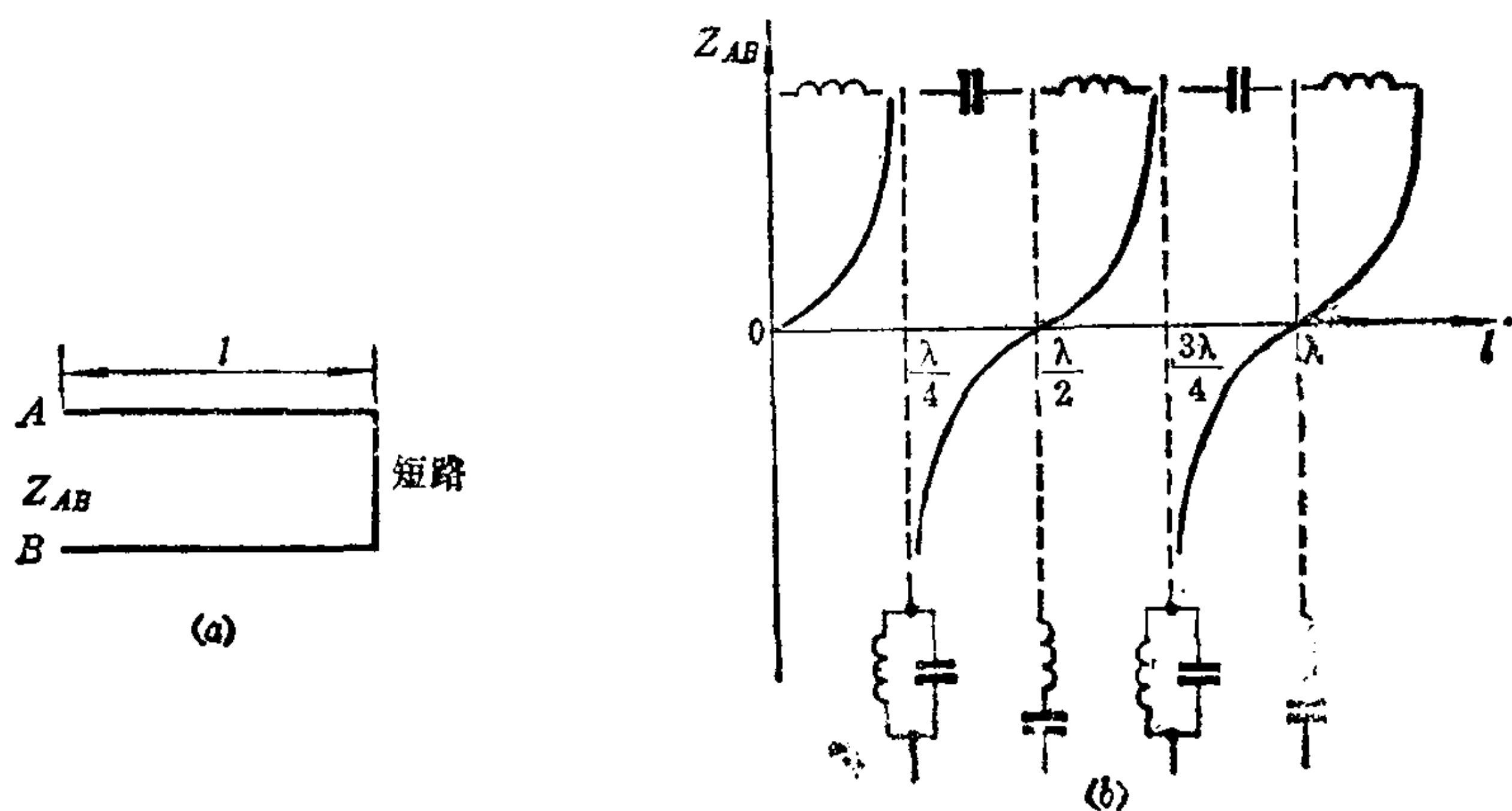


图2-37 无损耗短路线及其输入阻抗

介质的电导损耗，若平行导线的特性阻抗为 Z_c ，由传输线理论可知， A 、 B 两点间的输入阻抗为

$$Z_{AB} = jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$$

式中， l 为平行导线长度， λ 为信号频率 f 在导线中的波长， $\lambda \approx C/f$ （ C ——真空中的光速）。

图 2-37 (b) 给出了 Z_{AB} 与 l 的关系曲线，可以看出：

当 $l < \frac{\lambda}{4}$ 时， $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} > 0$ ， Z_{AB} 呈感性， A 、 B 间相当于接一个电感线圈。

当 $\frac{\lambda}{2} > l > \frac{\lambda}{4}$ 时， $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} < 0$ ， Z_{AB} 呈容性， A 、 B 间相当于接了一个电容器。

当 $l = \frac{\lambda}{4}$ 时， $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} \rightarrow \infty$ ， $Z_{AB} \rightarrow \infty$ ，传输线相当于一个处于并联谐振状态的 LC 并联谐振回路。

当 $l = \frac{\lambda}{2}$ 时， $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} = 0$ ， $Z_{AB} = 0$ ，传输线相当于一个处于串联谐振状态的 LC 串联谐振回路。

2. 无损耗终端开路平行传输线的阻抗和 $\frac{1}{2}$ 波长开路线

图2-28(a)为终端开路的一对平行直导线，称为开路线。同样，忽略各种损耗， A 、 B 两点间的输入阻抗为

$$Z'_{AB} = -jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}$$

图2-38 (b) 给出了 Z'_{AB} 与 l 的关系曲线，可以看出

当 $l < \frac{\lambda}{4}$ 时， Z'_{AB} 呈容性。

$\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$ 时， Z'_{AB} 呈感性。

$l = \frac{\lambda}{4}$ 时， $Z'_{AB} = 0$

$l = \frac{\lambda}{2}$ 时， $Z'_{AB} \rightarrow \infty$

因此，选择不同的 l （或 l 不变，对于不同的工作波长），它同样可以用作电容器、电感线圈或代替集中参数的 L 、 C 谐振回路。

3. 缩短电容原理

UHF调谐器的工作频率应在470~960MHz范围内连续可调，为达频道调谐目的，若用 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线，它的几何长度应能从15.9cm连续缩短到7.8cm。在尺寸不大的调谐器中要做到连续改变传输线的长短实现调谐是较困难的，而且15.9cm的长度也嫌太大。为使调谐方便，长度缩短，实际中均采用了缩短传输线长度并加接缩短电容的方法。

图2-39(a)是工作波长为 λ 的 $l = \frac{\lambda}{4}$ 的无损耗短路线，若选取中间截端 C 、 D ，当从

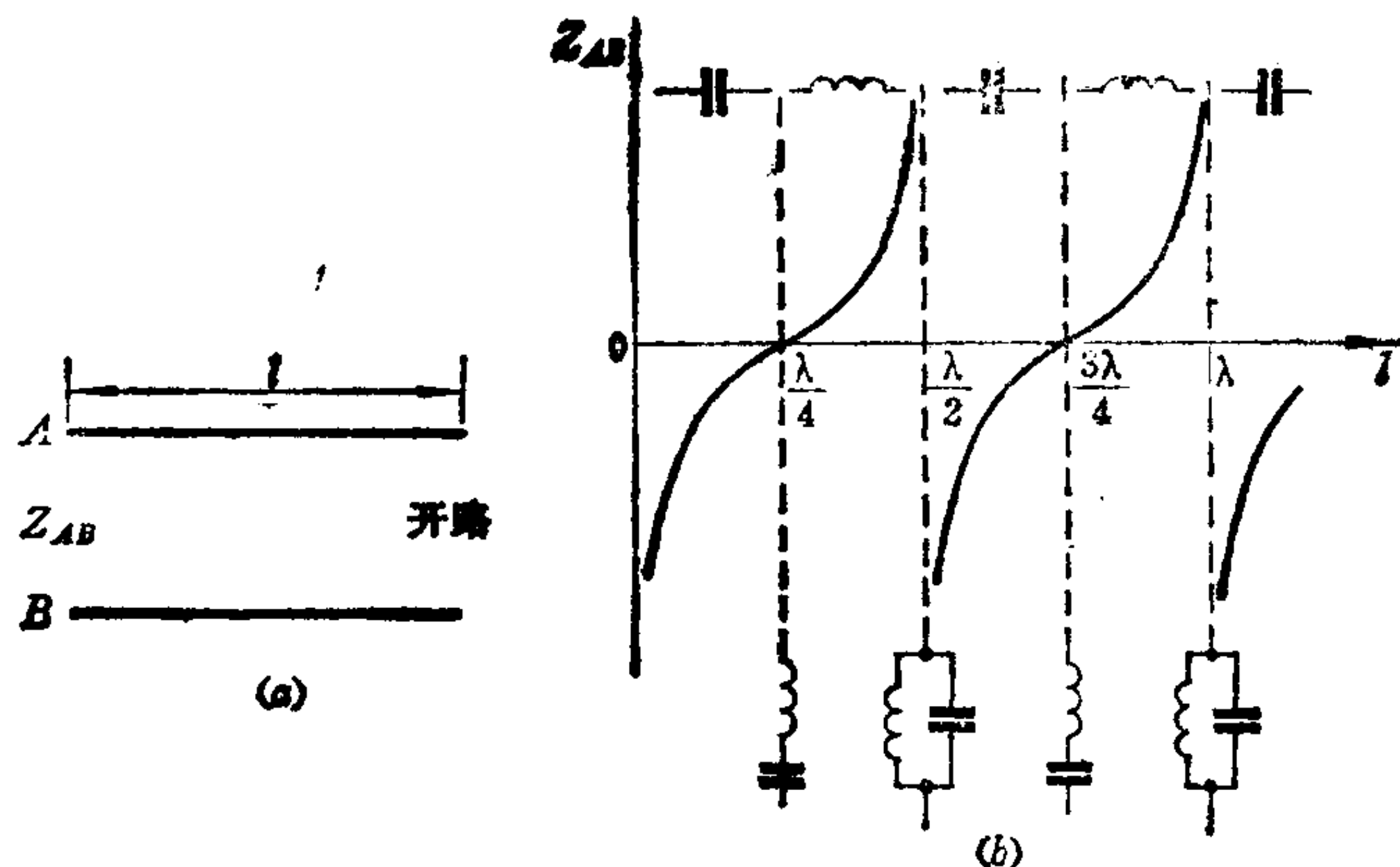


图2-38 无损耗开路线及其输入阻抗

C、D向右看去，是一个长度 $l'' < \frac{\lambda}{4}$ 的短路线， Z_{CD} 呈感性，即

$$Z_{CD} = jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l''}{\lambda}$$

当从C、D向左看去，是一个长度 $l' < \frac{\lambda}{4}$ 的开路线， Z'_{CD} 呈容性，即

$$Z'_{CD} = -jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l'}{\lambda}$$

可以证明， $Z_{CD} = -Z'_{CD}$

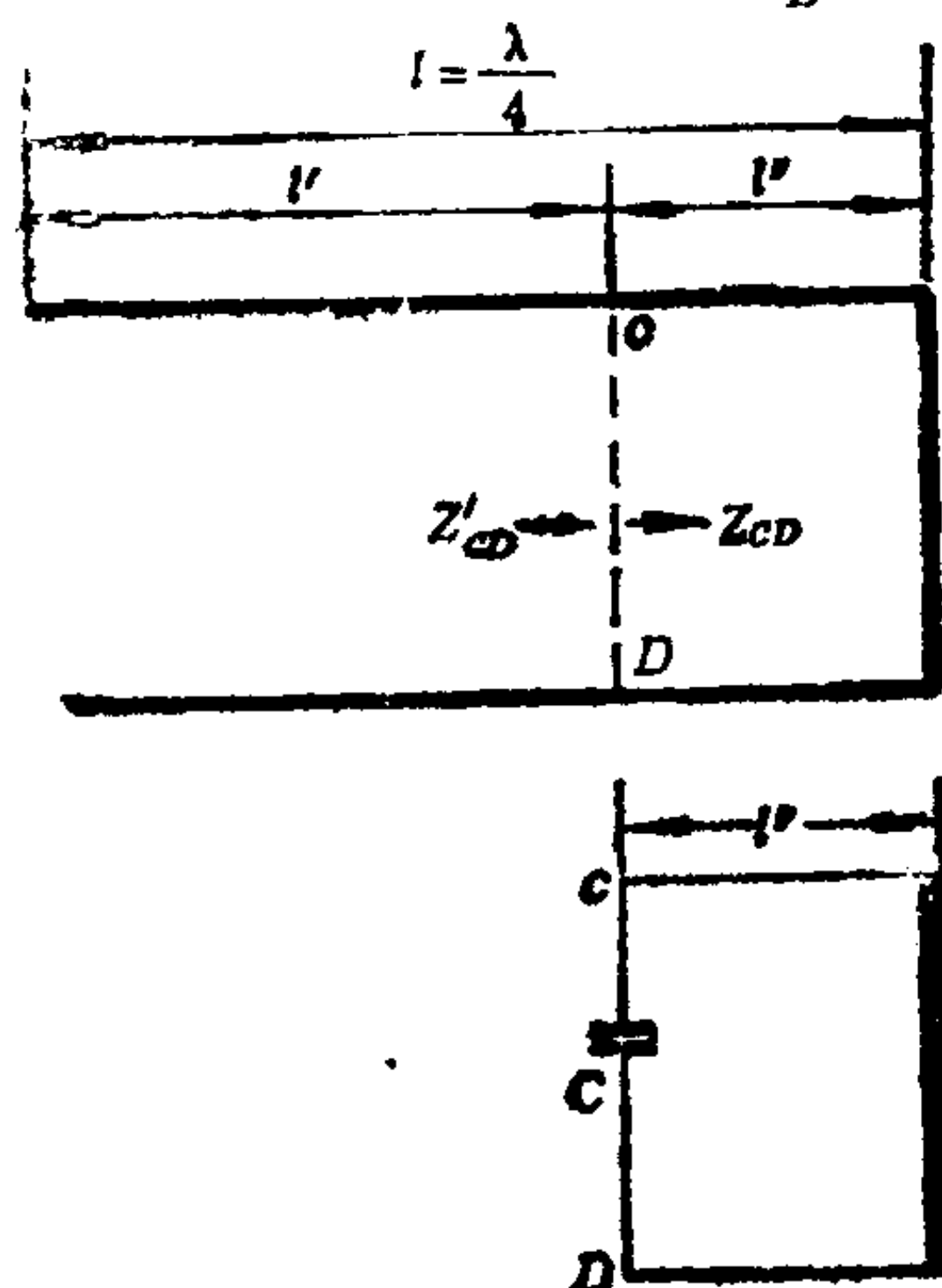


图2-39 缩短电路

由于C、D左面呈现的是容抗，可以去掉左面的开路线，用一个容量相当的电容器C代替，如图2-39(b)所示。这样处理后可使所使用的传输线长度 l'' 比 l 短很多，故称此电容为缩短电容。当C为一电容量可变的电容时，改变此电容值，可等效于改变所取代的传输线段 l' 的长度， l 也随之改变，使谐振频率可调。UHF电调谐高频头各调谐回路就采用缩短电容的办法，用变容二极管做缩短电容以实现频道调谐。

(三) 电路元件

1. 同轴线谐振腔

利用上述的平行导线传输线虽可做成选频回路，但由于存在一定的电磁能量辐射损失，使回路品质因数下降，选频特性变坏。因此，一般情况下采用同轴线型传输线，将电磁能量束缚在同轴线内、外导体之间的空腔中，效果就较理想。具体结构方面，常将内、外导体做成圆形或矩形截面，如图2-40(a)所示，它们的阻抗特性与平行导线传输线完全相同。如果将内、外导体一端的底面焊牢，便构成终端短路的同轴线传输线，阻抗特性即如图2-37(b)所示。

如果将内导体长度取成 $l < \frac{\lambda}{4}$ ，则输入阻抗呈感性。当外接一个变容二极管代替可调缩短电容，调整它就可可在一定的信号频率上产生谐振，构成了同轴线谐振腔。UHF

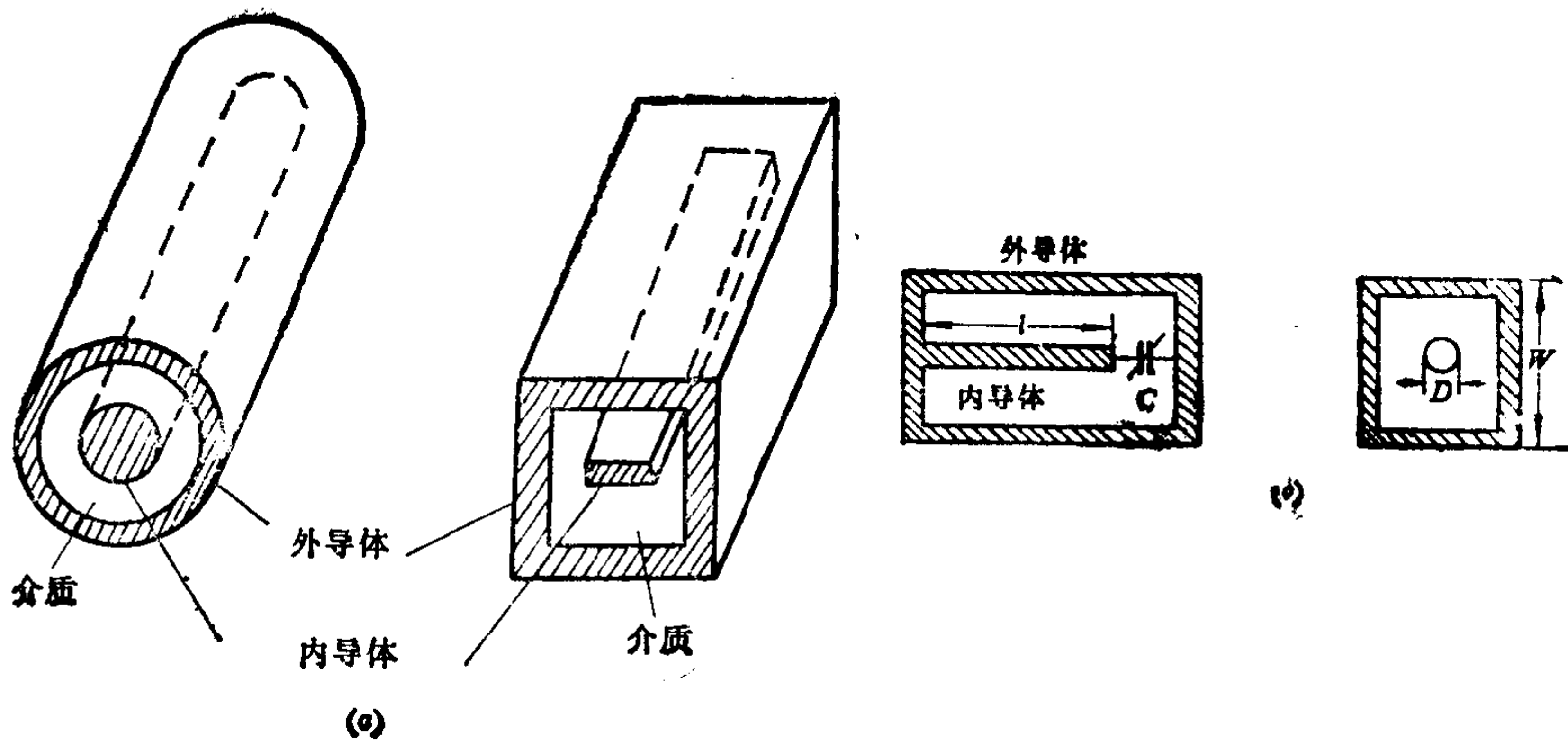


图2-40 同轴线谐振腔的结构及调谐

高频头中的输入回路、高频放大器负载双调谐回路等处便采用这样的调谐选频回路，电路中的表示法如图2-40(b)所示。

UHF高频头高放级负载用的双调谐回路，用上述两个同轴线谐振腔互相耦合组成。耦合方式有多种，图2-41为常用的几种耦合方式。电容耦合和电感耦合也可作为谐振腔的激励和输出方式。环耦合或窗口耦合实际上就是电感耦合和互感耦合。

耦合环的引入会影响谐振腔的特性阻抗，因而往往还安排一根电感性短路线来微调频率，称它为调谐线。改变短路线的位置可改变谐振腔的 Z_c 值，实现频率微调。图2-44中的 L_{102} 、 L_{105} 、 L_{107} 、 L_{108} 、 L_{113} 等都是这种调谐短线。有时对变容二极管还可串联或并联上微调电容，以便共同进行调谐微调或跟踪。

本机振荡器的谐振回路原则上也可用缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线谐振腔。不过，缩短的 $\frac{\lambda}{2}$ 开路线谐振腔的谐振特性受晶体管输出阻抗的影响较小，所以，本振回路大多采用开路线。为缩短尺寸，缩短的 $\frac{\lambda}{2}$ 开路线中的一段 ($l < \frac{\lambda}{4}$) 用一个电容 C' 代替，实际余下的长度也便小于 $\frac{\lambda}{4}$ 。因此， $\frac{\lambda}{2}$ 开路线谐振腔的结构如图2-42所示。 C' 也称为缩短电容； C 为可调电容，用来进行调谐的。

2. 微带阻抗变换器

UHF频段的阻抗变换器不能采用VHF频段的传输线式阻抗变换器，常用微带线做

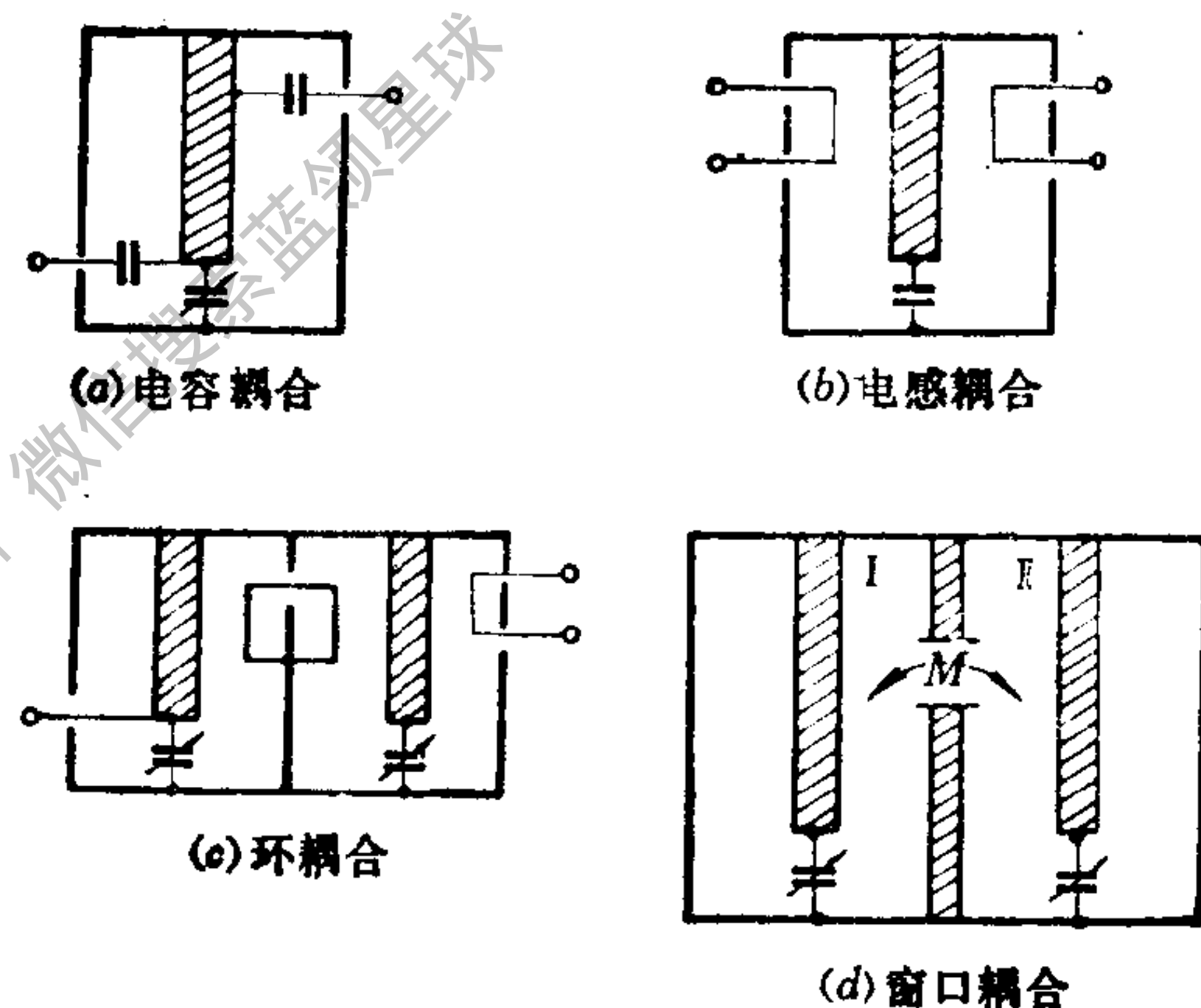


图2-41 谐振腔的耦合方式

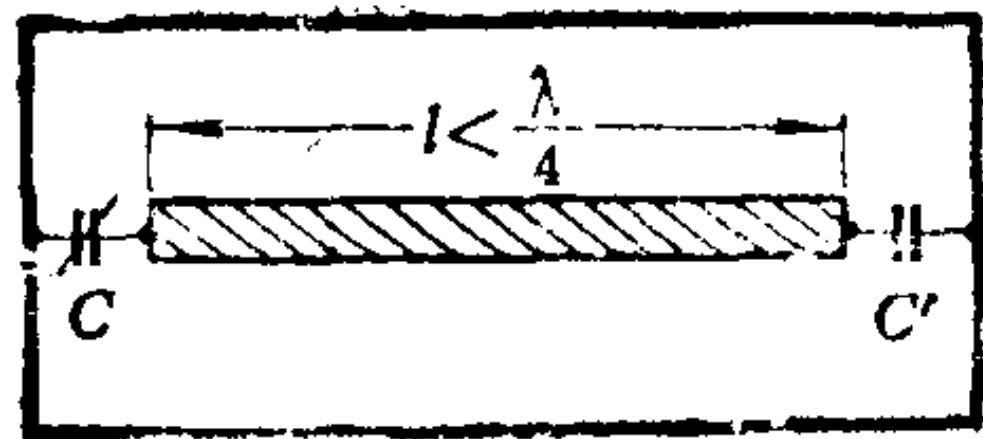


图2-42 开路线谐振腔

用于 $300\Omega \sim 75\Omega$ 阻抗变换时，要求特性阻抗 $Z_c = 150\Omega$ 。由传输线理论可知，负载为 R_L 时，输入阻抗 Z_λ 为

$$Z_\lambda = Z_c \frac{R_L + jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_g}}{Z_c + jR_L \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_g}}$$

式中， λ_g 为电磁波在介质中的波长，它比真空中的波长 λ 短，与介质特性有一定的关系。若终端匹配，即 $R_L = Z_c$ ，则

$$Z_\lambda = Z_c$$

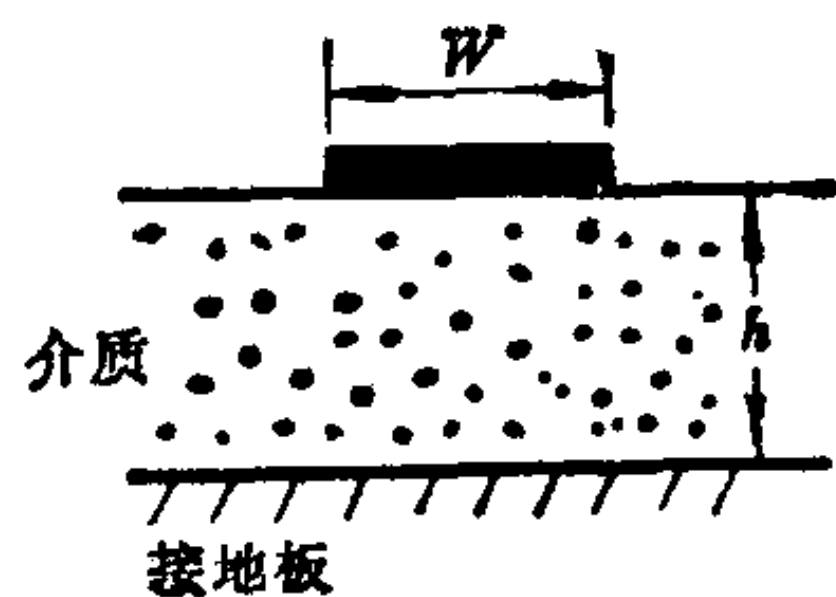
如果 $Z_c = 150\Omega$ 的两个微带线输入端串联，输出端并联，则输入阻抗为

$$Z_\lambda = 2Z_c = 2R_L = 300\Omega$$

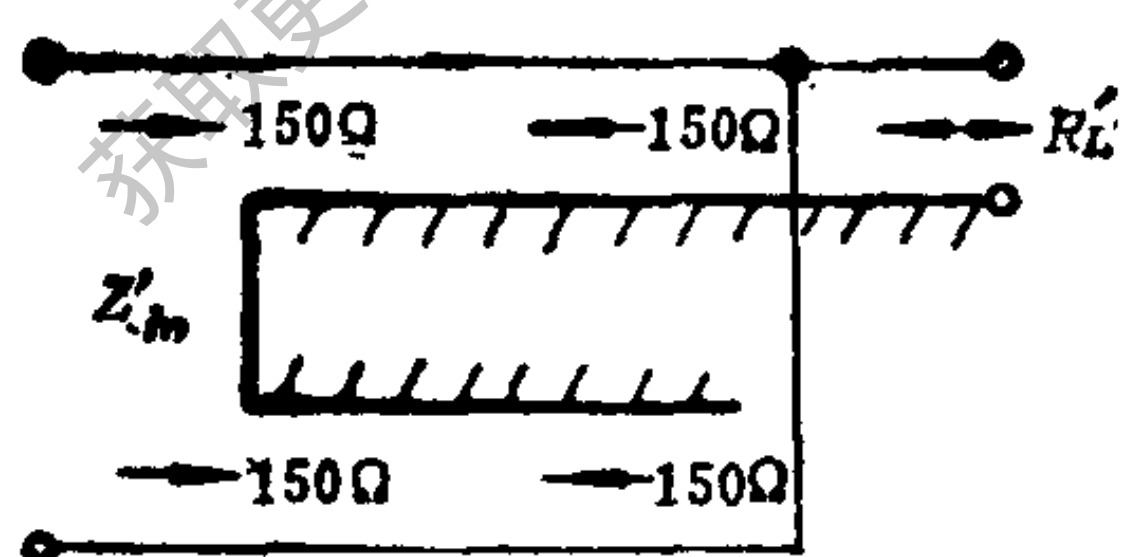
输出端的匹配负载 R'_L 为

$$R'_L = Z_c/2 = R_L/2 = 75\Omega$$

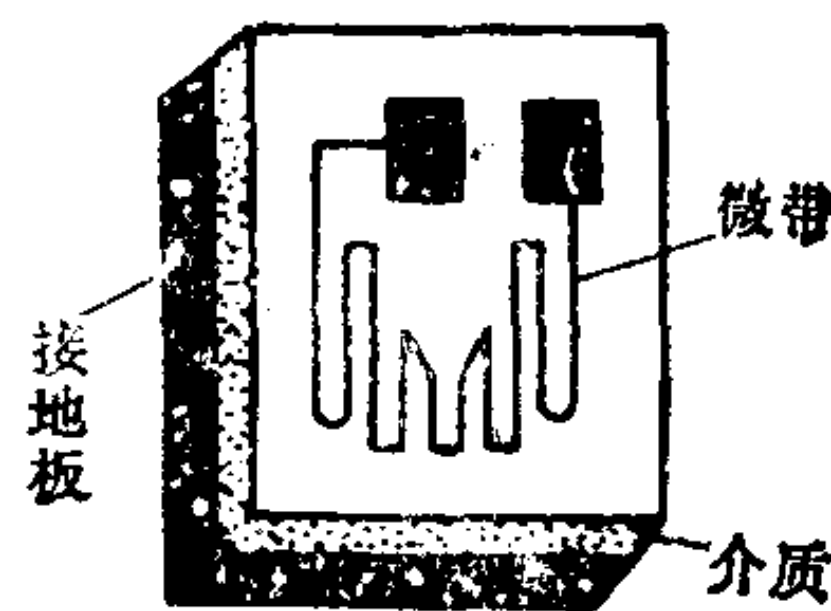
可见，可以实现平衡-不平衡的变换和 $300\Omega \sim 75\Omega$ 的变换。这种阻抗变换器的电原理图和实物示意图如图2-43所示。



(a)



(b)



(c)

图2-43 微带线剖面图及阻抗变换器电原理图和实物示意图

二、UHF高频头电路介绍

(一) 日立CTP-236D彩色电视机ET-532型UHF高频头

ET-532型的电原理如图2-44所示，也由输入回路、高频放大器 Q_{101} 、本机振荡器 Q_{103} 及混频器 Q_{102} 四部分电路组成，混频后的中频电视信号IF输出至ET-533型VHF高频头的混频级（作前置中放用）。上述几部分电路装在各自的金属屏蔽盒内。

1. 输入回路

天线接收到的信号经过高频头外的 C_{058} 、 C_{059} 、 L 组成的高通滤波器滤除低于UHF频段的信号后，使UHF频段信号从天线插孔输入到输入回路屏蔽室。屏蔽室内通

过输入短路线 L_{101} 的耦合,激励缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线 L_{103} ,变容二极管 D_{101} 、微调电容CT-1和固定电容 C_{103} 组成的调谐回路, D_{101} 、CT-1、 C_{103} 为 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线的缩短电容,调谐电

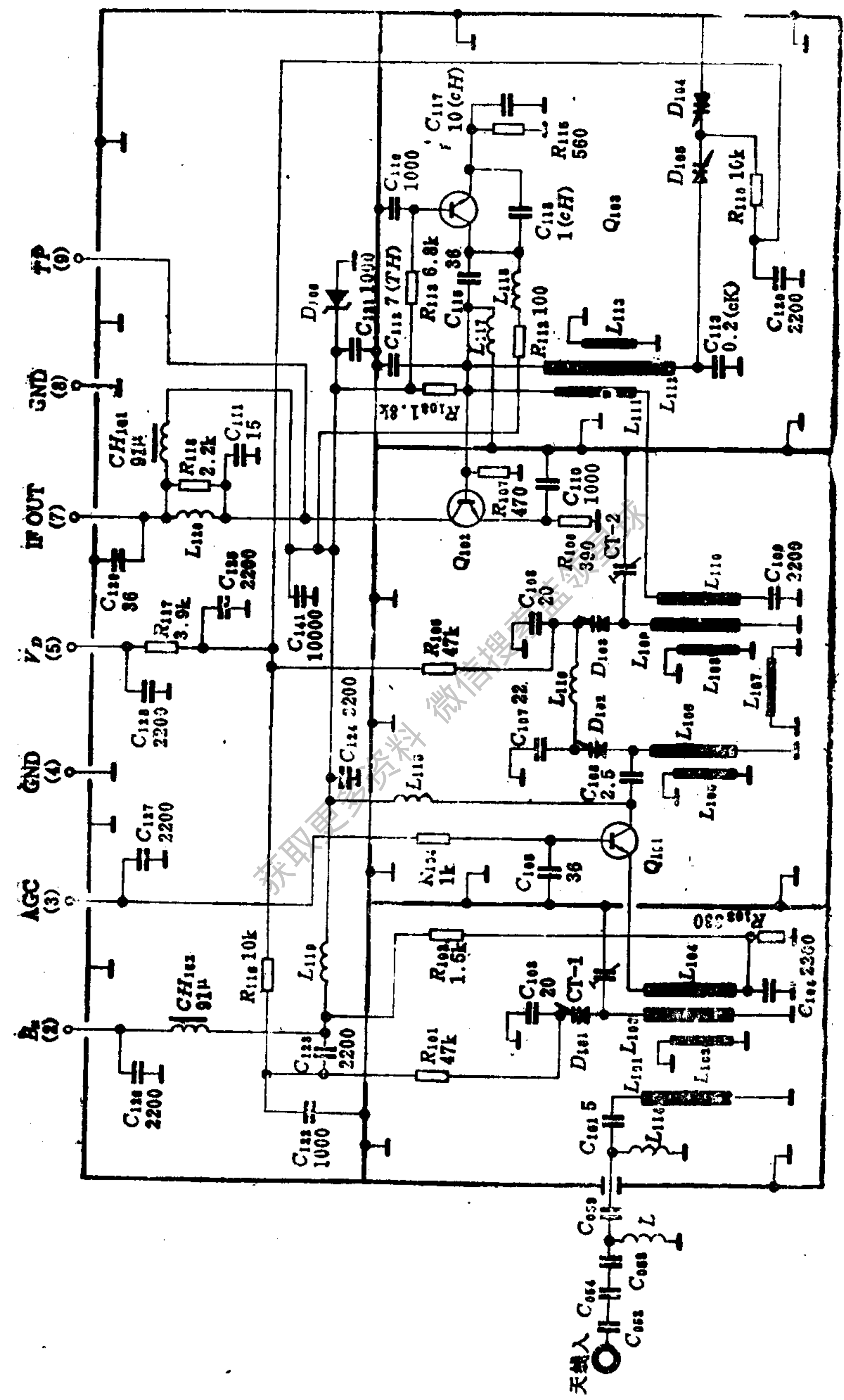


图2-14 CT-532型UHF高频头电路图

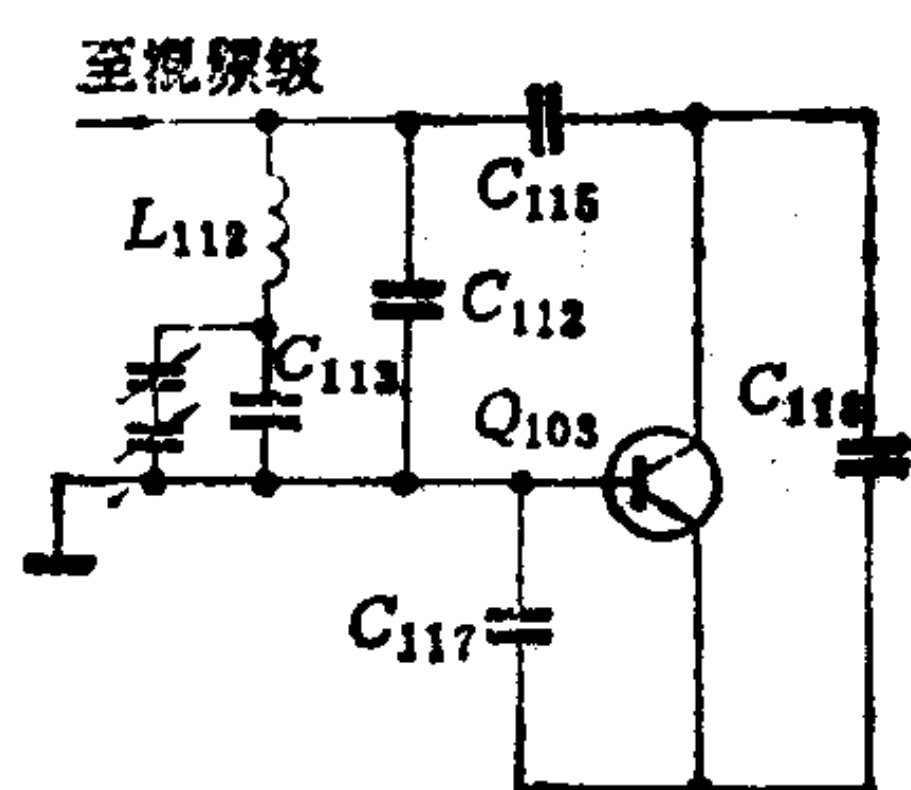
压 V_D 经 R_{101} 调节 D_{101} 的电容量,使短路线对所需频道调谐,完成对频道的初步选择。所选择的信号通过短路线电感 L_{103} 与 L_{104} ($C_{104} = 2200\text{pF}$,对交流视为短路)的耦合送至高放级 Q_{101} 的发射极。这里, L_{102} 为微调电感。

2. 高频放大器

Q_{101} 为高放管，信号从发射极输入，基极经 C_{105} 到地。由于 C_{105} 对信号阻抗低，故可认为这是一级共基放大器。集电极通过 L_{115} 并联馈电， R_{102} 、 R_{103} 为射极偏置电阻，AGC电压通过 R_{104} 加到基极。集电极负载是两个同轴线谐振腔耦合组成的双调谐回路，使频率特性呈现双峰。其中，缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线 L_{106} 、变容二极管 D_{102} 和固定电容 C_{107} 组成初级调谐回路， D_{102} 为调谐电容。与之相似，次级调谐回路由缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线 L_{109} 、变容二极管 D_{103} 、微调电容CT-2和固定电容 C_{108} 组成。CT-2为微调电容， D_{102} 、 D_{103} 为调谐电容， V_D 通过 R_{105} 同时供给 D_{102} 和 D_{103} ， L_{110} 是高频扼流圈。 L_{105} 、 L_{108} 、 L_{107} 为微调电感及耦合电感。 Q_{101} 集电极交流输出回路中2.5pF小电容 C_{106} 的作用，在于减小AGC电压改变时晶体管输出阻抗变化对谐振回路的影响。经谐振放大的信号由 L_{109} 与 L_{110} 的互感耦合送至混频管 Q_{102} 的基极。

3. 本机振荡器

本振级 Q_{103} 采用共基极接法（ $C_{116}=1000\text{pF}$ ，基极对交流短路到地），从集电极调谐回路可以看出，它是电容三端式克拉泼振荡电路。 L_{112} 为缩短的 $\frac{\lambda}{2}$ 开路线的微带线，



C_{112} 为缩短电容， D_{105} 、 D_{104} 为调谐电容， L_{118} 为扼流圈，给集电极提供直流电源， L_{117} 也是扼流圈，给 D_{105} 提供反偏回路。图2-45给出了本振级的交流等效电路。由 V_D 通过 R_{110} 加反偏给 D_{104} 、 D_{105} ，以改变本振频率实现对信号的跟踪，保持本振频率 f_0 始终比所需频道图象载频 f_p 高37MHz，所以中频信号获得为一次变频方式。像高放输出信号一样，本振信号也通过 L_{111} 耦合至混频级 Q_{102} 的基极。

图2-45 Q_{103} 本振级交流等效电路

4. 混频级

Q_{102} 为混频级，高频电视信号和本振信号通过发射结的非线性作用混频后，从集电极放大输出中频信号。集电极中频负载回路由 C_{111} 、 L_{120} 、 C_{129} 组成， R_{118} 为阻尼电阻，用以展宽通频带。这混频后的中频信号送到图2-2所示的ET-533型VHF高频头的UIF（BIF）端，经 D_{181} 、 C_{182} 加到混频器 Q_{142} 基极上，由 Q_{142} 、 Q_{143} 级联电路放大后输出。

(二)松下TC-483D彩色电视机TNV7709F2-2型UHF高频头

图2-46为这种高频头的电原理图，由于基本原理与前面介绍的相同，故只作简略说明。

天线输入孔进入的信号经 C_{88} 、 L_{29} 、 C_{87} 组成的高通滤波器（截止频率为300MHz）后，通过小窗口经短路电感耦合至由缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线 C_{47} 、 C_{48} 和变容二极管 DT_5 组成的输入调谐回路，依靠变容二极管调谐初选后，由短路电感耦合至共基极高放级 Q_5 的射极。集电极负载为窗口耦合式双调谐回路，初级回路由缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线、固定电容 C_{52} 、变容二极管 DT_6 和微调电容组成，次级回路由缩短的 $\frac{\lambda}{4}$ 短路线、固定电容 C_{54} 、变容二

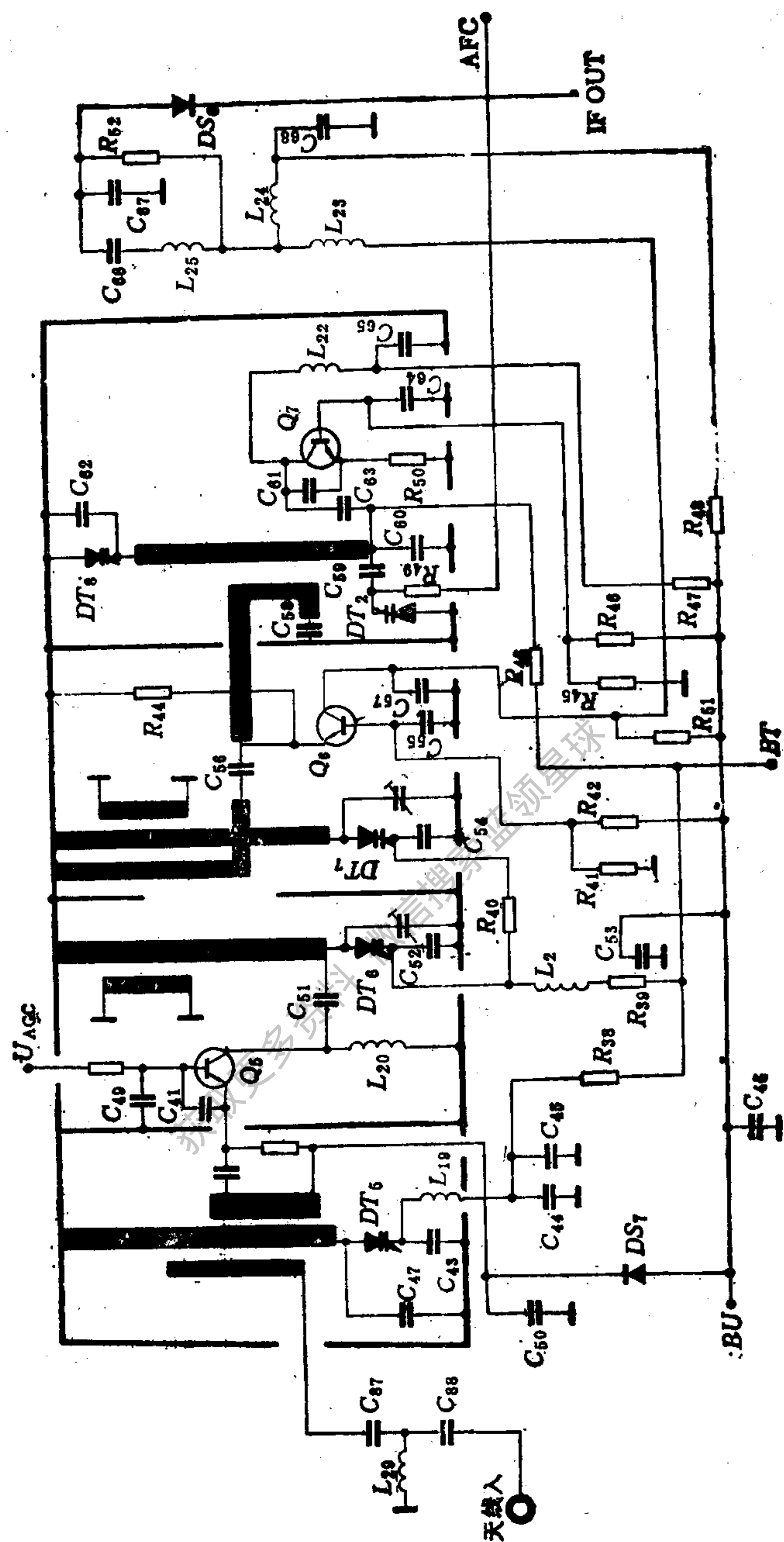


图2-46 TNV77709F2-2型UHF高频头电路图

极管 DT_7 和微调电容组成。放大后的信号经短路电感耦合，由 C_{50} 送至混频级 Q_6 的射极。 Q_7 为本振级，图2-47为其交流等效电路。由图可见，它是电容三端式克拉泼振荡电路， C_{60} 、 C_{62} 、 DT_7 与缩短的 $\frac{1}{2}$ 开路线组成振荡电路的电感支路， DT_7 为调整振荡频率的变容二极管， DT_2 为受自动频率微调电压 AFC 控制的变容二极管。基极、射极间振荡反馈电容是利用发射结电容 C_{e7} 。本振信号由短路电感耦合至混频级 Q_6 的发射极。可见，混频级为 f_p 和 f_0 都加到射极的共基电路工作方式。经混频，放大后的中频信号自集

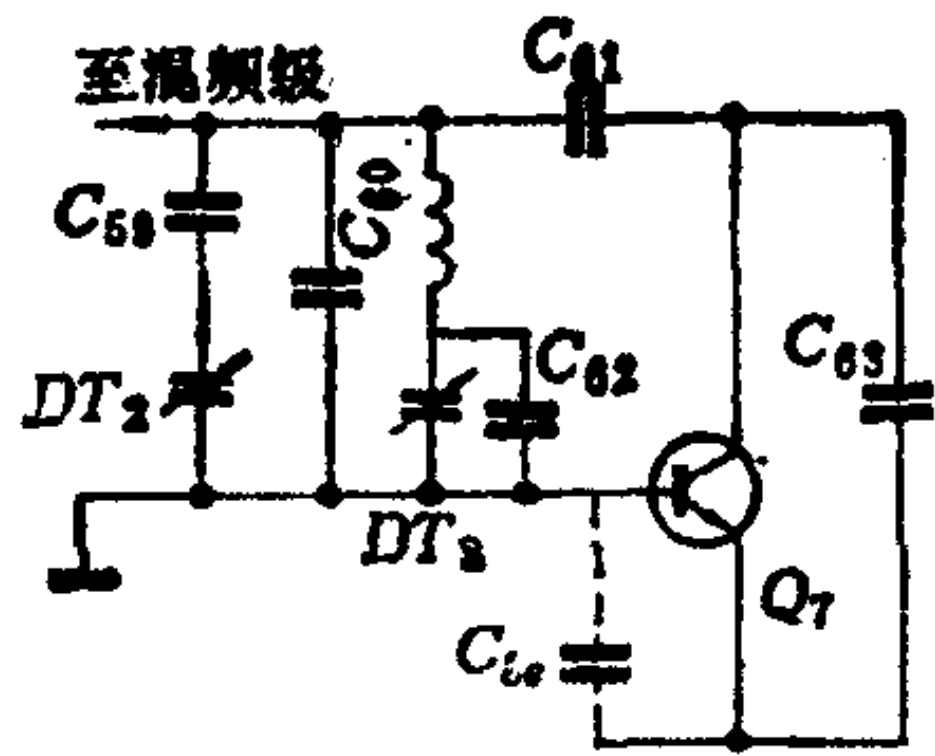


图2-47 Q_7 本振级交流等效电路

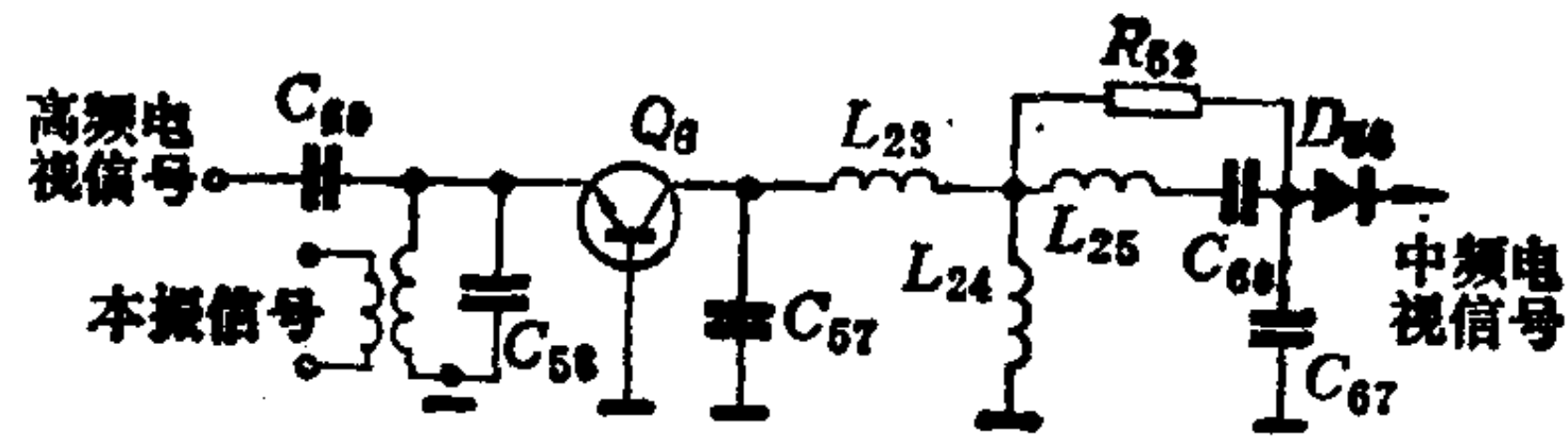


图2-48 Q_6 混频器交流电路

电极输出， Q_6 的交流等效电路如图2-48所示，集电极为电感耦合双调谐回路，初级回路为 C_{57} 、 L_{23} 、 L_{24} 组成，次级回路为 L_{24} 、 L_{25} 、 C_{60} 、 C_{67} 和 R_{52} 组成， L_{24} 又是耦合电感。输出为电容分压式， C_{67} 上的中频信号由 DS_6 送至图2-29所示VHF高频头中混频级 Q_2 的基极上，由 Q_2 、 Q_3 级联电路放大后输出。

第五节 电调谐高频头的常见故障和检修方法

一、故障现象

与机械调谐高频头相似，电调谐高频头造成的常见故障现象有下列几种：

- (1) 有光栅，无图象，无伴音，但有强雪花噪波。
- (2) 有光栅，图象弱或无图象，雪花噪波较小。
- (3) 有光栅，无图象，无伴音，无雪花噪波。
- (4) 图象极淡，同步不稳，需随时调谐才能稳定。
- (5) 转换频段时图象不变，即有的频段收不到信号。
- (6) 收看过程中伴音和图象有时不能兼顾。

这里以日立CTP-236D型机的高频头为例，说明它可能发生故障部位的判断和检修方法。

二、故障判断

在检查电视机本身之前，首先须判明天线、馈线是否良好，联接头的接触是否可靠，电视机上一些键钮的位置是否调定得正当。总之，应该把机外的及容易看清的故障首先排除掉。

1. 若U.H.L频段全收不到信号，显然故障在公共电路中。例如，+12V电源没加上，加到各变容二极管上的电压 V_z (+30V)有问题，或者VHF高频头ET-533的混频级中 Q_{142} 、 Q_{143} 管子或其他元件损坏。除此之外，可能是后面的中放或视放出现故障。此时，可用改锥轻轻触碰混频级输出端或中放输入端，若光栅上和喇叭中有反应，说明故障在高频头；若无反应，则是后面电路的故障。在无反应的情况下，故障现象方面不但无图象，无伴音，而且也无雪花噪波。

2. 如果UHF频段能收到，VHF的L和H频段均收不到，则故障在ET-533的输入回路、高放级或本振级处；反之，只是UHF频段收不到，故障则在ET-532中。

若VHF的L、H分频段中有一个频段收不到信号，或者转换L、H频段开关时图象

不变，则一般为频段切换二极管电路故障。如，只L频段能收到，H频段收不到，可能是开关二极管断开或无切换电压（BH无电压），则 D_{142} 、 D_{141} 、 D_{161} 、 D_{163} 、 D_{172} 在H频段不导通。若只有H频段能收到，L频段收不到，可能BL无电压所致。

3. 可从光栅上雪花噪声的强弱和有无大致判断故障部位。若光栅上虽无图象，但有强雪花噪波时，一般是本振级故障，例如 Q_{144} 停振。若光栅上雪花噪波较弱时，故障常在高放级，例如 Q_{141} 电路中。如果既没有图象，也没有什么噪波，则首先需检查混频级（先把后面中放故障排除的情况下）。

4. 有图象，但对比度很弱，需随时调谐才能使图象稳定，这种故障一般应先检查高放级的AGC部分。

5. 图象和伴音不能兼顾是本振的跟踪性能不好，应先检查自动频率微调电路。

三、故障检修

根据上述故障判断给出了如图2-49所示的一般故障检修的流程图。

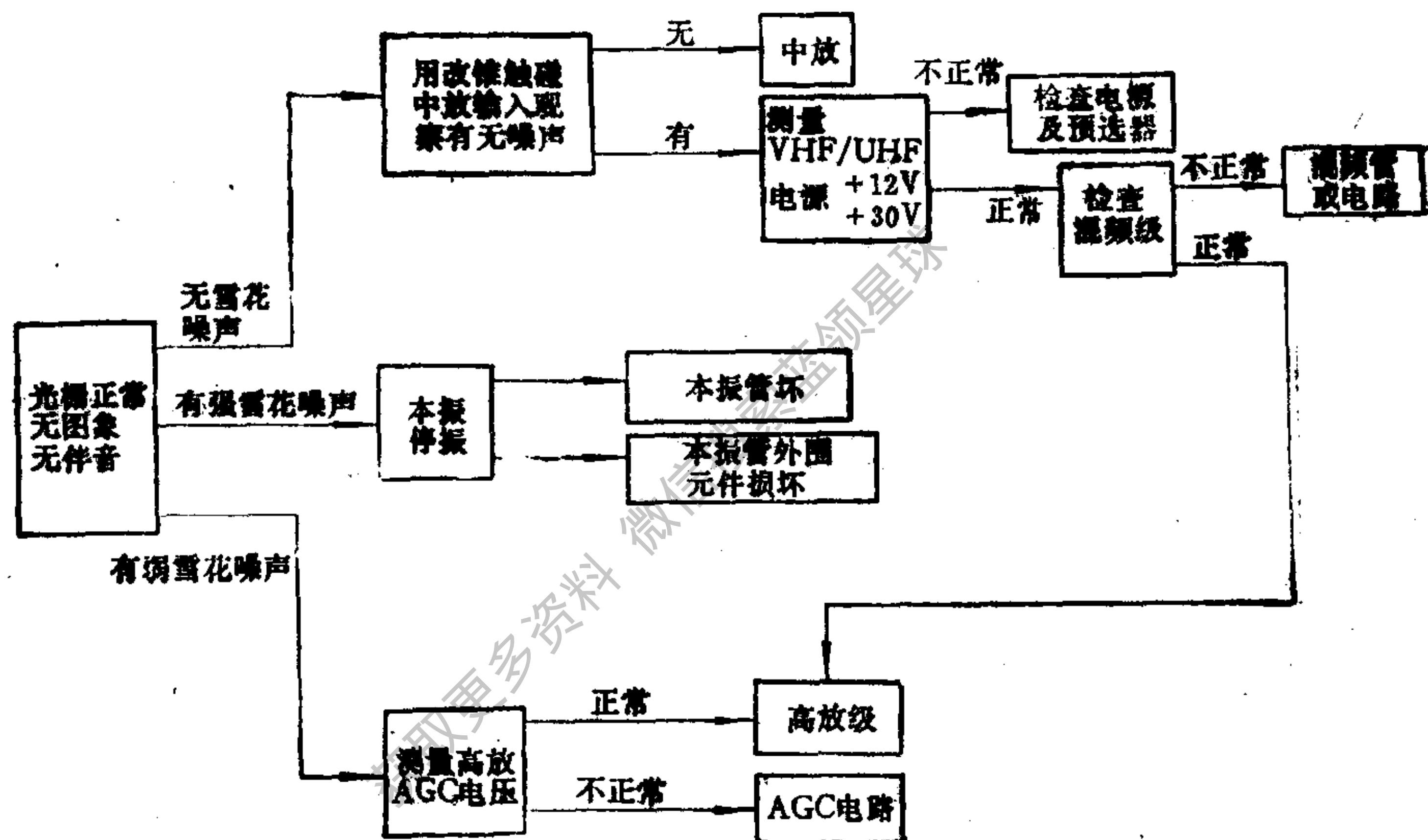


图2-49 高频头故障检修流程图

下面，分项说明电路工作情况和主要元器件的检查方法：

1. 高放级工作情况的检查

测量高放管的直流工作状态， U_{AGC} 电压是否正常。在无信号输入，即静态时 Q_{142} 的 G_2 电压为8~10V。若电压值不对或近乎0V，可能是 Q_{141} 本身或 C_{151} 、 C_{154} 击穿；当然也可能是中放电路处的AGC电路故障。可以焊开 G_2 上的联线来测AGC电压，如果AGC电压正常，说明故障在高放级；如果仍不正常，说明故障在AGC电路中。 Q_{141} 的其他各极（如S极和D极）工作是否正常，也需用电压测量方法进行判断。要注意，对场效应管测试时应特别小心，它输入阻抗极高，要先接触接地端的表笔，避免杂散感应电压击穿管子。

另外高放级变容二极管性能不良同样会使电视机灵敏度下降，甚至收不到信号，如果调谐电压改变时，电容量变化不大，或者Q值偏低，当然得不到良好的图象。若变容二极管损坏，频率特性曲线也不正常。一般，在变容二极管参数坏到一定程度时故障才

能较明显地表现出来，这时需借助扫频仪和前述测试方法进行判断。

2. 本机振荡器的检查

本振级 $Q_{1,1}$ 工作是否正常，可用万用表测量基极-射极间的电压。因是NPN管故

基极电压略低于发射极，说明处于正常振荡状态。也可以在用万用表测量基极电压时，用导线将振荡线圈 $L_{1,1}$ 短路，观察基极电位是否上升，若上升则表明振荡管原来工作正常。至于振荡频率是否正常，则需用扫频仪测量。线路布置如图2-50所示。把扫频仪的输入、输出探头对接，自制一感应线圈从本振线圈上耦合出信号接到探头上，如果能从扫频仪信号波形图上看到本机振荡给出的频标，既说明本振起振，并可由频标位置判断振荡信号频率值。

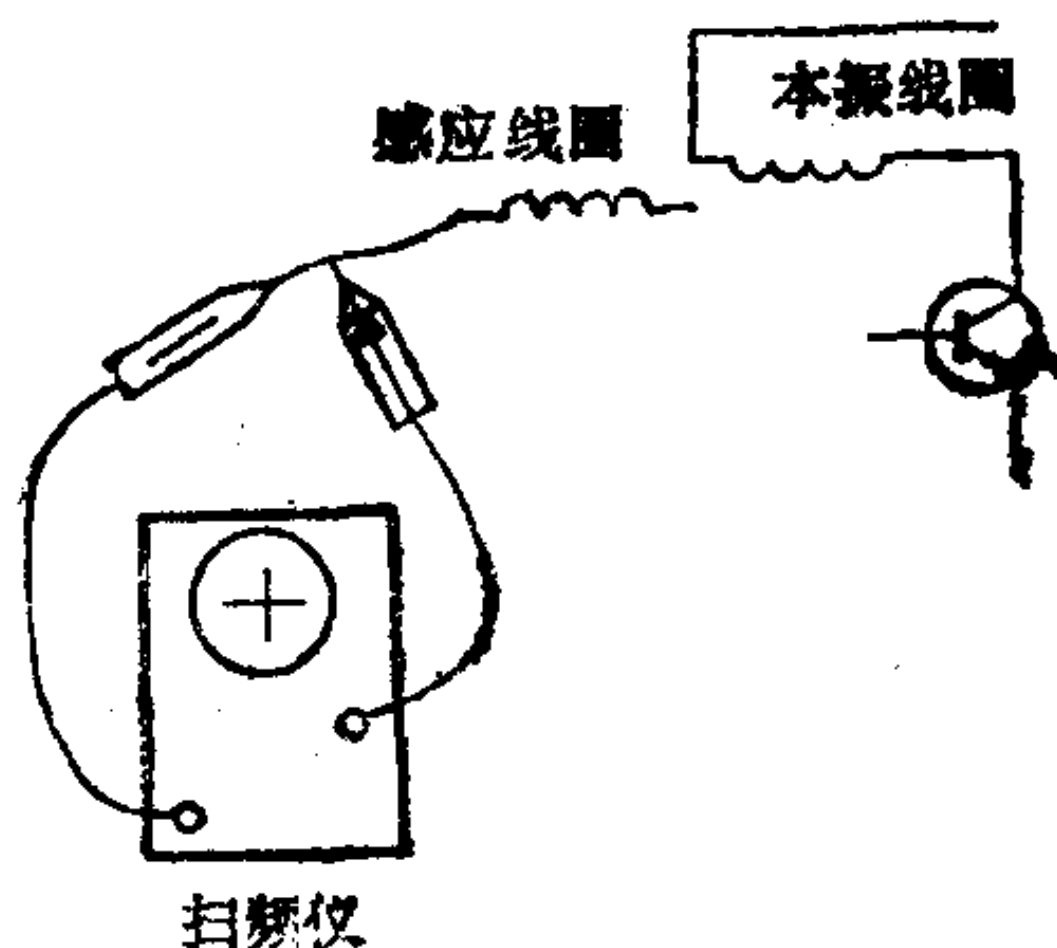


图2-50 用扫频仪检查本振级

3. 变容二极管的测量

变容二极管的损坏一般是击穿或开路，因此，可用万用表电阻档测量其正反向电阻进行判断。测量方法和优劣判断与普通二极管相同，正向电阻应小（约十几欧姆），反向电阻应尽量大。若反向电阻很小，说明它被击穿短路。至于电容量的变化范围，则需用图2-6所示的电路布置进行测量。

对于安装在高频头中的变容二极管，可采用由扫频仪测量高频级频率特性的方法进行检查，在调节调谐电压的同时，观察频率特性曲线的移动和变化，就可判断它的性能。本振级中的变容二极管则可用图2-50所示的方法检查。

4. 开关二极管的判断

开关二极管的好坏可用万用表测量正反向电阻的方法判断。安装在高频头上时应将频段开关置于“U”位置时测量。也可用万用表测量开关二极管两端的电压，改变频段开关的位置观察两端电压是否变化，例如L频段时某开关二极管应为反偏截止，H频段时应为正偏或导通，如若不然，即是损坏了。

对于UHF频段故障的检查和判断，其方法与上面所述基本相同，不再细说。

第三章 图象中频放大系统和伴音电路

第一节 图象中频放大系统

中频放大器是电视机中一个重要的组成部分，它的作用是将高频头输出的中频信号进行充分放大，并且频率特性应符合规定的要求。

不论接收那个频道，高频头混频器输出的中频信号频率范围总是固定的，其中图象中频规定为37MHz、色度副载波中频规定为32.57MHz、伴音中频规定为30.5MHz。由于中频信号频率不仅比高频电视信号低而且频率范围固定，所以比较容易设计出增益高、工作稳定、频率特性符合要求的中频放大器。中放电路性能的好坏，对电视机的质量（包括灵敏度、选择性和稳定性等），进而对彩色图像的质量有着极重要的影响，因此，它是电视机的关键电路之一。

为保证中放电路的性能指标，对它的频率特性和电压增益有较严格的要求。中放频率特性是指中频放大器对中频信号中各种频率成分的相对放大能力，频率特性常用响应曲线表示，根据电视信号的特点并保证电视机的性能，中频频率特性要求如图3-1所示的形状。中放电压增益，是指与响应曲线平坦部分相对应的各个频率成分的输出幅度与输入幅度之比，例如图3-1中所示的3200倍，或者 $20\lg 3200=70\text{dB}$ 。为了某种表达的需要，也可以把平坦部分的放大倍数记为100%（即1）或者0dB（ $20\lg 1=0$ ），其他频率上的增益都与100%或者0dB相比较；例如图中的37MHz（图象中频）上的相对放大倍数为50%（即0.5），或者说增益为 $20\lg 0.5=-6\text{dB}$ 。实际中在规定频率特性指标时，一般采用这种表示方式。

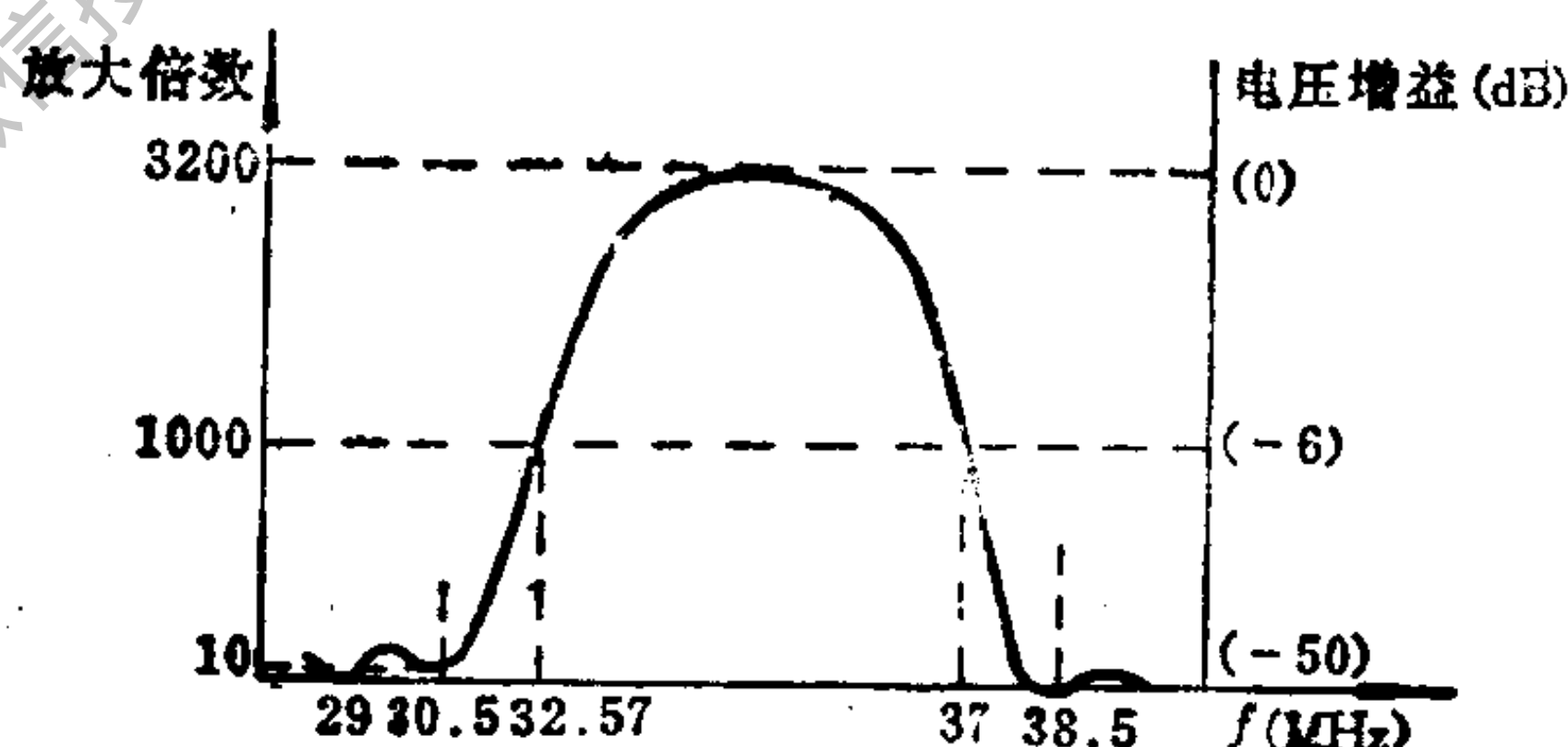


图3-1 中放频率特性

一、对中频放大器的基本要求

(一) 频率特性

1. 图象中频37MHz不处在频率特性顶部的平坦部分上，而规定处在特性曲线高频端滚降斜坡的中点，即50%的-6dB地方，容差为 $\pm 1\text{dB}$ ，特性曲线在 $(37 \pm 0.75)\text{MHz}$ 范围内按一定规律滚降，如图3-1所示。

这一规定是根据射频电视信号采用负极性调幅残留边带传输方式提出的。只有这样，才能使得尽管在图象载频 f_c 的 $\pm 0.75\text{MHz}$ 为双边带范围，检波后输出的视频信号的幅度也不会比单边带部分视频信号的幅度大一倍，因为从整个电视系统的频率特性来看是平坦的。就信号的能量看，现在中放曲线 $(37 \pm 0.75)\text{MHz}$ 范围的面积补加到

($37 - 0.75$) MHz范围的曲线上面时正好与0dB平坦部分拉平, 所以检波输出的图象信号不产生频率失真。

图3-2(a)示出了本振信号频率正确, 因而高频头输出的中频信号频带正符合调整正确的中放频率特性时的情况, 这时检波后在0~6MHz范围内频率特性平坦, 图象信号不失真。图3-2(b)为本振信号频率偏低, 因而高频头的中频输出信号位置偏高, 由于中放

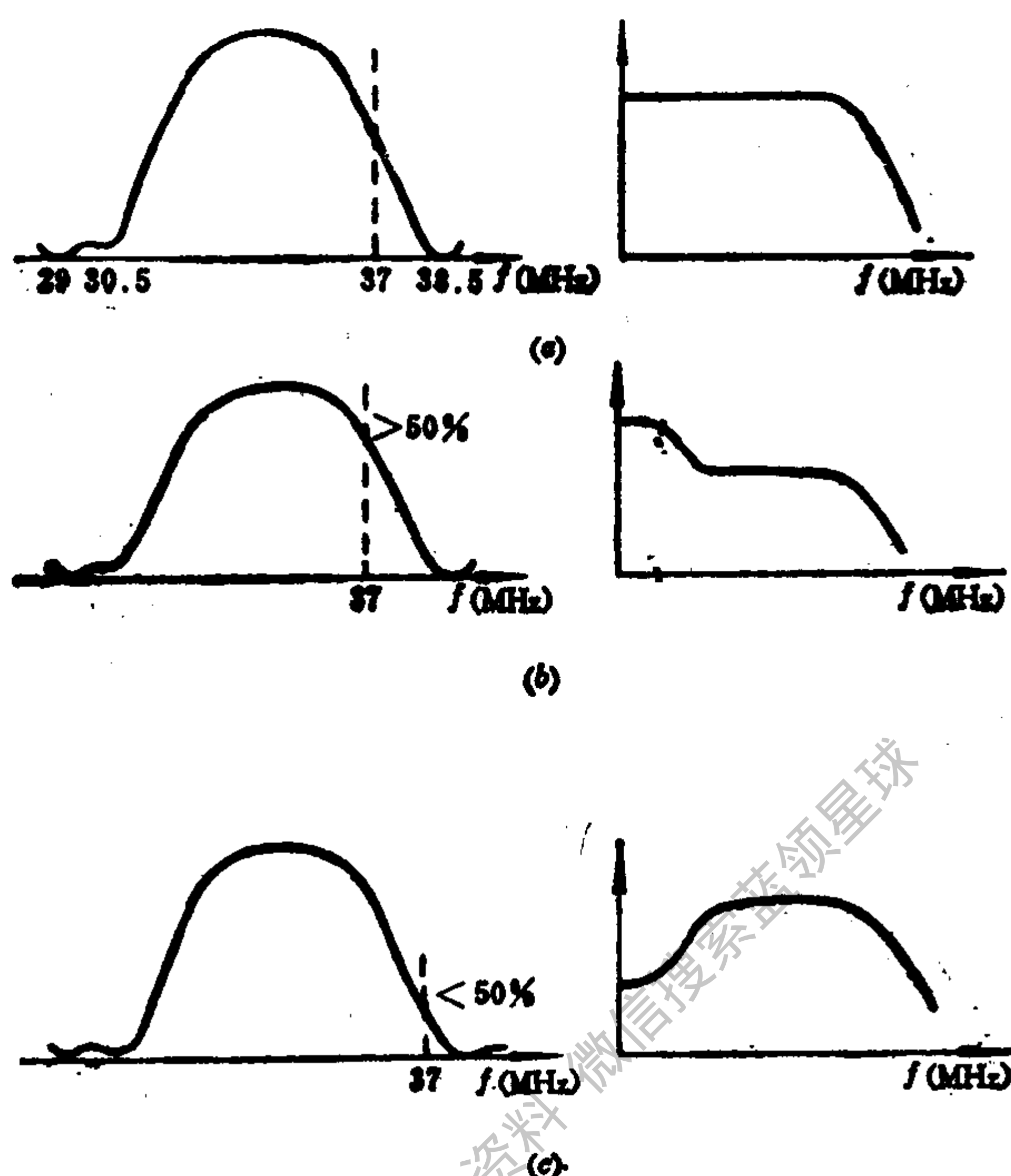


图3-2 图象中频位置变化对视频检波输出特性的影响

频率特性已调整正确, 检波后视频输出中低频分量过重, 高频分量缩减。因图象信号的低频分量代表大面积黑白图象, 高频分量代表图象细节, 因而现在荧光屏上的图象表现为大面积上对比度过浓而清晰度下降。图3-2(c)为本振频率偏高, 因而中频信号位置偏低时的情况, 这时图象中频的增益小于50%, 检波后视频输出中低频分量减弱, 高频分量相对加强, 荧光屏上图象会表现为对比度淡, 而细节过强, 甚至出现银边和重影。上面后两种情况还会造成伴音过小、音质失真或伴音过重、声音干扰图象的现象。

2. 本频道的伴音中频30.5MHz也不在频率特性的顶部, 而是位于频率特性曲线的低端(由于本振信号频率高于射频电视信号频率, 故混频后基带信号的频谱位置颠倒了)规定增益仅为平坦部分的3~5% (即 $-30 \sim -26$ dB)的位置上, 两侧具有 ± 100 kHz的平坦响应曲线段, 如图3-1中所示。

伴音中频响应如此安排, 原因是这样的: 图象载频与伴音载频相距6.5MHz, 相对差值不大, 发射端是公用一个天线发射的, 由于调制方式不同, 调幅的影机和调频的声机的发射功率比为5:1~10:1。电视机中伴音信号的解调首先利用视频检波过程中图象中频(37MHz)与伴音中频(30.5MHz)差频而附带得到6.5MHz调频信号, 作为伴音第二中频信号(30.5MHz相应地为伴音第一中频信号), 而后由伴音第二中频通道放

六、鉴频，得出音频信号。这种方式通常称谓内差载波方式。但这里的内差载波37MHz不是等幅正弦信号，而是由视频调幅信号代替的。为避免调幅的37MHz内差载波对伴音第二中频信号造成严重的寄生调幅，使伴音中出现50Hz场频引起的蜂音，要求图象中频的幅度总要比伴音第一中频大两倍以上。图象中频信号调制最深的白电平调幅度为10~12.5%，因此规定伴音第一中频的增益应限制在3~5%上。此外，为了使伴音调频信号的两个边带得到均等的放大，以免高频头调谐稍有偏离就出现伴音失真，因此要求在30.5MHz的±100kHz范围内特性平坦。

彩色电视机中，由于信号中尚有色度副载波中频32.57MHz，视频检波时还会产生32.57MHz与30.5MHz差拍形成的2.07MHz干扰信号，它落在0~6MHz频带范围内，将造成对亮度信号的干扰。为此，采用图象和伴音信号分两路分别检波的方式，如图3-3所示。伴音检波单独用一个二极管，取出6.5MHz伴音第二中频信号。图象检波通路中先用吸收电路将30.5MHz伴音中频大幅度衰减（-40~-50dB，即抑制到1%~0.3%），然后再检波，就可避免2.07MHz差拍干扰的产生了。

3. 抑制邻频道干扰的能力要强

由于每一频段中电视频道的安排是一个挨着一个，相邻频道间并没有频带空档，所以在收看某一频道的电视节目时，邻频道的信号容易混进来造成干扰。高频头的选择性不易做到很高，对邻频道信号的抑制能力不太强。因此，整机的选择性，也即对上、下邻频道信号的抑制能力，主要决定于中放频率特性。

相邻三个频道的频带分布如图3-4所示。当接收所需频道节目时，由于下邻频道的伴音载频比所需频道的图象载频低1.5MHz，在高频头中与本振信号混频后形成38.5MHz

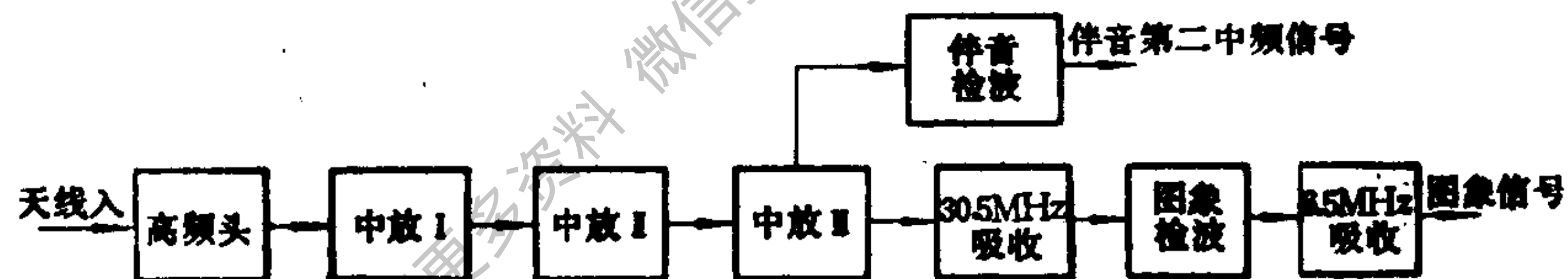


图3-3 图象和伴音信号分别检波

的干扰信号。另外，上邻频道的图象载频比所需频道的伴音载频高1.5MHz，与本振信号混频后形成29MHz的干扰信号。如果图象中放的选择性较差，也将它们放大，便会干扰所需频道信号的正常接收。例如，在视频检波中，38.5MHz与37MHz会差拍产生1.5MHz干扰信号，29MHz与30.5MHz也会差拍产生1.5MHz干扰信号。为此，必须在中频放大器中设置专门的陷波电路（即吸收电路），使38.5MHz和29MHz这两个频率的幅度衰减到1%以下（或下降-40dB以上），如图3-1所示。

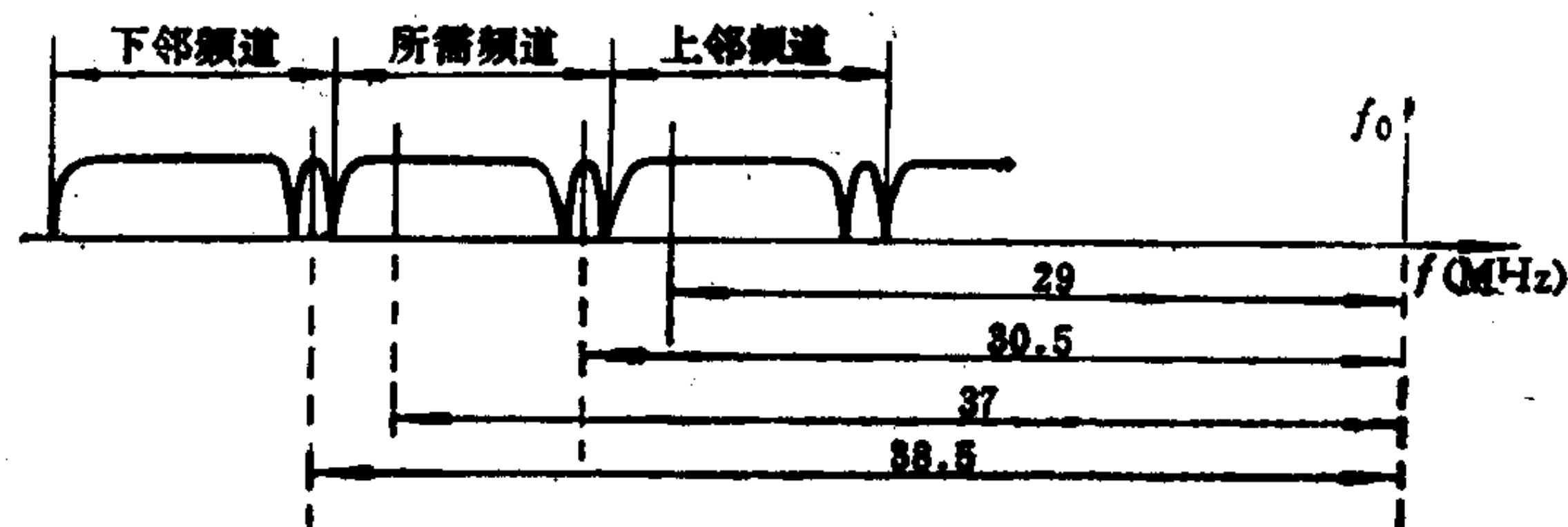


图3-4 三个相邻频道间的频带分布

4. 通频带

图象中放通频带的计量方法与一般电路通频带的计量方法不同，规定高端从37MHz算起，低端至70.7%（-3dB）处为止，其间的频带宽度即为通频带。一般要求中放通频带为4.5~5MHz。通频带内频率特性形状以草垛形为佳。带内频率特性的不平度应控制在10%（即1dB）以内，这样可使重现图象的质量好。由此可见，中放通频带的中心频率大致在34~34.5MHz范围内。

(二) 增益大小

图象通道中信号电平的估算图如图3-5所示。目前，乙级电视机图象通道的极限灵敏度这样规定：当天馈线信号以75Ω内阻输入时，要求信号不必高于100μV（指正弦信号有效值），检波输出的视频信号峰—峰值规定为1~1.4V_{pp}。现以检波输出为1V_{pp}为例，估算通道中的信号电平变化情况。图象检波器输入信号为图中所示的中频输出信号。设中频信号的调幅系数 $m = \frac{U_1}{U_2}$ 为0.8，图象检波器的输出为图中的图象信号 U_s （现

设为1V_{pp}）。假定检波效率 $\eta = 1$ ，即 $U_s = U_1$ ，于是中放应输出的电压峰—峰值为

$$U_{IFPP} = 2U_2 = \frac{2U_1}{m} = \frac{2U_s}{m} \text{ V}$$

按正弦波考虑换算成有效值，得到中放应输出的电压有效值为

$$U_{IF} = \frac{2U_s}{m \cdot 2\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 1}{0.8 \cdot 2\sqrt{2}} = \frac{1}{0.8\sqrt{2}} \text{ V}$$

因此，图象通道的电压总增益应为

$$K_V = \frac{1}{0.8\sqrt{2}} / 100 \times 10^{-6} \approx 10^4$$

$$K_{VdB} = 80\text{dB}$$

通常，高频头的增益为20~25dB，又若用二极管检波器实际要引入约-6dB的信号衰减。因此，中放增益约需 $80 - (20 \sim 25) + 6 = 60 \sim 68\text{dB}$ 。如果用集成电路同步检波器，它有约20dB的增益，再考虑到声表面波中频滤波器引入大约-12dB的插入损耗，则中放总增益约需50~60dB。所以，一般均采用三级或四级中放，每级的增益近乎20dB。显

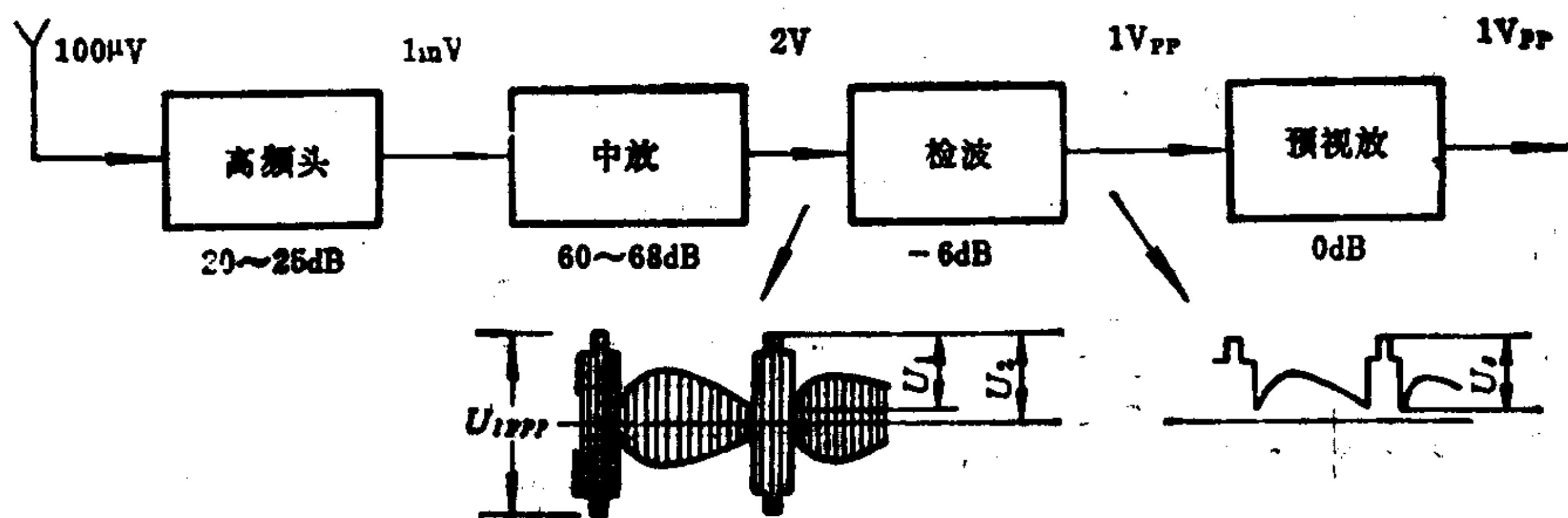


图3-5 信号电平估算图

然，中放增益越高，整机灵敏度也越高。但实用灵敏度要受到信噪比的限制。

(三)自动增益控制 (AGC) 范围

由于天线输入信号的幅度变化量大，晶体管的动态工作范围较小、过载能力差，所以自动增益控制是信号通道中不可缺少的组成部分。

一般，总希望电视机有尽可能高的灵敏度，以便能接收发射台功率小或远距离来的微弱信号。如果电视机中没有自动增益控制功能，则在接收信号弱的电视台节目电路增益合适时，转换到接收近距内的强信号时，由于大功率台发射天线附近的场强可达 100mV/m ，很强的信号会使中放末级工作到饱和区或截止区，造成信号限幅失真，甚至切割掉同步脉冲，无法得到正常的图象。因此，图象通道中要有自动增益控制功能，使接收弱信号时电路处于高增益状态，接收强信号时处于低增益状态，维持中放的输出信号幅度基本恒定。于是，显示的图象含有稳定的对比度，同时同步分离电路也总能正常工作，保证图象同步稳定。

假设电视机的极限灵敏度为 $100\mu\text{V}$ ，当天线给出的信号强到 100mV 时，就要求自动增益控制量达 $100\text{mV}/100\mu\text{V}=1000$ 倍，即增益下降 60dB 。一般，设计成高放级的 AGC 控制量为 20dB ，中放级的 AGC 控制范围为 40dB 。有良好 AGC 性能的晶体管是专用的一类高频放大管，如 $3\text{DG}56$ (即 $2\text{G}210$)， $3\text{DG}79$ 等。

AGC 的控制作用是通过改变晶体管的直流工作点实现的，这时管子的输入、输出阻抗会相应的发生变化，要求中频放大器特性受这种变化的影响尽可能小。

(四) 稳定性好

中放是一个多级的高增益的高频放大器，由于分布电容等杂散电容的耦合，电源内

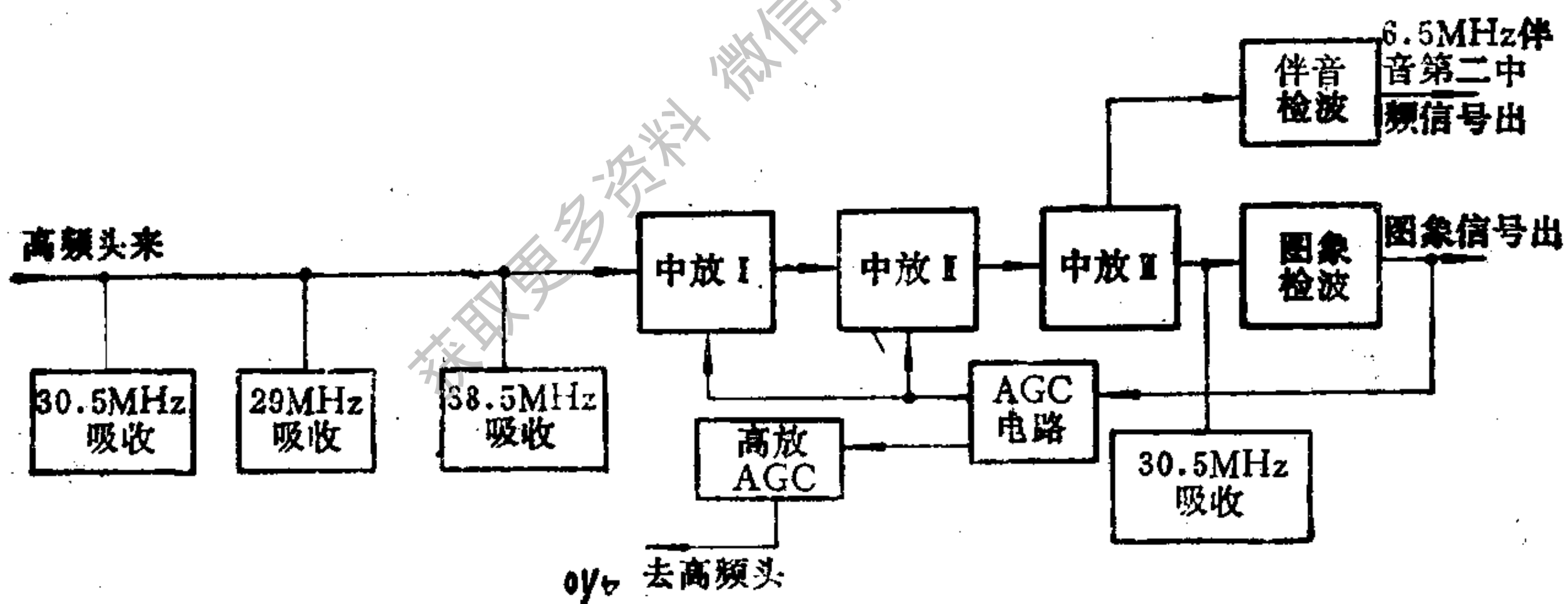


图3-6 分立元件中放通道的组成

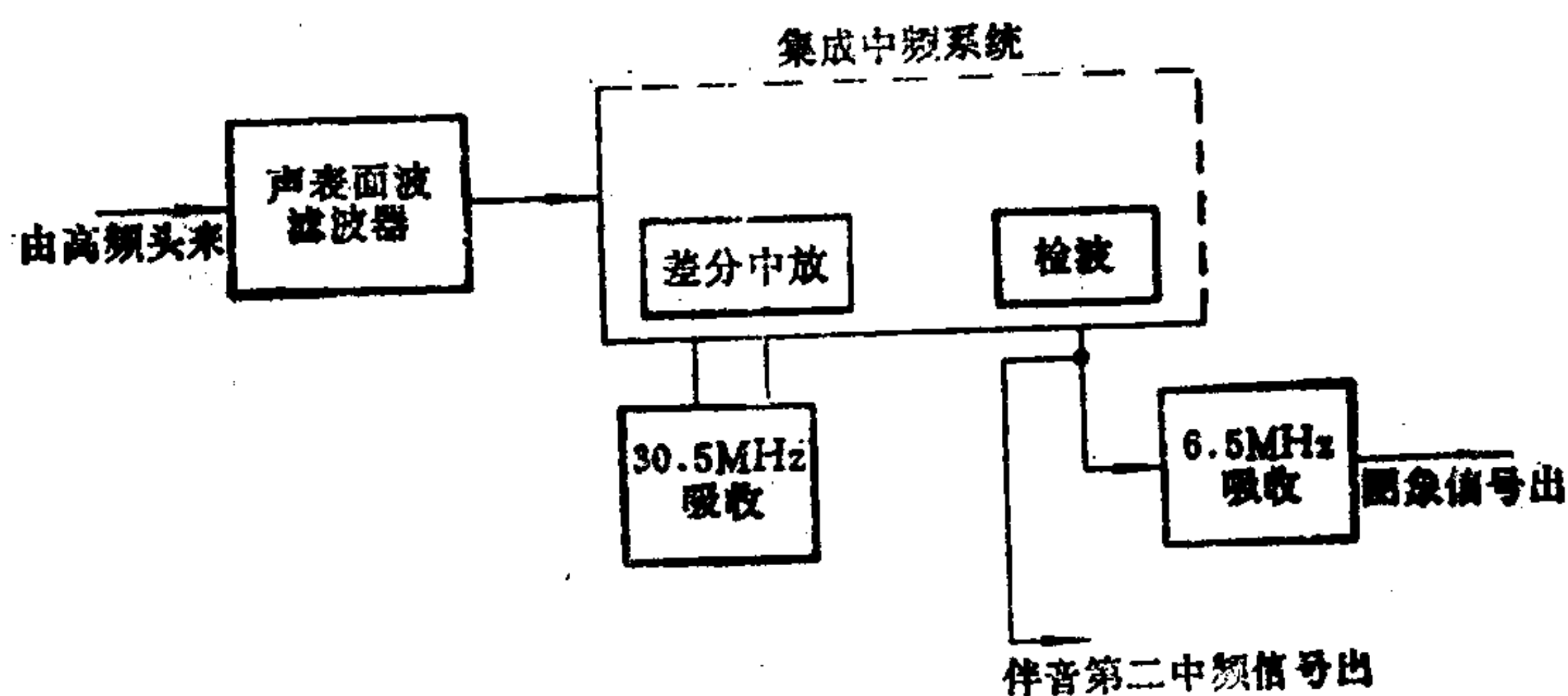


图3-7 集成电路中放通道的组成

阻的级间耦合，以及晶体管内部结电容的耦合，往往会引起电路发生自激，破坏电视机的正常工作。因此，需加强电源退耦，采用大面积接地，添加屏蔽罩，并注意印刷板的合理布线等，以提高中放工作的稳定性。

为实现对中放的上述要求，分立元件式中放通道一般采用如图3-6所示组成方式。中放级有三个谐振放大级，AGC电压加到前两级上，由LC吸收回路或集中式陷波器对几个特殊频率进行吸收。集成电路式中放通道的简要组成如图3-7所示，这里用声表面波滤波器代替LC陷波器和调谐回路来形成所需的频率特性，由集成块内的直接耦合式差分放大器提供所需的增益量。

二、声表面波 (SAW) 中频滤波器

所谓声表面波，是指沿着弹性固体表面或界面传播的弹性波动或机械波动。表面波有多种类型，这里采用的声表面波滤波器中传输的是瑞利波。

声表面波的重要特点有三个：第一，声表面波是一种机械波，传播速度比电磁波慢得多，每秒约3000m，是电磁波速度的约十万分之一。因此，作为延时器件使用时，声表面波器件的尺寸较之相应的电子器件大为缩小。第二，声表面波只在固体表面大约一个声波长的厚度内传播，因此，在它的传播途径上可以方便地进行信号的存取，放大和分流等，为制造多功能器件提供了可能性，例如已制成延时线、滤波器、移相等。第三，表面波传播的速度与频率无关，因此，作为电视中频滤波器，很容易满足电视通道对群延时特性的要求。

声表面波滤波器的基本结构如图3-8所示，它是在经过研磨抛光的极薄的压电晶体基片上，用蒸发光刻等工艺制成如图所示的铝或金的叉指换能器。叉指换能器有左、右两组，一组为输入换能器，另一组为输出换能器，由互相交错的一对对金属薄条梳状电极组成。

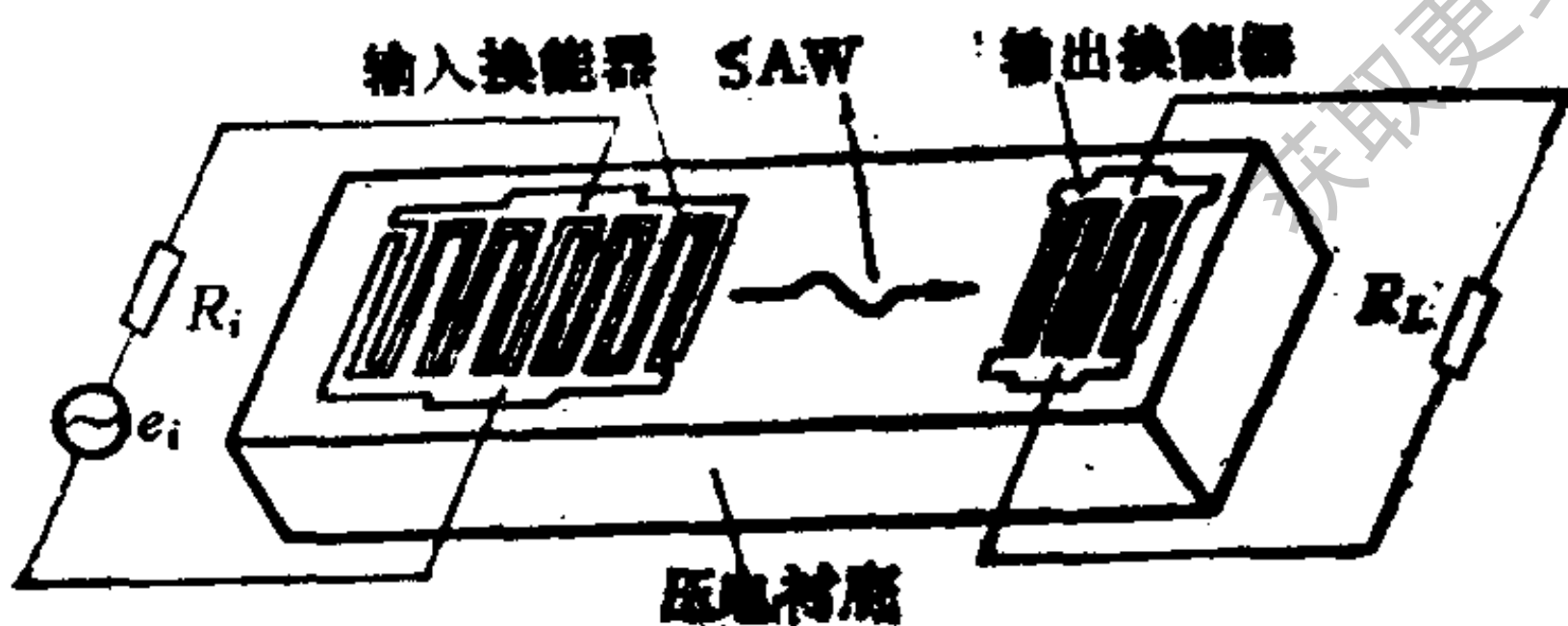


图3-8 声表面波滤波器结构示意图

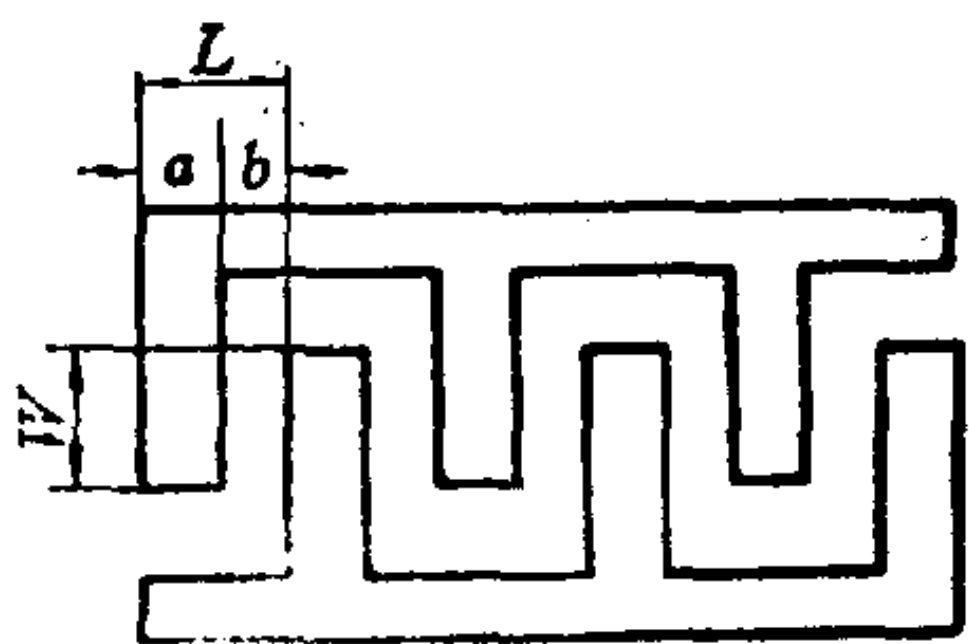


图3-9 均匀叉指换能器

当交流电信号加到输入换能器的各对指条之间时，由于压电效应，指条之间的介质产生机械形变，从而产生波动。只要材料、切割方式和电极形状选择合适，向介质内部传播的体波会很快衰减，仅留下在介质表面以声速传播的声表面波，它们向左、右两个方向传播。一个方向的波动由吸声材料吸收，另一个方向的波动由输出换能器接收，依靠逆压电效应变回为交流电信号，再由此输出。

为简单说明叉指换能器的滤波特性，图3-9给出了均匀叉指换能器的结构。这里，指宽 a 和指间距离 b 相等； L 为周节长度， $L = a + b$ ； W 为叉指间的重叠长度，又称声孔径； N 为叉指对的数目。当输入叉指换能器的两端加上高频电压时，相邻指条间的电位差在压电基片表面形成声表面波。可把每对指条等效为一个独立的声波源。为分析简单，又假设每个声波源互不影响，且声波无衰减。可以想像，到达输出换能器某点时，

由于各声波源所走的距离不同，因而相位不同，总输出为各指条对输出的矢量和。显然，不同频率的信号合成矢量的情况各不相同，因而某些频率输出大，另一些频率输出小，甚至某些频率输出为零，形成一定形状的频率特性。容易推知，叉指换能器的频率特性与指条的几何结构（例如 a 、 b 、 L 、 W 和 N ）有着极密切的关系，可以通过控制这些几何参数来得到一定的频率特性。这种对几何参数的控制称为加权，例如控制 W 称为幅度加权，控制 L （包括 a 和 b ）称为相位加权。声表面波中频滤波器即是按规定的特性要求，通过对换能器的 W 、 L 等进行加权处理来获得所需的中频频率特性的。

声表面波中频滤波器（SAWF）的符号在电路中有两种，如图3-10所示。除输入、输出四条接线之外，还有屏蔽极和接地线。换能器的等效电路如图3-11所示。 C_i 和 C_o 是叉指换能器输入和输出静电容， R_i 和 R_o 是换能器的输入和输出电阻。可见，输入、输出阻抗都为电容和电阻的并联，显容性。

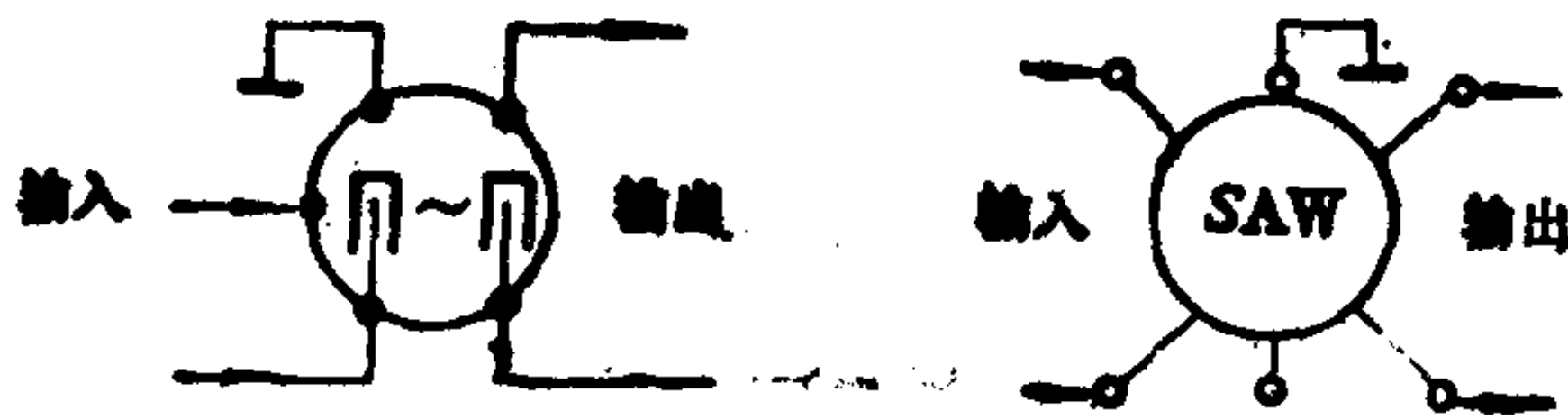


图3-10 SAWF的两种符号

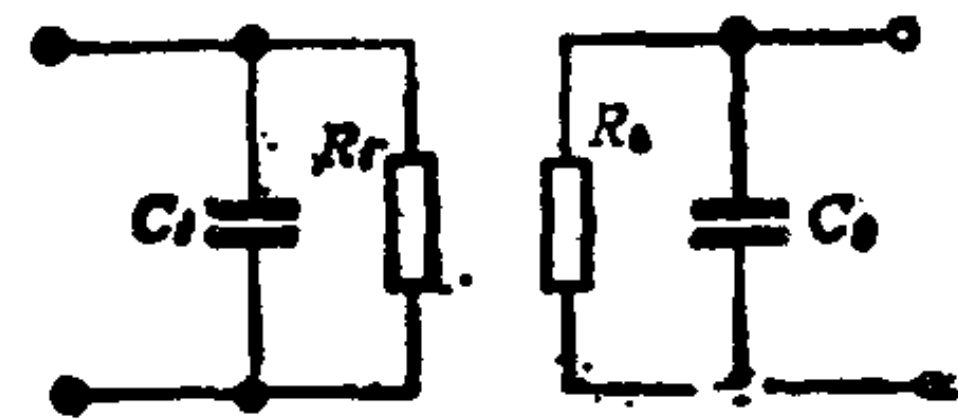


图3-11 SAWF换能器的等效电路

为了使SAWF的插入损耗小，通常在外围电路中采用串联或并联电感的方法，使它与电容谐振在带通滤波器的中心频率上，例如34.25MHz，以提高换能器效率。图3-12给出了两种实际电路，图（a）输出端谐振电感与换能器并联称为并联电感式，图（b）则为串联电感式。 R_i 和 R_o 联接在谐振回路上，它们对谐振回路的带宽有相当影响。另外，为了抑制在输出端出现三次反射信号，以免图象上出现重影，使用中通常SAWF输入端匹配而输出端失配。

声表面波中频滤波器的优点是制造工艺简单，一致性好，参数稳定，使用方便。只要外接电感量保持在一定误差范围内，就可接成固定式电路，基本上可做到电视中频无调整化。其主要缺点是具有12~15dB的插入损耗。为补偿这个损耗，要求设计出高增益、低噪声的中频放大器，在中放增益不够高的电路中，例如采用TA7607P、AN5132集成块电路时，需在SAWF之前加一级预中放。图3-12（a）中的晶体管BG即为一级预中放。

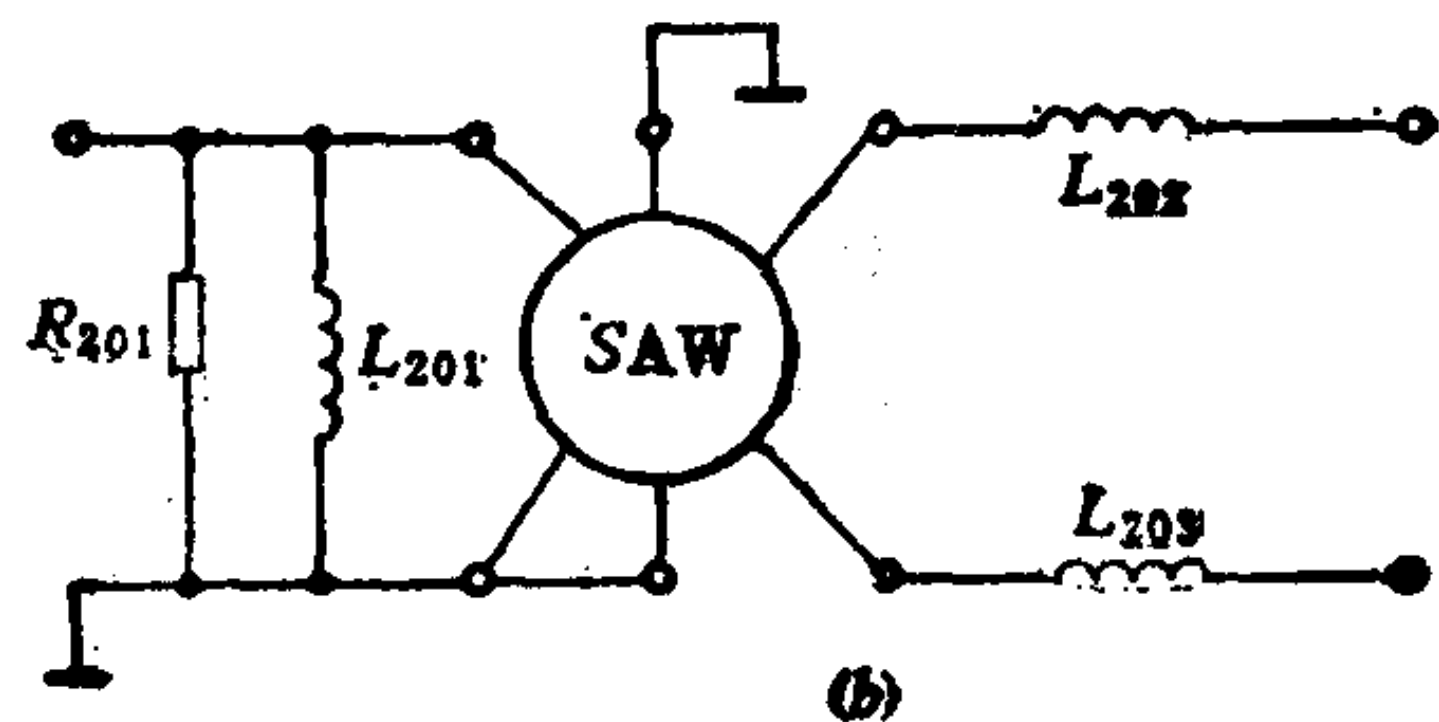
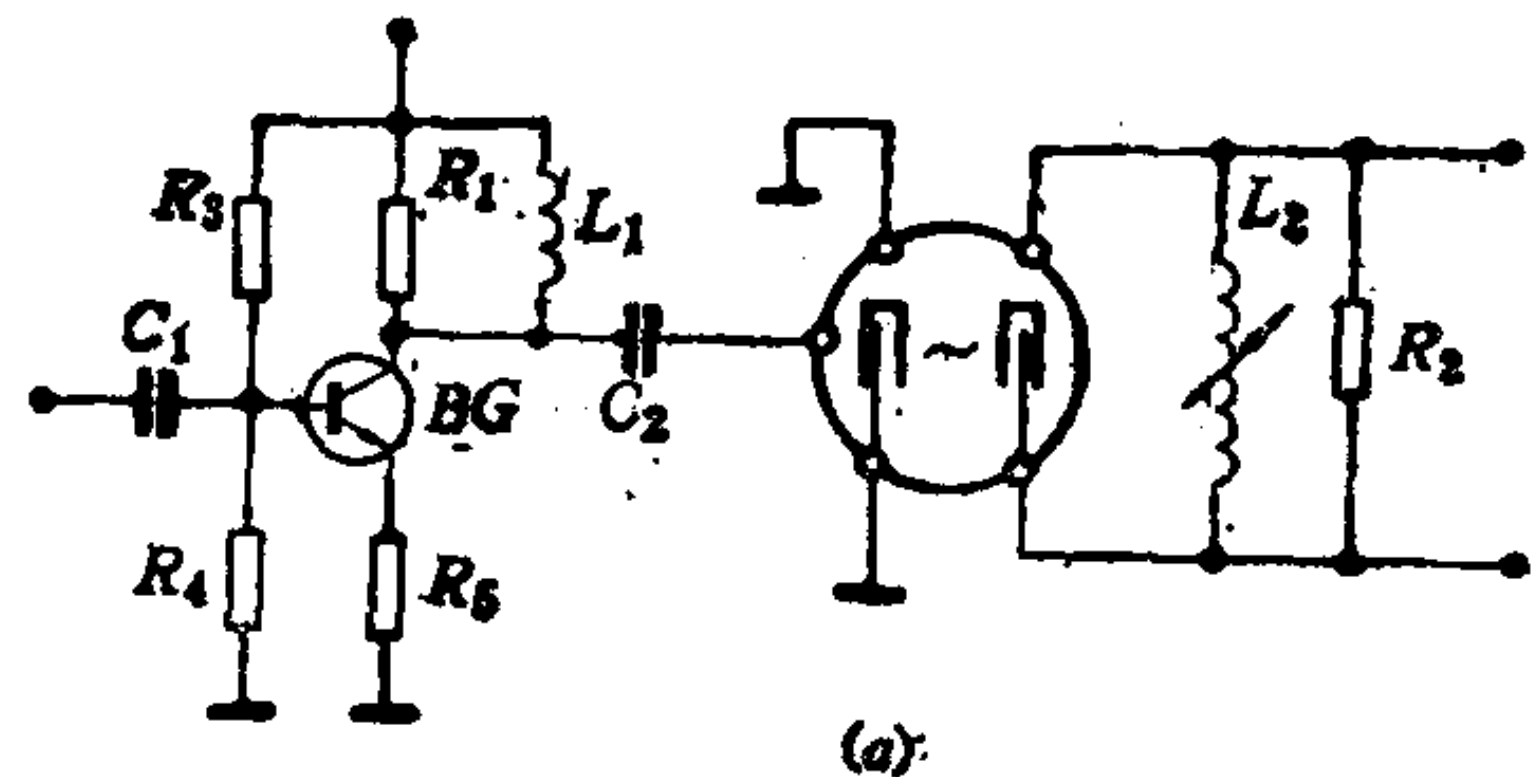


图3-12 SAWF的实际电路

三、集成中频系统的单元电路

（一）差分放大器

在电视机模拟集成电路中，差分放大器是最基本的单元电路。图3-13给出了差分放大器的典型电路。它由两个特性相同的晶体管 BG_1 和 BG_2 组成， U_{S1} 、 U_{S2} 为它们的输入电压，集电极负载 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ，输出电压 U_0 取自两个集电极，即 $U_0 = U_{C1} - U_{C2}$ 。当输入信号电压 $U_{S1} = U_{S2} = 0$ 时，由于电路对称平衡集电极电压 $U_{C1} = U_{C2}$ ，因而 $U_0 = 0$ 。

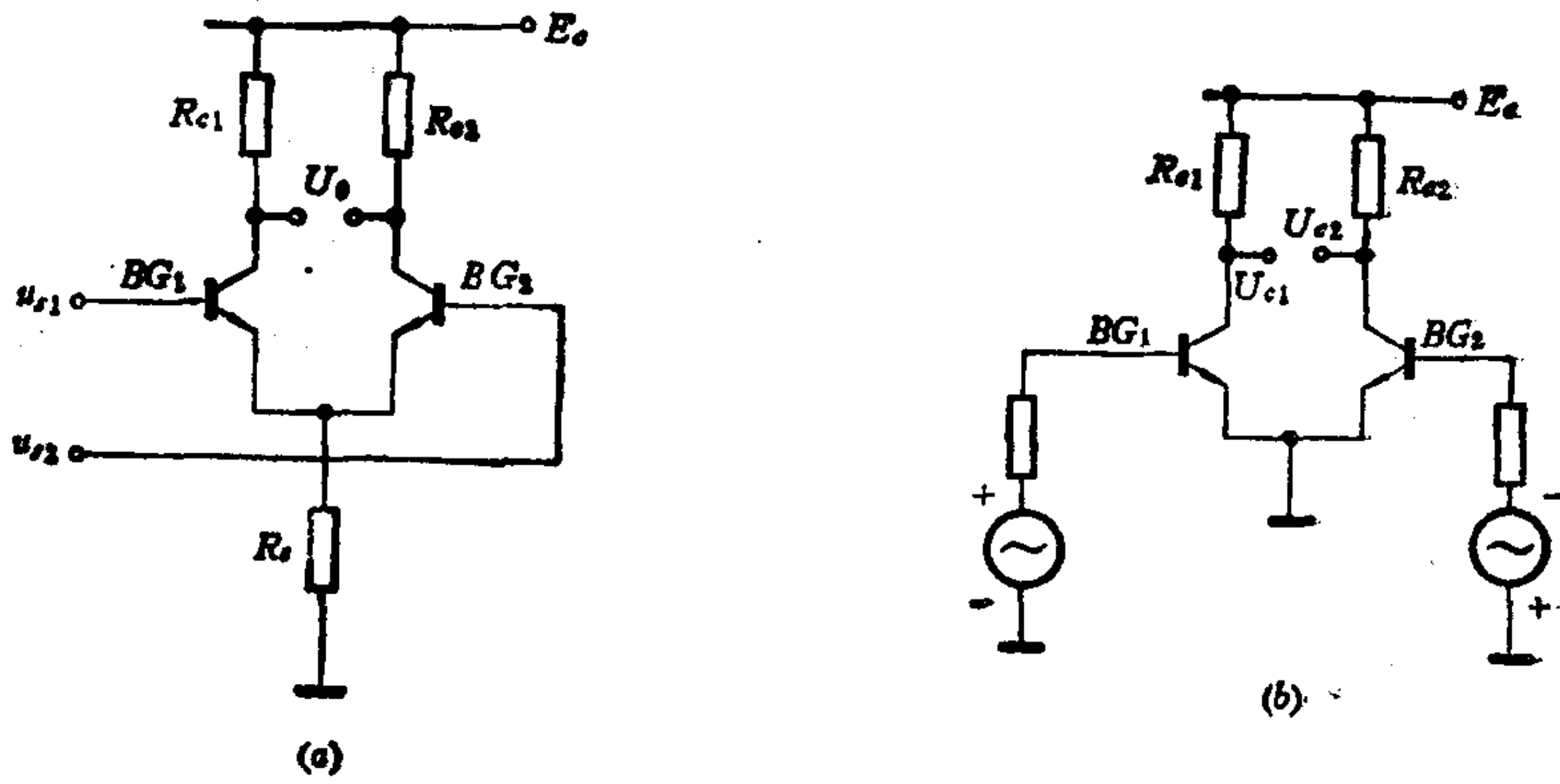


图3-13 差分放大器基本电路和等效电路

1. 差模输入

当图3-13(a)电路中输入到两个差分管的信号大小相等，相位相反，即 $u_{S1} = -u_{S2}$ ，并且信号源内阻 $R_{S1} = R_{S2}$ 时，这时 BG_1 的 I_{C1} 若增加 ΔI_{C1} ，则 BG_2 的 I_{C2} 减少 ΔI_{C2} ，必然 $|\Delta I_{C1}| = |\Delta I_{C2}|$ 。因此， R_E 中电流不变， R_E 上的电压不变，即 R_E 不起交流负反馈作用，对交流信号而言，相当于 BG_1 、 BG_2 的发射极接地，等效电路如图3-13(b)所示。输出电压 $U_0 = U_{C1} - U_{C2}$ ，由于 $U_{C1} = U_{C2}$ ，所以 $U_0 = 2U_{C1}$ 。两管间总的输入信号 $u_S = 2u_{S1}$ ，因而差模放大倍数 K_V 为

$$K_V = \frac{2U_{C1}}{2u_{S1}} = \frac{U_{C1}}{u_{S1}}$$

可见，它与无反馈的单管放大器的放大倍数相同。单管的 K_V 与电路参数的关系式为

$$K_V = \frac{U_{C1}}{u_{S1}} = -\frac{\beta R_C}{R_S + r_{be}}$$

在 $R_S \ll r_{be}$ 且 $r_{be} = r_{bb} + (1 + \beta)r_e \approx (1 + \beta)r_e$ 的情况下

$$K_V \approx -\frac{\beta R_C}{(1 + \beta)r_e} \approx -\frac{R_C}{r_e}$$

而当发射结外加电压 $U_{be} > 0.1V$ 时， $r_e \approx \frac{26}{I_e}$ ，所以

$$K_V \approx -\frac{I_e R_C}{26}$$

式中， I_e 的单位为 mA。

2. 共模输入

如果差分放大器的两个输入信号 $u_{s1} = u_{s2}$ ，即大小相等，相位相同，这称为共模输入。这时，实际双端输入总信号为 $u_s = u_{s1} - u_{s2} = 0$ ，因而当电路完全对称平衡时，双端输出电压为

$$U_o = -K_v (u_{s1} - u_{s2}) = 0$$

可见，此种放大器只对差模输入信号有放大能力，故称为差分放大器。它对共模输入信号理论上有限抑制能力，实际上由于电路不可能完全对称，晶体管的特性也不会完全相同，共模信号不能完全抑制掉。因此，对差分放大器常用共模抑制比来衡量其性能，它定义为差模与共模增益之比。集成电路差分放大器的对称平衡性很好，因此使用十分广泛。

另外，图3-13中 R_e 对差模信号虽无负反馈作用，而对共模信号具有负反馈作用，因此其值越大，负反馈越强，共模抑制能力也越强。为了提高差分放大器的共模抑制比，可以尽量加大 R_e 。但是， R_e 值取大后电源电压 E_c 的有效利用率下降严重。为此，实际电路中常用交流内阻很大的恒流源来代替 R_e 。图3-14中的晶体管 BG_3 工作在线性区时，输出特性曲线 $I_c - U_{ce}$ 接近水平线，输出交流电阻很大，等效于恒流源。该电路的恒流源电流为

$$I_e = \frac{U_{b3} - 0.7}{R_{e3}}$$

式中， U_{b3} 为 BG_3 基极上加的直流电压。选择 R_{e3} 可调定差分放大器的静态工作电流。

根据差分放大器输入、输出的联接，有四种工作方式：

(1) 双端输入双端输出。这就是图3-13或图3-14所示的形式。

(2) 双端输入单端输出。电路输入情况与上面相同，但输出仅由一管的集电极取出 (U_{c1} 或 U_{c2})。这时，输出对地不平衡，增益只有双端输出时的一半。而且，这种电路的共模抑制能力要减小些。

(3) 单端输入双端输出。电路如图3-15所示，实质上也是差模输入。如果这里的输入 u_s 与图3-13中的 u_{s1} 或 u_{s2} 绝对值相同，则电路的增益为图3-13电路的一半。它的共模抑制能力与图3-13双端输入双端输出时一样。

(4) 单端输入单端输出。这种电路在一些场合中得到应用，但在集成中放里并不采用。

差分放大器的负载一般是外接电阻 R_L ，或者是后级的输入阻抗，但也可以是变压器或

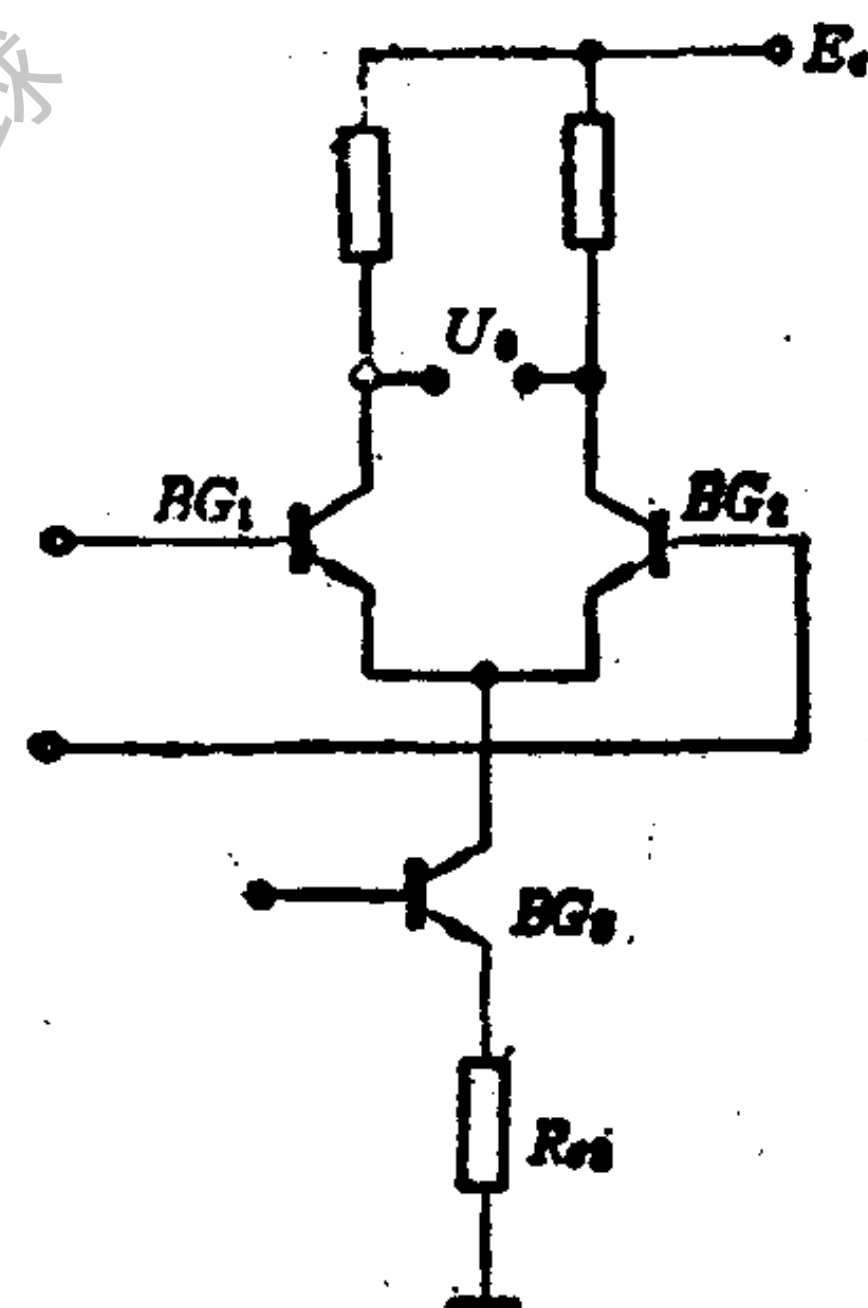


图3-14 晶体管恒流源差分放大器

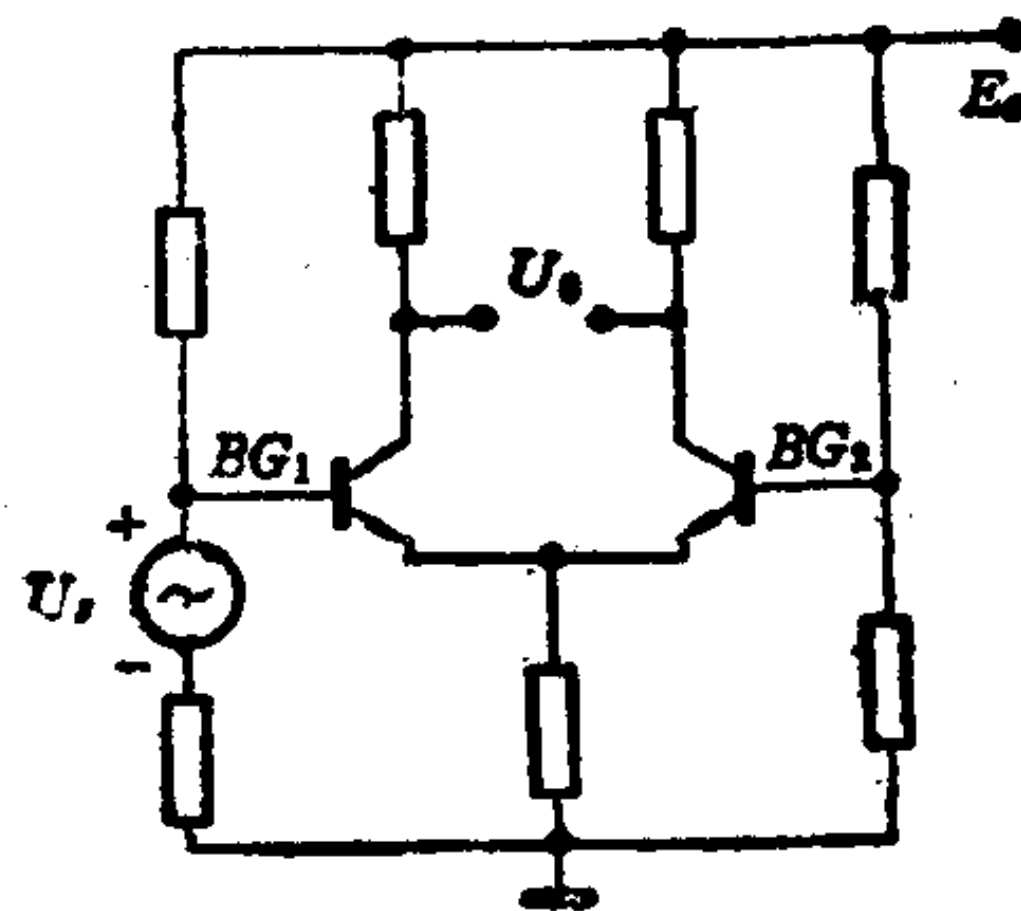


图3-15 单端输入双端输出

调谐回路。当负载为LC并联谐振回路时，电路成为调谐式差分放大器，如图3-16所示。这种放大器的频率特性基本上决定于调谐回路的谐振特性。由于集成块内部难以制作电感和电容，所以调谐回路元件需要外接，通过集成块引出脚接入块内电路中。

为了改进差分放大器的性能，发射极电路中的恒流源可以如图3-17中那样由BG₅、BG₆供给，BG₅的集电极电流I_{C5}即为恒流源电流，而BG₆一侧电路参数可以决定I_{C5}的大小。又为了提高差分放大器的增益，集电极负载也可采用交流阻抗很大的恒流源电路，如图3-17中的BG₁、BG₂电路所示。

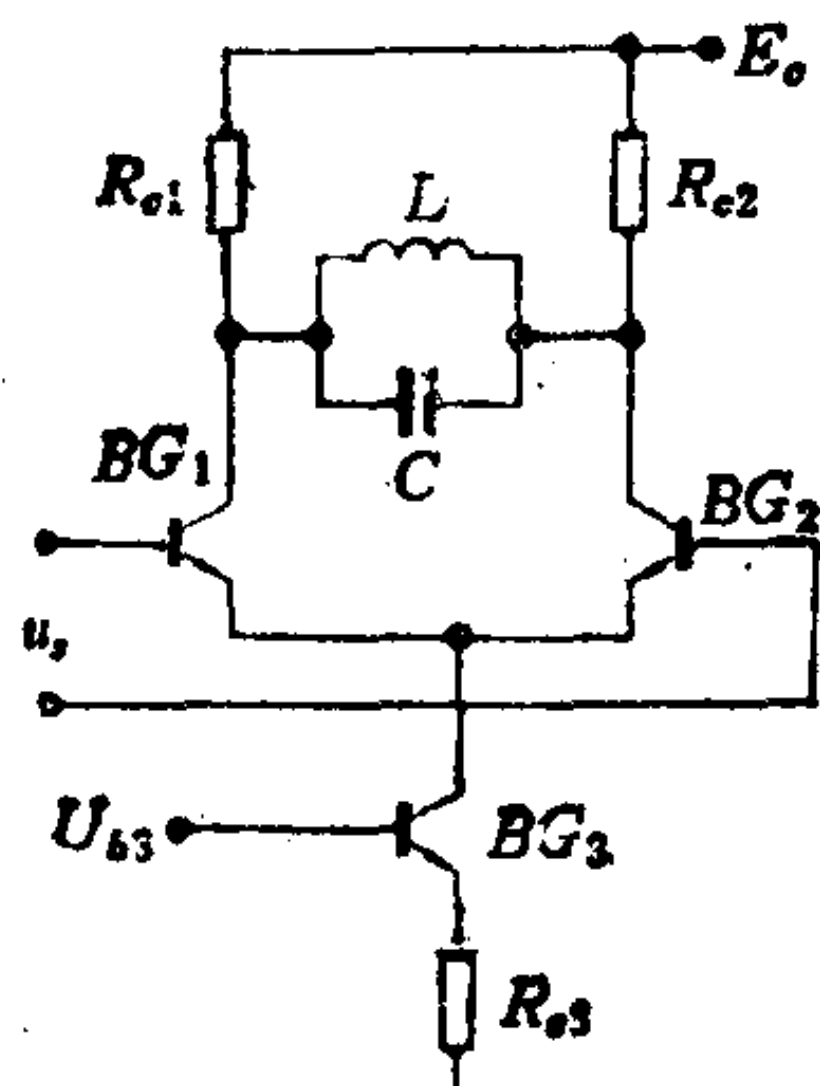


图3-16 调谐式差分放大器

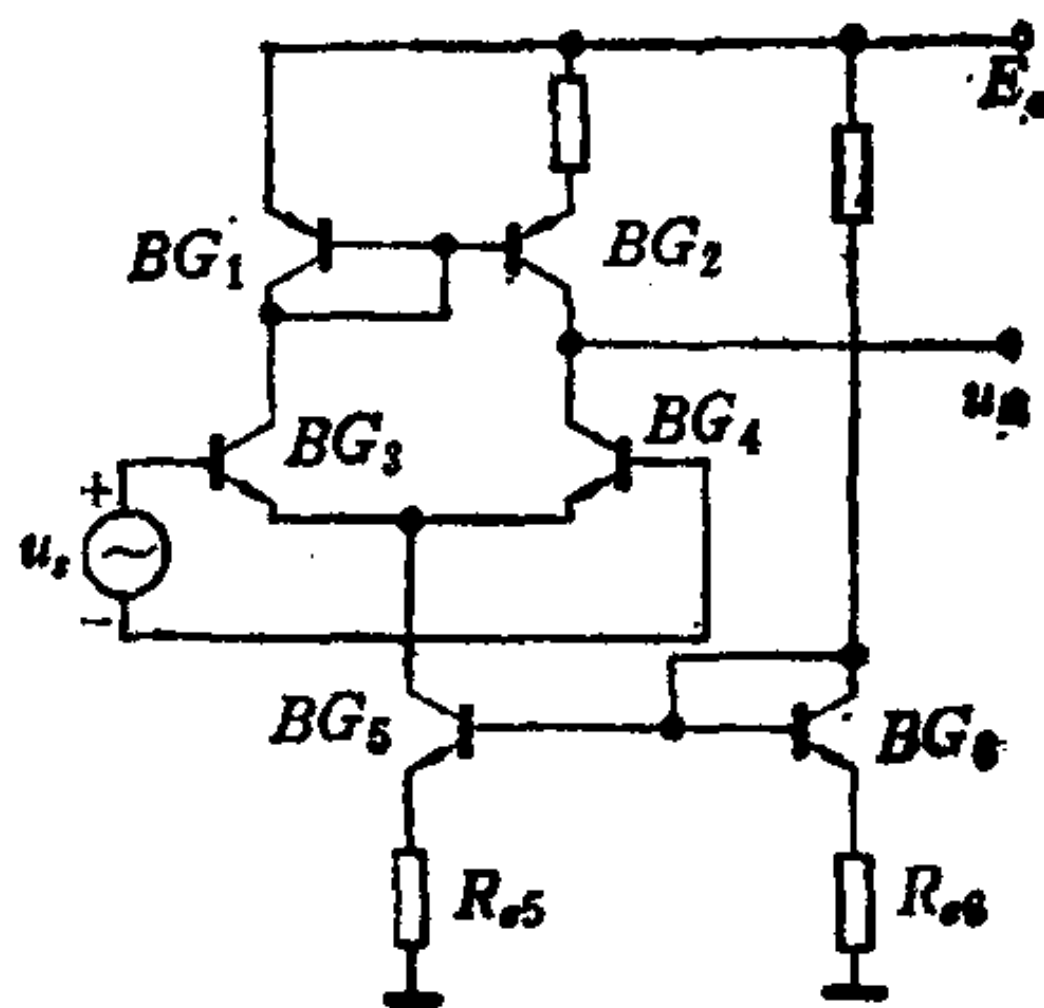


图3-17 改进型差分放大器

(二) 差分放大器的增益控制

在电视机集成电路中，常需对差分放大器进行增益控制，例如图象中放AGC控制、自动色饱和度控制（ACC）和其他的增益控制。这里的控制方式通常采用的都是调节差分放大器直流电平控制增益的办法。

1. 发射极负反馈增益控制

图3-13所示是基本的无反馈差分放大器，它的线性工作区输入信号动态范围仅约52mV_{rms}，如此小的动态范围对幅度较大的信号显然是不够的。为扩大线性范围，与一般共射电路相同，采取了在发射极中串接负反馈电阻的办法。例如图3-18所示的电路中，R_{e1}、R_{e2}分别对BG₁、BG₂有交流负反馈作用。当R_{e1}=R_{e2}=R_e时，此电路的增益与单管放大器的计算式相同

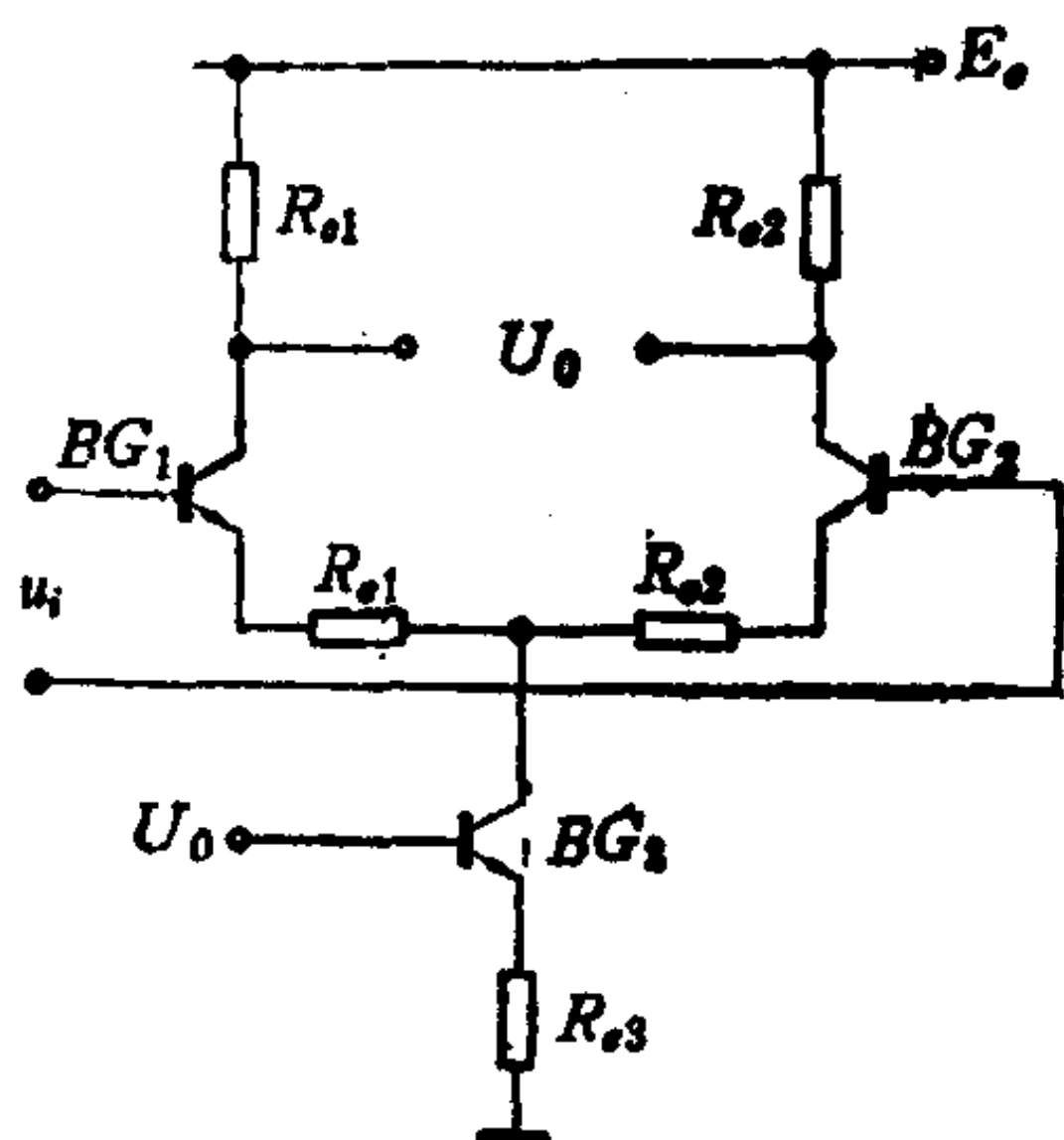


图3-18 发射极有负反馈电阻的差分放大器

$$K_v \approx -\frac{R_c}{R_e}$$

如果如图3-19(a)所示，负反馈电阻由二极管与电阻并联组成(D₁//R_{e1}、D₂//R_{e2})，利用BG₃基极上的U_A来控制I_{C3}，从而控制I_{D1}及I_{D2}，又进而影响二极管的等效电阻，即可达到增益控制的目的。例如，U_A↑→I_{C3}↑→I_{C3}↑→I_{D1} (I_{D2})↑→r_{D1} (r_{D2})↓→r_D//R_e↓→K_v↑。反之，当U_A下降时K_v上升。当U_A减至使D₁、D₂截止时，r_D//R_e最大，放大器的增益最小。这种控制方式称为减生型。

图3-19(b)中是减生型增益控制的另一种方式，利用BG₃基极电位U_A控制多发射极

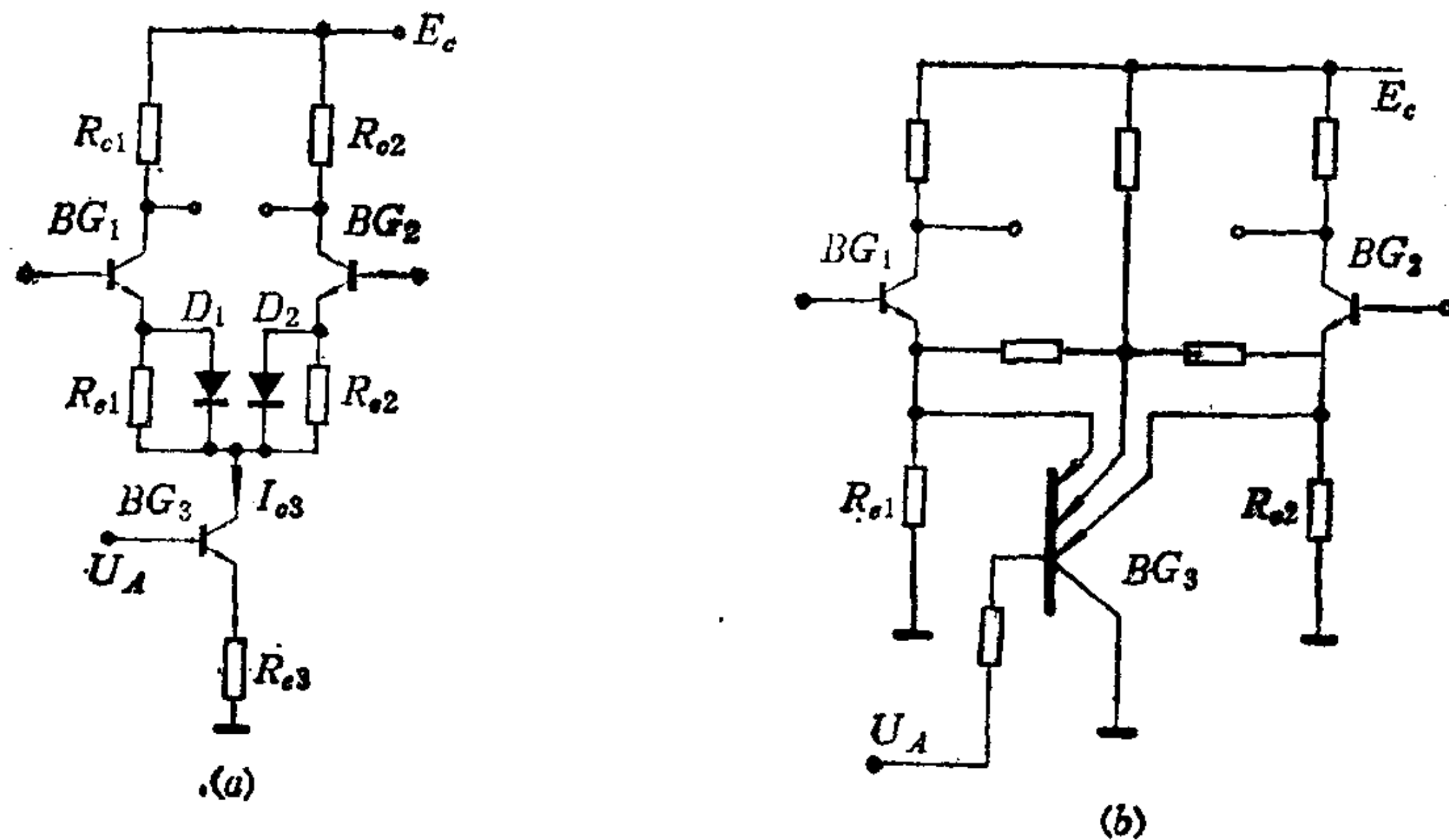


图3-19 减生型增益控制电路

管三个发射结的共同导通程度，其中两个结电阻 r_{be} 分别与 R_{e1} 、 R_{e2} 并联，因而工作情况与图3-19(a)类似。例如， $U_A \uparrow \rightarrow r_{be} \uparrow \rightarrow r_{be} // R_{e1}$ (或 R_{e2}) $\uparrow \rightarrow K_V \downarrow$ ；反之亦然。当 U_A 为 U_{AGC} 电压时，即可实现AGC控制。

2. 分流式增益控制电路

图3-20(a)为分流增益控制电路，输入信号 u_{si} 从 BG_3 基极输入，输出信号从 BG_2 集电极负载 R_c 上取得。对输入信号来说， BG_3 、 BG_2 为共射-共基级联放大电路。增益控制电压 U_A 加至 BG_1 、 BG_2 差分对中 BG_1 的基极上，而 BG_2 基极电位 U_B 为固定偏置。

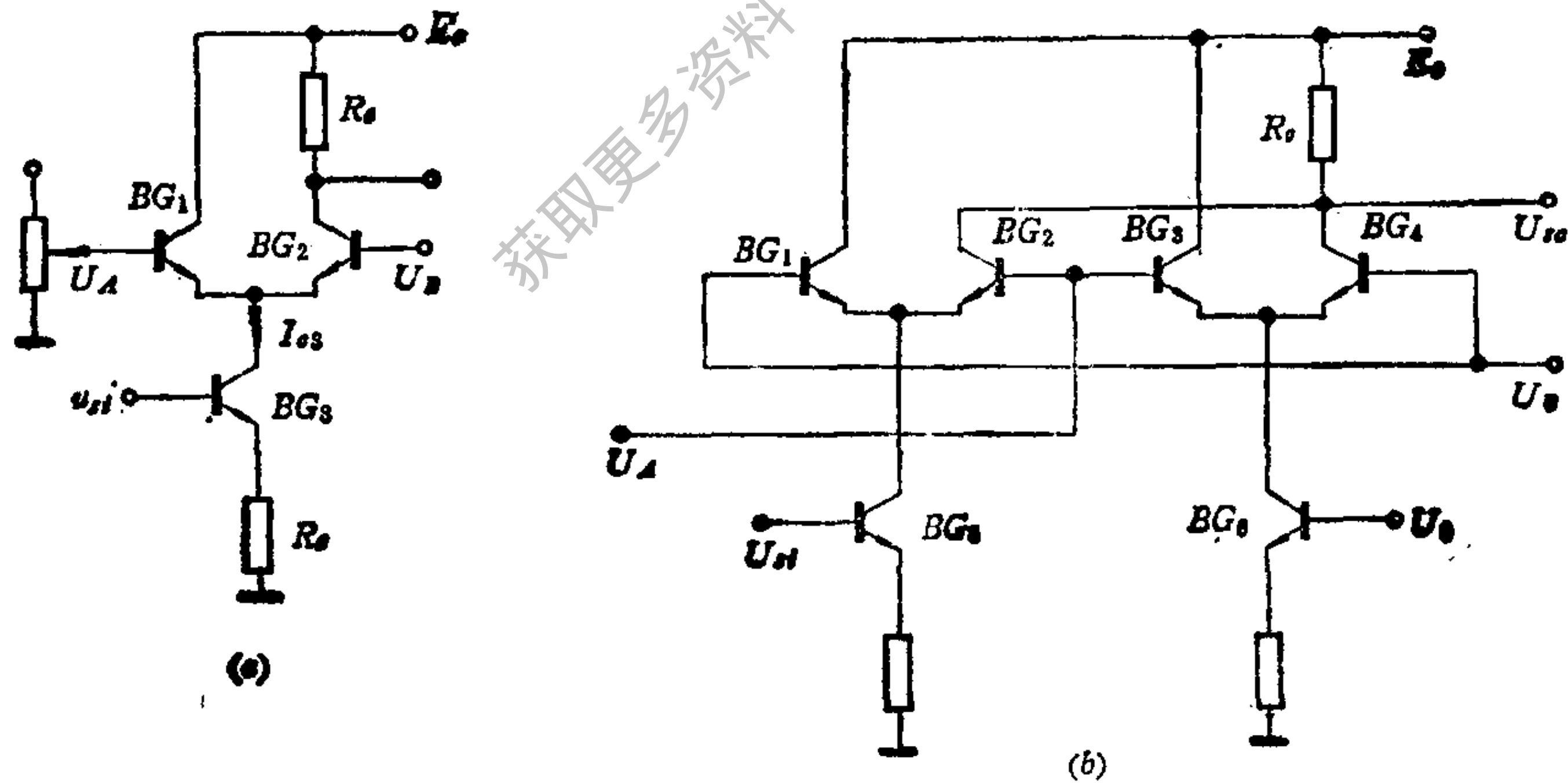


图3-20 分流式增益控制电路

$I_{c3} = I_{c1} + I_{c2}$ ，设 u_{si} 一定，则 I_{c3} 一定，即 $I_{c1} + I_{c2}$ 也一定。这时，改变 U_A 可以控制 I_{c1} 的大小，从而改变了 I_{c2} ，使输出信号幅度改变，实现了增益控制。例如， $U_A \uparrow \rightarrow I_{c1} \uparrow \rightarrow I_{c2} \downarrow \rightarrow K_V \downarrow$ ；反之亦然。该电路的缺点在于，调节增益过程中由于 I_{c2} 改变（包括交流分量和直流分量）输出端的直流电平也随之改变。若输出为直接耦合电路，会影响后级的直流工作点。

图3-20(b)中的电路为双平衡分流式增益控制电路，它可克服上述的缺点。图中， U_A 为增益控制电压， u_{si} 为输入信号，输出信号从 BG_2 和 BG_4 集电极公共负载 R_c 上取出。

由于 BG_1 、 BG_4 基极共同联接固定偏置 U_B ，故 $I_{C1} = I_{C4}$ 。 BG_2 、 BG_3 基极共同联接控制电压 U_A ，故 $I_{C2} = I_{C3}$ 。于是， $U_A \uparrow \rightarrow I_{C2}$ （包括交流和直流） \uparrow （ $I_{C3} \uparrow$ ）。一方面，信号被 BG_2 放大输出，这时 K_V 增大；另一方面， I_{C3} 直流上升而使 I_{C4} 直流下降， I_{C2} 、 I_{C4} 的直流电流便一增一减，因两者绝对值相等，保持了 R_C 中直流大小不变。当 U_A 下降时，情况可以类推。这时 $K_V \downarrow$ ， R_C 上的输出信号减小， I_{C2} 、 I_{C4} 的直流电流一减一增，因而 R_C 中的直流大小仍保持不变。因此，调整增益时不影响直流输出，这种电路在集成块增益控制电路中获得广泛应用。

（三）双差分同步检波器

前面图3-14的电路中，如果对 BG_1 、 BG_2 基极输入一路信号 u_{i1} ，对 BG_3 基极输入另一路信号 u_{i2} ，则根据前面的增益表示式

$$K_V = \frac{U_0}{u_i} = -\frac{I_{e3} R_c}{26}$$

其中的 I_{e3} 为 $I_{e3} = \frac{u_{i2}}{R_{e3}}$ 。

代入后得到

$$K_V = -\frac{R_c}{26} \cdot \frac{1}{R_{e3}} \cdot u_{i2}$$

此时，输出信号 U_0 为

$$U_0 = K_V u_{i1} = -\frac{R_c}{26 R_{e3}} \cdot u_{i1} \cdot u_{i2} = k u_{i1} u_{i2}$$

可见，输出信号与两输入信号的乘积成正比，这种电路通常称为模拟乘法器。在实际电路中，尤以采用双差分模拟乘法器最为广泛，它可以完成调制、同步检波、鉴频、鉴相及混频等多种非线性处理功能。

图3-21为集成电路中经常采用的双差分同步检波器，它有两个输入端，分别输入平衡调幅或一般调幅信号 u_2 和基准载波信号 u_1 。现在我们来分析大信号双差分同步检波器的检波原理。

电路中，待解调的调幅信号 u_2 加至差分对 BG_5 和 BG_6 的基极，由于 BG_5 、 BG_6 发射极接有负反馈电阻 R_{e1} 、 R_{e2} ，所以对信号 u_2 来说这差分放大器工作在线性范围内。另一输入信号 u_1 是与调幅信号 u_2 的载波同频同相（或同频反相）的开关信号， u_1 的幅度很大，在它的作用下 BG_1 、 BG_4 和 BG_2 、 BG_3 轮流导通和截止。例如， u_1 正半周期间 BG_1 、 BG_4 同时导通， BG_2 、 BG_3 同时截止； u_1 负半周期间 BG_1 、 BG_4 同时截止， BG_2 、 BG_3 同时导通。对于差分对 BG_1 、 BG_2 ，当 BG_1 导通， BG_2 截止期间， I_5 全部电流流过 BG_1 ；反之， BG_1 截止， BG_2 导通期间， I_5 全部电流流过 BG_2 。因此， BG_1 和 BG_2 可以看成是电流 I_5 的控制开关。控制开关的动作决定于 u_1 。同理， BG_3 、 BG_4 可以看成是电流 I_6 的控制开关。适当地选定电流 I_5 、 I_6 和负载电阻 R_{c1} 、 R_{c2} ，使 $BG_1 \sim BG_4$ 导通时不进入饱和状态，所以称这种开关为电流开关。不饱和式的开关动作速度快，控制特性好。

同步检波原理可借助图3-22进行说明，图中分别画出了 u_1 、 u_2 及各有关电流、电压的波形。

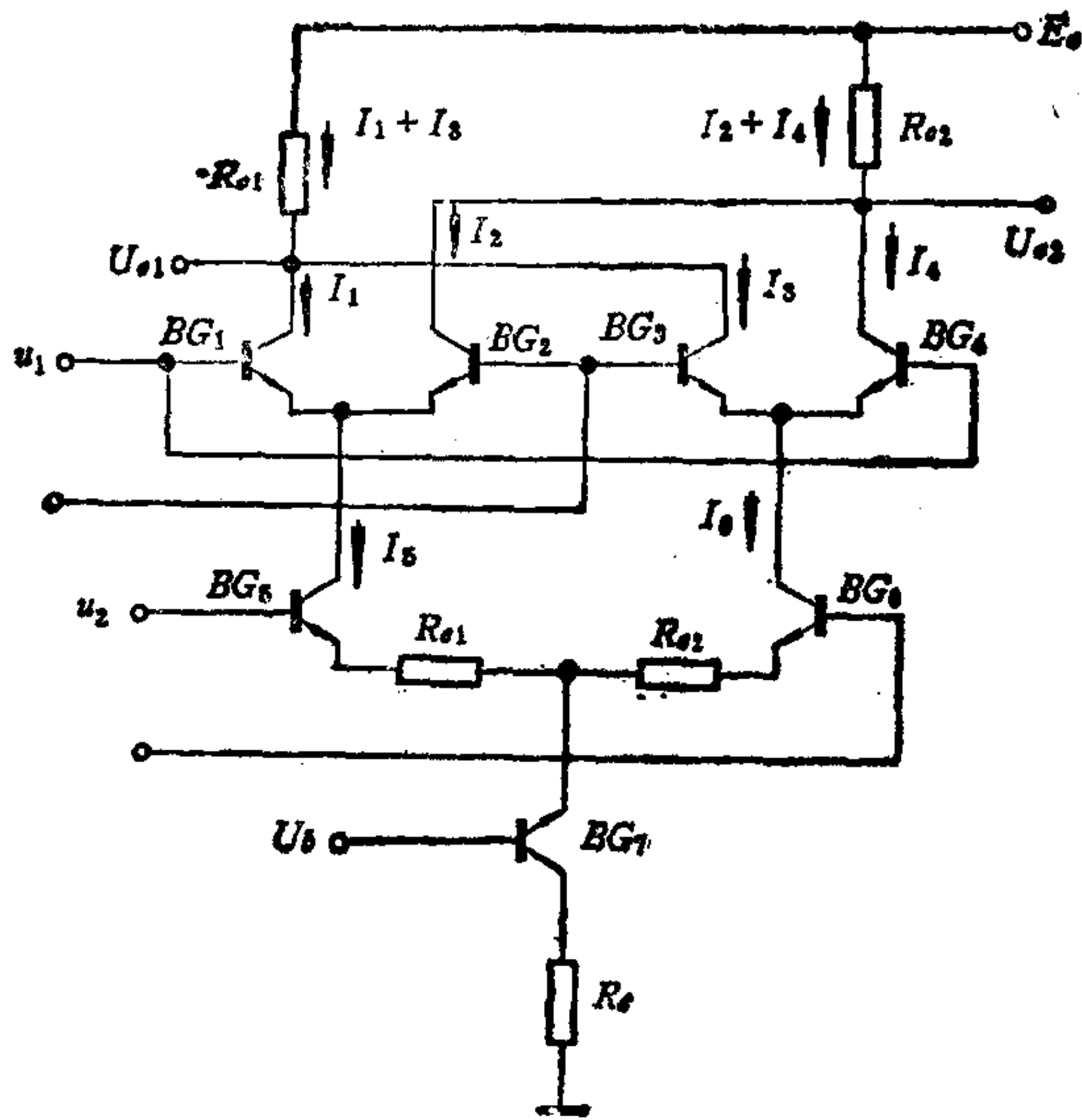


图3-21 双差分同步检波器

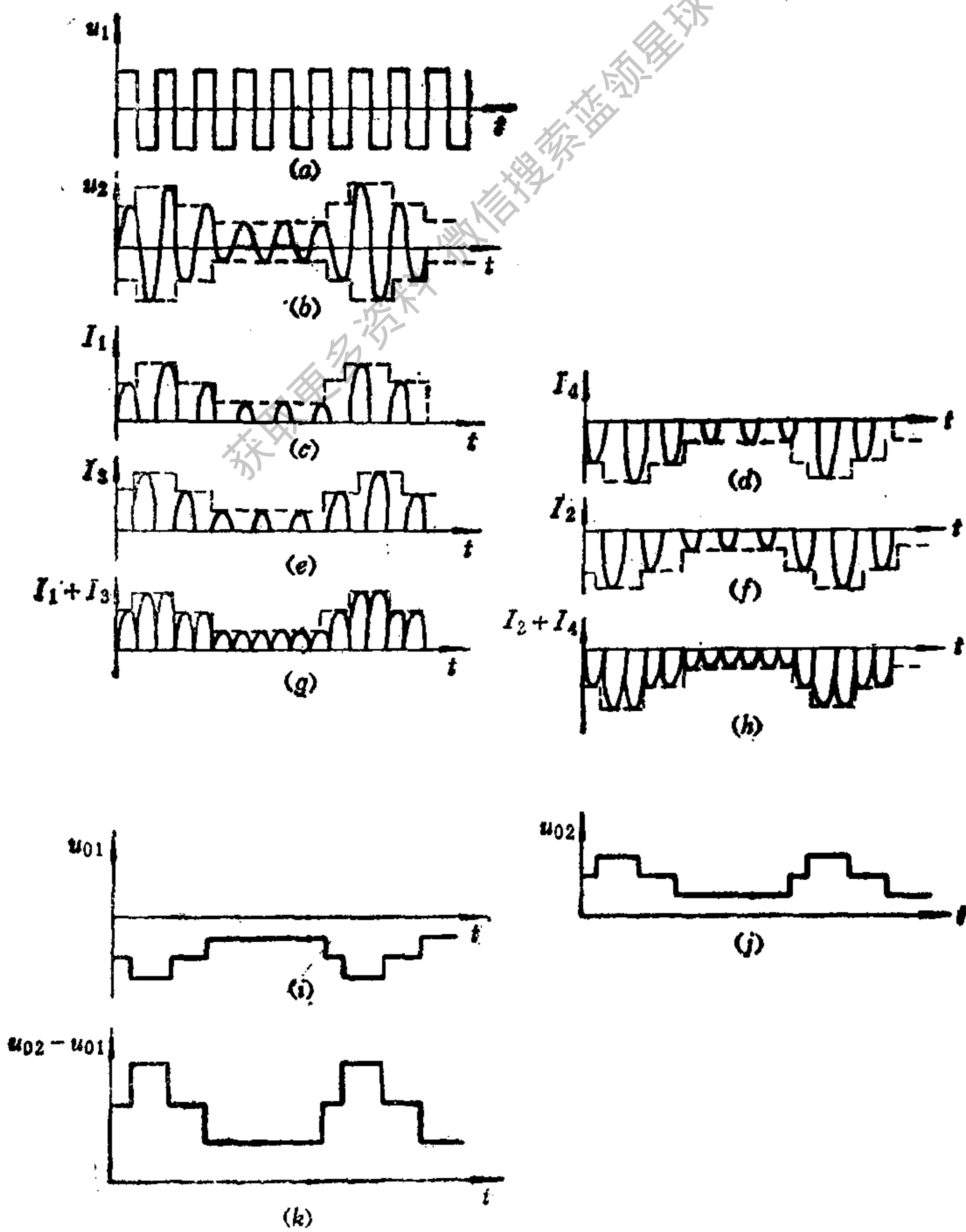


图3-22 双差分同步检波器有关波形

设 u_1 与 u_2 同频同相, 即当 u_1 正半周时, u_2 也为正半周, 当 u_1 负半周时, u_2 也为负半周。于是, 正半周时 I_5 全部通过 BG_1 , $I_1 = I_5$; I_6 全部流过 BG_4 , $I_4 = I_6$; 这时 BG_2 、 BG_3 截止, 故 $I_2 = I_3 = 0$ 。负半周时, $I_2 = I_5$, $I_3 = I_6$, $I_1 = I_4 = 0$ 。流过 R_{C1} 的电流为 $I_1 + I_3$ 。流过 R_{C2} 的电流为 $I_2 + I_4$ 。以上这些电流的波形示于图3-22(a) ~ (h) 中, 经低通滤波后输出信号 u_{01} 和 u_{02} 的波形如图3-22(i)、(j)所示, 图(k)为双端输出信号 $u_{01} - u_{02}$ 的波形。可以看出, 通过 u_1 开关信号的作用, 在双差分输出端得到的是将 u_2 全波整流一样的波形, 再经低通滤波后, 便可检出包络信号, 也即原来的调制信号,

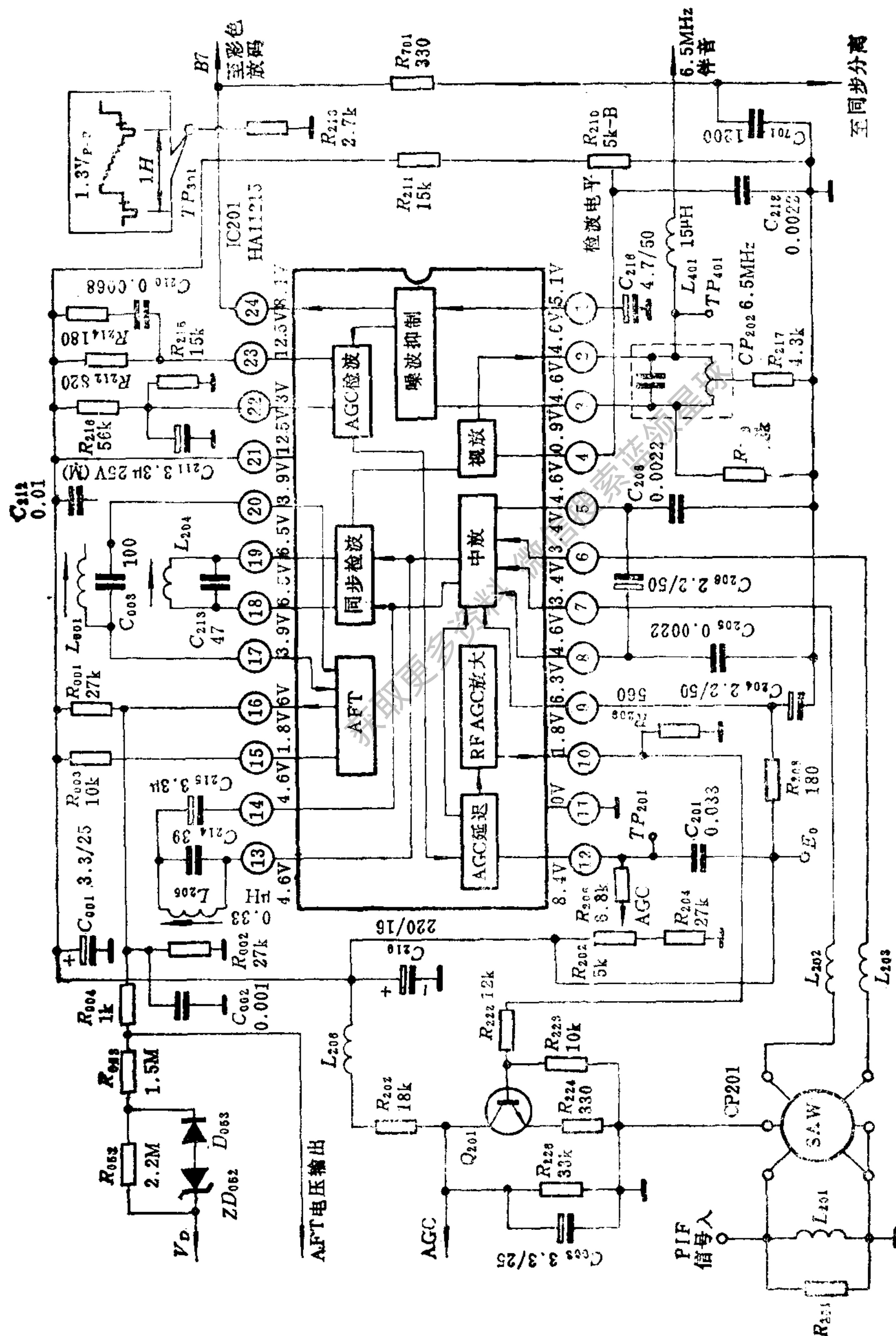


图3-23 HA11215原理方框图及外围电路

完成同步检波作用。

这种差分同步检波器在集成化电视机中广泛用作集成中放后的视频检波电路。它是一种低电平检波器，与普通二极管检波器相比有如下优点：(1)有放大作用；(2)由于实现全波整流，电流脉冲的基波频率比载频高一倍，因而容易用滤波器滤除，所以对低通滤波器要求可低些；(3)包络失真小，32.57MHz与30.5MHz差拍产生的2.07MHz干扰信号也比较小。其缺点是电路较复杂，但对集成电路而言这不成什么问题。

至于双差分鉴频器和双差分鉴相器工作原理与双差分同步检波器类似，留待用到这种电路时再详细分析。

四、HA11215集成电路

中频系统集成电路HA11215是一块24脚的大规模模拟集成电路，块内的原理方框图及外围电路如图3-23所示，其内部原理电路如附图1所示。集成块包括如下功能：中频放大、同步检波、预视放、噪波消除、AGC检波及放大、延迟AGC电路和AFT电路等。

(一) 中频放大

高频头混频器输出的中频信号（包括图象中频信号和伴音中频信号）经过声表面波中频滤波器滤波之后，以平衡形式输入至HA11215的⑥、⑦脚， L_{202} 、 L_{203} 为调谐匹配电感。块内的中放电路如图3-24所示，由 T_{109} 、 T_{110} 、 T_{112} 、 T_{113} 和 T_{117} 、 T_{118} 三级差分中放组成，分别为中放I、II、III，它们的发射极为 T_{111} 、 T_{114} 和 T_{119} 管构成的恒流源，三管基极受 U_{AGC} 电压控制，实现对中放的增益控制。

在AGC未起控时， U_{AGC} 电压较高，恒流源电流最大，中放电路处于增益最高的状态。随着电视信号的加大，AGC起控后 U_{AGC} 电压减小，首先使 T_{114} 、 T_{119} 的电流减小，因而流过 D_{105} 、 D_{106} 、 D_{108} 、 D_{109} 及 T_{112} 、 T_{113} 、 T_{117} 、 T_{118} 的电流均减小，各二极管的等效电阻增大，也即差分管的等效交流反馈电阻增大，使第II、III两级中放增益下降。由于 R_{121} 、 R_{122} 及 R_{120} 的作用，在 U_{AGC} 开始下降时 T_{111} 先是改变饱和深度，当 U_{AGC} 下降更多时其电流才开始减少。所以，电视信号增大时第II、III两级中放先起控，中放I延迟起控。这样，可改善中频信号的信噪比。 T_{115} 、 T_{116} 为插入在第II、III中放之间的缓冲射随器， T_{122} 、 T_{123} 及 T_{124} 、 T_{125} 两个连续射极跟随器起隔离作用，将放大后的中频信号送往视频同步检波器。

T_{123} 、 T_{125} 射极输出另一路通过 R_{144} 、 R_{145} 及 T_{101} 、 T_{102} 射随及电平移位之后，反馈到中放I T_{109} 及 T_{110} 的基极。由于⑤、⑧脚外接滤波电容 C_{206} 、 C_{205} 、 C_{208} ，滤除了中频电视信号，因此图象中频信号不产生负反馈，但直流信号则有很深的负反馈，因而中放电路工作非常稳定。

(二) 视频同步检波器

由前述同步检波的工作原理可知，与一般二极管包络检波器不同，采用双差分同步检波器对电视中频信号进行检波时，必须给检波器同时输入一个与中频载波同频同相的等幅正弦信号作开关信号。因此，图象同步检波器的组成方框图一般如图3-25所示。这里，须设置一个将图象中频信号（PIF）放大、限幅及37MHz选频的电路，用以形成作为开关信号的37MHz等幅正弦信号。这开关信号送至双差分视频同步检波器，待检波的

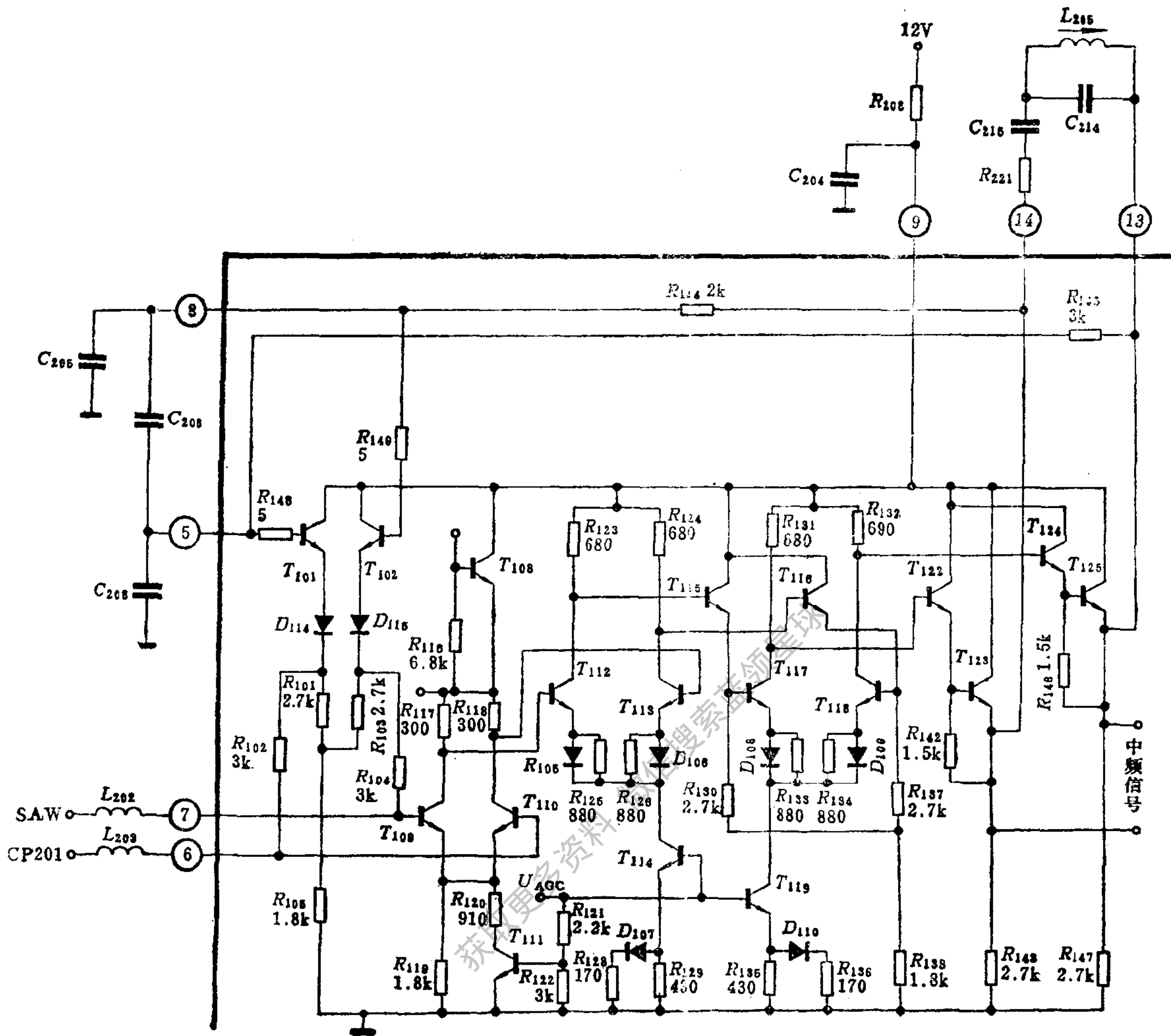


图3-24 HA11215集成块内中频放大器

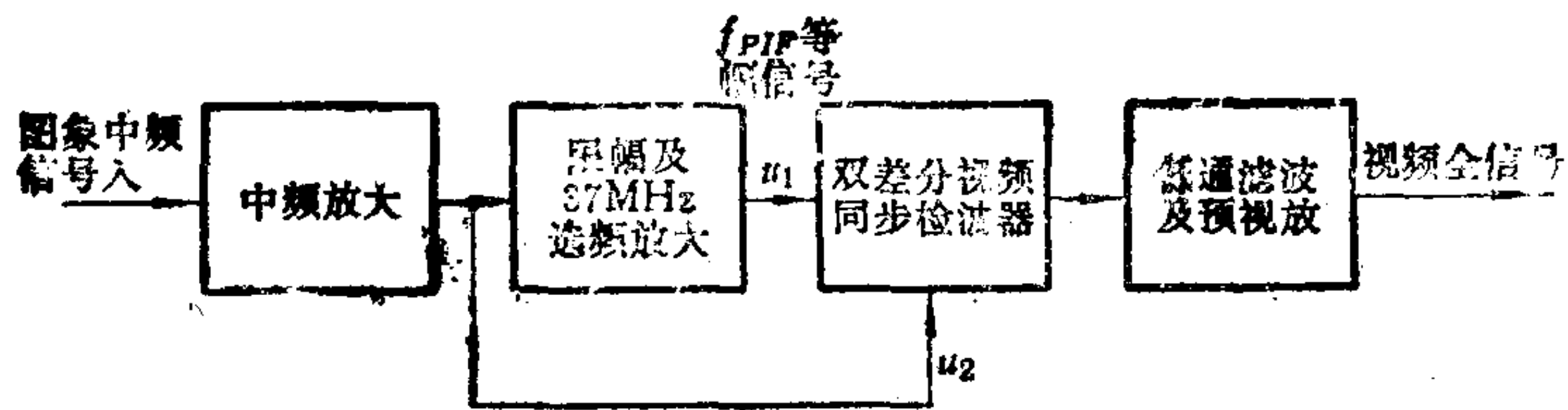


图3-25 双差分图象检波组成方框图

中频信号被放大后也送至同步检波器，经检波及低通滤波后，便得到视频图象信号及伴音第二中频信号。

HA11215中视频同步检波器的电路如图2-26所示。图象中频信号由 T_{202} 、 T_{218} 射随缓冲之后，一路经 T_{211} 、 T_{212} 谐振放大，负载是由⑮、⑰脚外面的 L_{204} 、 C_{213} 组成的37MHz谐振回路。并依靠 D_{201} 、 D_{202} 的双向限幅作用，得到等幅的开关信号。它由 T_{210} 、 T_{217} 射随缓冲后，作为图3-25中的 u_1 以相反的极性分别送至 T_{207} 、 T_{206} 和 T_{216} 、 T_{215} 的基极，控制它们轮流导通和截止，形成双差分电流开关。 T_{202} 、 T_{218} 输出的另一路作为图

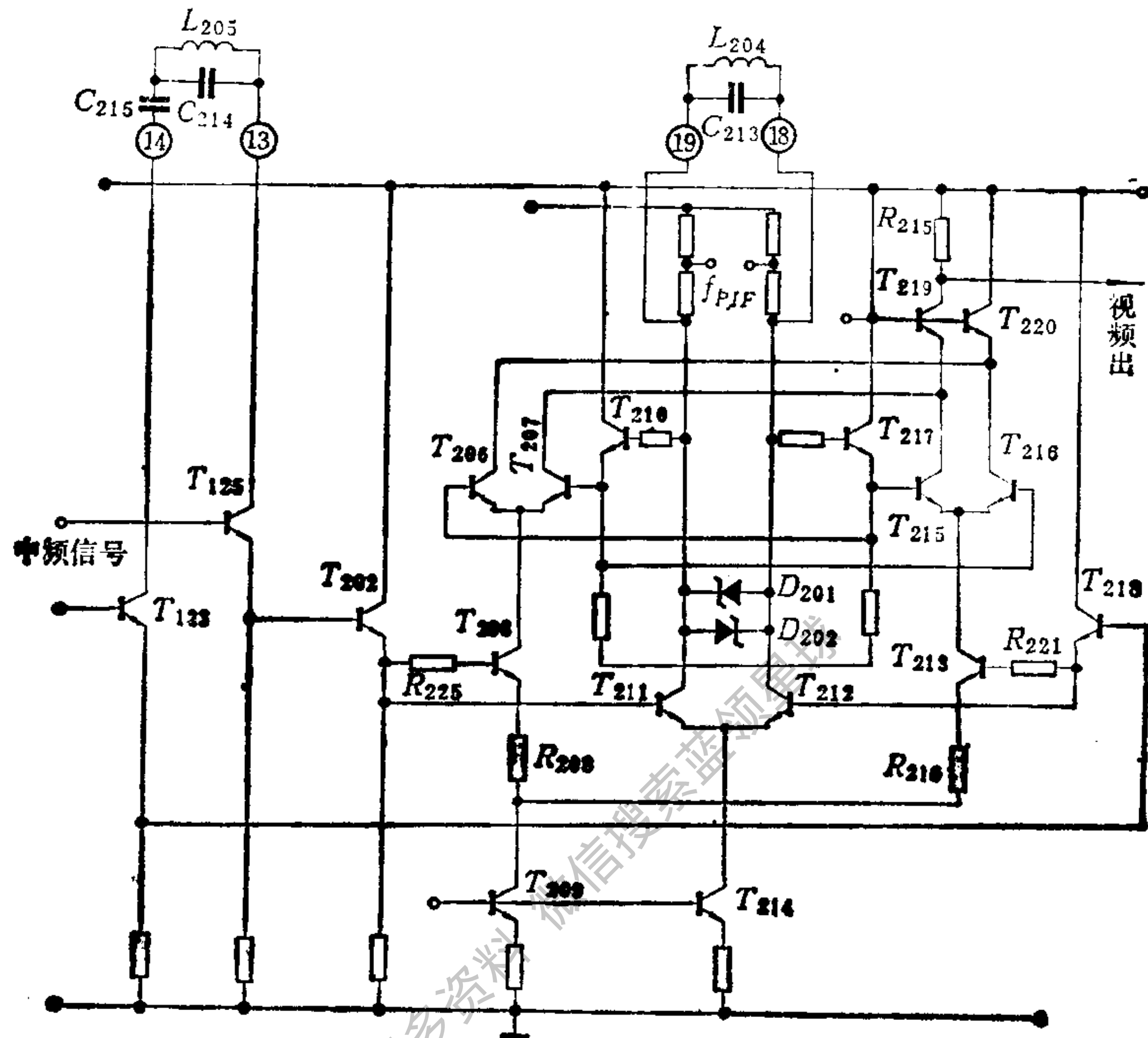


图3-26 HA11215块内的视频同步检波器

3-25中的 u_2 送至 差分同步检波器的 T_{208} 、 T_{213} 。 R_{208} 、 R_{216} 为两管发射极中的负反馈电阻。同步检波后得到的视频信号由 T_{207} 、 T_{215} 管集电极输出，经 T_{219} 共基放大后单端输出。 T_{219} 的负载电阻为 R_{215} 。

⑬、⑭脚外接的 C_{215} 、 C_{214} 、 L_{205} 网络为30.5MHz伴音中频吸收回路，对30.5MHz频率呈现串联谐振，将该频率陷波，以减少检波后2.07MHz的干扰。

(三) 预视放

HA11215中的预视放电路画于图3-27左面。视频同步检波器输出的是负极性视频信号，经 T_{401} 射随后由 T_{403} 、 T_{404} 复合联接成的等效PNP管放大倒相。④脚外接的电位器 R_{210} 可调节 T_{406} 恒流源电流的大小，从而可改变 T_{403} 射极的偏置电压，调节了等效PNP管的工作电流。在AGC起控后，调节 R_{210} 就可调节复合管输出的全电视信号的幅度。 C_{403} 是等效PNP管发射极电路中的小旁路电容起高频补偿的作用。放大倒相后的视频信号由 T_{405} 射极跟随器以正极性形式自②脚输出。外接的 CP_{202} 和 R_{217} 组成6.5MHz伴音第二中频桥T型陷波器，视频信号经过它吸收后得到全电视信号由③脚返送至集成块内。

②脚输出的检波信号的另一路,在桥T型陷波器之前经 L_{401} 径直送往伴音通道。

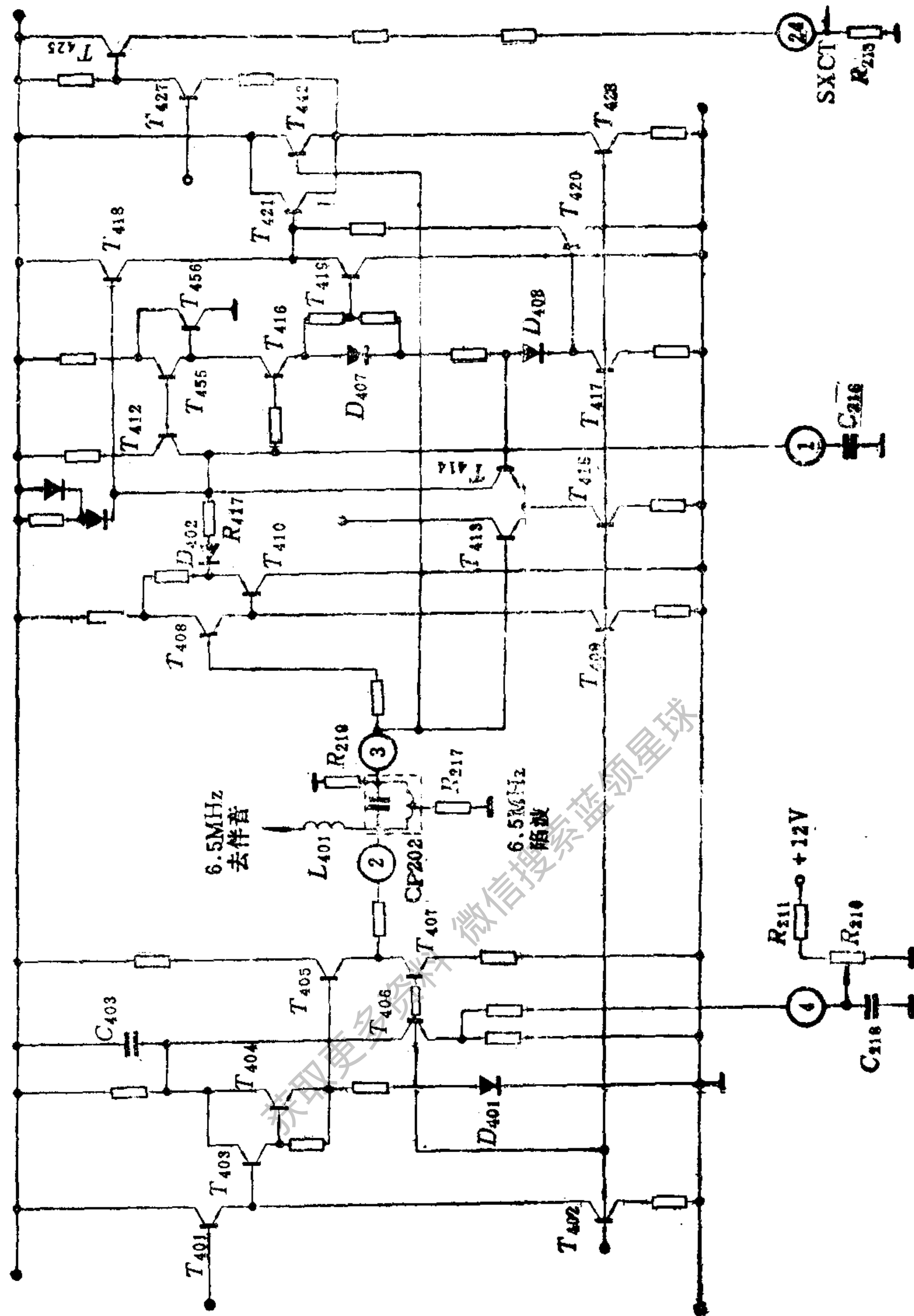


图3-27 HA11215块内预视放和消噪波电路

(四) 消噪波电路

电视中的噪波指的是大幅度的脉冲干扰,例如电火花、雷电等产生的电磁脉冲,它们的频谱很宽,可以通过高频头、中放通道后,在视频检波器输出与信号同时被检波出来,成为干扰脉冲。若不去除这种干扰,它们通过同步分离电路后将破坏行、场振荡器的同步。对于采用峰值AGC方式的电路来说,还可能破坏中放电路的正常工作。

消噪波(ANC)电路的形式很多,常用的有截止式和对消式两种。截止式电路中,在大的干扰脉冲期间视频电路被切断,从而抑制了噪波输出。对消式电路中,将视频信号中超过同步电平的干扰信号切割出来,倒相后再叠加到原信号中,以抵消信号中的噪波。

HA11215块内消噪波电路为截止式的，电路组成如图3-27右面所示。 T_{442} 为噪波开关管，无噪波时起射极跟随器的作用，有超过同步头的噪波干扰脉冲时它立刻截止。具体工作过程如下：

由③脚进入的预视放的输出，一路直接加至噪波开关管 T_{442} 基极，由其射极输出。另两路同时送至 T_{408} 及 T_{413} 的基极，由随后的消噪波电路形成对 T_{422} 导通和截止的控制信号。

正极性的全电视信号经 T_{408} 、 T_{410} 复合射随后加到 D_{402} 的负极。无噪波干扰时，行同步脉冲到达期间 D_{402} 导通，①脚外接电容 C_{216} 所充电荷通过 R_{417} 、 D_{402} 、 T_{410} 等释放。稳定状态下， C_{216} 上充有接近同步头的电压。它通过 T_{416} 、 D_{407} 加到差分放大器 T_{414} 的基极。 T_{413} 基极也加有③脚送来的全电视信号。由图中电位关系可见，平时 T_{413} 基极电位高于 T_{414} 基极电位，故 T_{413} 导通， T_{414} 截止。于是， T_{418} 因基极无电流而截止，导致 T_{421} 截止。这样， T_{421} 对噪波开关管 T_{442} 无影响，全电视信号由 T_{442} 射随输出。

当有超过同步头电平的大干扰噪波时，在干扰脉冲超出同步头期间， T_{413} 基极电位下降至低于 T_{414} 基极电位时， T_{413} 截止， T_{414} 导通。于是， T_{418} 导通， T_{421} 也导通，并使 T_{442} 发射极电位上升，由导通转为截止，抑制了噪波干扰输出。噪波过去之后， T_{414} 恢复截止， T_{442} 也恢复对信号的射极输出。可见， T_{442} 相当于受大噪波控制导通和截止的开关，故称为噪波开关管。

消噪波后的信号经 T_{427} 共基放大， T_{425} 等射极跟随后，由②脚输出正极性的视频全电视信号。

(五) 自动增益控制 (AGC) 电路

前述已知，AGC电路是用来自动改变中放和高放增益，保证视频检波输出信号的幅度基本不变，它是电视通道部分的重要电路部分。我国电视机标准规定，当输入信号电平变化60dB时，甲级机视频输出电平变化应不超出 ± 1.5 dB。

1. AGC基本原理

AGC系统方框图如图3-28所示，是一个由高放、中放、视频检波、AGC检波和AGC放大等电路组成的幅度反馈控制系统。AGC控制电路中包括AGC检波、AGC放大和延迟AGC等电路。AGC检波电路是将预视放输出的全电视信号进行检波，得出与

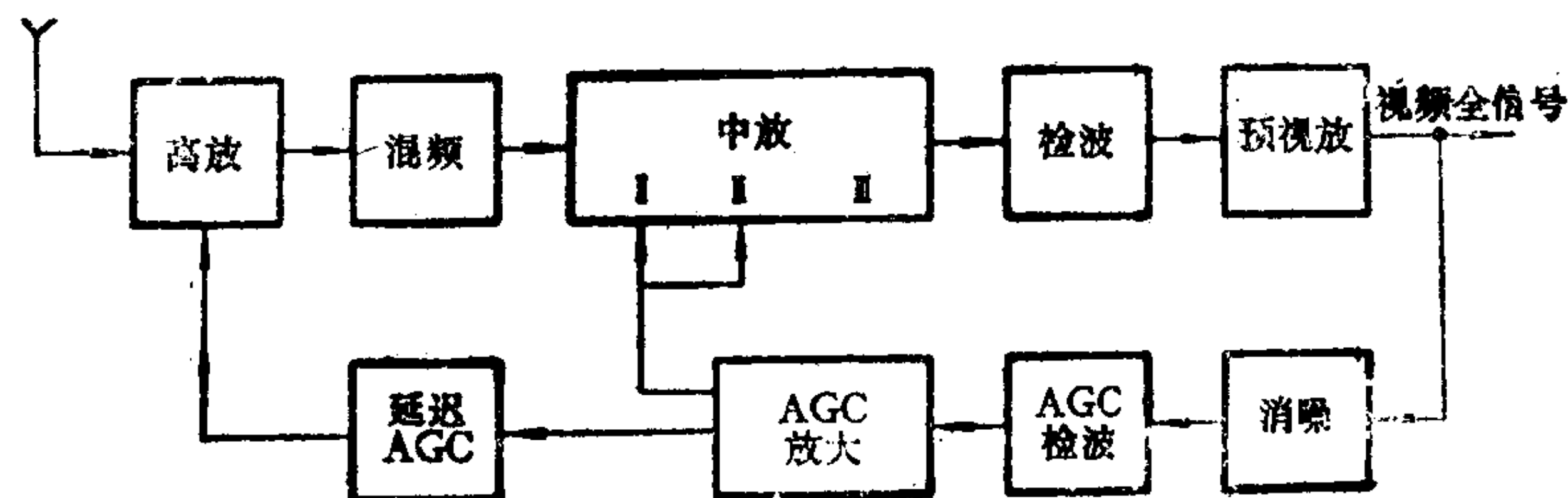


图3-28 AGC系统方框图

信号大小有关的直流电压，作为AGC电压。AGC放大是放大这直流AGC电压，以提高AGC控制的灵敏度。

受AGC控制的高放管及中放管须采用专门的晶体管。图3-29 (a) 为普通晶体管的输出特性，它是一簇近似平行的等间距直线， β 值要在 I_c 达几十mA时开始减小。图(b)

为AGC专门管的输出特性，呈扫帚形，每条曲线缓慢上升，线间间隔不均匀，上下疏，中间密，且疏密变化大。可以看出，当 U_{ce} 为一定值时，增大 I_c 可使曲线趋向变密，因而 β 值减小。就是说，改变 I_c 可控制管子的 β 值。图(c)中画出了两类晶体管 β 值随 I_c 的变化关系。 β 值变化时，高放或中放电路的增益随着正比地变化。

2. AGC控制方式

AGC电压控制放大管增益的方法有两种。若工作于如图3-29(c)中AGC管曲线左侧区域，减小集电极电流 I_c 使增益降低时，称为反向AGC。若工作于曲线右侧区域，增大 I_c 使增益降低时，称正向AGC。分立元件电视机中，AGC电压对高、中放管的AGC控制常采用正向AGC方式。集成中放AGC电压对中放管的AGC控制，也有采用反向AGC

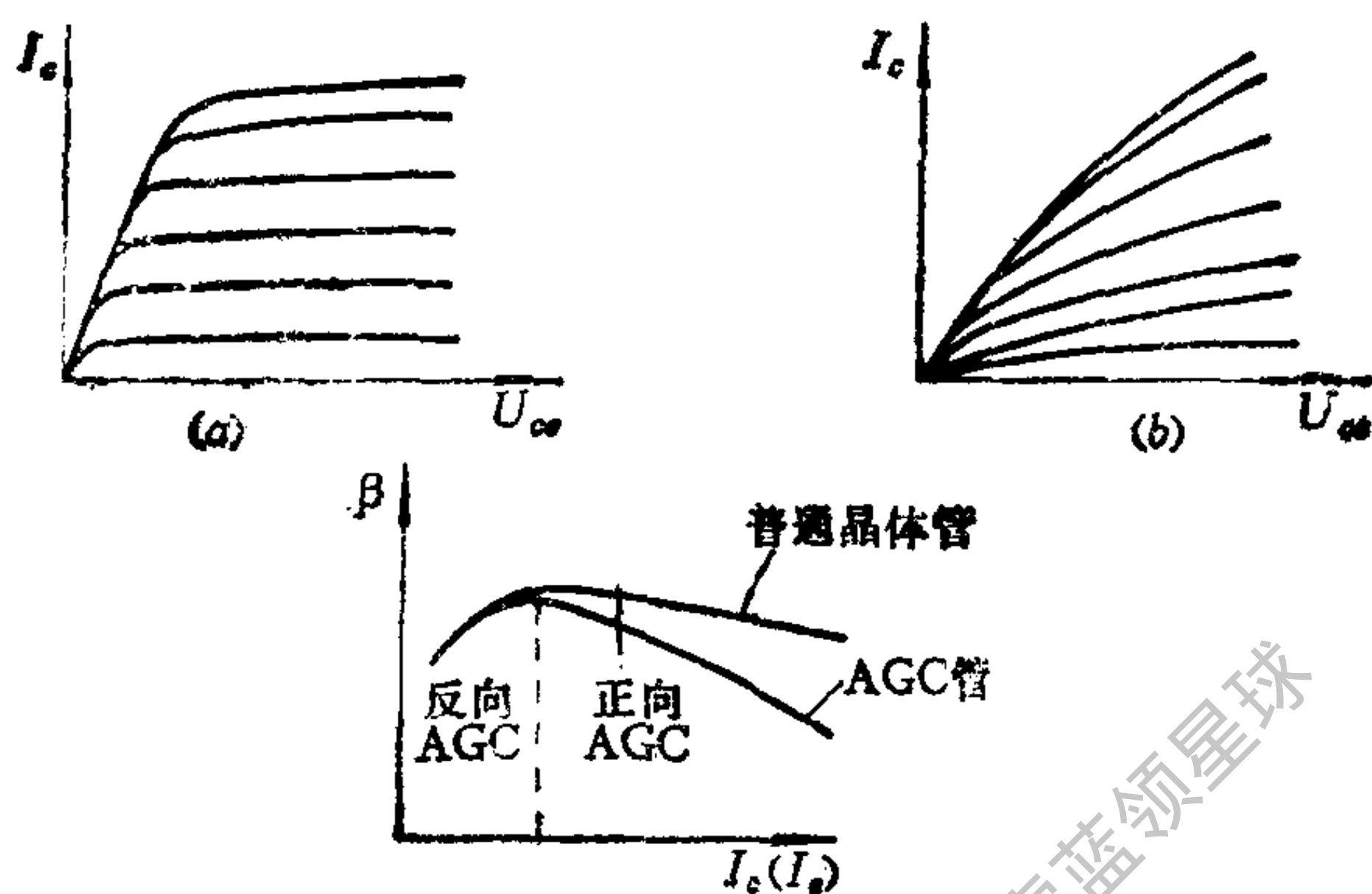


图3-29 一般晶体管和AGC管的特性曲线

方式的例如HA11215内即为反向AGC；当高放级采用场效应管时，只能采用信号越强， U_{AGC} 越小的反向控制方式。

3. 延迟AGC

为使AGC控制更合理，不降低信噪比，都采取了输入信号弱时AGC不起控，只当输入信号大到使检波输出超过一定值时AGC才起控的所谓延迟AGC方式。这里需强调指出的是，延迟并非时间上的推迟，而是起控电平的高低。AGC电压分别加到中放和高放级，一般情况下都是当电视信号超过某一定值时，AGC电压首先控制中放，使中放增益下降，这是第一次延迟。即输入信号越大，中放增益越小。此时高放级增益不受控制，仍处于最高增益状态。当输入电视信号增大到超过另一个设定的值时，中放增益不再降低，基本保持不变，而高放AGC开始起控，这是第二次延迟。然而通常所谓的延迟AGC实际是特指高放AGC的延迟而言的。故高放AGC也称射频AGC(RF AGC)或延迟AGC。

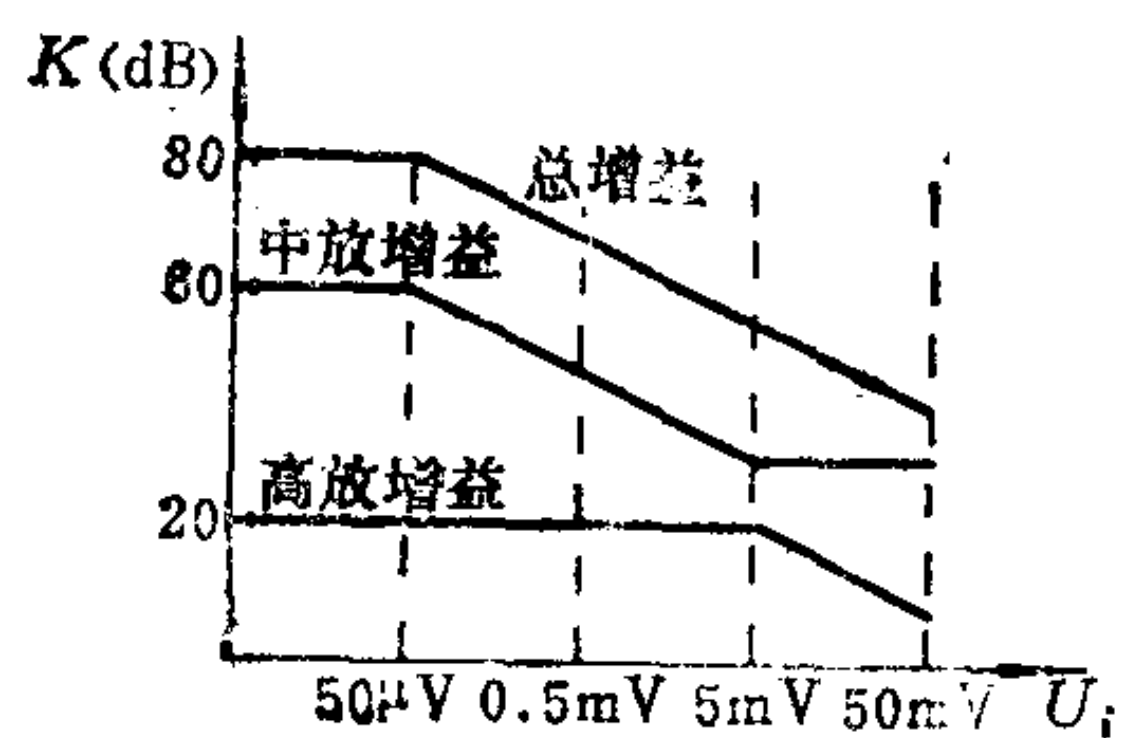


图3-30 延迟AGC特性

虽然，高、中放总增益是随输入电视信号的增大而不断下降，但输入信号不够大时高放级总处于最高增益状态，可使高频头输出信号的信噪比不致较低。延迟AGC的作用如图3-30曲线所示。

4. AGC检波电路

集成AGC检波电路与分立元件AGC的检波电路一样,可分为平均值型、峰值型及键控型三种。键控型在集成电路中不采用,平均值型也少见,这里不作介绍。峰值型AGC检波电路是利用峰值检波器,得出与全电视信号峰值电平(即同步脉冲顶的电平)相对应的直流控制电压,电路原理一般是在分离出同步头之后对它进行峰值检波。为了消除超过同步头的干扰脉冲对AGC检波电平的影响,AGC峰值检波前均加入消噪波电路。

5. HA11215块内AGC电路介绍

HA11215块内采用的是峰值型AGC电路,其电路如图3-31所示。正极性(同步头朝下)的全电视信号经消噪波电路之后加到差分放大器 T_{431} 的基极, T_{430} 基极的固定偏置 E_1 选择得在全电视信号较小时它低于 T_{431} 基极电位,因而 T_{430} 截止, T_{438} 、 T_{439} 也截止。这时,由②脚外接电阻 R_{216} 、 R_{215} 对 $E_C(+12V)$ 分压给出固定的电压作为 U_{AGC} ,经 T_{441} 射随, T_{442} 放大倒相, T_{443} 、 T_{444} 差分放大以及 T_{440} 射随后,作为中放AGC电压(IF AGC)送至图3-24中恒流源 T_{114} 、 T_{119} 和 T_{113} 的基极上。此时 U_{AGC} 电压最高,三级中放增益均最大。随着全电视信号幅度的增大,同步脉冲使 T_{431} 基极电位降低,当信号增大到同步脉冲期间 T_{431} 基极电位低于 $E_1-0.1V$ 时, T_{430} 瞬时导通,集电极上出现一个放大后的负向同步脉冲。它经 T_{438} 、 T_{439} 复合管放大倒相后由 T_{439} 射极送出,并由 D_{410} 和②脚外接的 R_{215} 、 C_{211} 峰值检波,得到与全电视信号峰值成比

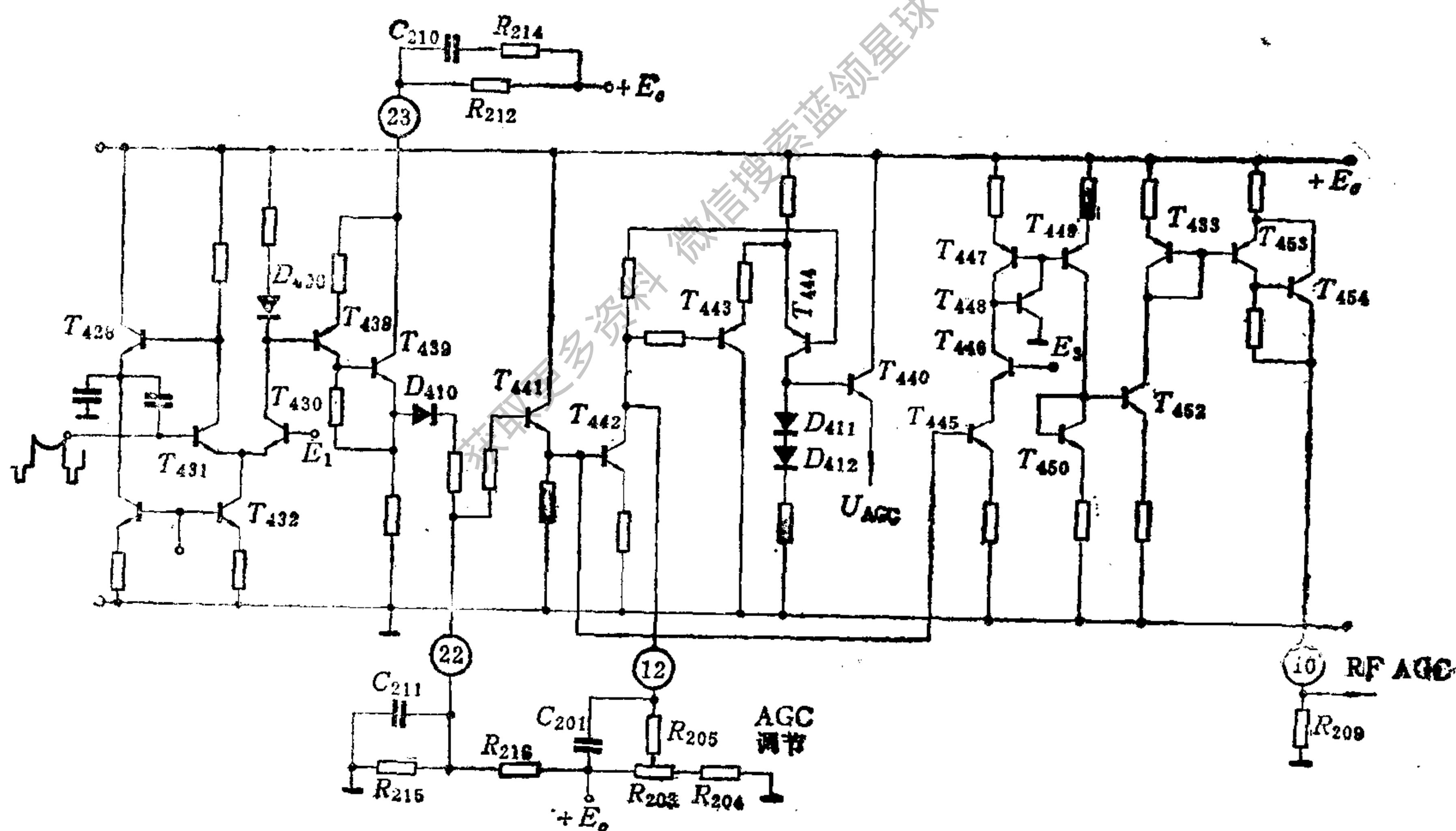


图3-31 HA11215块内AGC电路

例的 U_{AGC} ,再由 T_{441} 射随, T_{442} 放大倒相, T_{443} 、 T_{444} 差分放大以及 T_{440} 射随后,得到 U_{AGC} 。可见,信号幅度越大, U_{AGC} 电压越低,控制中放恒流源的电流越小,使中放增益越低。这种AGC电路也可称为同步放大峰值型反向AGC方式。

为了提高抗干扰能力,可采用对同步脉冲进行平均值检波的AGC电压形成电路。TA7611, AN5132集成中放系统中采用了这种方式。它可称为同步放大平均值型AGC方式,其工作原理在后面介绍。

6. 高放AGC电路

对高放级的AGC控制有正向和反向控制两种方式，若高放管用NPN型晶体管，一般采用正向AGC方式；若高放管采用MOS双栅场效应管，则用反向AGC方式。

日立CTP-236D型电视机中高放管为MOS双栅场效应管，故HA11215内给出反向控制电压。②脚的AGC电压除了由 T_{441} 射随形成中放AGC电压之外，还同时送至 T_{445} 的基极。电路中 T_{446} 、 T_{448} 、 T_{447} 、 T_{449} 、 T_{452} 和复合管 T_{453} 、 T_{454} 等组成RF AGC电压放大电路。 T_{446} 为RF AGC控制门管，基极被偏置为 E_3 ，当全电视信号幅度较小时， T_{445} 集电极电位即 T_{446} 发射极电位较高， T_{446} 截止，因而 T_{449} 、 T_{452} 、 T_{453} 、 T_{454} 均截止，⑩脚外 Q_{201} 基极电位（参见图3-23）由块外 R_{209} 、 R_{222} 、 R_{223} 等电阻分压给出固定电压， Q_{201} 集电极输出的RF AGC电压最高，使高放管处于增益最高状态。当全电视信号增大至 T_{446} 能导通时， T_{449} 、 T_{452} 、 T_{453} 、 T_{454} 均导通，因而 Q_{201} 基极电位增高，集电极电位降低，使高放级增益降低，实现了AGC控制。

调整⑩脚外接的 R_{203} 可改变 T_{443} 基极电位，从而调节了中放AGC的起控电平。因高放AGC起控电平不变，因此改变了高放AGC相对于中放AGC的延迟程度，可见此调节也兼起第一次延迟的调节作用。

（六）自动频率微调（AFT）电路

AFT电路的基本原理方框图如图2-21所示，用来产生自动控制电压送至本振级改变本振频率使始终保持对信号的跟踪。集成中频系统中的AFT电路组成与图2-21相同，只是方框图中的鉴频器采用集成双差分鉴频器。

1. 集成双差分鉴频器

鉴频器是能将频差变为误差电压的电路，因此，可对调频信号调解，常见的有比例鉴频器、相位鉴频器及斜率鉴频器等。集成双差分鉴频器组成方框如图3-32所示，实际上是通过移相电路先把 f_{PIF} 与37MHz的频差变换成相位误差 φ 之后，再送到双差分鉴相器将相差 φ 变换成直流误差电压。归纳起来电视集成AFT电路的工作过程是，本振跟踪误差 $\Delta f_0 \rightarrow f_{PIF}$ 与37MHz的频差 $\Delta f_{PIF} \rightarrow$ 相差 $\varphi \rightarrow U_{AFT}$ 。因此实质上是相位鉴频器，

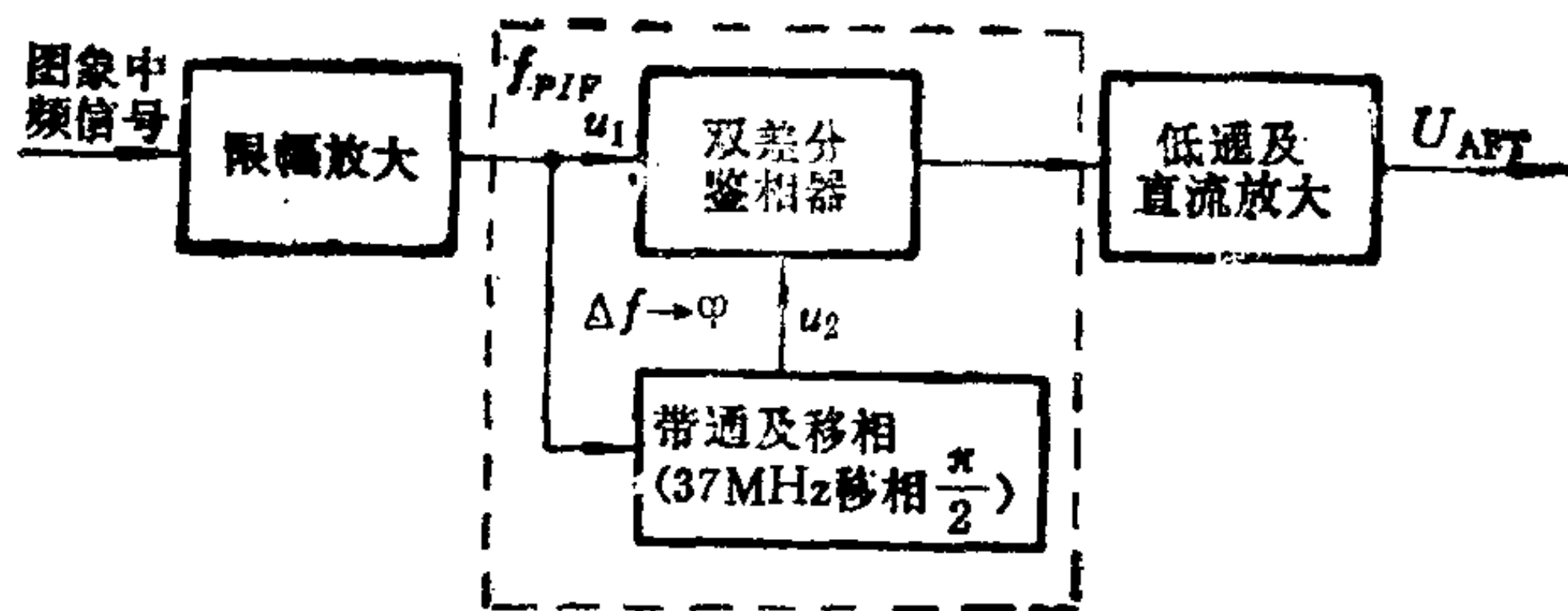


图3-32 双差分鉴频器方框图

由图3-32中虚线框内两部分电路共同构成。其中， u_1 为将图象中频信号限幅、谐振放大后得到的与 f_{PIF} 同频同相的等幅正弦信号， u_2 为将 u_1 经移相网络后得到的与 u_1 同频但不同相的等幅正弦信号。移相网络在 $f_{PIF}=37\text{MHz}$ 时使 u_2 超前 u_1 相位 $\varphi=90^\circ$ ， $f_{PIF}<37\text{MHz}$ 时 $\varphi>90^\circ$ ， $f_{PIF}>37\text{MHz}$ 时 $\varphi<90^\circ$ 。这样，使 f_{PIF} 对37MHz的微小偏离表现为 u_1 和 u_2 之间的相位差对 90° （即 $\pi/2$ ）的偏离。 u_1 和 u_2 送至图3-33所示的双差分鉴频电路中。有关波形如 $\pm u_1$ ， $\pm u_2$ ， I_3 ， I_4 ， I_5 ， I_6 及输出电流 I_3+I_5 ， I_4+I_6 等如图3-34所示。若 u_1 、 u_2

信号幅度很大,使 $BG_1 \sim BG_6$ 均工作在开关状态,则各电流与 u_1 、 u_2 相位差之间的关系为:

u_1 、 u_2 同时为正的期间, BG_3 集电极有电流 I_3 ;

u_1 、 u_2 同时为负的期间, BG_5 集电极有电流 I_5 ;

u_1 为正、 u_2 为负的期间, BG_6 集电极有电流 I_6 ;

u_1 为负、 u_2 为正的期间, BG_4 集电极有电流 I_4 。

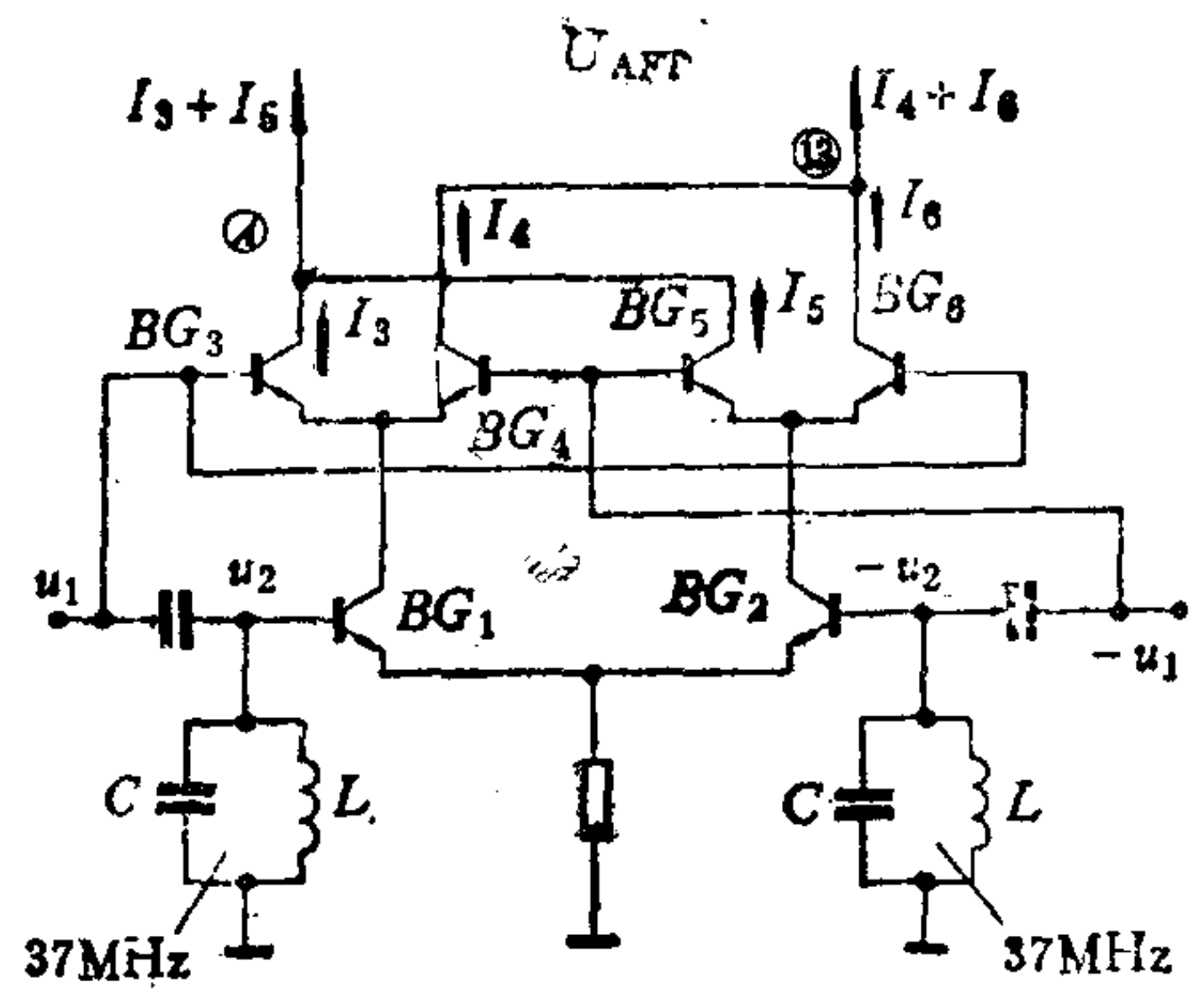


图3-33 双差分鉴频器

BG_3 和 BG_5 的电流合成后在其负载上输出, BG_2 和 BG_4 的电流合成在它们的负载上输出。

根据上述规律,当图3-33中由LC组成的相移网络使得 $f_{PIF}=37\text{MHz}$ 时, u_2 超前 u_1 的相位 $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 时,各电流及 $I_3 + I_5$ 、 $I_4 + I_6$ 波形如图3-34 (a)所示,可见, $I_3 + I_5 = I_4 + I_6$,故 $U_{AFT} = K [(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5)] = 0$ 。当 $f_{PIF} < 37\text{MHz}$, $\varphi > \frac{\pi}{2}$ 时,各电流及 $I_3 + I_5$ 、 $I_4 + I_6$ 的波形如图3-34 (b)所示,因 $(I_4 + I_6) > (I_3 + I_5)$,则 $U_{AFT} > 0$ 。同样可推知,若 $f_{PIF} > 37\text{MHz}$, $\varphi < \frac{\pi}{2}$ 时, $(I_4 + I_6) < (I_3 + I_5)$, $U_{AFT} < 0$ 。这样 U_{AFT} 与相位差 φ (它反应了频差 Δf)之间的关系为如图3-35所示,称为鉴频曲线。

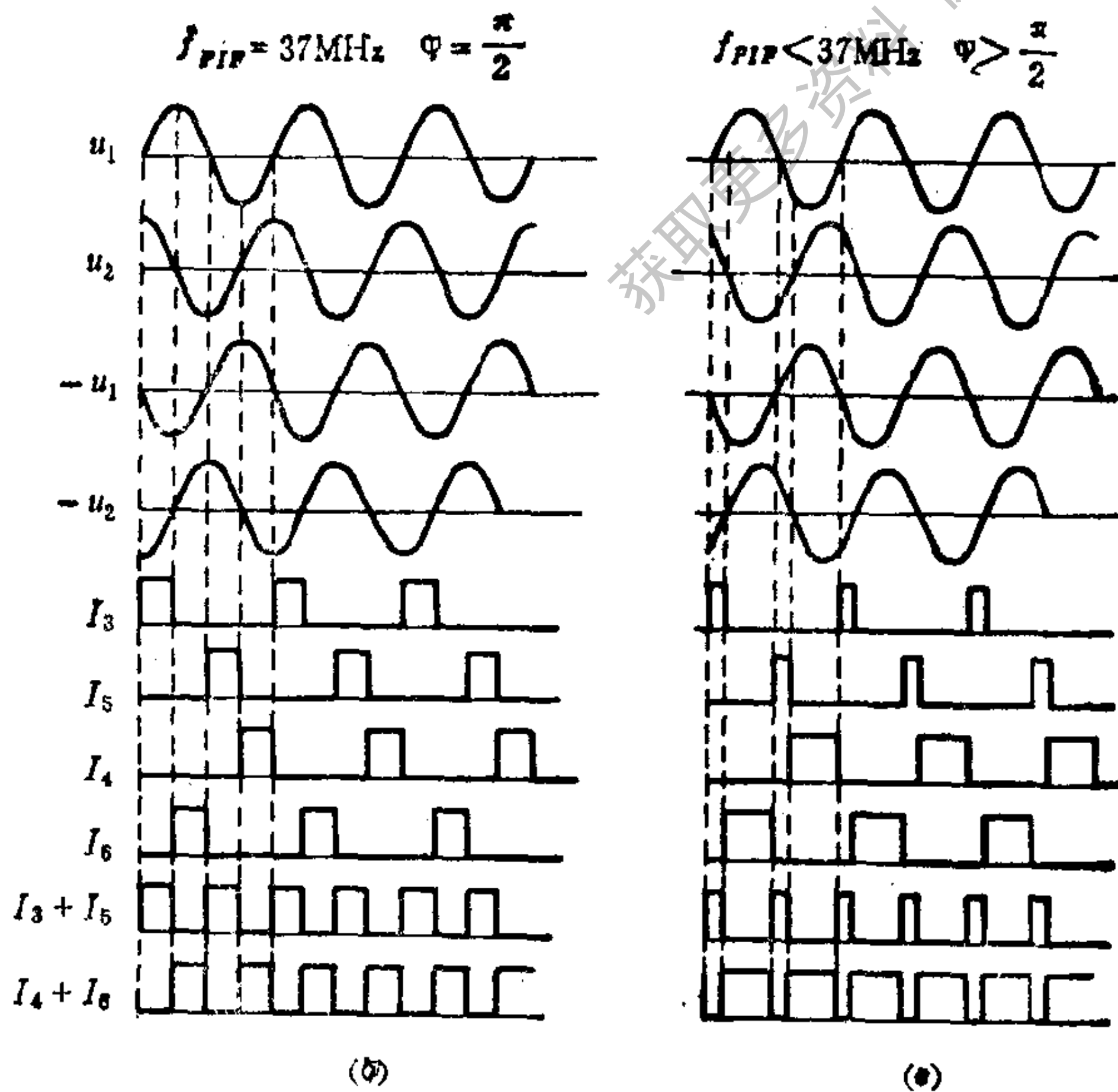


图3-34 双差分鉴频器有关波形

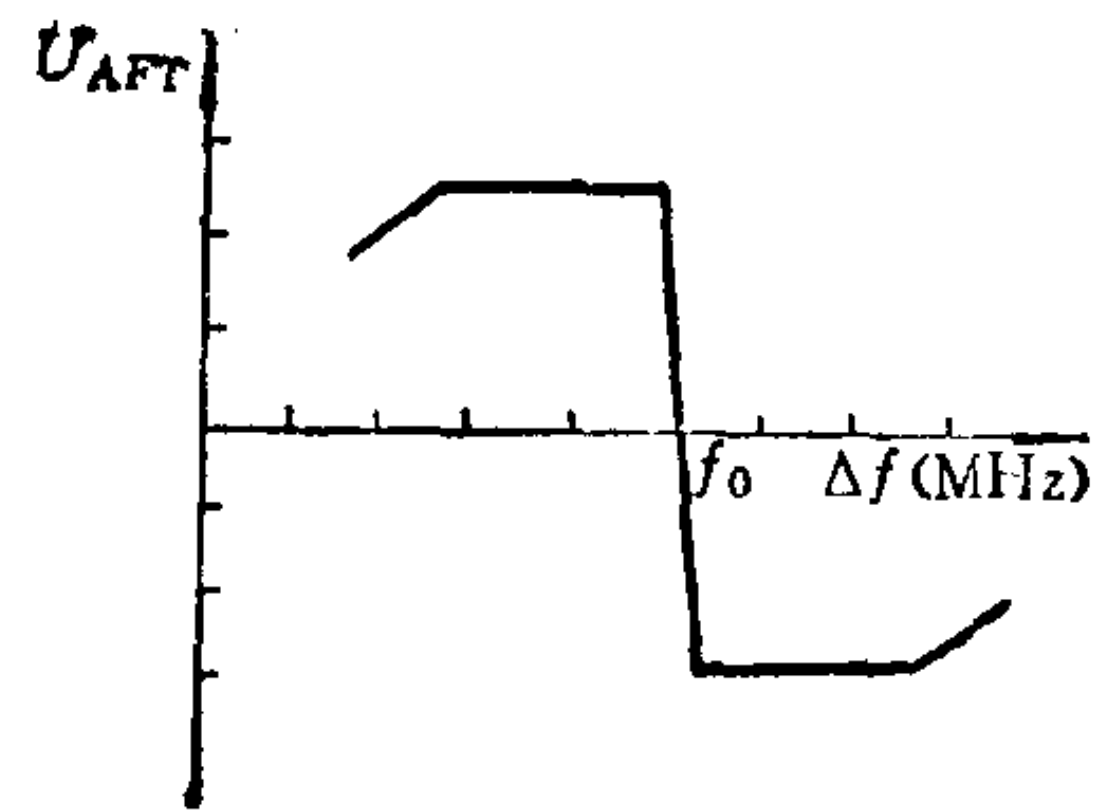


图3-35 鉴频曲线

2. HA11215块内AFT电路

HA11215块内AFT电路如图3-36(a)所示,由图3-26中 T_{211} 、 T_{212} 中频限幅级集电极上得到的 f_{PIF} 载波信号分别送至 T_{302} 和 T_{311} 的基极,射随缓冲后作为 u_1 加到双差分鉴频器 $T_{305} \sim T_{308}$ 的基极。⑧、⑨脚外接37MHz并联谐振回路为初级回路,经集成电路

引线脚之间分布电容 C_M 的耦合至⑰、⑳脚外接的并联谐振回路 L_{001} 、 C_{003} 上， L_{001} 、 C_{003} 也调谐到37MHz作为次级回路，它们构成了电容耦合双调谐回路作为 f_{PIF} 的移相电路。等效电路如图3-36 (b) 所示。满足了前述 $f_{PIF}=37\text{MHz}$ ， $\varphi=\frac{\pi}{2}$ ， $f_{PIF}<37\text{MHz}$

$\varphi>\frac{\pi}{2}$ ， $f_{PIF}>37\text{MHz}$ $\varphi<\frac{\pi}{2}$ 的要求。移相后的作为 u_2 信号也作用到双差分鉴频器 T_{309} 、 T_{310} 的基极上，与上面所说的鉴频原理相同， T_{306} 和 T_{307} 的合成电流经 T_{317} 、 T_{318} 、

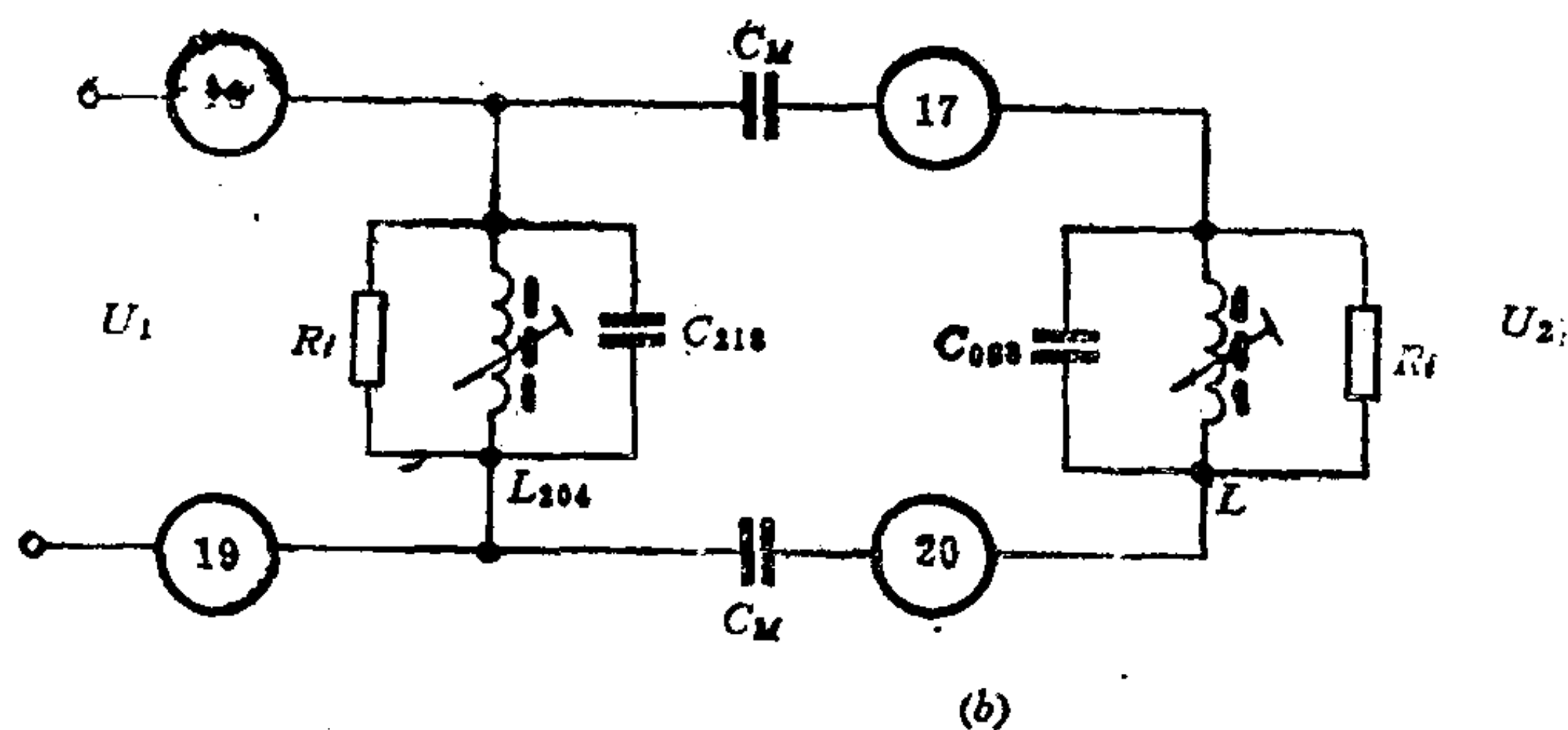
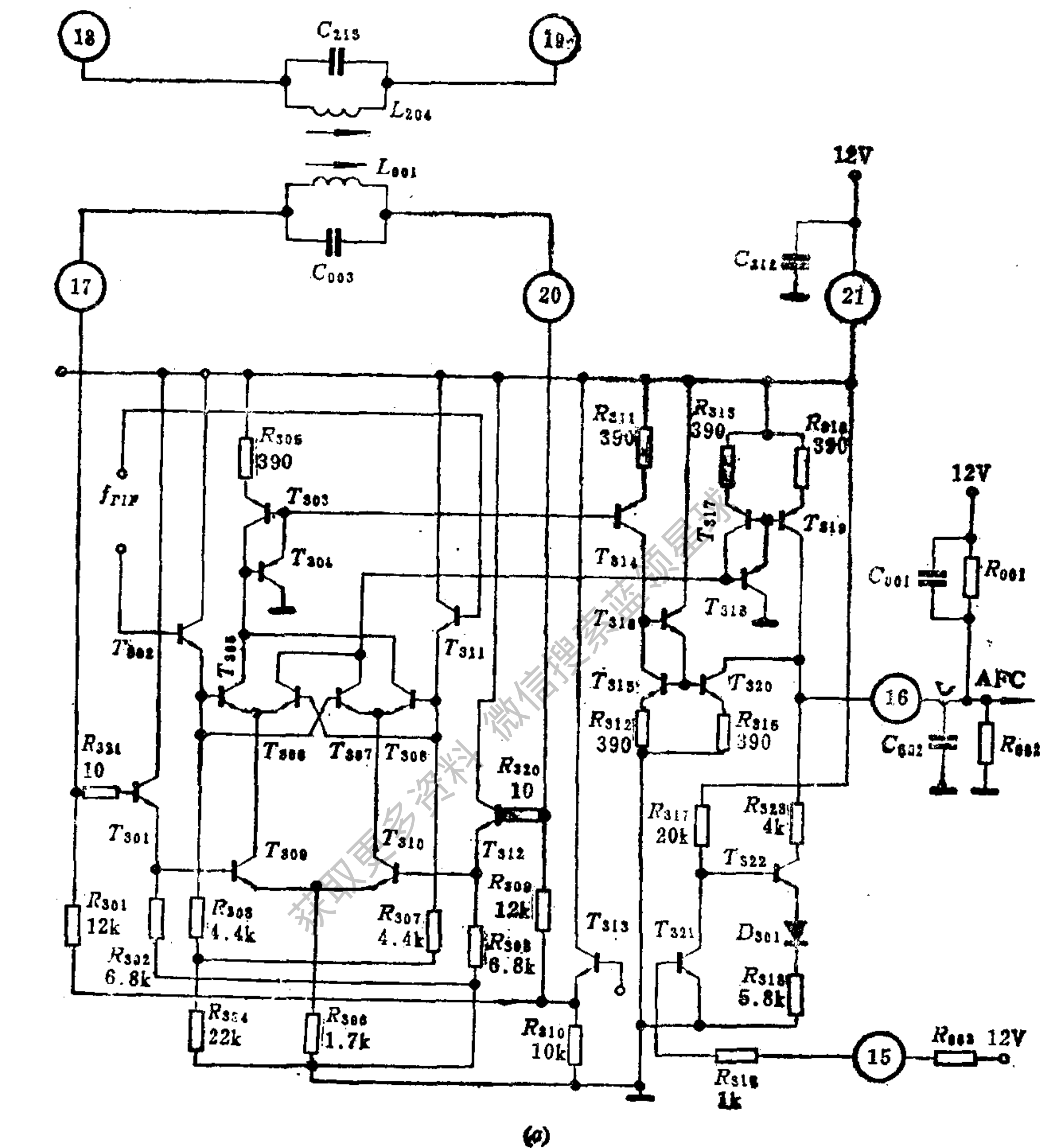


图3-36 HA11215块内AFT电路及移相等效电路

T_{317} 、 T_{318} 、 T_{319} 变换之后向⑩脚外的 C_{002} 充电，而 T_{305} 和 T_{308} 的合成电流通过 T_{303} 、 T_{304} 、 T_{314} 由 T_{316} 、 T_{315} 、 T_{320} 变换之后使⑩脚外的 C_{002} 放电。当 $f_{PIF}=37$ MHz时， C_{002} 充放电电流相等， $U_{AFT}=0$ ； $f_{PIF}<37$ MHz时， C_{002} 充电电流大于放电电流， $U_{AFT}>0$ ； $f_{PIF}>37$ MHz时， C_{002} 充电电流小于放电电流， $U_{AFT}<0$ 。该电路AFT鉴频电压曲线即如图3-35所示。电路中 U_{AFT} 经如图3-23所示外接的 R_{004} 送至本振进行自动频率微调。

五、AN5132集成电路

AN5132 (AN5130) 图象中频系统内部方框及外围电路如图3-37所示，内部电路见附图2。电路功能包括中频放大、视频同步检波、ANC、AGC及AFT等。AN5130与AN5132基本相同，故一并分析。

(一) 中频放大

由松下TC-483D型彩色电视机电路图可见，高频头混频器输出的中频电视信号经 C_{107} 耦合加至预中放级 Q_{101} ，这是为补偿声表面波滤波器的插入损耗而加入的， X_{104} 为 38.5MHz 吸收的陶瓷滤波器，放大后的中频信号经 T_{101} 耦合送到声表面波滤波器 X_{101} 、 L_{106} 、 R_{172} 为调谐电感和匹配电阻。 X_{101} 输出端得到的中频电视信号经 C_{118} 、 C_{115} 耦合输入至AN5132的①、⑩脚。

块内中放电路如图3-38所示，为由 T_3 、 T_4 、 T_7 、 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{13} 及 T_{15} 、 T_{16} 、

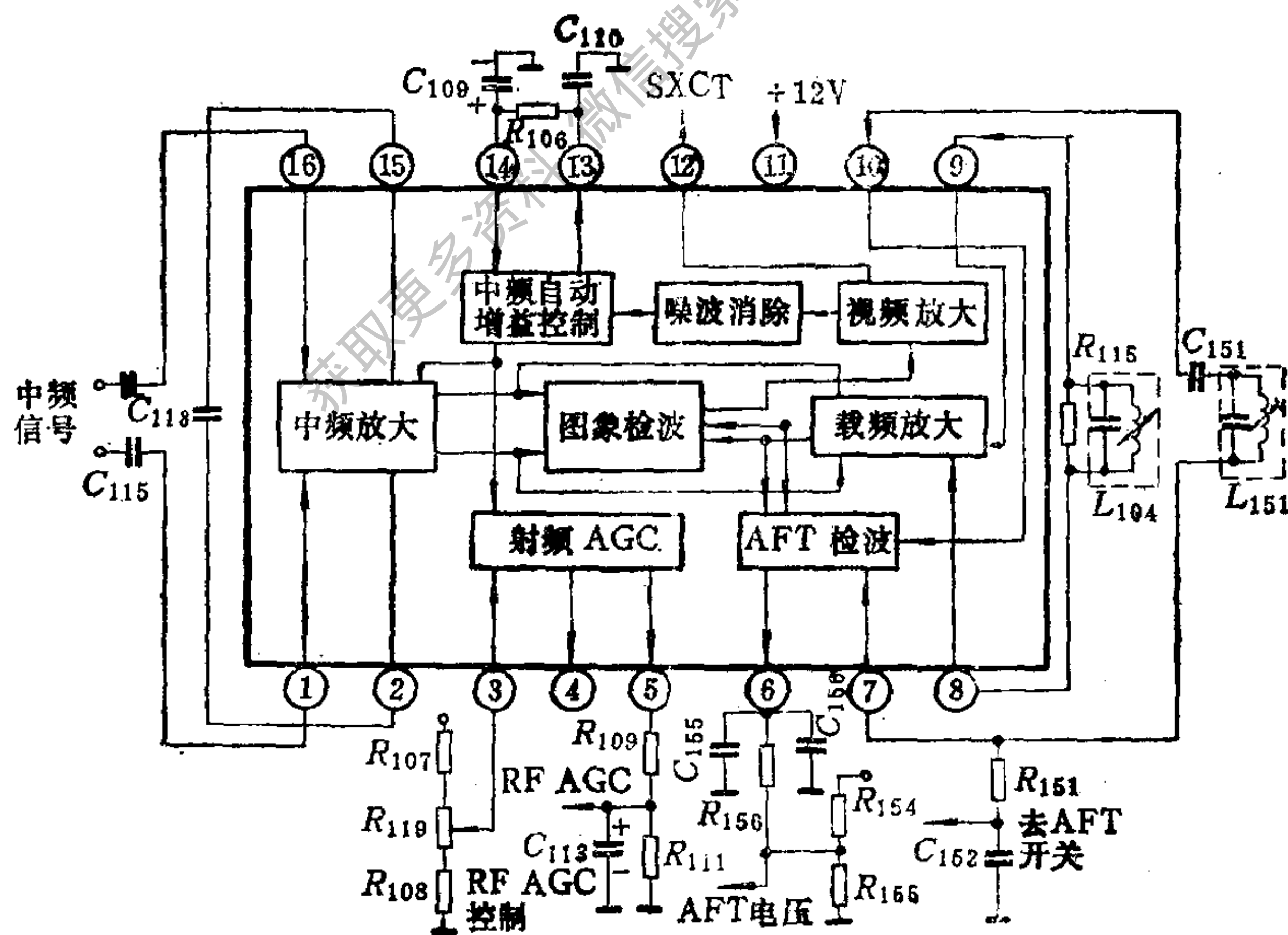


图3-37 AN5132 (AN5130) 的原理方框图及外围电路

T_{18} 三级具有中频AGC控制的差分放大器组成，恒流源 T_7 、 T_8 、 T_{13} 、 T_{18} 的基极受AGC电压控制实现对中放的增益控制。

在AGC未起控时， U_{AGC} 电压较高，恒流源电流最大，中放增益处于增益最高的状态。随着电视信号的加大，AGC起控后AGC电压减小， T_{18} 先脱离饱和状态使 T_{15} 、 T_{16} 增益下降。若信号不断增大 T_{13} 和 T_7 相继脱离饱和，控制 T_{10} 、 T_{11} 及 T_3 、 T_4 增益下降。可见，它与HA11215相同，也是反向AGC控制。

由于中放级增益较高，因此直流工作点的稳定非常重要。图3-38中 T_{27} 、 T_{28} 射极输出的中频信号除直接送至后面的视频同步检波器外，同时分别经 R_{51} 、 C_2 及 R_{53} 、 C_3 积分滤波并经 R_{50} 、 R_{52} 及 R_{173} 、 R_{174} 和⑮、②脚之间的外接电容 C_{108} 进行平滑后，其直流分量一方面加至 T_{25} 、 T_{26} 差分放大器的基极形成中放末级的直流负反馈。另一方面，经过 R_7 、 R_6 和 T_2 、 T_5 射随后反馈至中放输入级 T_3 、 T_4 的基极，形成大环路直流负反

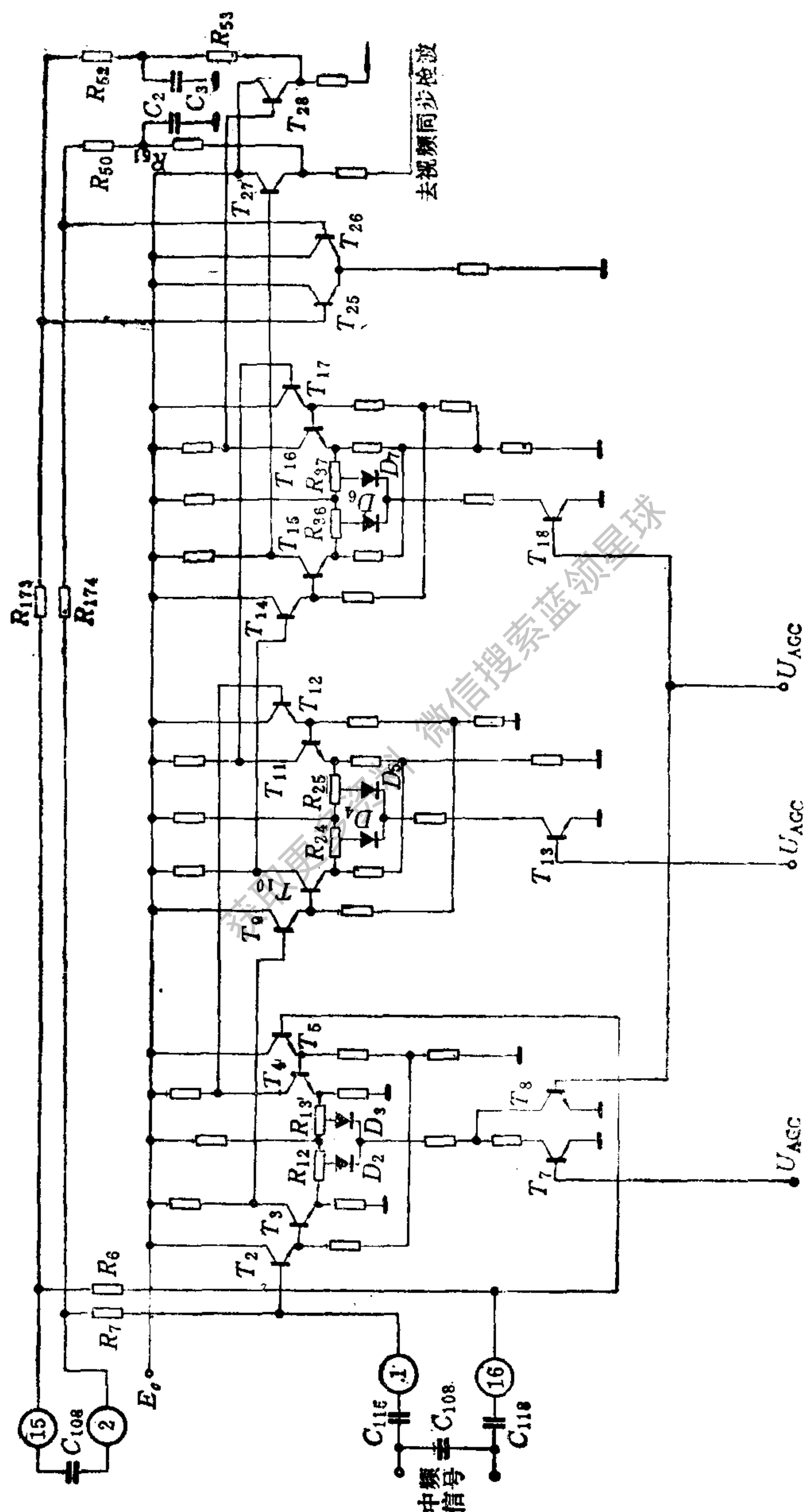


图3-38 AN5132块内中放电路

馈，使整个中放电路的工作点非常稳定。

(二) 视频同步检波器

经中放后的图象中频信号由图3-38的 T_{27} 、 T_{28} 及图3-39所示的射极跟随器 T_{29} 、

T_{30} 后, 送到双差分同步检波器。一路经 T_{123} 、 T_{126} 放大, T_{35} 、 T_{124} 射随后送到差分放大 T_{36} 、 T_{37} 的基极, 发射极中的 R_{71} 、 R_{72} 为扩大线性范围的负反馈电阻。另一路经 T_{38} 、 T_{39} 射随缓冲后送至 T_{40} 、 T_{41} 差分谐振限幅放大器, 由⑧、⑨脚外接的 L_{104} 可调电感及罩内并联电容组成37MHz调谐回路选出图象中频载波 f_{PIF} , 它经 D_1 、 D_2 限幅后实际成为与 f_{PIF} 同频同相的开关信号, 由 T_{44} 、 T_{45} 射随后送至双差分平衡式同步检波器 T_{46} ~ T_{49} 的基极。开关信号控制 T_{46} 、 T_{48} 和 T_{47} 、 T_{49} 的轮流导通和截止。 R_{115} 并联在谐振回路两端, 降低了Q值, 以便于调谐。 T_{46} ~ T_{49} 、 T_{36} 、 T_{37} 及 T_{51} 共同组成双差分同步检波器, T_{46} 、 T_{49} 和 T_{47} 、 T_{48} 的集电极输出检波得到的视频全电视信号及6.5MHz伴音第二中频信号。

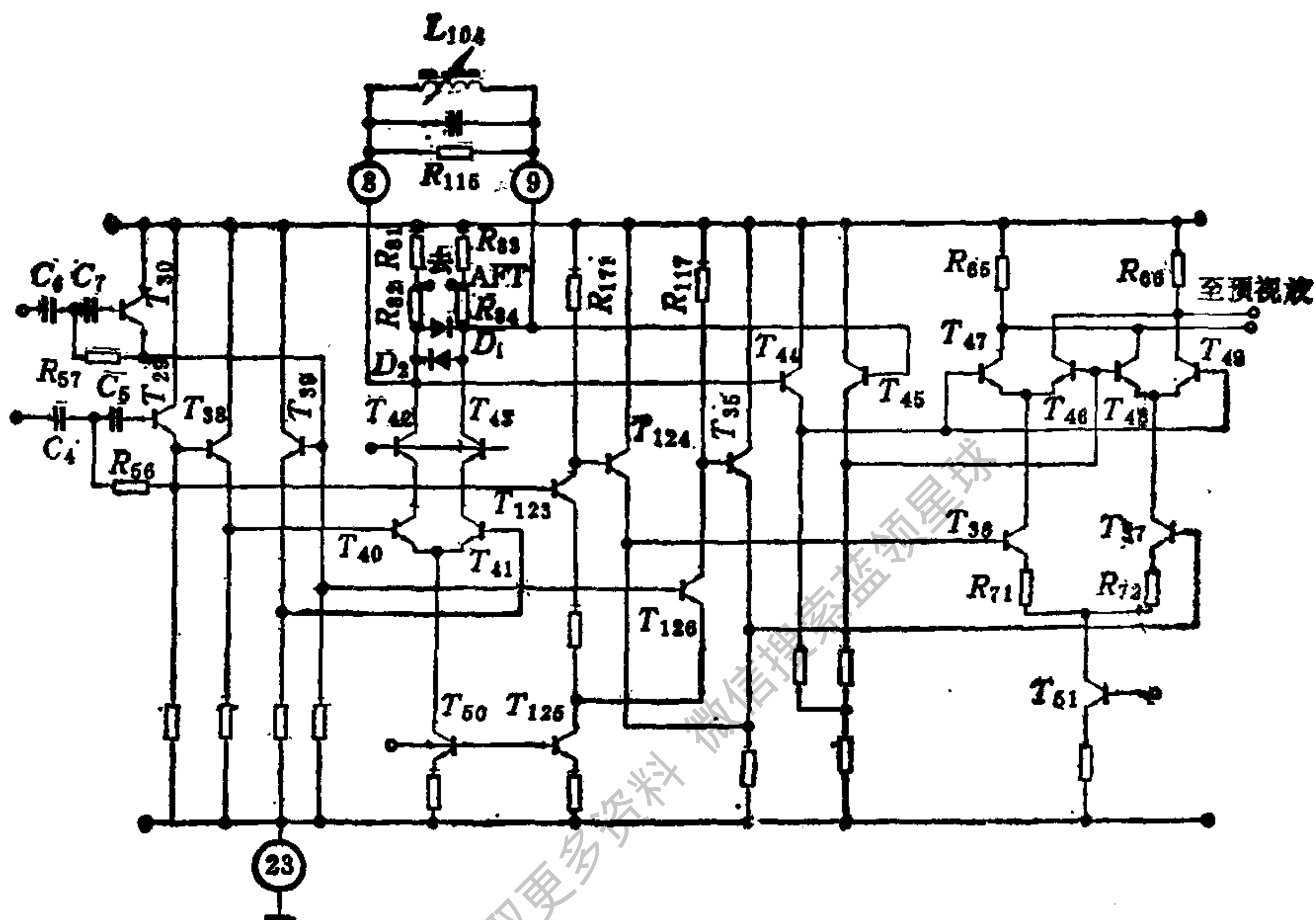


图3-39 AN5132块内视频同步检波器

(三) 预视放及消噪波电路

1. 预视放

AN5132块内预视放电路如图3-40所示由 T_{53} ~ T_{60} 及 T_{65} 、 T_{66} 、 T_{67} 组成。同步检波输出的视频全信号输入到 T_{53} 、 T_{54} 基极, 射极输出后加到由 T_{55} 、 T_{57} 和 T_{56} 、 T_{58} 各复合成PNP管进行差分放大, 镜象恒流源 D_{12} 、 T_{59} 作它的有源负载, 同时将双端输出转换成单端输出。放大后的视频信号通过有源低通滤波器 T_{60} 滤除同步检波过程中的高次谐波后, 由 T_{65} 射极跟随及电平移位后再经 T_{66} 射随后从⑫脚送出负极性的视频信号。(AN5130则如下图中由 T_{64} 、 T_{65} 复合管放大由 T_{66} 射随输出正极性视频信号)。 T_{60} 发射极另一路送至黑噪声抑制电路和AGC电路。

2. 消噪波电路

白噪波抑制 AN5132采用了截止式白噪波消除电路, 如图3-40中由 T_{61} 、 T_{62} 、 T_{63} 组成, R_{87} 、 R_{88} 、 R_{89} 、 D_{13} 为 T_{63} 提供基极偏置, 并通过 T_{63} 的be结为 T_{62} 提供基极偏置, T_{62} 的射极由 R_{97} 、 R_{99} 、 D_{14} 、 D_{15} 分压提供。在正常情况下即输入信号中未混入干扰脉冲时, T_{63} 的基极电位较高, T_{62} 射极电位较低, 因此 T_{63} 、 T_{62} 截止,

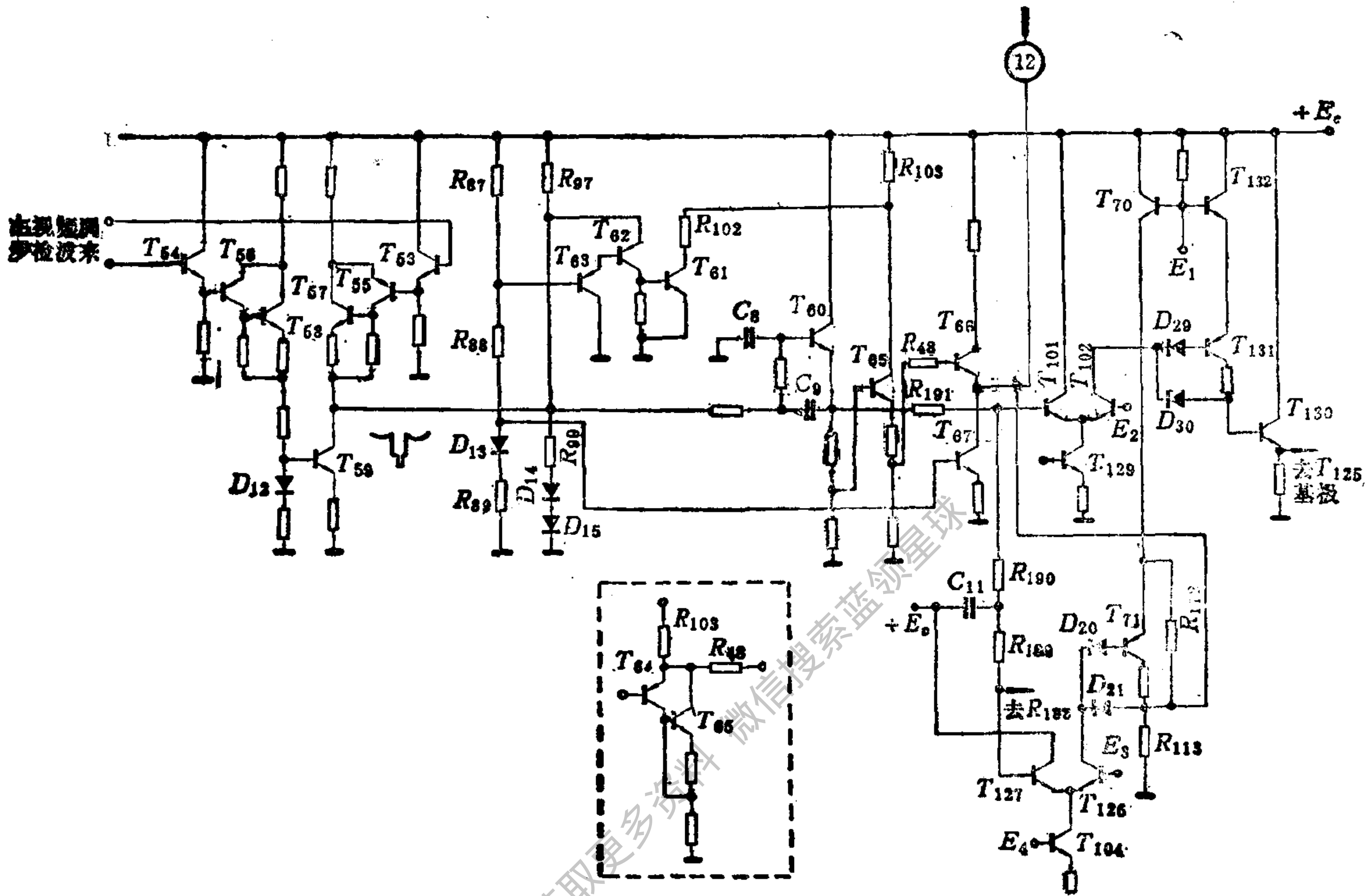


图3-40 AN5132块内预视放及消噪波电路

使 T_{61} 也截止，它们对 T_{65} 的工作无影响。当视频信号混入超过白电平的噪波干扰脉冲时，该脉冲使 T_{62} 射极电位升高，并使 T_{63} 、 T_{62} 导通， T_{62} 集电极输出正脉冲，经 T_{61} 虚框内电路代替 T_{65} 等，放大倒相为负脉冲并送至 T_{65} 的集电极，使 T_{65} 、 T_{66} 截止，消除了白噪波。对于AN5130，经 T_{61} 放大倒相的负噪波脉冲经 R_{48} 加到 T_{66} 基极，与经 T_{60} 、 T_{64} 、 T_{65} 射随后混有白噪波（正脉冲）的信号相加，由于干扰脉冲极性相反在 T_{66} 基极互相抵消从而消除了噪波，为对消式。当白噪波幅度较大时将使 T_{61} 、 T_{62} 饱和， T_{66} 基极电位由 R_{103} 、 R_{102} 分压钳位。使得不论白噪波干扰幅度有多大，在⑫脚输出的电位都不会低于该白噪波钳位电平。

黑噪波抑制 AN5132采用了截止式黑噪波消除电路，如图3-40所示 T_{126} 、 T_{127} 组成黑噪波消除门控电路， T_{126} 基极电位由偏置电路固定为黑噪声的阈值电平， T_{66} 为消噪管。在正常情况下即视频信号中无噪波干扰或噪波干扰幅度比同步头幅度小时，由于 T_{127} 的基极通过 R_{189} 、 R_{190} 、 R_{191} 接至 T_{60} 的射极，使基极电位高于 T_{126} 基极电位，

因而 T_{127} 导通, T_{126} 截止, 并使 T_{71} 截止, 由集成块内部电路分析可知, T_{66} 不受影响, 即 T_{66} 导通。 T_{66} 射极输出的视频信号由 T_{66} 射极及⑫脚输出。当有大幅度的黑噪波使 T_{127} 基极电位低于 T_{126} 基极电位时, T_{126} 导通, 其集电极电流经 D_{20} 注入到 T_{71} 基极, 使 T_{71} 导通, T_{71} 集电极电位上升, 经集成块内部电路作用使 T_{66} 截止, 因而噪波干扰不能通过 T_{66} 由⑫脚输出, 而实际上在⑫脚输出倒相后的正脉冲, 使噪波不会影响行场扫描电路的同步。但当黑噪波干扰脉冲幅度很大时, 将使 T_{71} 接近饱和, D_{21} 将导通, 使 T_{71} 集电极电位不再上升, 这时⑫脚的脉冲电平被钳定在固定电平而不会再高。 D_{20} 、 D_{21} 的接入, 使 T_{71} 不致饱和过深。这样, 在黑噪波干扰过去后, T_{71} 能迅速退出饱和, 从而使⑫脚输出的视频信号能及时跟上输入信号的变化。

AGC消噪波电路 为不使黑噪波干扰影响AGC电压图3-40中 T_{101} 、 T_{129} 、 T_{102} 、 T_{131} 、 T_{130} 及图3-41中的 T_{125} 、 T_{124} 等组成了AGC消噪波电路, 其中 T_{101} 、 T_{102} 为AGC消噪波门控电路, T_{102} 基极为门控电平, T_{132} 、 T_{131} 、 D_{29} 、 D_{30} 为AGC消噪波脉冲倒相钳位放大器, T_{124} 、 T_{125} 组成AGC消噪波电路。当正常信号即视频信号中无噪波混入时, T_{101} 基极电位高于 T_{102} 基极电位, 因此 T_{102} 截止, D_{29} 无注入电流使 T_{131} 、 T_{132} 、 T_{130} 、 D_{30} 均截止, 因此 T_{124} 导通, T_{125} 截止, 使全部电流通过AGC检波电路去形成AGC电压。当噪波干扰脉冲较大时, 使 T_{101} 基极电位低于 T_{102} 基极电位, T_{101} 截止, T_{102} 导通, 从而使 T_{131} 、 T_{132} 导通, 经 T_{130} 射随后使 T_{125} 基极电位高于 T_{124} 基极电位使 T_{124} 截止, T_{125} 导通, 从而使流过AGC检波电路的电流最小, 对AGC电位没有影响。这样, 保证了中放级及高放级增益保持稳定, 不受黑噪波的干扰。这种电路能使电视机一开机即能得到稳定的图象, 否则, 如果不接 T_{122} , 电视机刚开机就收到大信号, 由于AGC电路尚未正常工作, T_{130} 射极输出的视频信号幅度可能使 T_{124} 截止, T_{125} 导通, 外接AGC电容无充电回路, AGC电压不能降低, 将使图象通道阻塞, 电视图象无法收看。

由上可见, AN5132集成块中消噪波电路无外接元件, 采用稳定直流电压作基准, 因此可抑制宽脉冲。

C_{10} 、 C_{11} 、 R_{191} 、 R_{190} 、 R_{188} 、 R_{189} 组成低通滤波器, 可滤除6.5MHz及谐波。

(四) 中放AGC及高放AGC电路

1. AGC检波

图3-41为AGC检波电路, 它由 T_{96} ~ T_{100} 、 T_{103} ~ T_{105} 、 T_{123} ~ T_{125} 组成。 T_{97} 基极由偏置电路固定在 E_1 上, T_{96} 的基极通过 R_{188} 、 R_{189} 、 R_{190} 、 R_{191} 接至 T_{66} 的发射极。当 T_{96} 基极输入的正极性视频信号较小时 T_{96} 导通, T_{97} 截止, T_{97} 集电极电位等于 T_{103} 射极电位, 比 T_{99} 基极固定偏置高, 所以无黑噪波干扰时 T_{98} 导通, T_{99} 截止, T_{98} 的电流通过 T_{124} 流通。这时, 也使 T_{100} 导通。 T_{100} 的集电极电流对⑭脚外接电容 C_{109} 充电, 使⑭脚电位即⑬脚电位升高, ⑬脚的电压就是送往中放电路进行AGC控制的 U_{AGC} 电压。此时, 中放增益最高, 当送来的视频信号幅度增大到一定值时, T_{97} 开始导通, 其集电极在同步头期间电位下降, T_{98} 基极电位随之降低, T_{99} 导通。当同步头期间 T_{99} 导通电流大于 T_{100} 的电流时, ⑭脚外接电容 C_{109} 上充得的电荷通过 T_{99} 释放, 使⑭脚平均电位即⑬脚平均电位即 U_{AGC} 随之下降, 它通过中放AGC放大器放大后使中放增益减低。由于稳定状态下 U_{AGC} 决定于同步脉冲期间 C_{109} 的充放电情况, 故与HA11215不同, 称之为同步放大平均值式AGC电路。

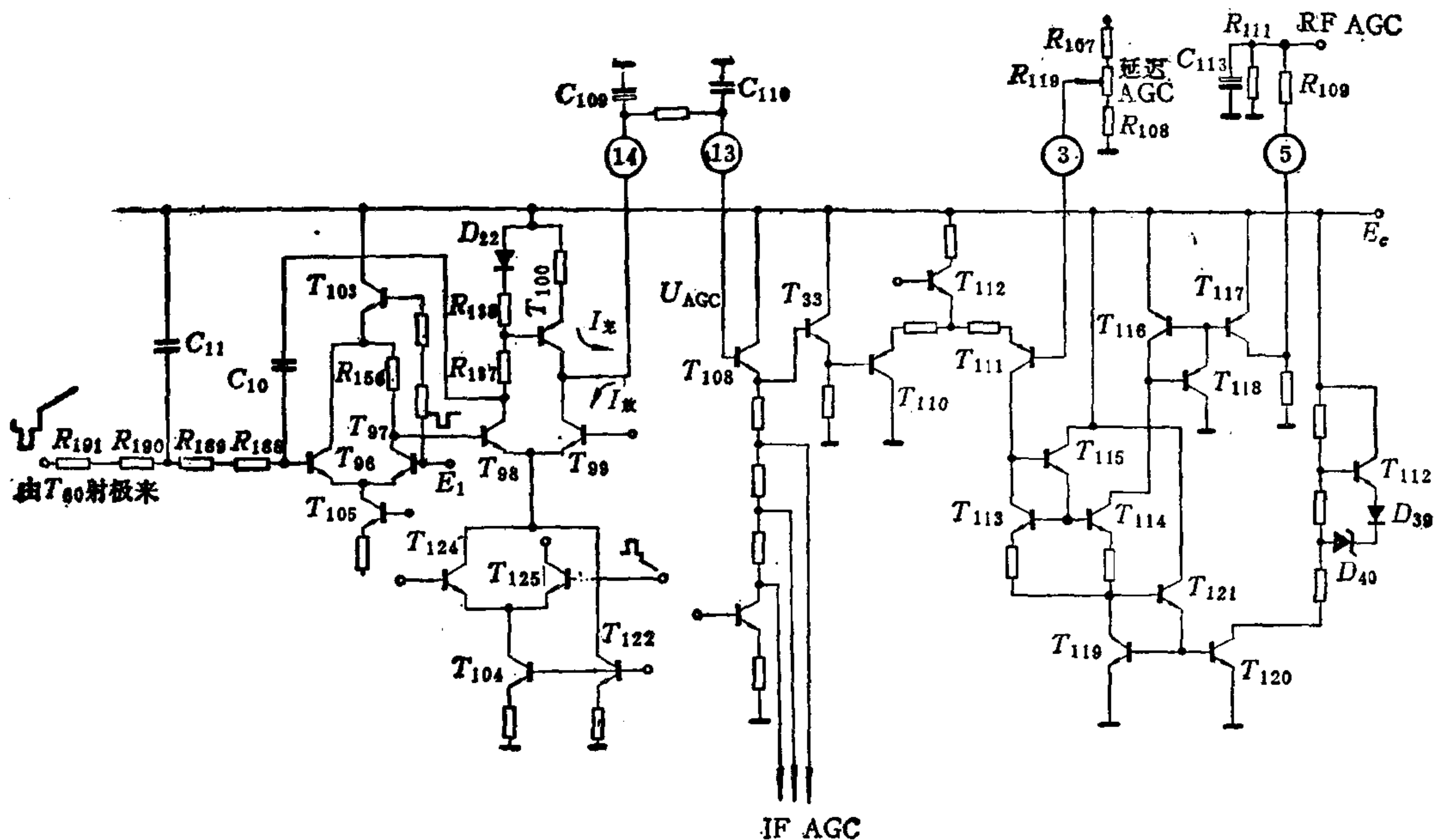


图3-41 AN5132块内AGC电路

由于噪声抑制电路比较简单，因而电路中在 T_{96} 基极和 T_{98} 集电极之间接入了电容 C_{10} ，并增加了发射极有负反馈电阻的 T_{122} ， C_{11} 和 C_{10} 的作用可使大的黑噪声被积分平滑，减少或抑制它对 C_{109} 充电电压即 U_{AGC} 的影响。若 T_{125} 基极干扰脉冲大至使 T_{124} 截止时， T_{125} 、 T_{122} 导通。由于 T_{122} 发射极负反馈电阻的作用， T_{104} 恒流源电流大部分流过 T_{125} ， T_{125} 的电流增大，使供给 T_{98} 、 T_{99} 的恒流电流大大减小，外接电容便不会很快放电，抑制了大的黑噪声对AGC电路的干扰。

2. 高放延迟AGC

AN5132块内高放AGC电路如图3-41所示， U_{AGC} 经 T_{108} 、 T_{33} 射极跟随器加到 T_{110} 的基极。 T_{110} 和 T_{111} 为一差分对， T_{111} 基极被③脚外接电阻 R_{107} 、 R_{108} 、 R_{119} 偏置。要求在中放AGC起控作用时， T_{110} 一直截止， T_{111} 是导通的，这时 $T_{112} \sim T_{120}$ 均导通，⑤脚电压在块外经 R_{109} 、 R_{111} 分压确定，送至高放级使其增益最高。当③脚的 U_{AGC} 降低到一定值后， T_{110} 开始导通， T_{111} 的集电极电流开始减小，集电极电压开始降低，并经 $T_{113} \sim T_{115}$ 、 $T_{116} \sim T_{118}$ 等改进型恒流源直流放大倒相后，⑤脚RF AGC电压开始降低，实现了对高放增益的AGC控制。调整 R_{119} 影响RF AGC的起控电平故称延迟AGC调整。

(五) AFT电路

AFT电路示于图3-42中，由 $T_{72} \sim T_{85}$ 组成双差分鉴频器，由图3-39可见， T_{47} 、 T_{48} 集电极在 R_{81} 、 R_{83} 上取出的 f_{PIF} 开关信号由 T_{72} 、 T_{73} 射随后送至 T_{75} 、 T_{77} 和 T_{74} 、 T_{76} 的基极，使它们轮流导通和截止。另外，由于⑧、⑨脚外接调谐回路 L_{104} 和罩内电容及 R_{115} 组成的37MHz调谐回路与⑦、⑩脚外接的调谐回路及 C_{151} 网络之间通过脚间分布电容 C_M 耦合，经 L_{151} 及罩内电容及 C_{151} 移相网络后，在⑦、⑩脚上得到相移的 f_{PIF} 信号，由 T_{80} 、 T_{81} 射随后送至 T_{78} 、 T_{79} 的基极。调节 L_{151} 使37MHz为超

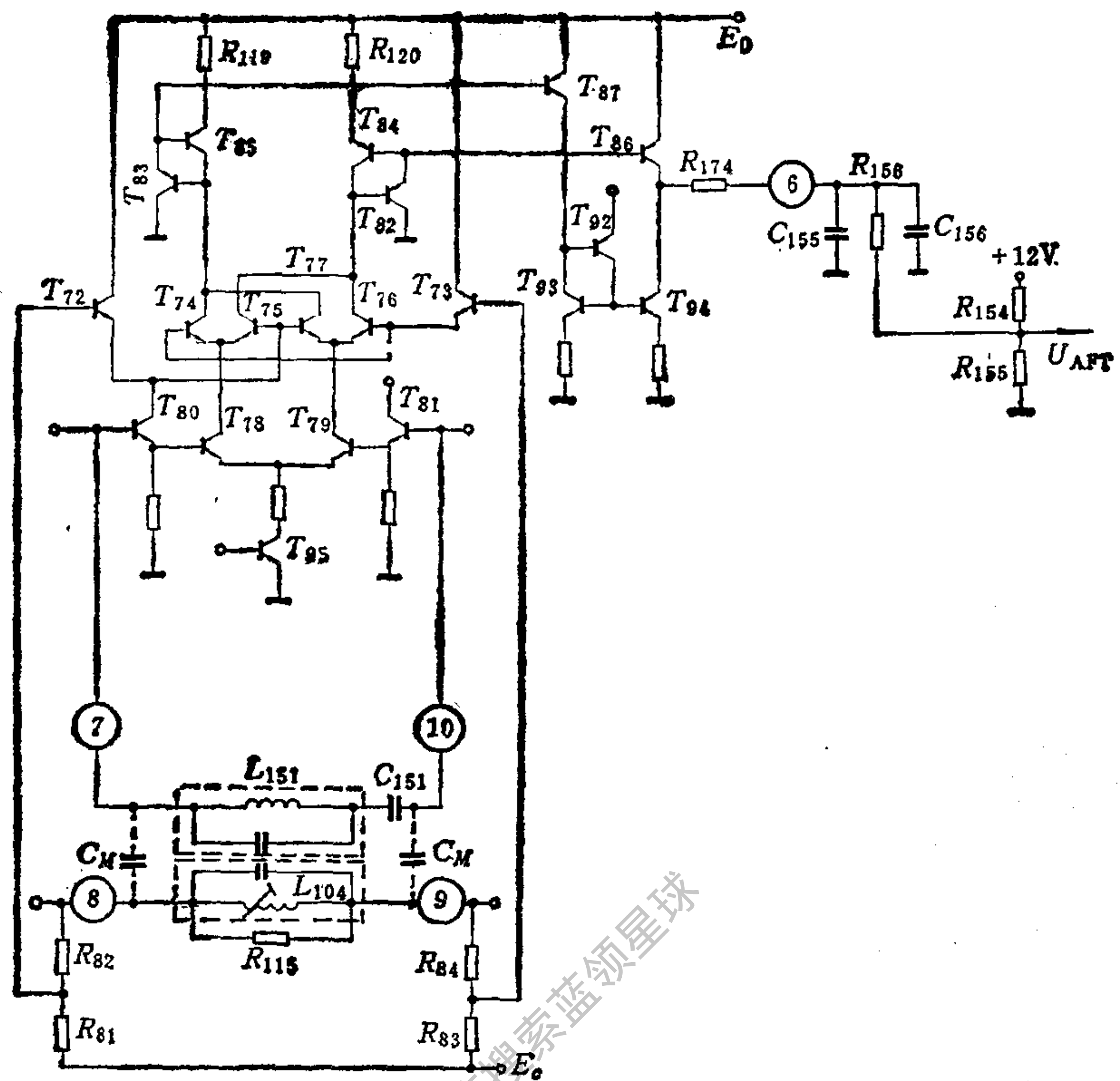


图3-42 AN5132块内AFT电路

前 $\frac{\pi}{2}$ 相移。当 f_{PIF} 偏离 37 MHz，相移角度随之偏离。两信号经该双差分鉴频之后，在 T_{74} 、 T_{77} 及 T_{75} 、 T_{76} 集电极上得到与 f_{PIF} 偏离 37 MHz 之频差相对应的误差电压。它经 T_{87} 、 T_{86} 射极跟随， $T_{92} \sim T_{94}$ 双端变单端之后，由⑥脚外接的 C_{155} 、 C_{156} 滤波由 $R_{154} \sim R_{156}$ 分压后得到 U_{AFT} 电压送至高频头。

第二节 集成伴音通道

伴音通道的作用是将 6.5 MHz 伴音第二中频信号放大、限幅，并经鉴频、低放后送至扬声器，其组成方框图如图 3-43 所示。

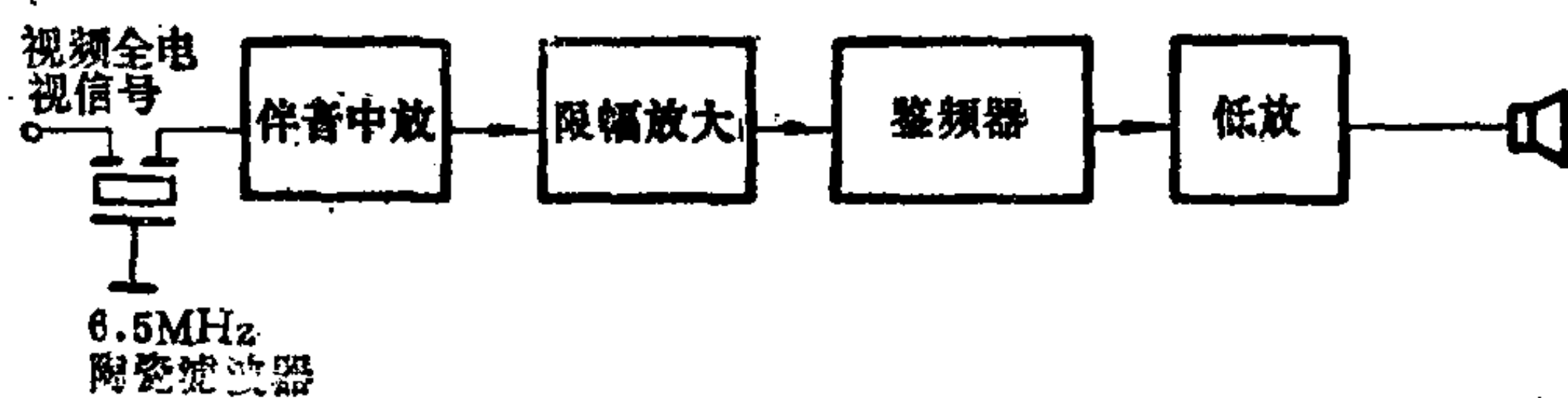


图3-43 伴音通道组成方框图

下面介绍日立CTP-236D型彩色电视机和松下TC-483D型彩色电视机中的伴音通道电路。

一、日立CTP-236D型机伴音通道

该机伴音通道由HA1124A集成块和伴音输出级组成，系统电路如图3-44所示。包含有6.5MHz伴音第二中频信号的全电视信号经6.5MHz陶瓷带通滤波器MF401滤出伴音信号送至HA1124A的①、②脚，在集成块内完成伴音中频限幅放大、差分峰值鉴频、直流音量控制、音频前量放大和输出激励等功能。由⑫脚输出一定电平的音频信号至Q401、Q402分路调整推挽功率放大。

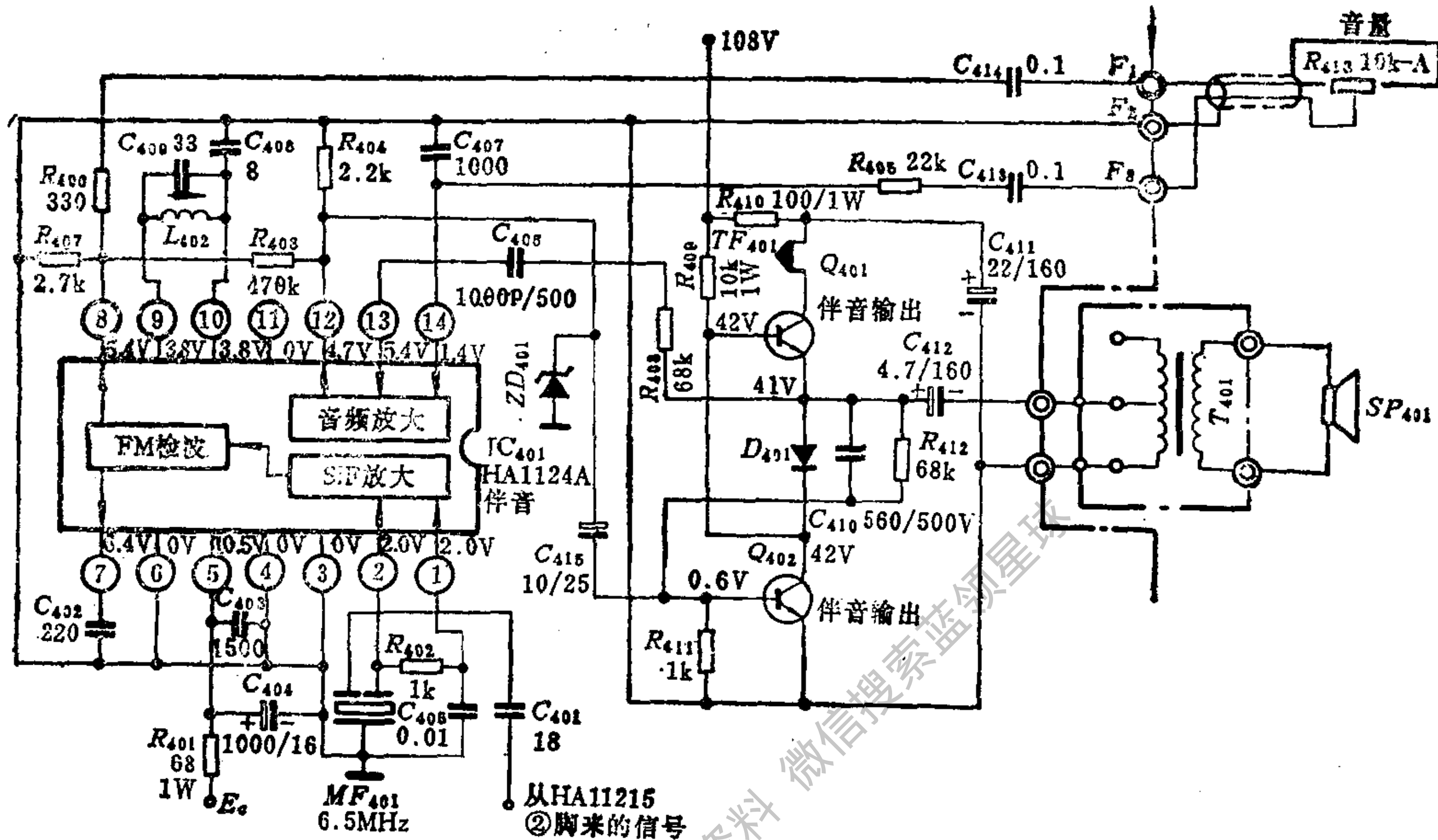


图3-44 HA1124A集成伴音系统电路图

(一) 6.5MHz陶瓷滤波器

陶瓷滤波器是用具有压电效应的陶瓷片制成的电路元件。当机械力通过金属电极作用于陶瓷片两面时，伴随着机械形变，在受力的表面会出现相应的电荷。当两面加上不同极性的交变电压时，陶瓷片会产生机械形变，同时也产生相应的电荷。

用于电路中时，可将高频交流电压加在陶瓷片两面，当外加信号频率与陶瓷片固有共振频率一致时，陶瓷片会表现出与LC串联谐振回路相似的特性。所以，一个两端陶瓷滤波器在电路中可做为一个串联谐振元件。图3-45示出了两端陶瓷滤波器的结构示意图、符号、等效电路和阻抗特性，图中L、C为压电陶瓷片的等效电感和等效电容，R代表损耗，C₀为外接电极的极间电容。可见，一个两端陶瓷滤波器具有两个谐振频率，f_s相当于串联谐振频率，f_p相当于并联谐振频率。

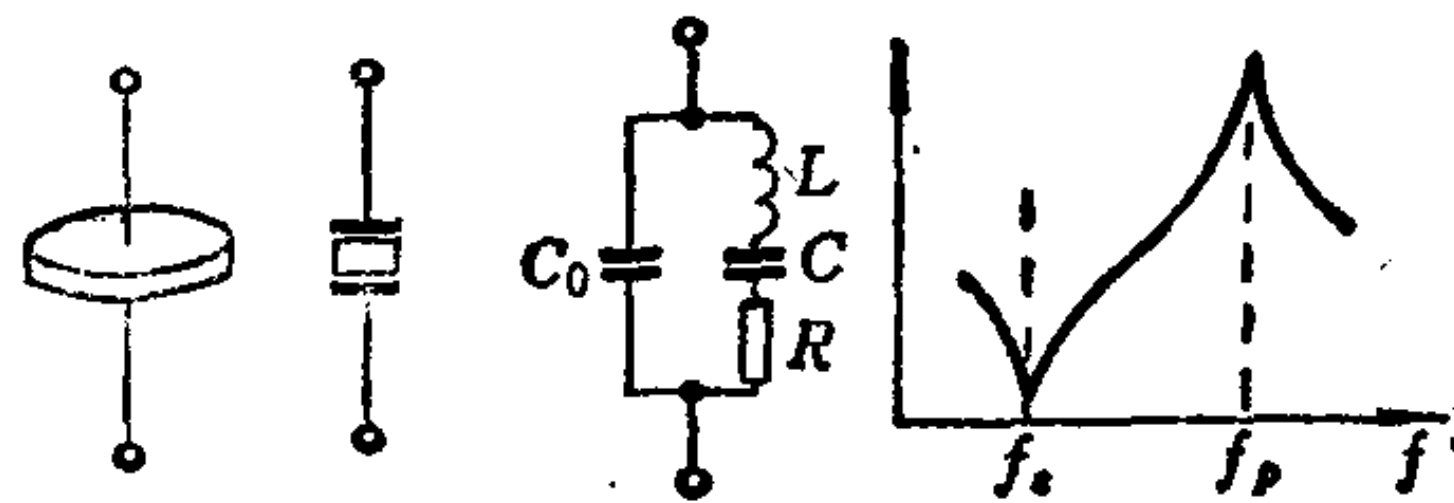


图3-45 两端压电陶瓷滤波器的等效电路和阻抗特性

三端陶瓷滤波器有二个电极，图3-46示出了三端陶瓷滤波器的结构示意、符号、等效电路和阻抗特性。其中“1”是输入端，“2”是输出端，“3”是公共端。“1”、“3”间加上输入频率为 f 的交变电压时，若 $f=f_s$ ，两端间产生串联谐振，机械形变最强，回路中产生的交变电流也最强。机械形变通过内部耦合在“2”、“3”两端间产生同频率的较强交流电压输出。可见，通过压电效应，陶瓷片把输入的交流信号最大程度地耦合到输出端。这种变换方式类同于电路中的变压器耦合。

由于陶瓷滤波器结构简单，滤波特性好，使用方便，因此在电视机内6.5MHz伴音信号的处理电路中得到了广泛应用。例如两端陶瓷滤波器常设置于视频检波输出后及解码器之前，其 $f_s=6.5\text{MHz}$ ，用以滤除6.5MHz的伴音信号，即做陷波器用。三端陶瓷滤波器常设置于伴音第二中放之前，用以从视频检波输出中单滤出伴音第二中频信号，抑制图象信号。在解码器输入端的高通滤波器中，也常配以6.5MHz两端陶瓷滤波器作为吸收元件，组合成所需的带通特性。为了减少元器件的类型，有时在三端陶瓷滤波器输入、输出两端子之间接入适当电感作为滤除6.5MHz信号的吸收回路，电路中的元件符号如图3-47所示。

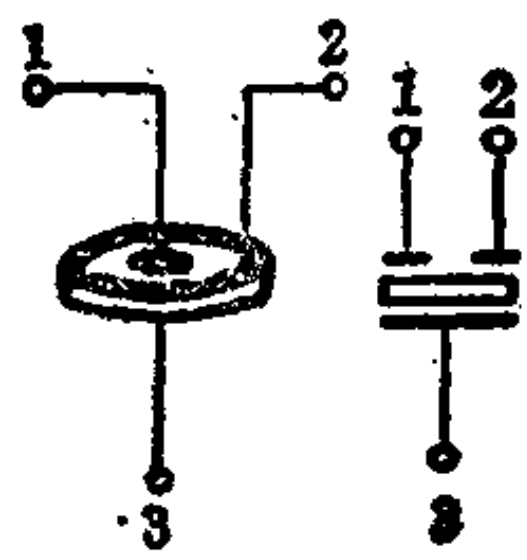


图3-46 三端陶瓷滤波器的结构、符号和等效电路

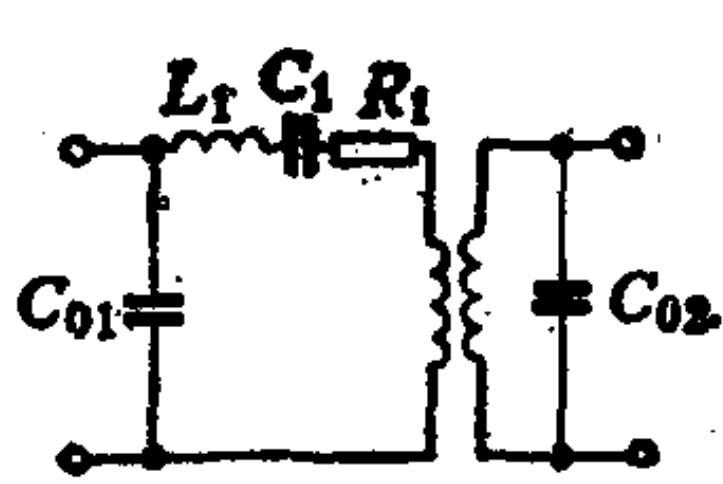


图3-47 用三端陶瓷滤波器作吸收电路

(二) HA1124A集成电路

图3-48为HA1124A集成块内部电路及外围元件。

1. 伴音中频限幅放大

②脚进入的6.5MHz伴音中频信号经 T_{11} 、 T_{12} 、 T_{14} 、 T_{15} 及 T_{18} 、 T_{19} 三级差分放大器进行伴音中频限幅放大， T_{13} 、 T_{16} 为射随缓冲级， D_7 、 T_{17} 、 T_{20} 组成镜像恒流源。 T_{16} 射极通过 R_{28} 直流深度负反馈至 T_{12} 及 T_{15} 基极，使直流工作点非常稳定。①脚外接交流滤波电容 C_{405} 。

根据后面差分峰值鉴频器的需要，须将限幅后6.5MHz方波中谐波滤除，形成6.5MHz调频正弦信号，因此电路中接入了 T_{21} 、 R_{21} 、 R_{22} 、 R_{23} 、 C_1 、 C_2 等组成的有源低通滤波器。滤波后的6.5MHz调频正弦信号经 R_{24} 送入差分峰值鉴频器。

2. 差分峰值鉴频器

差分峰值鉴频器的基本原理是将6.5MHz调频信号经过一个LC线性网络变换成即调频又调幅的信号之后，由差分峰值检波器得到调制信号，即伴音音频信号。

图3-48中 $T_{22} \sim T_{28}$ 及⑨、⑩脚外接的 C_{409} 、 L_{402} 、 C_{408} 共同组成差分峰值鉴频器。图3-49示出了其原理电路。 U_1 为6.5MHz第二伴音中频调频信号，加到 R_1 、 L_{402} 、 C_{408} 、 C_{409} 组成的线性网络上。图3-50 (a)、(b)示出了该网络的阻抗特性， X_1 为 L_{402} 、 C_{409} 并联谐振回路的阻抗特性， $\omega_1 = 1/\sqrt{L_{402}C_{409}}$ 为并联谐振角频率； X_2 为 C_{408} 的阻抗特性， T_{23} 基极对地的阻抗特性为 $X_1 + X_2$ 。由图(b)可见， $X_1 + X_2$ 中出现了串联谐振频率 $\omega_2 = 1/\sqrt{L_{402}(C_{408} + C_{409})}$ 。因此，得 U_1 的频率特性如图3-51 (a)所示，可

时串联谐振， U_1 最小， ω_1 时并联谐振， U_1 最大。所得 U_2 的频率特性由 X_1 与 X_2 并联推

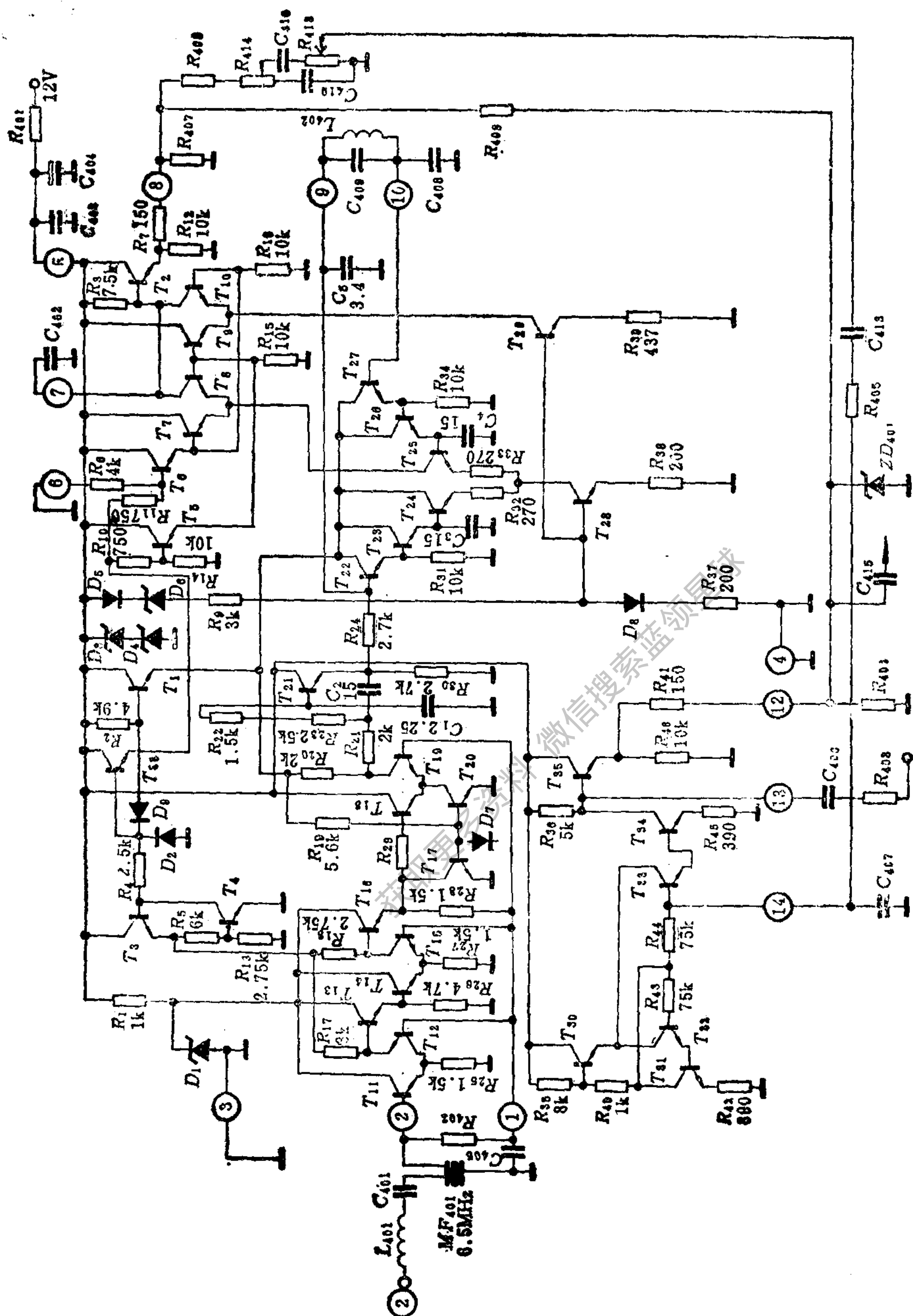


图3-48 HA1124A块内电路及外接元件图

出， ω_2 时因串联谐振 U_1 最小而 U_2 最大， ω_1 时因 L_{402} 、 C_{409} 并联谐振使 U_2 输出最小。这样， U 转变为调幅调频信号 U_1 和 U_2 ，它们分别由 T_{23} 、 C_3 及 T_{26} 、 C_4 组成的射极跟随峰值检波器检波，并经 T_{24} 、 T_{25} 差分放大后在 T_{25} 集电极得输出 U_1-U_2 信号。鉴频特性如图3-51 (b)所示，为S形曲线。图3-48电路中， T_{22} 、 T_{27} 为射极跟随器， T_{23} 及 D_3 组成镜象恒流源。调整 L_{402} 主要调整S形曲线的中心频率。

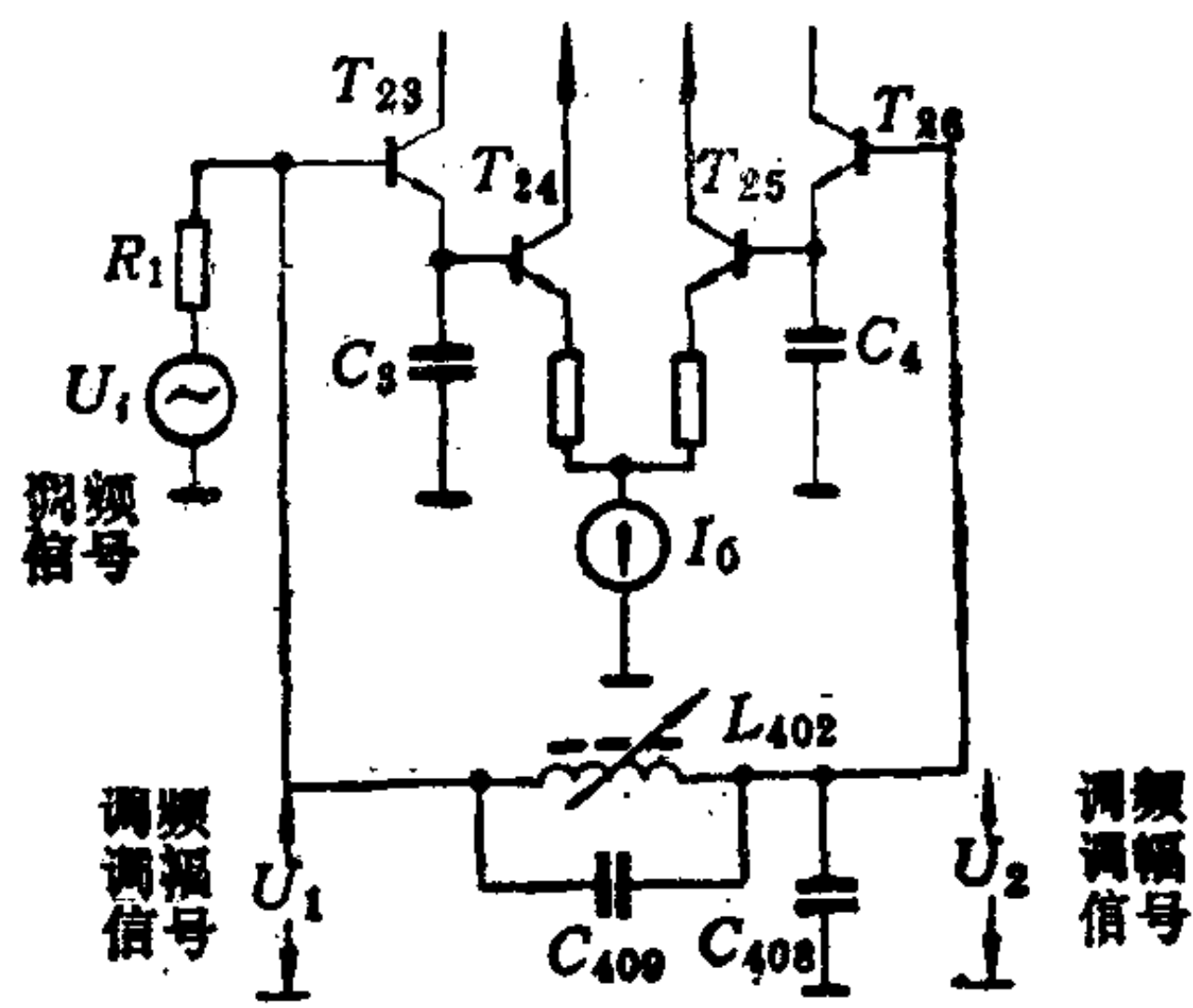


图3-49 差分峰值鉴频器原理电路

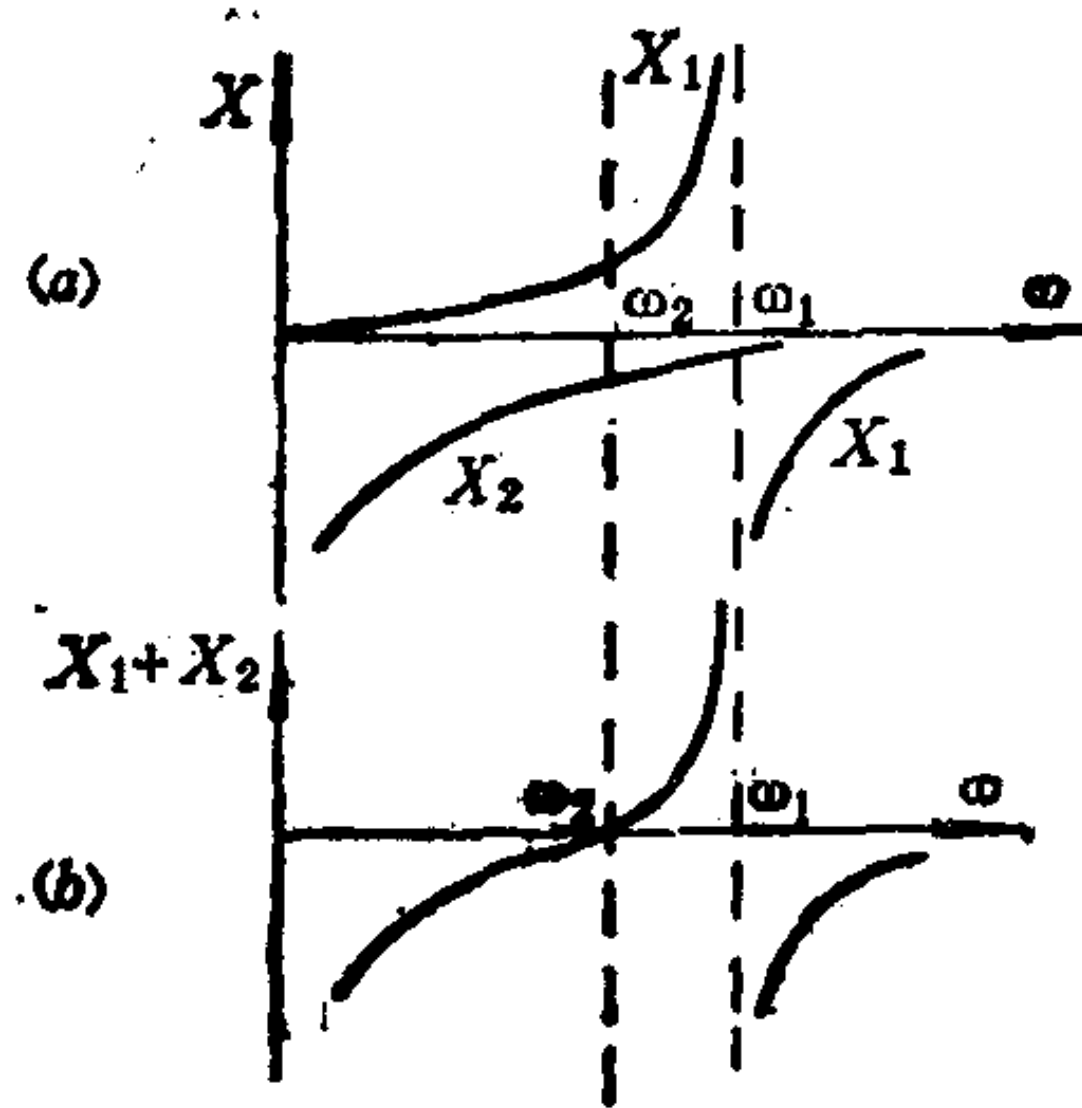


图3-50 L_{402} 、 C_{408} 、 C_{409} 的阻抗特性

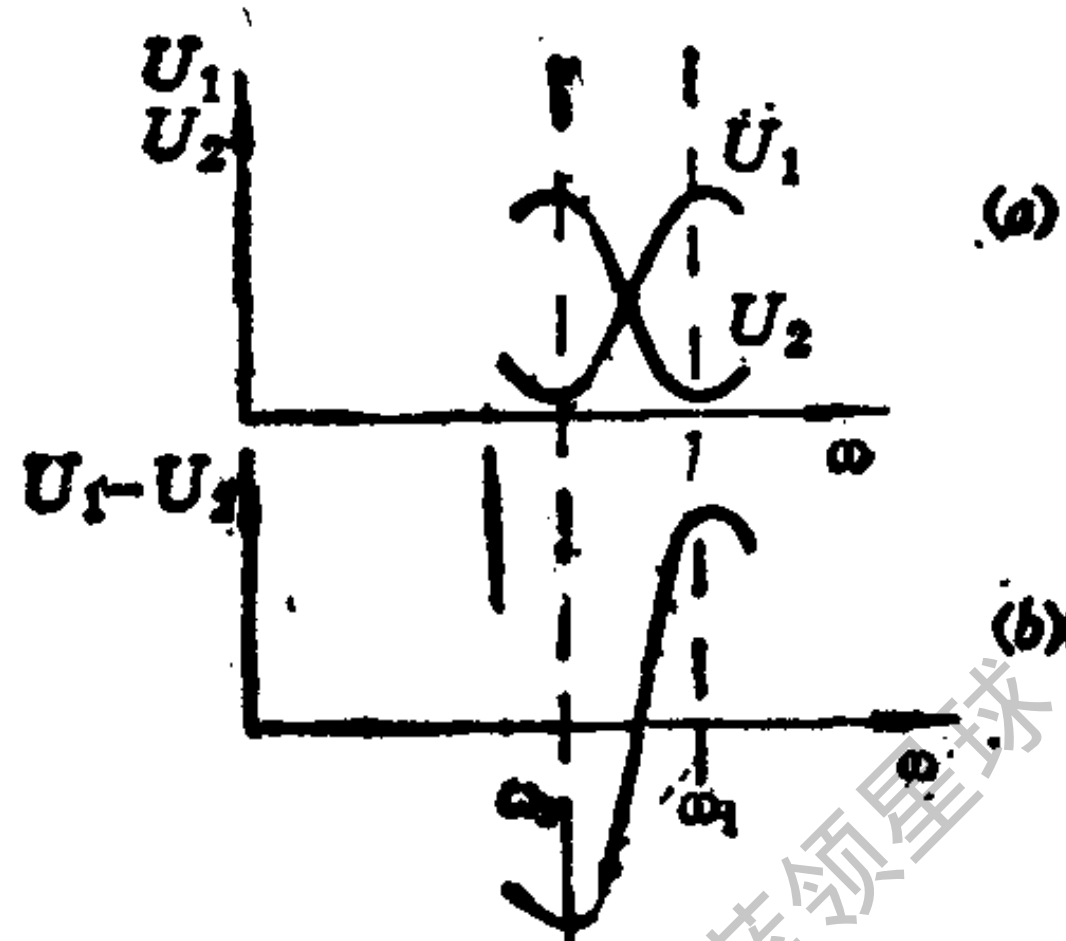


图3-51 差分峰值鉴频器的鉴频特性

3. 音量控制及输出激励级

由图3-48可见, T_{25} 集电极输出的音频信号作为 T_7 、 T_8 差分放大器的恒流源, $T_7 \sim T_{10}$ 组成了分流式增益可控电路, 若⑥脚外接上电位器可实现音量控制, 但该电路⑥脚电压不可调。音量是通过⑧脚输出的音频信号由 R_{413} 直接调节信号的大小实现控制的, R_{414} 为音调调节。

经 R_{413} 音量控制后的信号由⑭脚送回块内, T_{33} 、 T_{34} 、 T_{35} 为输出激励级, 放大后的音频信号由⑫脚输出, 经 C_{415} 耦合至功率输出级。⑫脚的另一路输出通过 R_{409} 反馈至⑧脚, 起交流负反馈作用, ⑬脚通过 R_{408} 、 C_{406} 得到功率输出级来的负反馈信号。两路负反馈都是为了减小失真, 改善音质和提高稳定性。 T_{30} 、 T_{31} 、 T_{32} 是为输出激励级提供稳定的直流偏置而接入的。⑦脚外接 C_{402} 是去加重电容。

HA1124A 外接电源为 12V 经电源滤波网络 R_{401} 、 C_{404} 、 C_{403} 从⑤脚送入, 并由块内的 D_3 、 D_4 稳压管稳定在 10.5V 上, 供给整个内部电路。 R_{401} 短路会造成 D_3 、 D_4 烧坏, 出现无伴音故障。 R_{401} 太大将使伴音集成电路电源不稳。若外接电源电压高, R_{401} 应相应增大。

(三) 伴音输出电路

如图3-44所示, 输出电路中使用了两个NPN晶体管构成推挽输出电路, 只有一路输入信号, 省去了普通的同类型推挽电路所需的倒相器, 电路中下面一只管子除功率输出外, 还兼顾对上面管的倒相推动作用。信号负半周, Q_{401} 、 Q_{402} 都导通, 由 Q_{402} 倒相推动 Q_{401} , 由 Q_{401} 进行功放输出; 信号正半周, Q_{401} 截止, 由 Q_{402} 功放输出。为突出 Q_{402} 的兼作倒相推动级的特点, 这种电路也叫做自倒相OTL电路。为进一步分析其工作

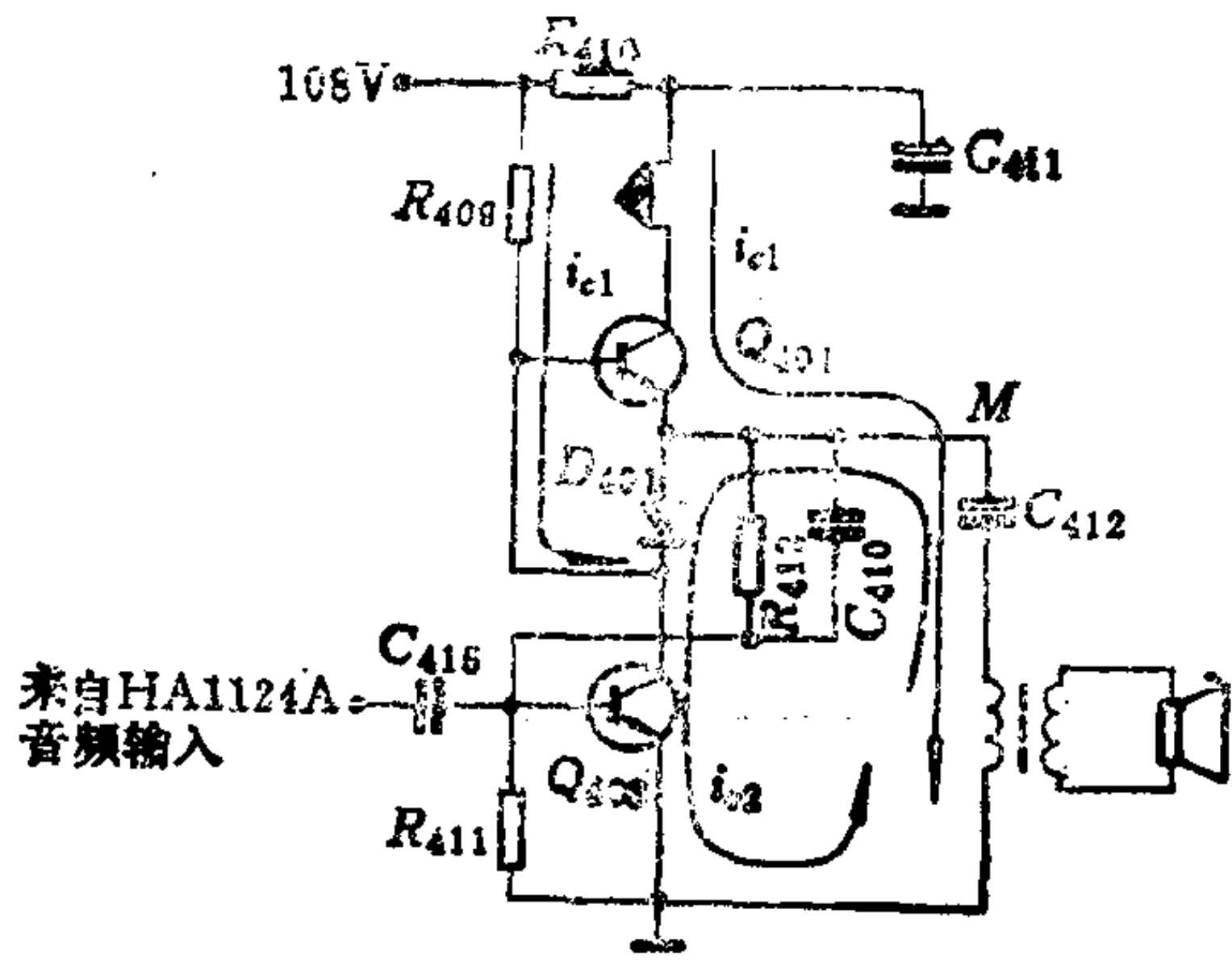


图3-52 伴音输出电原理图

过程，将其电原理图另画于图3-52中。

1. 无输入信号时 电源接通后， R_{409} 给 Q_{401} 基极加正向偏置， Q_{401} 导通， i_{c1} 给 C_{412} 充电， M 点电位逐渐上升。此电位通过 R_{412} 、 R_{411} 分压后加给 Q_{402} 基极，当达到一定值时 Q_{402} 也导通。 i_{c2} 流过后分流了 Q_{401} 的基极电流，使 Q_{401} 静态电流减小，构成了深度负反馈， M 点电位不再上升， D_{401} 因反偏而截止。

2. 输入信号负半周时 Q_{402} 集电极电位上升，输出正半周音频信号，激励 Q_{401} 使之导通， Q_{401} 经 C_{412} 将音频电流向负载输出。这期间， D_{401} 因反偏仍截止。

3. 输入信号正半周时 Q_{402} 集电极电位下降， Q_{401} 截止， D_{401} 因正偏而转为导通。 C_{412} 上的直流电压作为电源，使 Q_{402} 向负载输出音频电流。可见，由于 Q_{401} 、 Q_{402} 轮流输出，输出变压器及扬声器中均得到完整的伴音信号。

由于电路中可通过两路电流的调整使 Q_{401} 、 Q_{402} 联接完整故而又称分路(或分流)调整推挽输出电路。该电路在输入信号负半周时两管均导通，正半周时只有一管导通，因而将造成输出信号正、负半周不对称，产生失真。为此，图3-44的电路中将 Q_{401} 射极通过 R_{408} 、 C_{406} 反馈至③脚，就是使输入信号产生相反的失真进行补偿，这种预失真可使输入信号的失真大大减小。

需要注意的是，电路输出端不能对地短路，一旦短路， Q_{401} 射极接地，很大的电流会烧毁 Q_{401} ，所以检修时需要特别注意。

二、松下TC-483D型机伴音通道

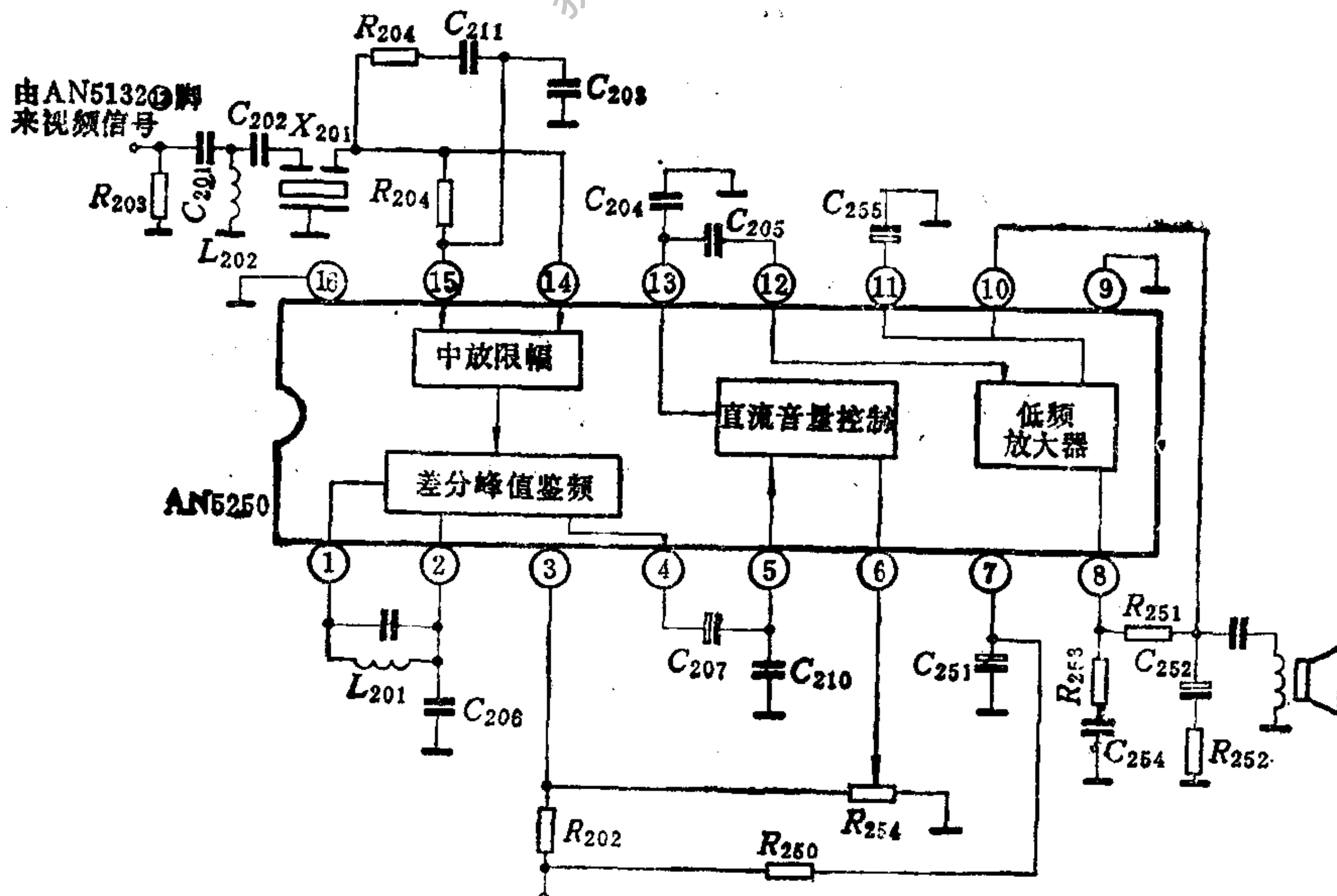


图3-53 AN5250原理方框图及外围电路

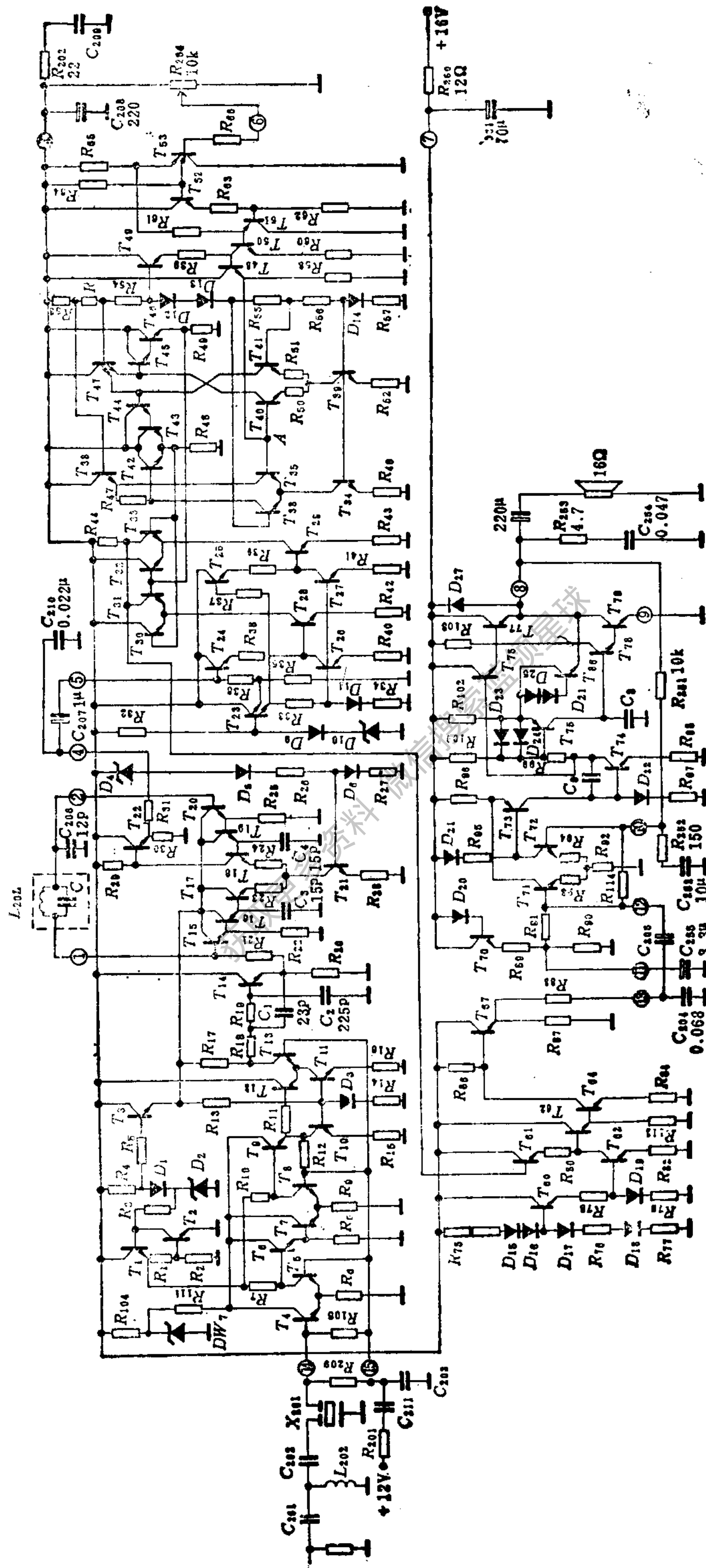


图3-54 AN5250集成块内部电路

该机伴音通道采用AN5250集成块，内部有伴音第二中放、限幅、鉴频和功率输出等全部伴音电路。AN5250内部方框及外围电路示于图3-53中。集成块内部电路如图3-54所示。

视频检波后的彩色信号包括伴音第二中频信号经 C_{201} 、 C_{202} 、 L_{202} 、高通滤波器及 X_{201} 三端陶瓷滤波器后，得出6.5MHz伴音第二中频信号，由AN5250的⑭、⑮脚送入集成块。块内由 $T_4 \sim T_{13}$ 组成三级中频限幅放大器，由 T_{14} 构成有源滤波，给出6.5MHz调频信号。①、②脚上的 L_{201} 、内部电容及 C_{206} 组成线性网络，将6.5MHz调频信号变成调幅调频信号，送至 $T_{15} \sim T_{21}$ 组成的差分峰值检波器。得到的伴音信号经 T_{22} 射极跟随后由④脚输出。以上电路与HA1124A相同。伴音信号经块外的 C_{207} 耦合送回⑤脚，由块内的 T_{24} 射极跟随，再经 $T_{28} \sim T_{33}$ 组成的控制差分放大器后送至 $T_{61} \sim T_{64}$ 射随和放大。放大后的信号通过 T_{67} 射随级输出至⑬脚，由外接的 C_{204} 去加重后从⑫脚送回。 T_{71} 、 T_{72} 为差分放大器，其输出经 T_{73} 、 T_{75} 推动放大后由 T_{76} 、 T_{78} 、 T_{77} 、 T_{79} OTL功率放大器，最后通过⑧脚激励扬声器。⑧脚到⑩脚引入的交直流负反馈用以稳定工作点和提高音质。

⑥脚外接的 R_{254} 为音量调节电位器，直流电位经由 $T_{34} \sim T_{53}$ 直流放大后控制 $T_{28} \sim T_{33}$ 差分电路。

第三节 常见故障及检修

图象中频系统是电视信号的主要通道，它的故障将直接反应到光栅上图象的有无、强弱，对重现质量影响很大。但由于声表面波滤波器器件的采用及中频系统的集成化，外围元件已大量减少且性能比较稳定。因此，维修起来并不困难，尤其是AGC电路及ANC电路的集成化，更是大大方便了维修。

一、故障现象

集成中频系统的故障现象主要表现为以下几种：

- (1) 光栅正常，但无图象、无伴音。
- (2) 画面杂波大，彩色很弱或无彩色，甚至同步不稳。
- (3) 无图象但伴音正常。
- (4) 无伴音但图象正常。

二、故障原因

无图象和伴音或图象质量不好，故障绝大多数出在图象和伴音的公共通道中，即高频头和图象中频系统。当然也可能是公共通道工作正常，而视放或伴音电路同时损坏，但这种可能性极小。

观察光栅上雪花噪声和伴音噪声的大小判断是高频头还是中频通道。若光栅上无明显噪声或根本无噪声时故障范围就较大，一般可先用改锥轻轻碰触中放输入端，例如HA11215的⑦脚若光栅上出现雪花噪声，故障在高频头；若光栅上仍无雪花噪声、扬声器无杂声，则一般是HA11215及外围元件有故障。

光栅上虽有图象但很弱，杂波大或同步不稳时，应检查AGC电路或电压是否正常，

对HA11215消噪波电路外⑩脚电压也是重要的观测点。

图象正常、无伴音是伴音通道故障。

伴音正常、无图象，对HA11215则是②、③脚间网络、②脚及集成块内故障所致。

三、故障检修

图3-55示出了有光栅，无图象、无伴音或信号很弱故障的检修流程图供检修时参考。

(1) 用改锥轻碰HA11215的⑦脚，若无反应，需检查其②脚是否有+12V，块内中放电路电源电压⑩脚正常为+6.3V是否正常，若不正常需检查 R_{208} 、 C_{204} 是否有损。

(2) 进一步判断 CP_{201} 及外围电路元件是否完好， CP_{201} 的检查方法下面专门介绍，其他如 L_{202} 、 L_{203} 是否有断开等。

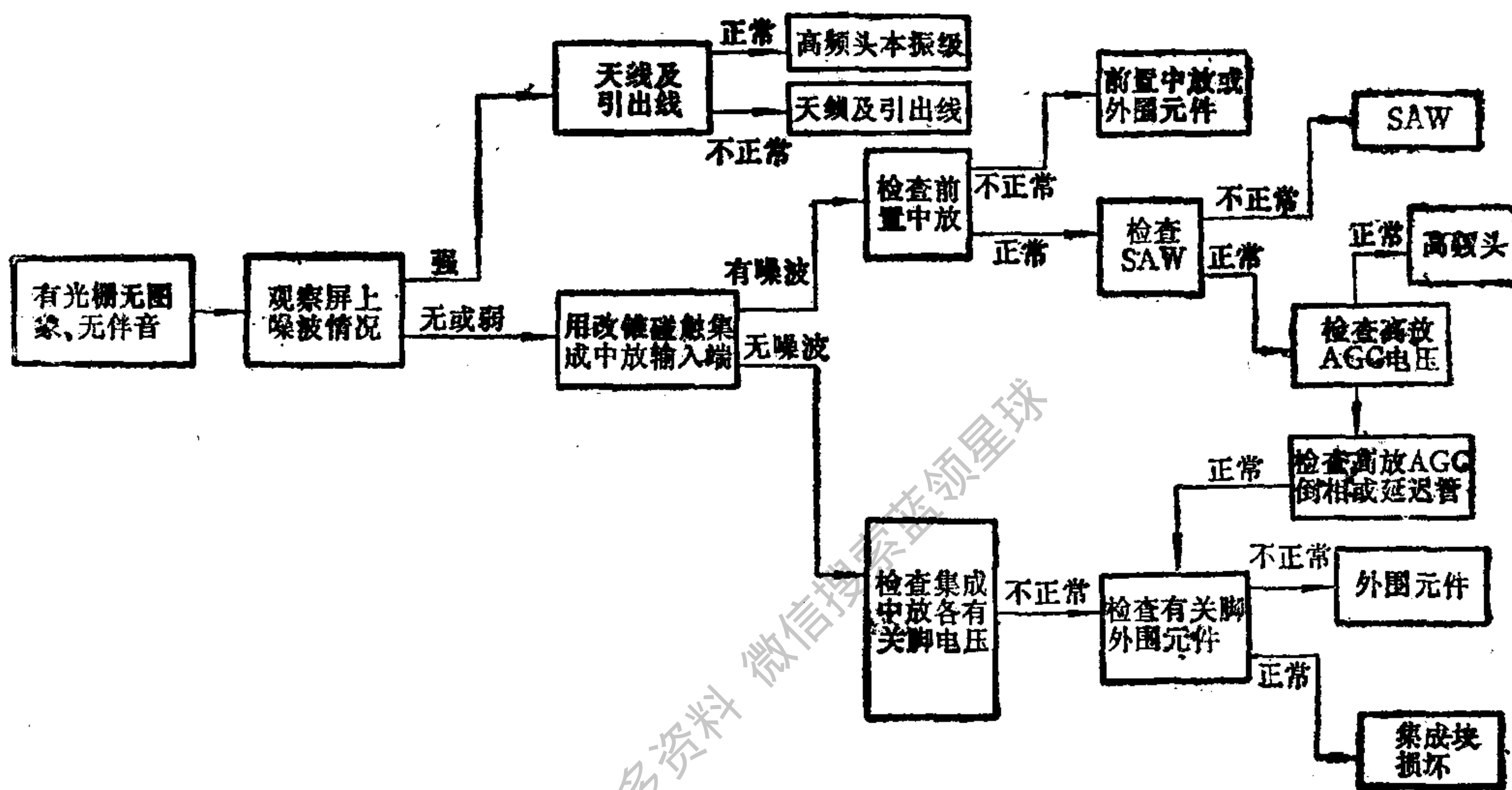


图3-55 无声、无图故障检查流程图

(3) 测量HA11215下述几个脚的电压，正常值应为：

引出脚号	①	②	③	⑩	⑫	⑰	⑳	㉑
电压 (V)	5.1	4.6	4.6	1.8	8.2	3	12	8

这几个脚的功能如图3-56所示。结合前述内部电路分析可知：①脚电压影响消除噪波电路。AGC电路及②脚信号， C_{216} 击穿短路，①脚电压为0V，②脚无视频信号输出。 C_{216} 损坏断开或其他故障对输出会有直接影响。②、③两脚电压应正常且相等，

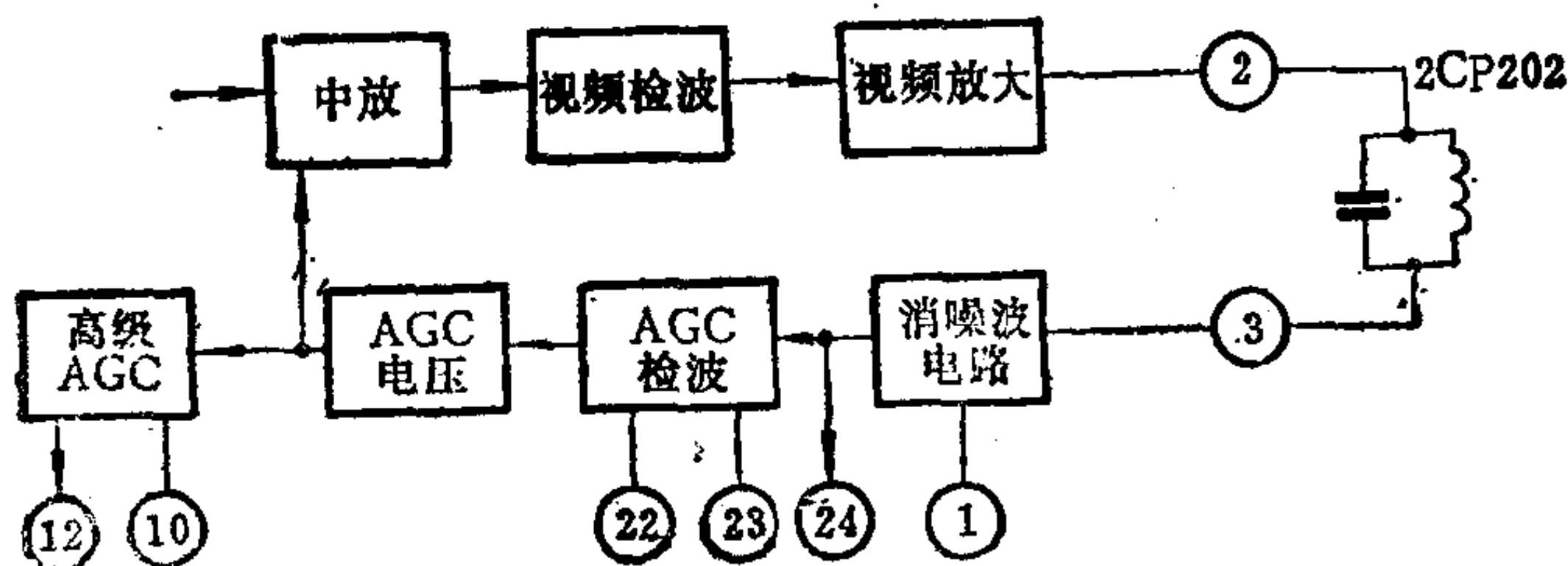


图3-56 HA11215集成电路功能方框图

若不等,可判断是6.5MHz吸收回路中 CP_{202} 开路使直流回路不通,视频信号被截断。若②、③电压虽相等但不正常,说明 CP_{202} 是通的,可能HA11215内部损坏。⑩、⑫、⑬、⑭是AGC检波输出脚,若不正常需检查外围元件,如 R_{209} 、 R_{205} 、 R_{204} 、 R_{203} 、 R_{215} 、 R_{216} 、 C_{211} 、 R_{212} 、 R_{214} 、 C_{210} 等,若元件正常说明集成块损坏。另外④脚外 R_{210} 、 C_{218} 也影响图象的再现。

图3-57示出了图象信噪比不良,出现雪花干扰及对比度不足故障的检修流程图。当然主要检查部分应是AGC电路。

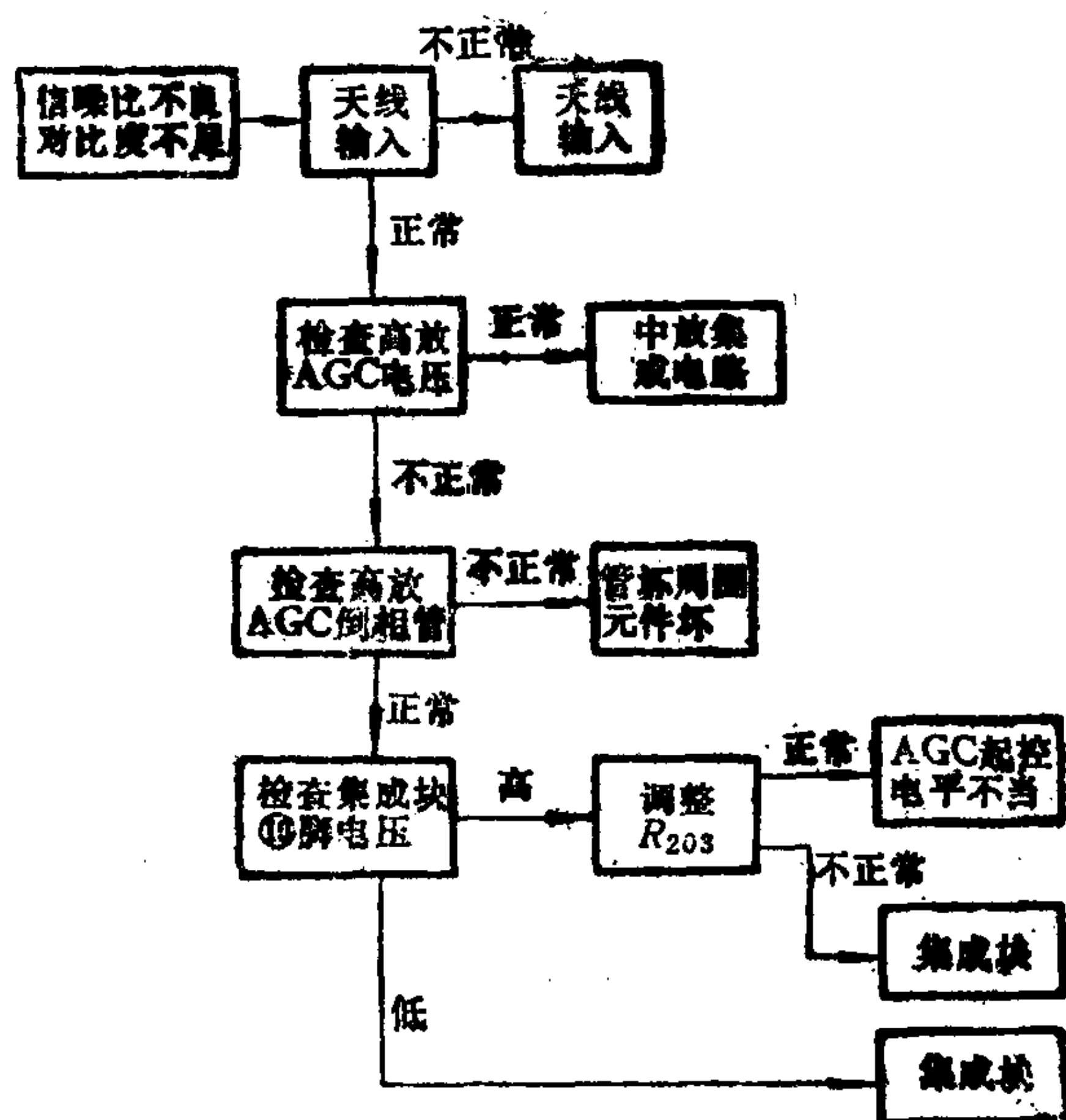


图3-57 信噪比不良及对比度不足故障检修流程图

(1) 首先应先检查天线接入端,看接触是否良好,并改变天线的长度和方向观察光栅上的信噪比有无改善,或调节频率微调观察光栅上的故障现象有否改善,当检查结果无任何效果时接下来检查高频头AGC电压是否正常。

(2) 将频道开关由空频道转到有信号的频道,检查HA11215⑩脚电压是否有变化,如果变化小或不变化,应进一步检查⑫脚及⑬脚电压是否正常;或者调节AGC起控电位器 R_{203} 观察⑫脚及⑬脚电压情况。由⑫脚电压变化情况可判断中放AGC的工作状态,当然插拔天线或转换频道时⑫脚电压也应变化。否则应检查上述各脚外围元件。若外围元件正常则应检查 Q_{201} 各极电压

及有关元件,如 R_{223} 、 R_{226} 、 C_{003} ,因为晶体管 Q_{201} 损坏及上述元件损坏能造成高放AGC电路故障使高频头中高放管工作点不正常。

图象正常但无伴音故障的检修流程示于图3-58中,可以断定是伴音通道的故障。

(1) 先用改锥轻轻碰触或用手触摸图3-44中的接头 F_1 或 F_3 (或HA1124A⑧脚或⑭脚)听扬声器中是否有声音,若有声音说明低放电路正常,故障在伴音第二中频放大电路或鉴频器,可检查HA1124A⑫脚电压,正常值为4.7V,不正常可检查脚外元件。再检查⑧脚电压,正常值为5.4V。其他可能出现故障的元件有 L_{101} 断线, C_{401} 开路, MF_{401} 不良, C_{402} 、 C_{408} 、 C_{409} 短路等。对集成电路HA1124A及外围元件的检查可用中心频率为6.5MHz的调频信号从⑫脚注入,在⑧脚检查鉴频器是否有输入,⑫脚检查是否有输出进行判断。

(2) 若用上述改锥触碰扬声器无反应说明是功放电路的故障。需检查 Q_{401} 、 Q_{402} 的静态工作电压两管基极-射极之间电压均应0.6V,如不正常需更换晶体管或检查周围元件。若功放正常,需检查输出变压器和扬声器(扬声器直流电阻为8Ω)。

无图象但伴音正常检查范围较小,一般可检查HA11215①、③、⑭脚电压来判断。

若以上检查均正常,估计是鉴频回路失谐,待同时有两个频道播放节目时,反复转换频道,同时微调 L_{402} 使音质变好。

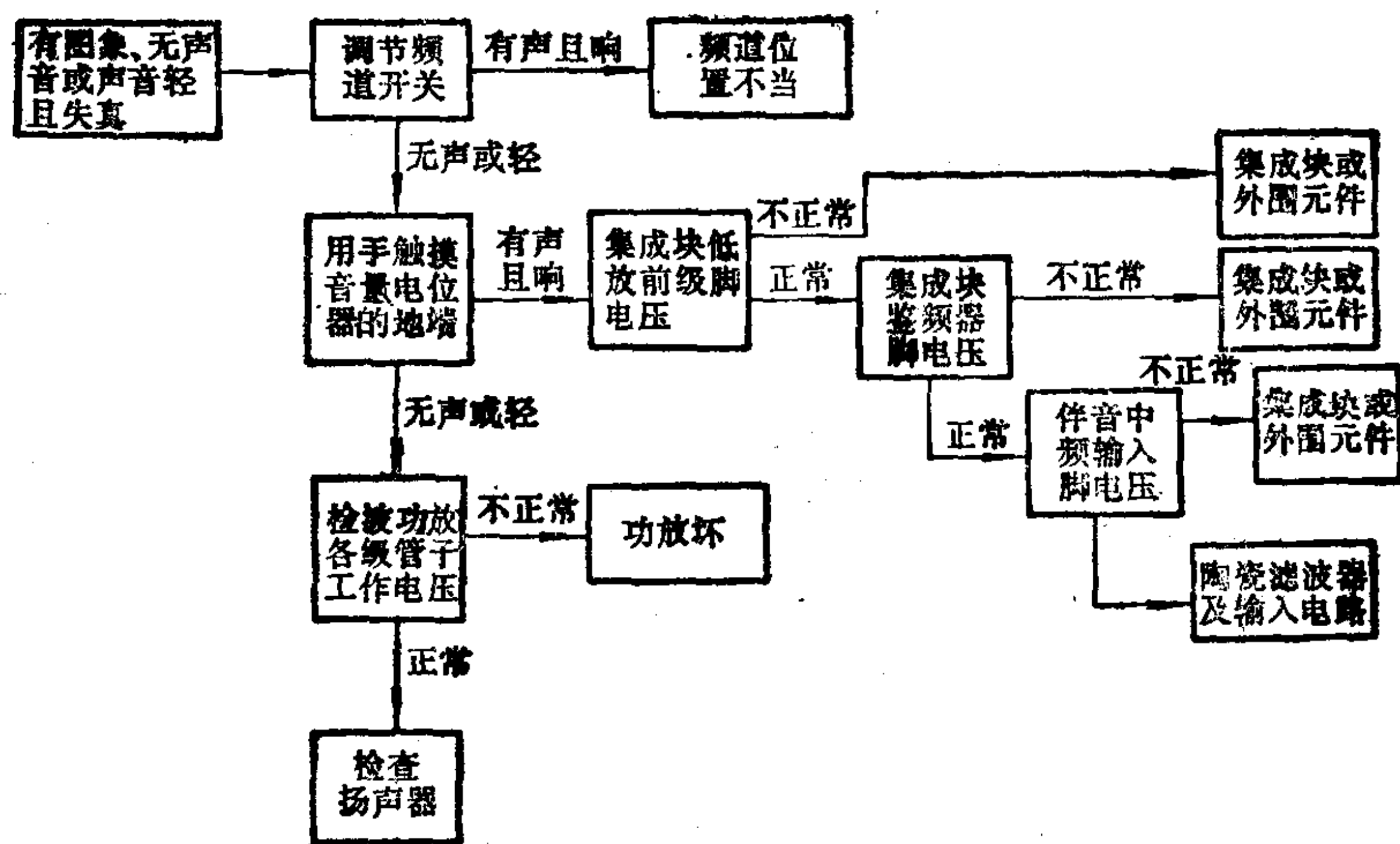


图3-58 无伴音故障检修流程图

当出现图象晃动、色弱、色不同步故障，上述AGC电路无故障时，需检查AFT电路。这时，需测量HA11215⑩脚电压，正常值为7V。可检查AFT电路中移相网络 $L_{0.01}$ 是否失谐，这时断开AFC开关，调到欲接收的频道上，调整调谐器微调旋钮使图象质量好。闭合AFC开关，然后调整 $L_{0.01}$ 磁芯，若AFC电压有变化，说明集成电路正常，是AFC移相网络失谐所致。这时调节移相网络 $L_{0.01}$ 使⑩脚输出电压为7V且使图象质量最好。应顺时针反时针转动调谐器上的电位器，使本振频率上下失谐，检查AFC功能是否正常。

若⑩脚电压不正常时应检查外围电路元件，否则是集成电路损坏。

声表面波滤波器的故障现象及检查可采用如下方法：

(1) 输入端接地或短路 光栅上表现为无图象，无伴音，但有噪波和沙沙声。可焊开输入端信号脚用万用表测量对地电阻，正常时阻值为无穷大，若接近零或者很小，说明输入端对地短路。

(2) 输出端接地或短路 表现为无图象，无伴音也无沙沙声。可焊开输出端一个脚测量对地电阻，正常值也为无穷大，若接近零说明输出端对地短路。

(3) 内部接触不良或对地打火 表现为扬声器中有喀喇声，图象上有明显闪动，不断出现白色水平亮线，且图象信号弱、画面不稳定，无彩色，甚至水平垂直都不同步。用万用表直流电压档测量它的输出端电压，会发现电压随喀喇声摆动，此时可更换同类型声表面波滤波器。

(4) 内部开路 表现为无图象但有噪波，无伴音但有沙沙声，光栅亮度不变化。迅速的检查方法是用一只1000pF的电容器，将声表面波滤波器的输入和输出端连接，若出现正常图象和伴音，说明是滤波器损坏。

若要对声表面波滤波器的频率特性测量则需用扫频仪（如BT-3）。

对陶瓷滤波器好坏的判断方法类似，输入输出两端焊开一脚后用万用表测量电阻值应为无穷大，否则可断定有故障。当然性能好坏也需借助扫频仪。

第四章 PAL_D解码器

第一节 概述

解码器是彩色电视机不同于黑白电视机的特有电路，它的主要作用是将彩色全电视信号（即SXCT——S代表视频，X代表消隐，C代表色度，T代表同步）解调还原为三基色信号 U_R 、 U_G 、 U_B ，以送至彩色显象管的三个阴极。其电路包括有从SXCT中分离出色度信号并解调还原得到色差信号 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 的色度通道，从SXCT中分离出亮度信号 U_Y 并加以相应处理的亮度通道，将 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 和 U_Y 还原为三基色信号 U_R 、 U_G 、 U_B 的解码矩阵电路，以及产生出两个基准副载波的副载波再生电路和其他辅助电路。

图4-1给出了PAL_D解码器的一般方框图，图4-2给出了TA7193P解码集成块及其外围电路

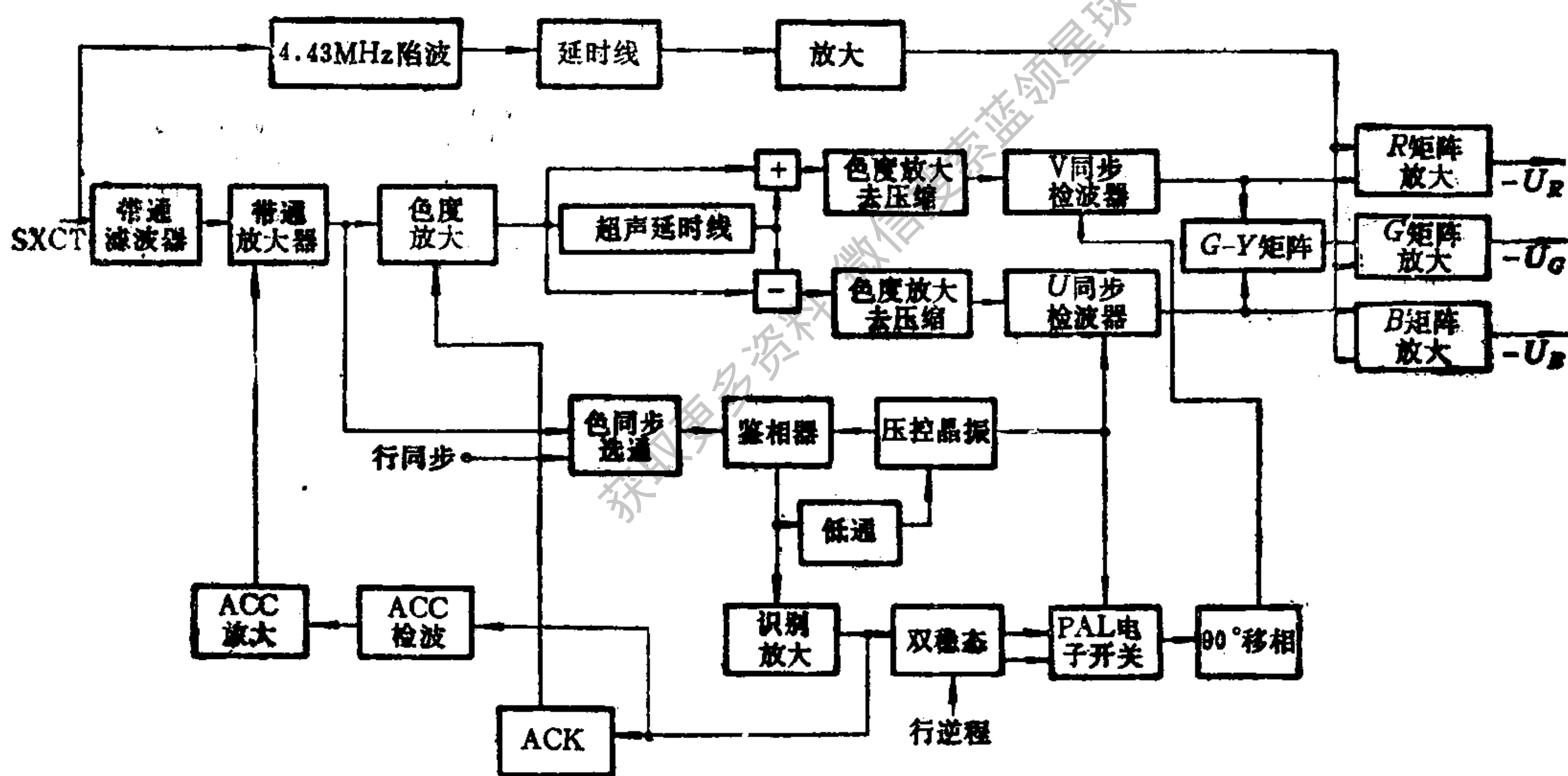


图4-1 PAL_D解码器的一般方框图

由图4-1可见，由视放送来的SXCT的一路经色度带通滤波器（通带为 $4.43 \pm 1\text{MHz}$ ）滤出复合色度信号（包括色度信号和色同步信号），经色度放大后分两路输出，一路去超声延时线电路得出V信号和U信号，另一路去色同步选通放大器取出色同步信号。带通放大器的增益受自动色饱和度控制（ACC）电路的控制，使输出幅度保持在一定范围内，以保持图象的颜色深浅得当。色度放大电路还受自动消色电路（ACK）给出的消色电压的控制，在接收黑白电视信号时，ACK电路送出低电平的消色电压，使色度放大管截止而不工作，因而图象上不会出现彩色杂波。超声延时线及加法器、减法器组成了梳状滤波器，用以实现色度信号两个分量U和V的分离，再分别送至U和V同步检波

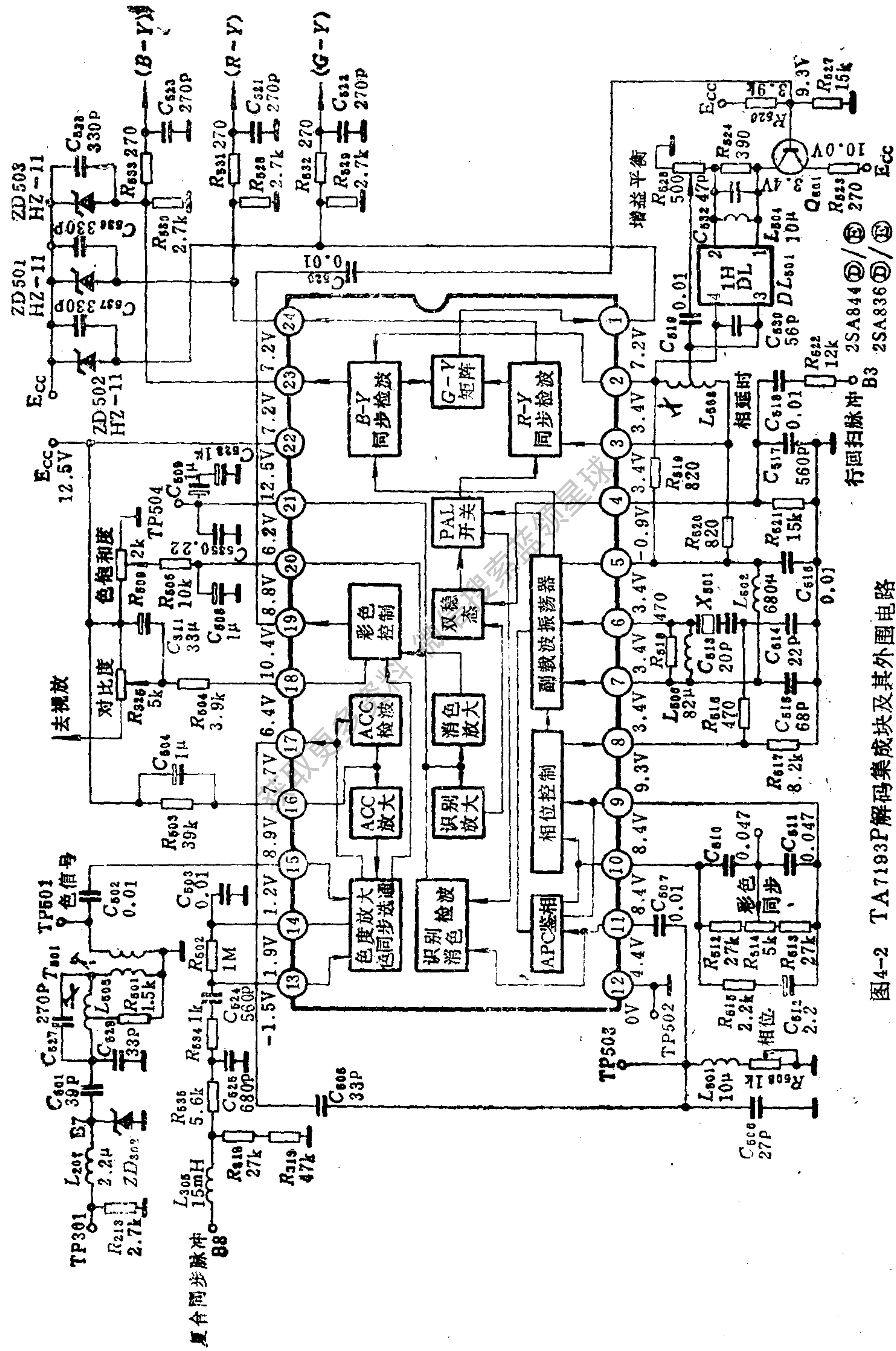


图4-2 TA7193P解码集成块及其外围电路

器，解调得到两个色差信号 U_{B-Y} 和 U_{R-Y} 。

色同步选通放大级的工作是由延时后的行同步脉冲控制，使得只有当复合色度信号中的色同步出现的时间才导通工作，被选出并放大后的色同步信号作为基准信号送至基准副载波再生电路的鉴相器。由4.43MHz压控晶体振荡器产生的连续副载波信号也送至鉴相器，通过鉴相器把色同步信号和本机晶振信号之间的相位差转换成控制电压，经低通平滑后去改变压控晶振信号的频率和相位，以控制恢复后的基准副载波与发送端的副载波同步。

解码器中 V 副载波要求与基准副载波正交且逐行倒相，其倒相程序应与播发端 V 信号的倒相开关同步。图4-1中鉴相器的输出还直接送到识别放大电路，以形成“7.8k”识别信号送至双稳态。双稳态一方面受行逆程脉冲触发，同时由“7.8k”识别信号定相，保证了输出的半行频开关方波的相位与发端倒相开关同步。将这个开关信号通过PAL开关使基准副载波逐行倒相，再经 90° 移相后，得到所要求的 V 副载波。

ACK电路用来产生与色同步有无对应的直流电压，接收黑白信号时，无色同步信号，ACK电路输出低电压去消色。ACC检波用来得出与色同步信号幅度相应的电压，经ACC直流放大后控制色度放大器增益。

由预视放送来的SXCT的另一路送至4.43MHz副载波陷波器，取出亮度信号 U_Y ，由亮度延时线进行延时均衡后，与色差信号同时到达矩阵电路。

矩阵电路包括将 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 进行 $(G-Y)$ 矩阵变换得 U_{G-Y} 信号的色差矩阵电路和将 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 、 U_{G-Y} 分别与 U_Y 矩阵变换得基色信号 U_R 、 U_B 、 U_G 的基色矩阵电路。最后由视放电路输出负极性的 $-U_R$ 、 $-U_B$ 、 $-U_G$ ，去彩色显像管阴极控制三条电子束。

集成解码系统一般均由解码集成块配以相应的外围电路组成，图4-2中TA7193P为PAL_D色度解码块，其内部电路如附图3所示，用它与外围电路可完成色度信号的解调，如果配以亮度通道电路及基色矩阵电路即构成完整的PAL_D解码器。这里仅以图4-2所示的TA7193P为例简要说明集成色度信号的解调过程，从块内的原理方框图可见与图4-1基本相同。

SXCT自TP301输入，经带通滤波器滤出 4.43 ± 1 MHz的信号，由⑮脚输入集成块。放大后的色度信号从⑳脚输出，由块外的Q501进行推动放大，加给超声延时线。⑲输出的色度信号的幅度受㉑、㉒脚输入的手动饱和度和对比度直流电位控制，同时受块内ACC、ACK自动控制。

超声延时线和加法器、减法器给出的 U 、 V 信号进入②、③脚，进行 $B-Y$ 和 $R-Y$ 同步检波，得出的 $B-Y$ 和 $R-Y$ 信号分别从③、④脚输出，经外接的阻容低通滤波器后送往基色矩阵电路。 $G-Y$ 信号由块内的 $G-Y$ 矩阵给出，自①脚输出。

延时的行同步脉冲自⑬脚输入，选通出的色同步信号从⑰脚输出，同时在块内直接由ACC检波（⑯脚外接ACC阻容滤波网络）得到ACC控制用的直流电压。⑰脚输出的色同步信号经外接的移相器移相 45° 作为鉴相基准自⑪脚输入鉴相器。鉴相器的另一路输入来自副载波振荡器。鉴相器的输出经⑨、⑩脚外接的阻容滤波器平滑后加给相位控制电路，去控制副载波振荡器的振荡频率和相位。振荡输出一路直接去 $B-Y$ 同步检波器，另一路经PAL开关后去 $R-Y$ 同步检波器。

识别和消色检波的一路输入来自①脚，借以判断是彩色电视还是黑白电视信号，另一路输入是来自PAL开关的逐行倒相副载波信号。检波输出的一路经消色放大后控制色度通道的通断，输出的另一路经识别放大后送往双稳态电路。双稳态电路一方面受④脚输入的行逆程脉冲触发而逐行翻转，同时受识别电路来的“7.8k”识别信号定相而保持正确的翻转程序。

第二节 日立CTP-236D型机集成解码器分析

一、带通放大器

(一) 带通滤波器

要从彩色全电视信号中取出频带为 $4.43 \pm 1\text{MHz}$ 的色度信号，必须通过 $4.43 \pm 1\text{MHz}$ 的带通滤波器。由于电视机中频通道一般均采用如图4-3 (a) 所示的草垛型中放特性，使信号高端逐渐衰减，色度信号正处于该特性的斜边上，因此要求带通滤波器的幅频特性如图4-3 (b) 所示带有一定的高频提升，从而获得如图4-3 (c) 所示平坦的总幅频特性。此外，为了不使6.5MHz伴音中频信号串入色度通道造成干扰，一般还需加入伴音陷波器进行吸收。

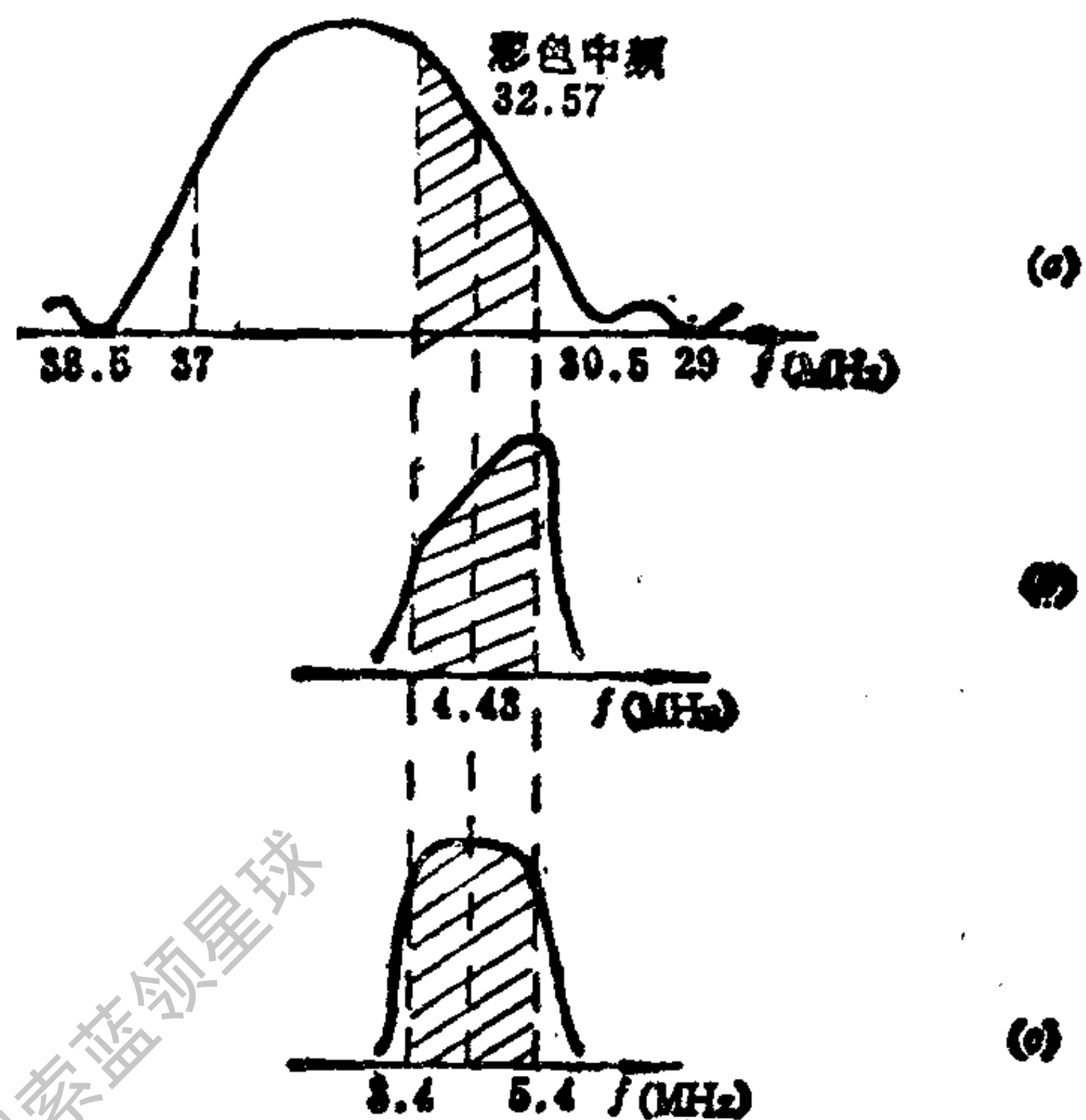


图4-3 色度通道的幅频特性

带通滤波器的形式很多，图4-4 (a) 为日立CTP-236D型机采用的色度带通滤波器，其中 C_{527} 、 L_{505} 、 R_{501} 组成6.5MHz桥T型陷波器， C_{501} 、 C_{529} 和 T_{501} 、 C_{529} 起高通和耦合作用，它们的幅频特性如图4-4 (b) 所示。

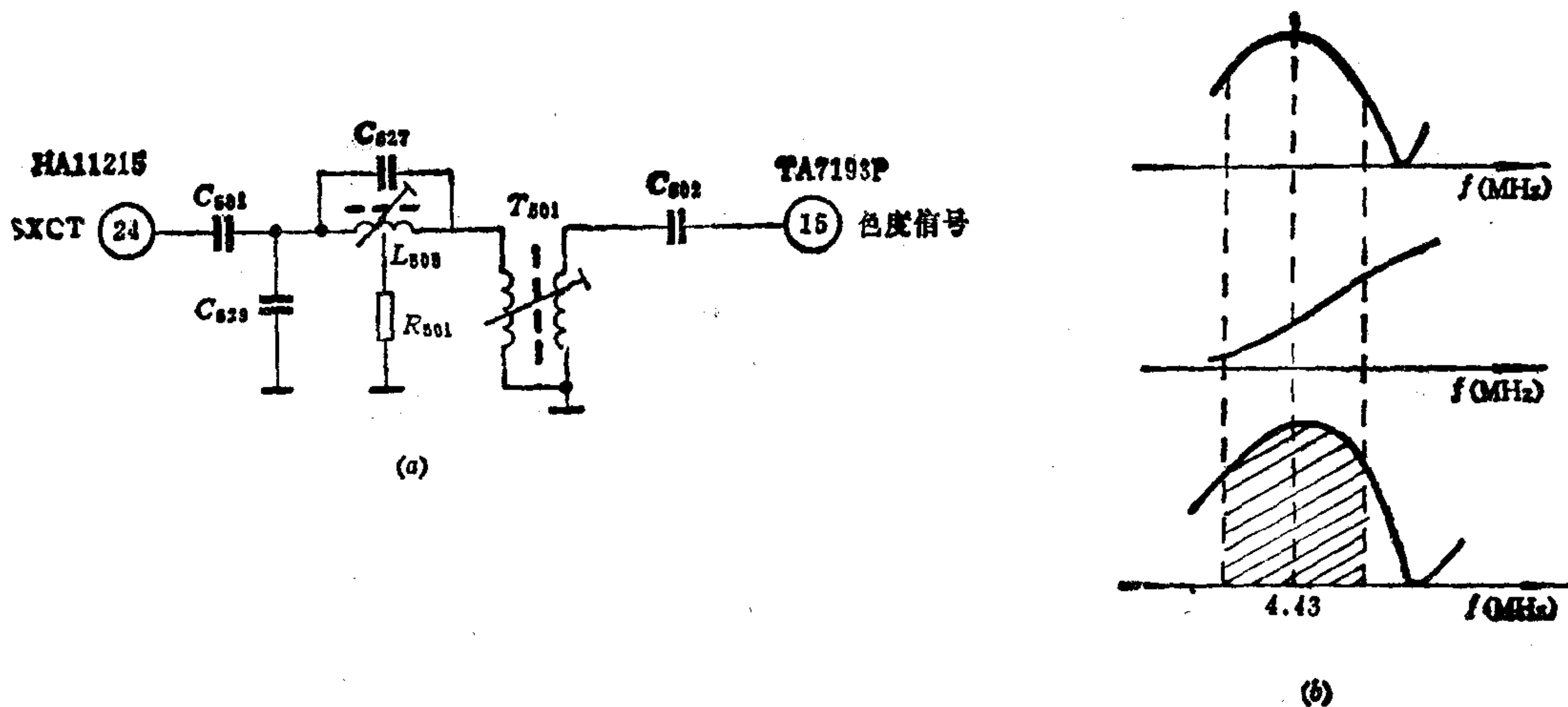


图4-4 日立CTP-236D型机带通滤波器

(二) 色度带通放大器

被带通滤波器选出的复合色度信号从TA7193P的⑮脚送至块内，图4-5中 $T_{11} \sim T_{18}$ 和 $T_{25} \sim T_{32}$ 为两级色度放大电路，其中 $T_{11} \sim T_{18}$ 是分流式增益控制双差分电路。色度信号送到 T_{15} 的基极，经放大后从集电极负载 R_7 上输出。自动色饱和度控制电路。色度信号送到 T_{15} 的基极，经放大后从集电极负载 R_7 上输出。自动色饱和度控制电

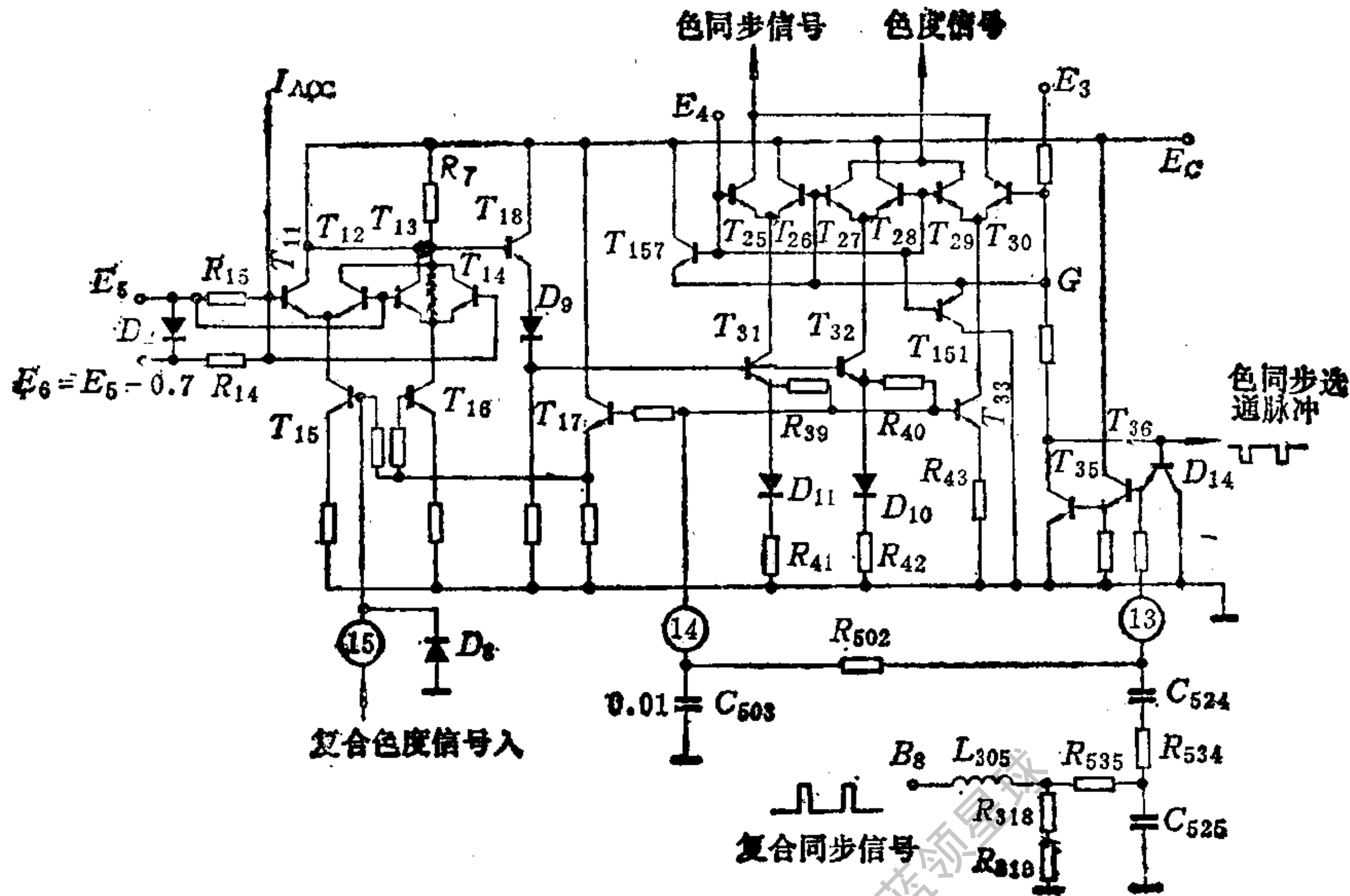


图4-5 增益控制色度放大器和色度信号分离

流 I_{ACC} 作用到 T_{11} 及 T_{14} 的基极。在色度信号很小而色度放大器未起控时， $I_{ACC}=0$ ， $T_{11} \sim T_{14}$ 的静态基极电位由 R_{14} 、 R_{15} 分压决定， T_{11} 、 T_{14} 截止，色度信号由 T_{15} 、 T_{12} 共射-共基极放大输出。当色度信号幅度增大而ACC起控后， $I_{ACC}>0$ ，它在 R_{14} 上的压降使 T_{11} 、 T_{14} 基极电位升高，管子导通，色度信号被分流，色度放大器增益减小，起到了自动增益控制的作用。 T_{13} 、 T_{14} 、 T_{16} 是为了平衡ACC控制过程中信号直流分量变化而接入的。

T_{15} 集电极输出经 T_{18} 、 D_9 直流电平移位后加至 T_{31} 和 T_{32} 的基极。它们射极上的输出通过 R_{39} 、 R_{40} 反馈到 T_{15} 、 T_{16} 的基极，构成直流负反馈回路。⑭脚外接电容 C_{503} 滤除了交流色度信号，故色度信号无反馈作用。由于 $R_{41}=R_{42}=R_{43}$ ， T_{15} 、 T_{16} 电路元件也对称，所以无ACC控制时，流过 R_7 的直流电流为定值。若某种因素引起 T_{12} 工作点漂移，例如 T_{12} 集电极电位降低时，电平移位后 T_{31} 、 T_{32} 射极电位降低， T_7 射极电位降低，使 T_{15} 、 T_{16} 基极电位降低，从而使 T_{12} 集电极电位升高，保持了直流稳定，直流稳定是直接耦合电路所必需的。

(三) 色度信号和色同步信号分离

这部分电路的作用是从复合色度信号中分离出色度信号和色同步信号，图4-5中由 $T_{25} \sim T_{36}$ 实现此功能。

在分立元件解码器中，当色度信号同步检波后采用直流耦合时，可以不必用色同步消隐电路将色同步消去。因为它在行逆程期间，对正程图象的再现没有影响。但对同步检波后采用交流耦合的电路，则必须有色同步消隐电路。否则，当用钳位电路恢复色差

信号的直流分量时，色同步的存在将可能造成钳位电平不稳定，从而使再现图象产生彩色失真。

对于集成解码器，由于即使将色同步信号消去也不会增加色度信号处理电路的复杂程度，故一般均将色同步消隐。TA7193P色度解码集成块内，采用了色同步选通功能与色同步消隐的色度信号输出功能同时完成的电路。

为从复合色度信号中消去或选出色同步信号，必须产生出一个与色同步信号同时出现的色同步选通门脉冲（这里也可称为控制脉冲），送至相应的电路去选通或抑制色同步信号。在电视机中，均采用将行同步信号延时来形成选通脉冲的方法，图4-6示出了行同步与色同步两信号的时间关系。可以看出，只需将行同步信号延时

$$\tau_d = \frac{4.7}{2} + \frac{2.25}{2} + (5.6 - 4.7) = 4.375 \mu s$$

就正好对准色同步信号。图4-5中⑬脚外接的 L_{305} 、 R_{318} 、 R_{319} 和 R_{535} 、 C_{525} 组成的低通延时网络，就是使行同步延迟至色同步期间。⑬脚的输入由块内整形电路整形后送出。外接的小电容 C_{524} 用以隔离复合同步信号中的场同步脉冲。

图4-5中 T_{35} 、 T_{36} 为色同步选通脉冲整形放大级，在选通脉冲未到来时， T_{36} 因无正偏而截止， T_{35} 也截止，G点为高电位，使 T_{151} 发射结导通， U_G 比 E_4 高 $0.7V$ ，故 T_{25} 、 T_{28} 、 T_{29} 截止， T_{26} 、 T_{27} 、 T_{30} 导通，色度信号由 T_{32} 、 T_{27} 组成的共射-共基级联电路放大后送入色饱和度控制电路。色同步选通脉冲到来时， T_{36} 、 T_{35} 导通，G点电位下降， T_{151} 截止，使 T_{25} 、 T_{28} 、 T_{29} 导通， T_{26} 、 T_{27} 、 T_{30} 截止，色同步信号由 T_{31} 、 T_{25} 组成的共射-共基级联电路放大后输出。

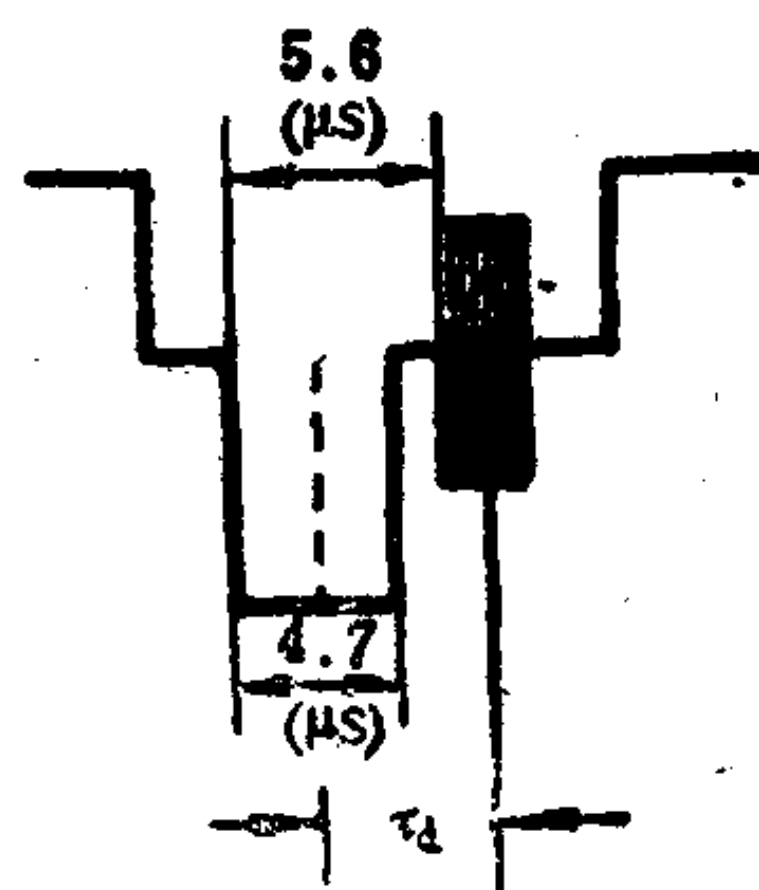


图4-6 行同步与色同步信号的时间关系

从上面的分析可见，经色同步选通脉冲控制后，从 T_{27} 集电极输出的是去掉了色同步信号的色度信号，从 T_{25} 集电极输出的仅是色同步信号。

图4-5中， T_{29} 、 T_{30} 、 T_{33} 用来使选通脉冲作用前后输出信号的直流电平保持不变，以获得对称的色同步信号，保证ACC检波器及副载波鉴相器工作正常。若电路设计得 T_{31} 、 T_{32} 、 T_{33} 静态工作电流相等，则色同步作用期间 T_{31} 的电流经 T_{25} 输出，色同步过去之后 T_{33} 的电流经 T_{30} 输出，两段时间内直流可保持平衡。

(四) 色饱和度控制

图4-7示出了色饱和度控制电路， T_{21} 、 T_{22} 及 T_{23} 、 T_{24} 组成两级单端输出分流式增益控制差分放大器。图4-5中 T_{27} 输出的色度信号电流作为 T_{23} 、 T_{24} 的恒流源。 T_{23} 基极为固定偏置 E_3 ，调节 T_{24} 的基极偏压即可改变从 T_{24} 集电极输出的色度信号幅度的大小，起到色饱和度控制的作用。 T_{24} 基极电位受⑳脚外 R_{509} 电位器的控制。当⑳脚电位升高，通过 T_{34} 射随使 T_{24} 基极电位升高，输出色度信号幅度增大，色饱和度变浓。反之，饱和度变淡。当⑳脚电位过低使 T_{34} 截止时， T_{57} 的电流全部由 T_5 经 R_{37} 、 R_{35} 提供， R_{37} 两端产生下正上负的电位使 T_{24} 基极电位低于 T_{23} 基极电位， T_{24}

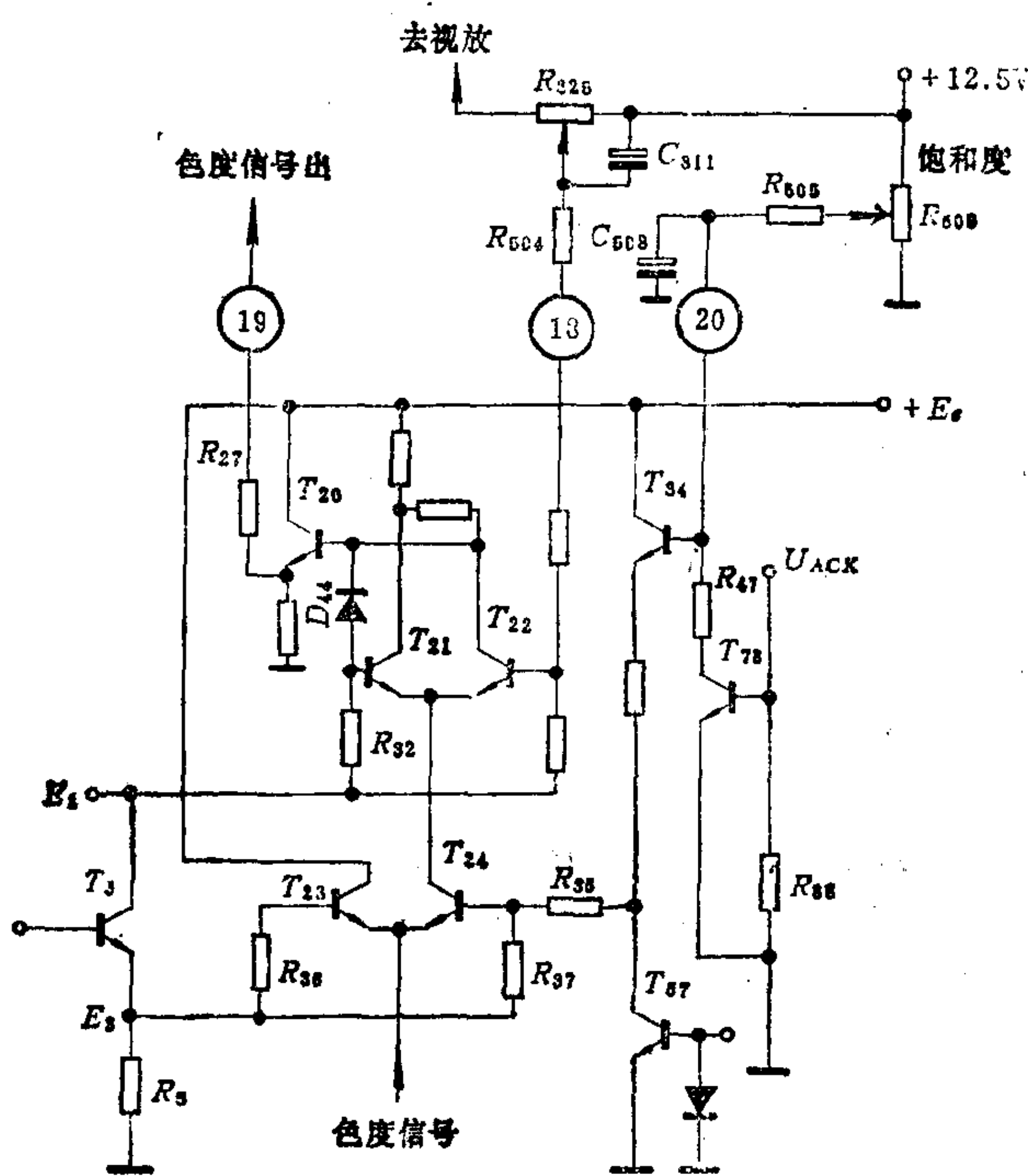


图4-7 色饱和度控制电路

高，输出的色度信号幅度大；反之，色度信号幅度小。这个电位器 R_{325} 是对比度控制电位器，由于调节对比度时是改变亮度信号的幅度，为使图象色饱和度不因对比度控制而变化，色度信号的大小也应相应的改变，故这里使饱和度一起联调。这样，⑨脚输出受控后的色度信号。

二、梳状滤波器

(一) 对梳状滤波器电路的要求

梳状滤波器由 $\tau_d = 63.943\mu s$ 的超声延时线和加法器、减法器组成，图4-8为原理方框图。它的作用有二，一是将相邻两行的色度信号进行电平均，以消除由于相位误差引起的色调畸变；二是通过延时信号和直通信号的相加和相减，将色度信号的两个分量 U 和 V 分离开，以克服两个色度分量之间的串色现象，为达到上面两点，对梳状滤波器提出下列要求：

1. 延迟时间 τ_d 要足够精确，误差 $\Delta\tau_d$ 应不超出 $\pm 3ns$ 。

因为只有 $\tau_d = 63.943\mu s$ ，色度副载波经过延时线后延时283.5个周期，输出信号同输入信号相位相反，即不受延时的、到达加法器、减法器的直通信号与经过延时的延时信号反相，相加、相减后才能将 U 、 V 分离开。若 $\tau_d \neq 63.943\mu s$ ，延时信号和直通信号不反相， U 、 V 的分离就不完善，发生相互串色。当 $|\Delta\tau_d| > |3ns|$ 时，串色对图象的影响已可觉察，不能允许。目前实际生产的延时线的延时误差只能做到 $|\Delta\tau_d| \leq |5ns|$ ，所以在电路中还要设置延时补偿网络进行延时误差的补偿。

2. 送到加法器，减法器的直通信号与延时信号幅度必须相等。

由梳状滤波器的工作原理可知，直通信号与延时信号相位相反、幅度相等时，相加

截止，无色度信号输出，使色通道关闭而消色。当⑩脚电位升高至 T_{57} 集电极电位高于 T_5 射极电位并使 T_{23} 截止时，⑨脚输出的色度信号最强，是色饱和度最浓的情况。

由图4-7可见， T_{24} 基极电位还受 T_{78} 来的消色电压 U_{ACK} 的控制。当接收正常彩色信号时， U_{ACK} 使 T_{78} 截止，它对 T_{34} 、 T_{24} 基极电位无影响。当接收黑白信号时， U_{ACK} 使 T_{78} 集电极电流增大， T_{34} 及 T_{24} 基极电位降低并截止，切断了色度通道，达到消色的目的。经过上述控制后的色度信号经差分放大器 T_{22} 、 T_{21} 从 T_{22} 集电极经 T_{20} 射随输出。

图4-7中⑩脚外接的电位器 R_{325} 可以控制 T_{22} 的导通程度，对色度信号的增益进行控制。同样，⑩脚电位

相减时才能完善地分离开 U 、 V ，即加法器只输出 $\pm jV$ 信号(考虑到 V 信号逐行倒相，且与 U 信号正交，故用 $\pm jV$ 表示)，减法器只输出 U 信号。如果相位相反，但幅度不精确相等，也会造成分离不完善，图象上出现彩色爬行现象。为此，需设置幅度调整电路。

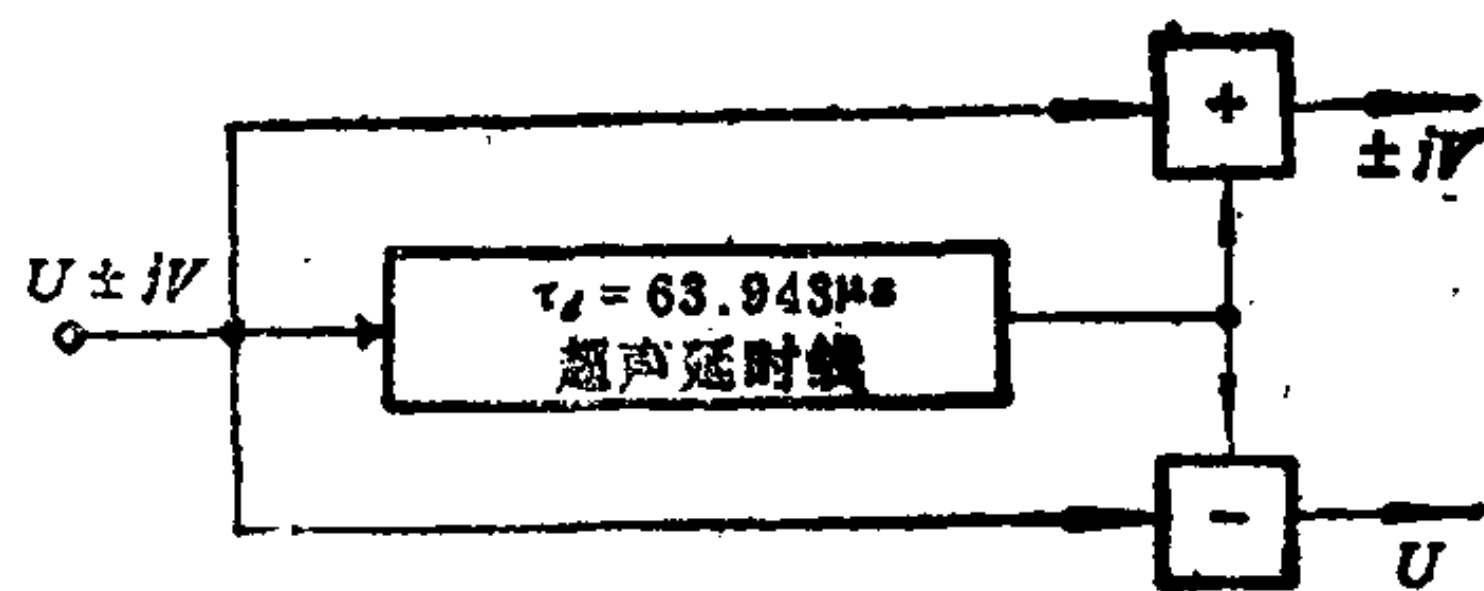


图4-8 梳状滤波器

3. 超声延时线的输入、输出端必须阻抗匹配。

梳状滤波器中 $\tau_d = 63.943\mu s$ 的延时线采用超声延时线，其剖面结构如图4-9 (a)所示。输入端将电信号加在压电陶瓷换能器两侧极板上，换能器将电信号转换为超声波，它在特殊的玻璃介质中沿着一定路径传播。超声波在玻璃中的传播速度约为 $2700m/s$ ，是电磁波在导线中行进速度的约十万分之一。因此，对于 $64\mu s$ 的延时，玻璃长度只需 $0.173m$ ，尺寸不大。如果再让玻璃介质中的超声波受到多次反射，例如图(a)中为五次反射，可使延时线的体积更大为缩小。在输出端采用同样的压电陶瓷换能器，将超声波还原为电信号，输出信号便实现了延时。

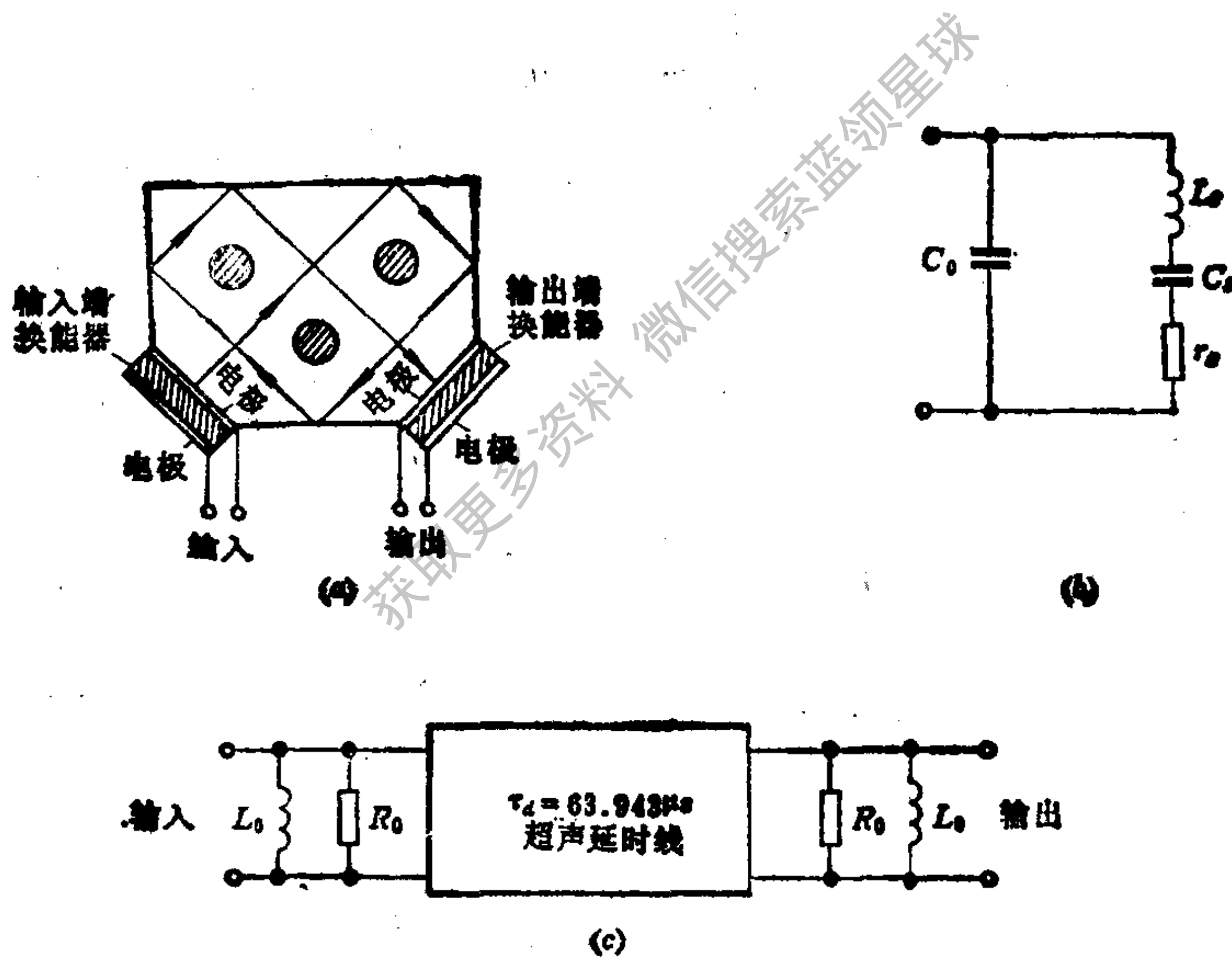


图4-9 超声延时线剖面结构、等效电路及应用电路

压电换能器的电特性可用图4-9 (b) 的等效电路表示。 C_0 为极板间的静电容，它的大小决定于换能器的尺寸与玻璃的介电常数，通常为几百pF。 L_s 、 C_s 、 r_s 为换能器等效的串联谐振回路的电参数，它们的大小决定于换能器的材料与几何尺寸。由图(b)可见，它有两个谐振频率，串联谐振频率 f_s 为

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

并联谐振频率 f_p 为

$$f_p = 2\pi \frac{i}{\sqrt{L_s \frac{C_o C_s}{C_o + C_s}}}$$

为了提高换能器的效率，应使换能器等效电路的串联谐振频率与色副载波频率相同。输入、输出端方面，可以在换能器两端并联电感 L_o （称配谐电感），使 L_o 与 C_o 也谐振在副载波频率附近。为使输入、输出端阻抗匹配，超声波传输无反射，连接了匹配电阻 R_o ，它同时也起到展宽频带的作用。因此，延时线的应用电路一般如图4-9(c)所示。

4. 延时信号的 180° 裂相必须相位正确，直通和延时通道的幅频特性应一致。

加法器和减法器的实现是靠 180° 裂相电路来提供相位相反的延时信号的，裂相不准确或两路通道幅频特性不一致都会造成 U 、 V 信号分离不完善，引起彩色爬行现象。所以，裂相变压器必须双线并绕，中心抽头准确。

(二) 梳状滤波器电路

梳状滤波器中超声延时线及外接的加法器、减法器电路一般均由分立元件组成，图4-10为日立CTP-236D型机中采用的梳状滤波器电路。从TA7193P⑩脚输出的色度信号由 C_{520} 耦合至延时线推动级 Q_{501} ，经放大后从集电极两个串联的负载上送出两路信号。一路由 R_{524} 、 L_{504} 、 C_{532} 谐振网络给出，送至超声延时线输入端，延时后的延时信号加到 C_{530} 、 L_{503} 组成的谐振回路上。 R_{524} 及 R_{519} 、 R_{520} 分别为延时线输入、输出端的匹配电阻， L_{504} 、 C_{532} 、及 L_{503} 、 C_{530} 为延时线输入输出端的配谐电感和电容。 L_{503} 为具有中心抽头的自耦变压器，在上、下两半绕组端得到相对于中心抽头为大小相等、相位相反的两个延时信号。 Q_{501} 集电极送出的另一路色度信号由电位器 R_{525} 给出，经 C_{519} 直接耦合至 L_{503} 的中心抽头上，作为直通信号。直通信号和延时信号通过 L_{503} 实现相加和相减，其原理电路也示于图4-10中。上半绕组完成 $U_{直}$ 与 $U_{延}$ 相加。因此，集成块TA7193P的③脚得到 $\pm jV$ 信号；下半绕组组成 $U_{直}$ 与 $U_{延}$ 相减，故②脚得到 U 信号。

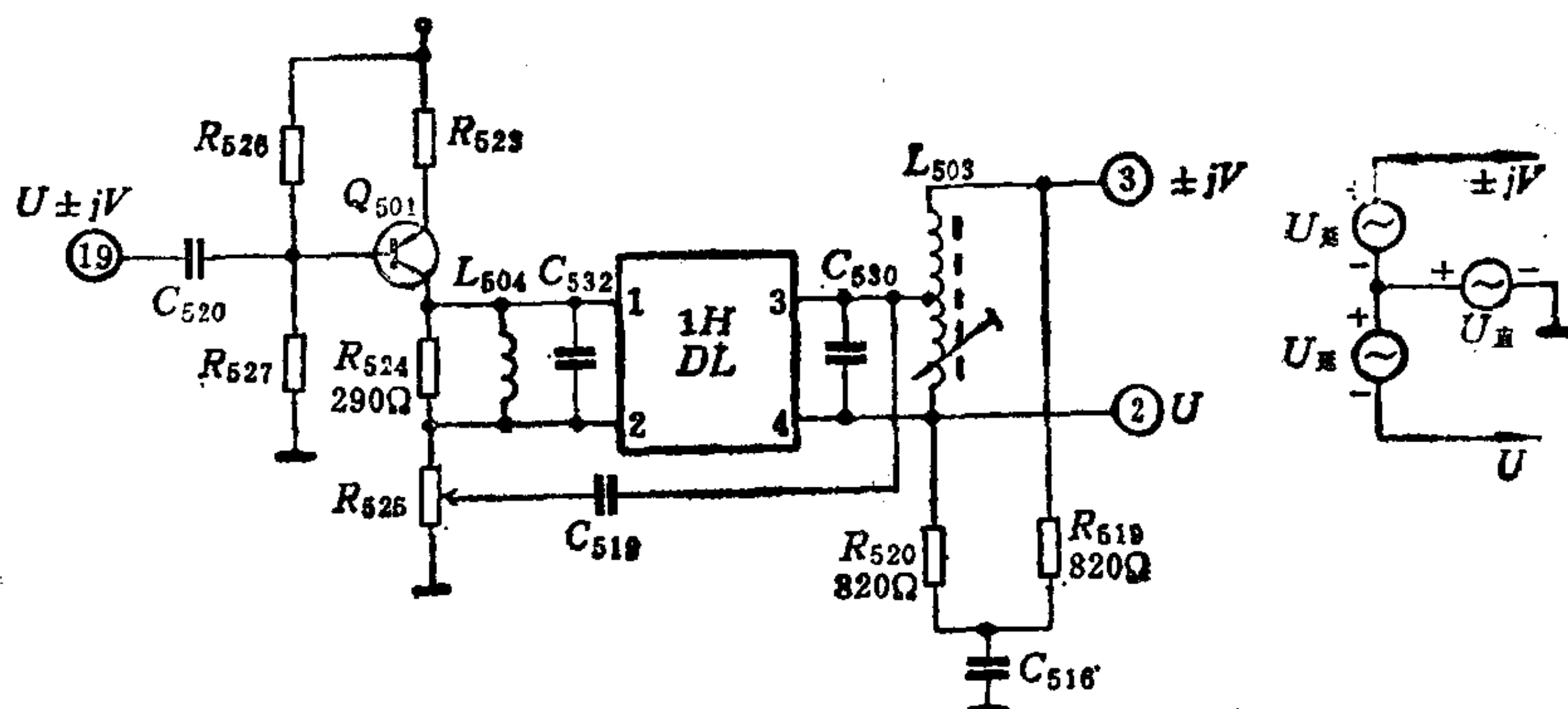


图4-10 日立CTP-236D型机的梳状滤波器电路

(三) 补偿原理和补偿电路

1. 延时相位补偿

延时相位补偿用来补偿延时线延时量的误差, 前述已知, 梳状滤波器中超声延时线的延时量精确时, 延时信号反相, 加法器中 U 分量抵消只输出 V 分量, 减法器中 V 分量抵消只输出 U 分量, 使 U 、 V 信号完善分离。若 τ_d 不精确, 例如当 $\tau_d > 63.943\mu\text{s}$ 时, 延时信号将推迟到达加法器和减法器, 它落后于直通信号的相位必大于 180° , 两者不反相, 相加相减时不能得到单纯的一个分量输出, 造成 U 、 V 分离不完善。若 $\tau_d < 63.943\mu\text{s}$, 延时信号落后于直通信号的相位便小于 180° , 同样会造成加法器、减法器输出的 U 、 V 分离不完善。

为保证完善的分离, 可在直通信号或延时信号的通路里设置一个LCR网络, 通过对LCR的调整来改变一路信号的相位, 以保证两路信号在加法器、减法器中相位相反。图4-10中 L_{503} 可调节得使延时线输出端的网络失谐, 略微改变延时信号的相位, 达到与直通信号反相。

图4-11中用矢量图进一步加以说明。

$\tau_d = 63.943\mu\text{s}$ 时, n 行信号的 $U_{直n}$ 与 $U_{延n}$ 反相。当 $\tau_d > 63.943\mu\text{s}$ 时, 延时信号 $U'_{延n}$ 落后于 $U_{延n}$ 相位 $\Delta\varphi$, 调整 L_{503} 使输出回路稍为失谐, 对副载波信号引入超前相位 $\Delta\varphi$, 于是 $U'_{延n}$ 回到 $U_{延n}$ 应有的相位上, 与 $U_{直n}$ 反相。这种措施是调整相位来保证延时信号和直通信号反相补偿 τ_d 的误差, 故称为延时相位补偿。由于它是利用回路的失谐进行相位补偿, 必然造成延时和直通两条通路的频率特性不一致, 这又会造成彩色爬行现象, 故而补偿量不能大, 即延时线的 τ_d 首先要有一定的精度。

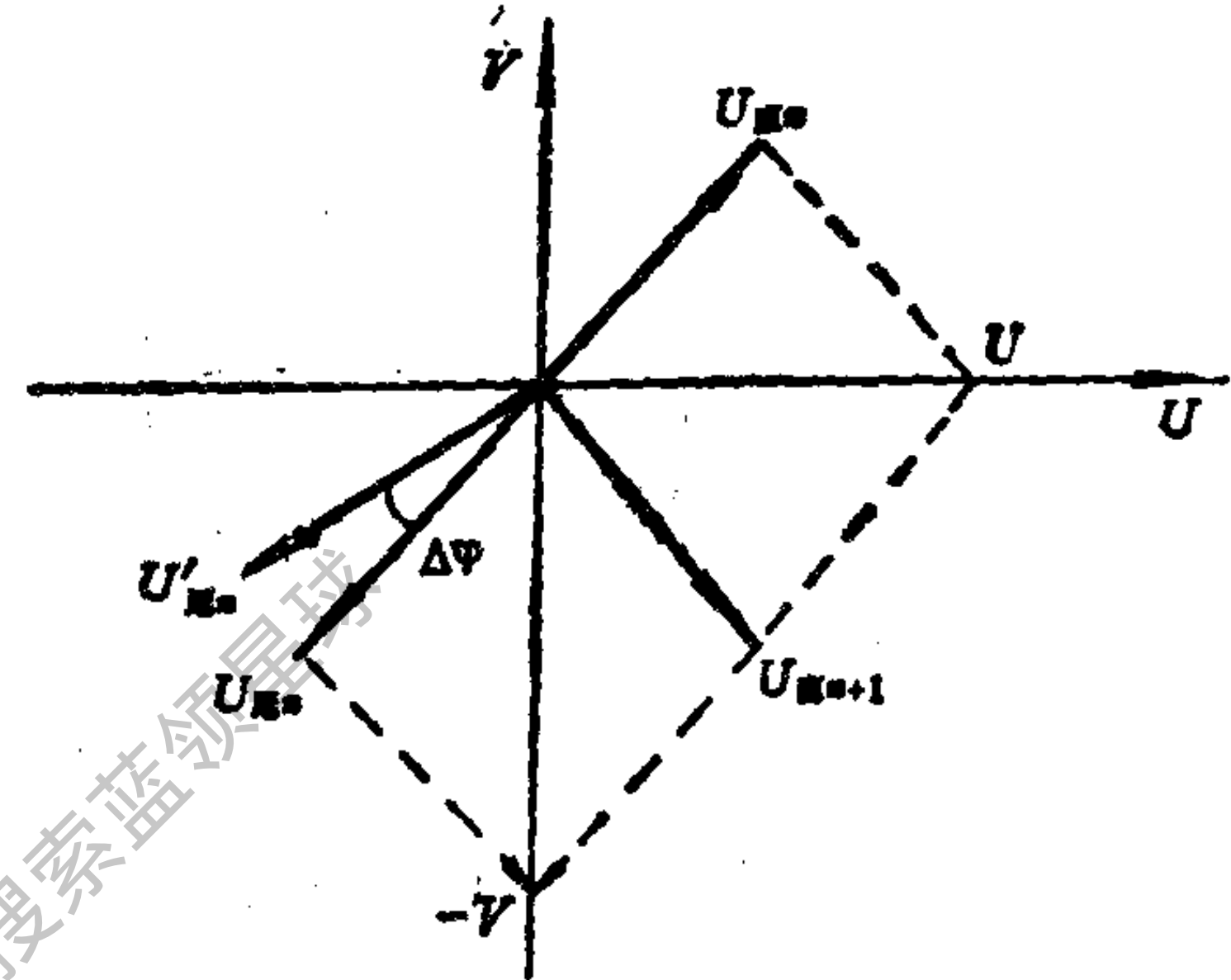


图4-11 延时相位补偿矢量图

和直通两条通路的频率特性不一致, 这又会造成彩色爬行现象, 故而补偿量不能大, 即延时线的 τ_d 首先要有一定的精度。

2. 幅度补偿

保证延时信号和直通信号幅度相等也是完善分离 U 、 V 的重要条件之一, 图4-10中的电位器 R_{525} 用来调节直通信号的输出幅度, 以满足这一要求, 故称其为幅度补偿。

三、同步检波器

同步检波器用来从一般调幅信号或平衡调幅信号中解调出原来的调制信号。由于平衡调幅信号是抑制了载波的调幅信号, 同步检波时必须重新加入与原载波同频同相的振荡信号。分立元件解码器中大多采用由两个二极管组成的同步检波器, 集成解码器中则无例外地采用双差分同步检波器。

图4-12中, $T_{129} \sim T_{132}$ 和 T_{137} 、 T_{138} 、 T_{141} 组成 U 同步检波器, $T_{133} \sim T_{136}$ 和 T_{139} 、 T_{140} 、 T_{142} 组成 V 同步检波器。下面, 以 U 同步检波器为例进行说明。 $-U$ 信号由②脚输入, T_{137} 、 T_{138} 为小信号工作状态, 将 $-U$ 信号线性放大。输入到 T_{139} 、 T_{131} 基极的 U 基准副载波与 U 信号同频同相(相位 0°)或同频反相(相位 180°), 它幅度大使 $T_{129} \sim T_{132}$ 工作在开关状态。现设 U 基准副载波相位为 0° , 当基准副载波正半周时, $-U$ 信号为正半周, $-I_U$ 从 T_{131} 流经 R_{130} , $+I_U$ 从 T_{130} 流经 R_{134} 。当

基准副载波负半周时， $-U$ 信号为负半周， $+I_U$ 从 T_{132} 流经 R_{134} ， $-I_U$ 从 T_{129} 流经 R_{130} 。 R_{130} 、 R_{134} 上的输出信号 U_{B-Y} 分别经 C_2 、 C_4 低通平滑后，由 T_{126} 、 T_{127} 射随输出。工作原理也可以理解为由 $T_{129} \sim T_{132}$ 分别对 U 信号取样，通过集电极负载输出。当基准副载波与被解调信号不是精确地同相或反相而存在一定的相位差时，取样得到的解调输出信号幅度将下降。理论分析证明，幅度按 $\cos\varphi$ 因数下降。 φ 为两载波之间偏离 0° 或 180° 的相位角。当 $\varphi=90^\circ$ 时，解调输出为零。基准副载波与被解调信号同相或反相的不同点在于，解调输出的相位相反。

对于 V 同步检波器，不倒相行上 V 基准副载波为 $+90^\circ$ ，由 T_{128} 射随输出 $+U_{R-Y}$ ；倒相行上 V 基准副载波为 -90° ， T_{128} 射随输出仍为 $+U_{R-Y}$ 可见，用逐行倒相的基准副载波解调 $\pm jV$ 信号，可以得到相位转成一致的 U_{R-Y} 信号。

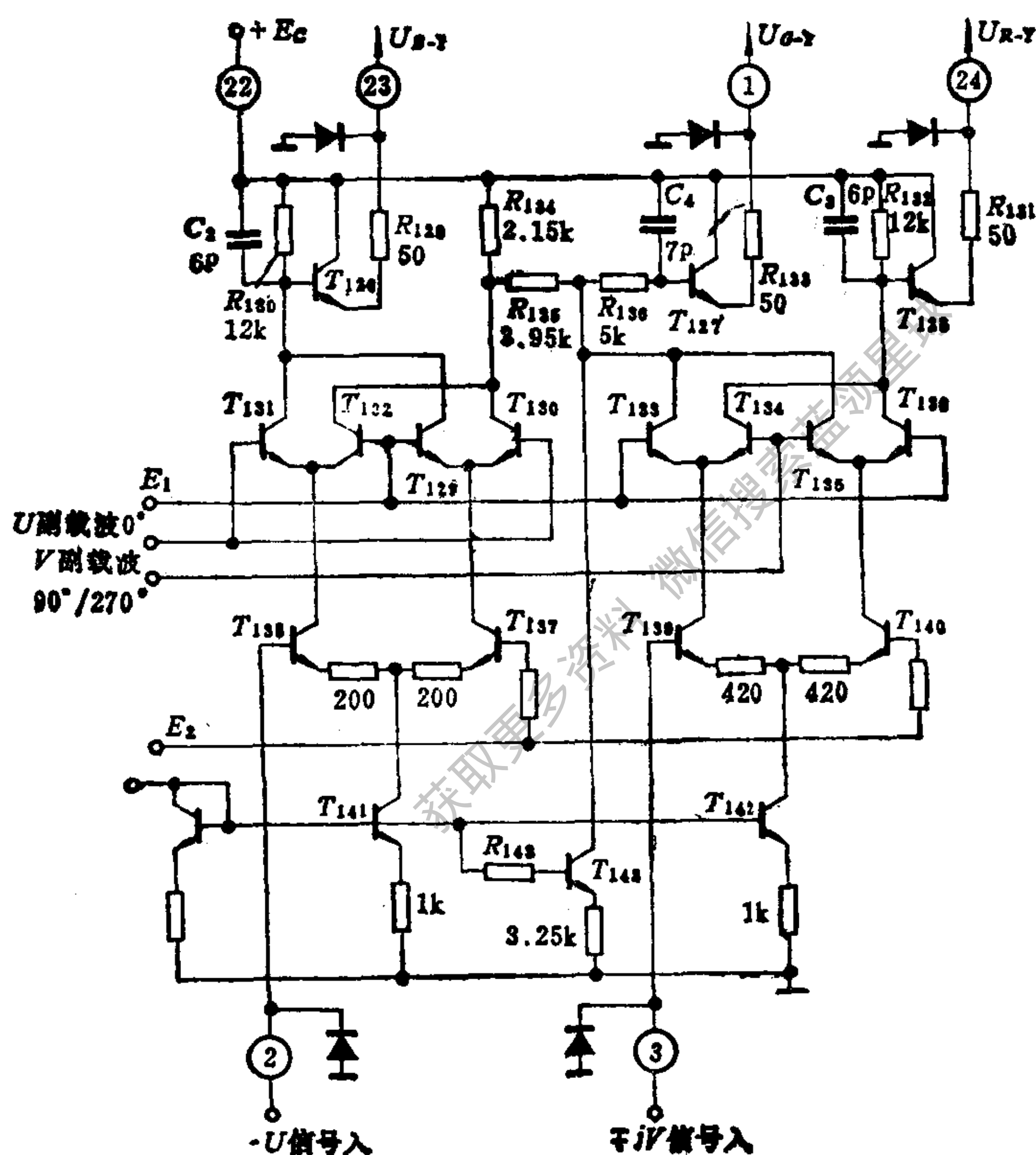


图4-12 同步检波器

图4-12中 T_{137} 、 T_{138} 及 T_{139} 、 T_{140} 发射极中的电阻是为了稳定电路工作状态和去压缩用的。发送端两个色差信号的压缩比例是

$$V=0.877U_{R-Y}$$

$$U=0.493U_{B-Y}$$

故而去压缩时要求两个色差信号的增益比为

$$0.877 : 0.493 = 1.78 : 1$$

即 U 同步检波器的增益应为 V 同步检波器增益的1.78倍。420 Ω 与200 Ω 之比为2.1 : 1, 近乎

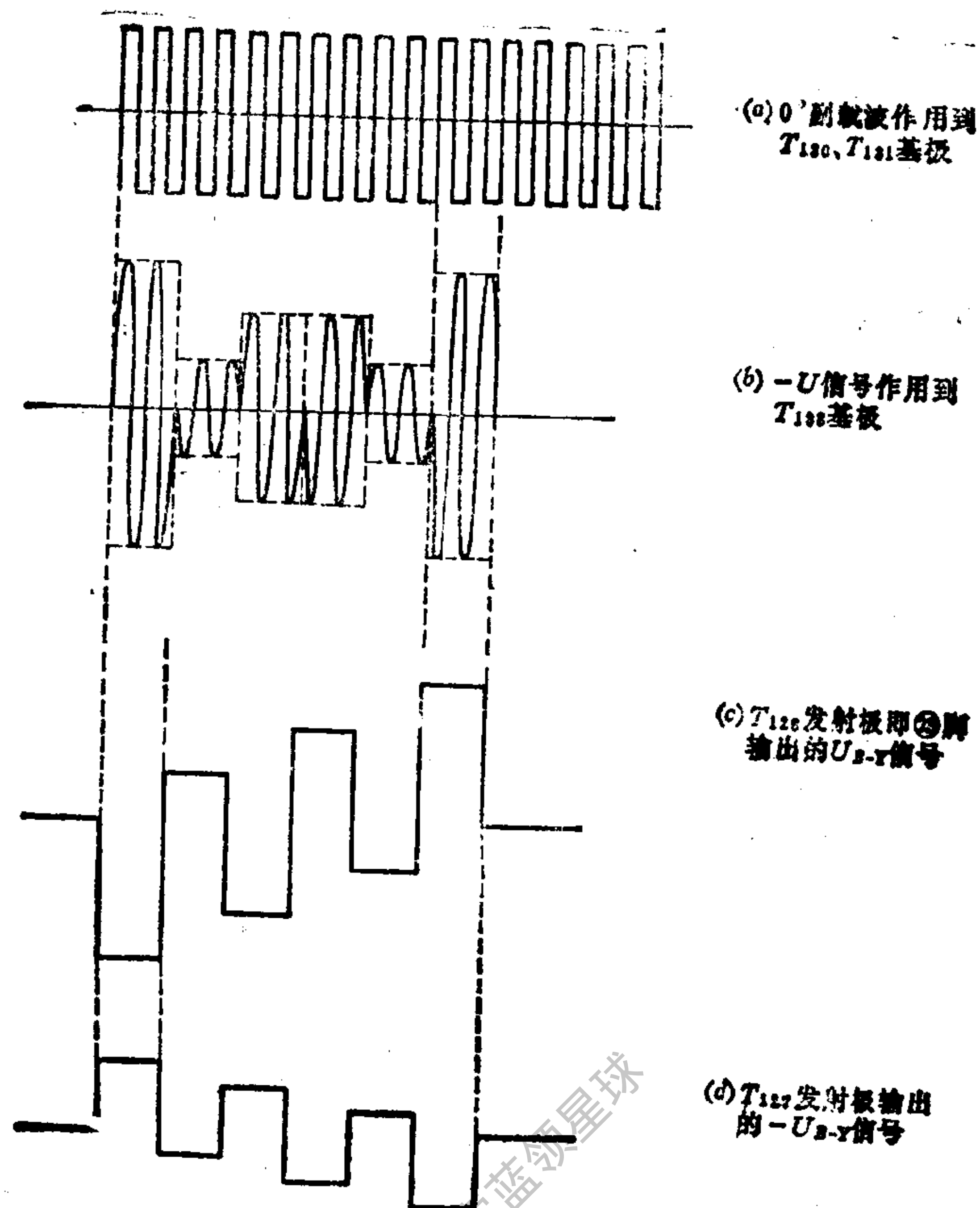


图4-13 U同步检波原理及色差信号波形

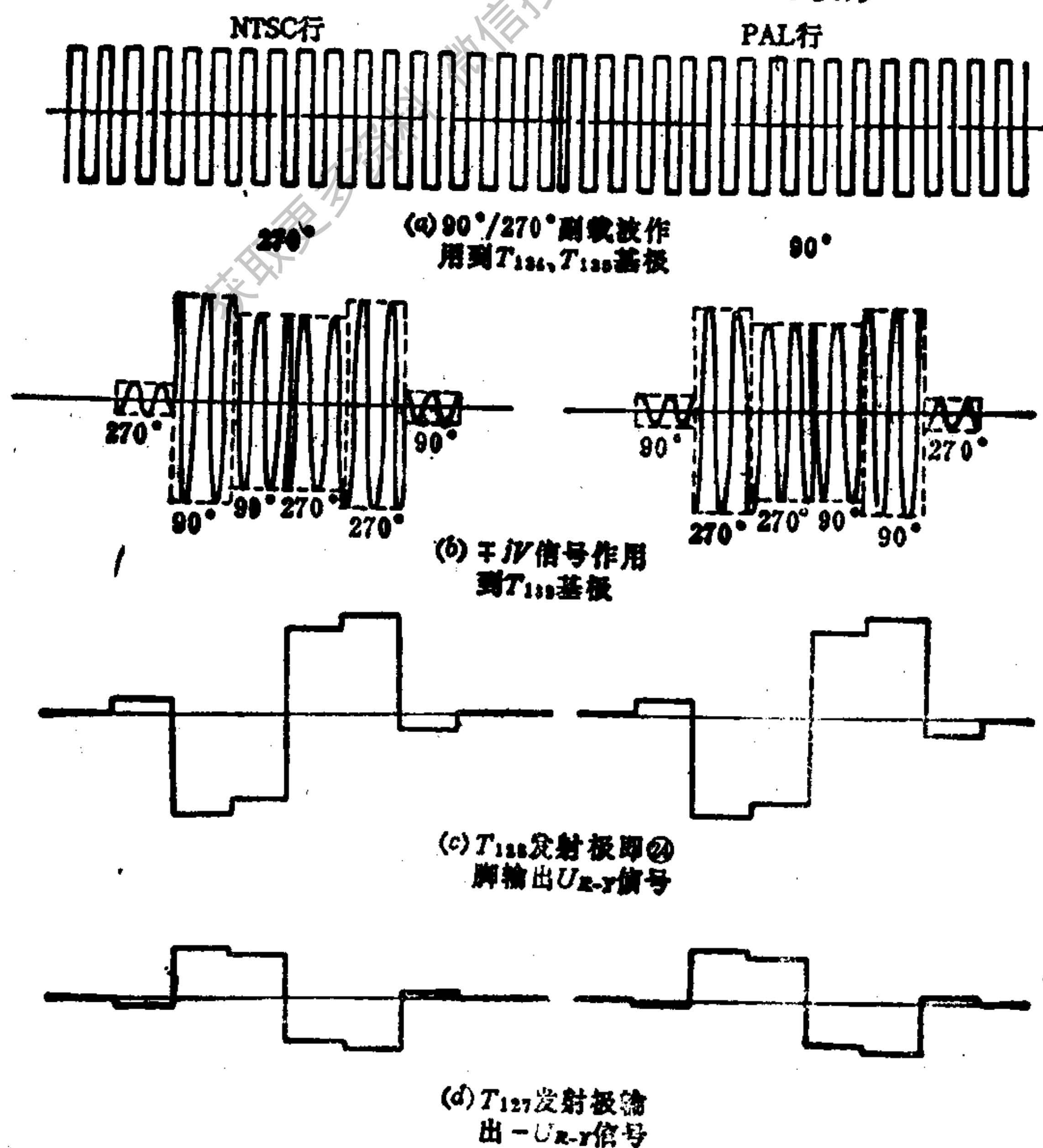


图4-14 V同步检波原理及色差信号波形

1.78 : 1。同步检波原理及由②脚和④脚输出的 U_{B-Y} 和 U_{R-Y} 信号波形如图4-13及图4-14所示。

图4-12中 R_{134} 、 R_{135} 及 T_{127} 等为 $G-Y$ 矩阵电路，工作原理留待后面介绍。

四、基准副载波产生电路

基准副载波产生电路的作用为：

1. 产生出一个与发送端 U 信号副载波严格同频同相的正弦振荡。为了保证没有频率和相位误差，以免出现彩色失真和爬行，采用鉴相电路（APC）来控制晶体振荡器。它的输出也就是 U 同步检波用的 U 副载波。

2. 产生出一个相位超前基准副载波 90° ，并与发送端 V 信号倒相程序一致的逐行倒相副载波，供 V 同步检波器应用。所以，它又可称为 V 副载波。

基准副载波产生电路的组成方式多种多样，图4-15给出了采用TA7193P集成块的基准副载波产生系统的方框图。

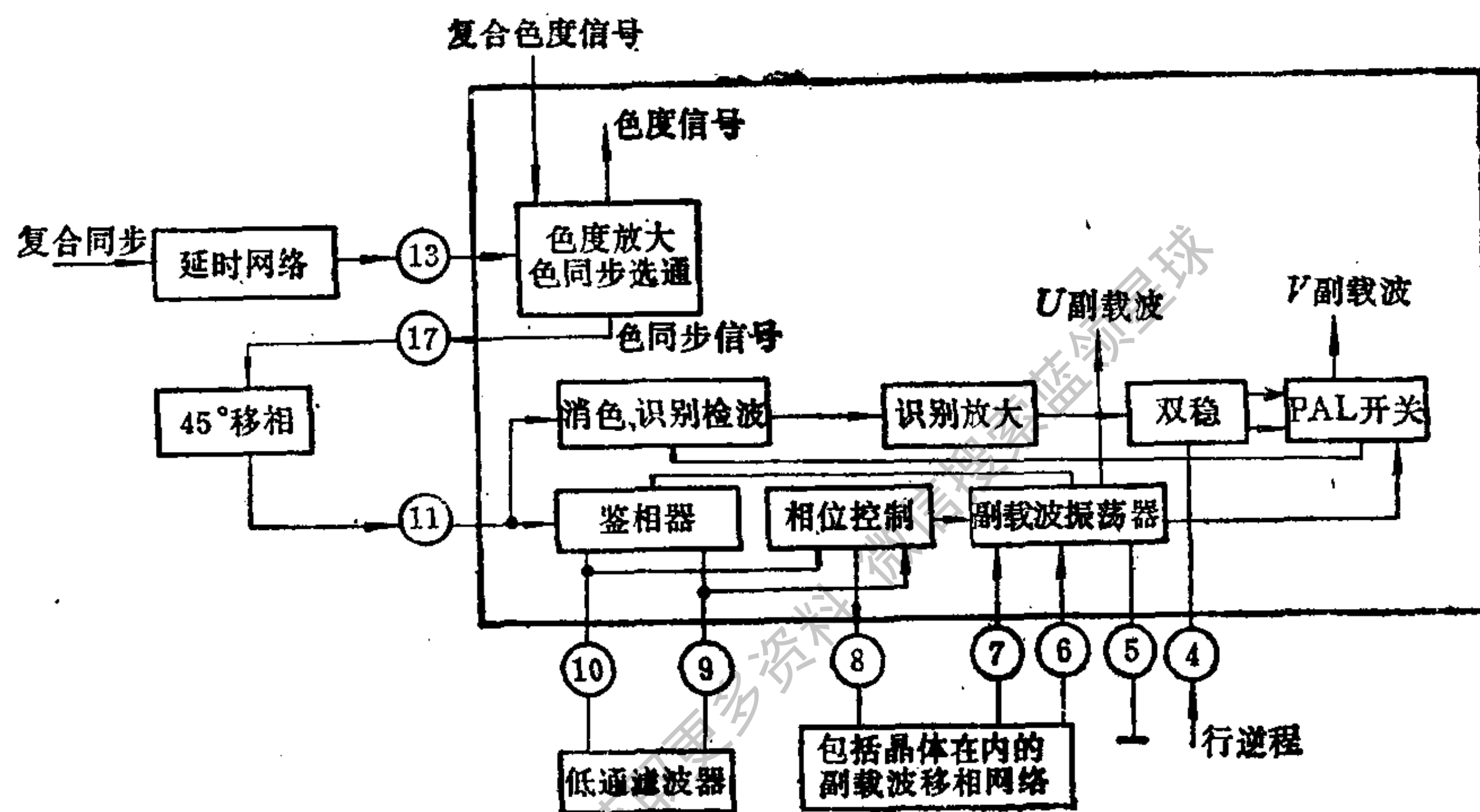


图4-15 TA7193P集成副载波产生系统方框图

色同步选通放大电路选出的色同步信号每行约有10个周期的振荡，是基准副载波产生电路的鉴相基准。为区分方便起见，也可称为色同步副载波，其频率和相位是基准副载波再生的依据，相位的 $\pm 135^\circ$ 逐行交替，是得出正确地逐行倒相的 V 副载波的依据。

(一) 压控晶体振荡器 (VCO)

彩色解码器中的基准副载波振荡器与一般的正弦振荡器相同，振荡的建立必须满足下面两个条件：

(1) 相位条件 即振荡信号经放大、反馈后总相移应为0或 $2n\pi$ ，数学表示式为

$$\sum \varphi = 2n\pi, \quad (n=0, 1, 2, \dots)$$

(2) 振幅条件 即信号经放大、反馈后送回电路输入端的幅度须大于或等于原输入信号的幅度。若振荡信号得到的增益为 K ，反馈系数为 F ，则应有

$$K \cdot F \geq 1$$

第二章中介绍了分立元件正弦振荡器常用的电容三端及其变形的电路。作为色度通

道用的基准副载波振荡器对振荡频率的稳定度有更高的要求，因为它是正确解调出两个色差信号的基准。为此，需采用图4-1及图4-15所示的锁相环路式振荡电路，锁相环路中振荡器的基本振荡频率应极接近于色同步副载波，例如频率误差不得超出 $\pm 400\text{Hz}$ 或 $\pm 300\text{Hz}$ 。因为锁相环路只有有限的捕捉范围，振荡频率超出捕捉范围时就不能被色同步副载波锁定，不能解调出正常的色差信号。因此，此处无例外地均采用压控晶体振荡器。

1. 压控晶体振荡器 (VCO)

压控晶体振荡器是由石英晶体和变容二极管等元件组成的正弦振荡器。

石英晶体是压控振荡器的核心元件，它具有压电陶瓷一样的压电效应，当对石英晶体两侧极片加上一定频率的交变电压时，它会发生谐振。它的符号、等效电路及电抗特性如图4-16所示。晶体在电路中相当于一个LC串联谐振回路， L_s 、 C_s 、 r_s 是晶体在振动时的等效电感、等效电容和等效电阻， C_0 是极片间晶体静电容和支架的分布电容之和。晶体有串联谐振频率 f_s 和并联谐振频率 f_p 。由于损耗 r_s 很小，其品质因数Q值极大，

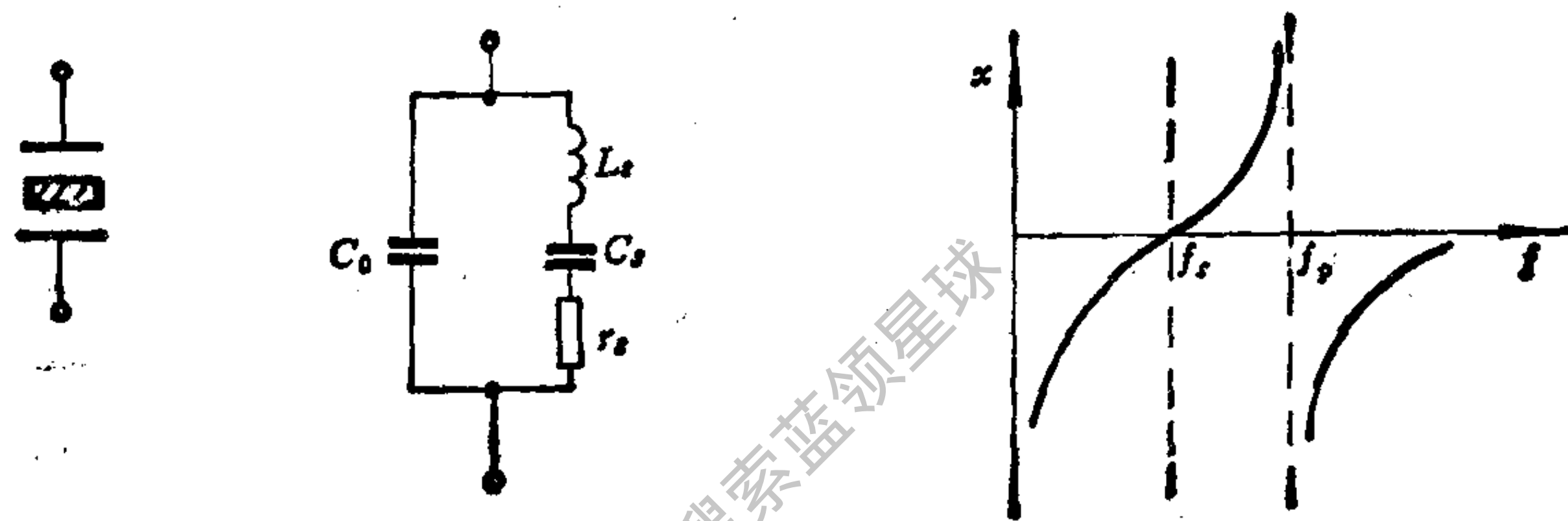


图4-16 石英晶体的符号、等效电路及电抗特性

可达几万甚至几百万，所以由石英晶体组成的压控振荡器频率稳定度很高。具体的振荡电路均工作于 f_s 与 f_p 之间，即石英晶体在电路中等效于一个Q值很高的电感。分立元件副载波压控振荡器中均将晶体接在晶体管集电极与基极之间构成电容三端振荡电路，并借助鉴相器输出的误差电压来控制变容二极管，以微调振荡频率，因而称为压控晶体振荡器。其实际电路及等效电路如图4-17所示。

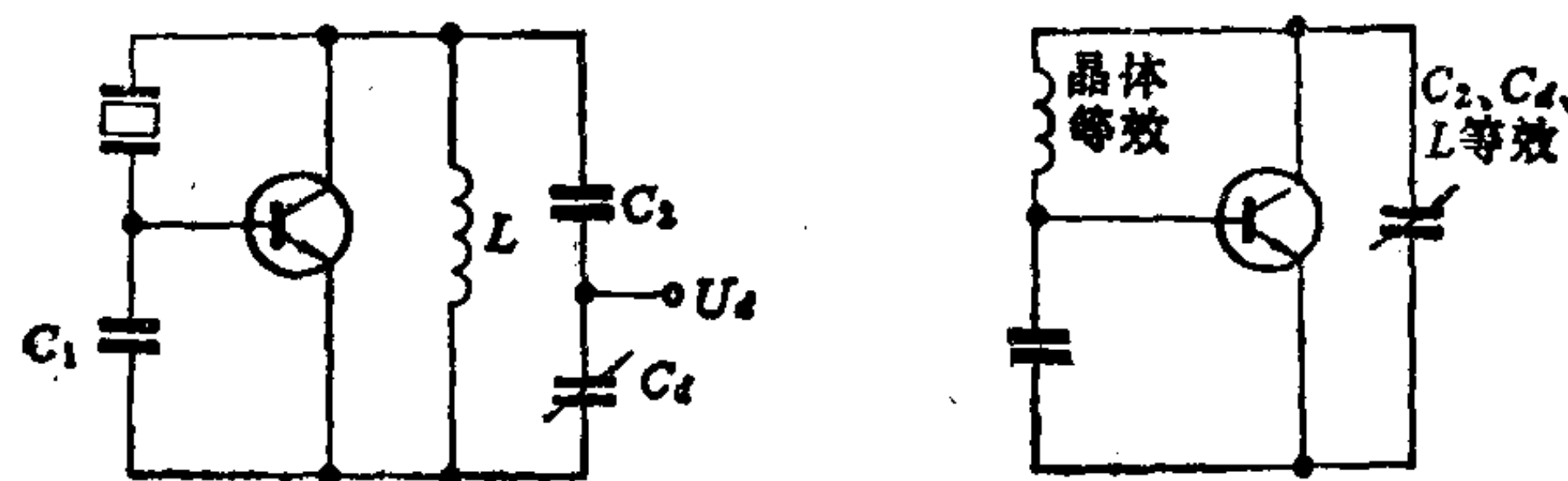


图4-17 压控晶振及等效电路

2. 集成压控晶体振荡器

由于变容二极管不易集成，集成锁相环路压控振荡器的组成形式与分立元件的不同。这里，仅介绍一种集成串联型压控晶体振荡器。它将晶体串联在正反馈回路中，为了使外加电压微调振荡频率，在正反馈回路中还串入压控可变相移网络。如果可变相移网络和外接的包含晶体在内的相移网络所构成的闭环正反馈系统的总相移量为 0° 或 360° ，

同时满足振幅条件，则电路可产生一定频率的正弦振荡。振荡器闭环方框图可概略地画成图4-18所示形式。下面，以TA7193P集成块压控振荡器为例进行说明。

电路如图4-19所示，包含晶体的相移网络为集成块外的低通网络。在块内它能输出相位为 0° 和 90° 两个副载波如图中的④点和⑤点，为 U 、 V 同步解调用。

由图可见，要使④点输出相位为 0° 的副载波，⑥脚的信号相位应为 180° ；要使⑤点输出副载波相位为 90° ，⑦脚信号的相位应为 90° 。④、⑤脚信号相位差为 90° 。

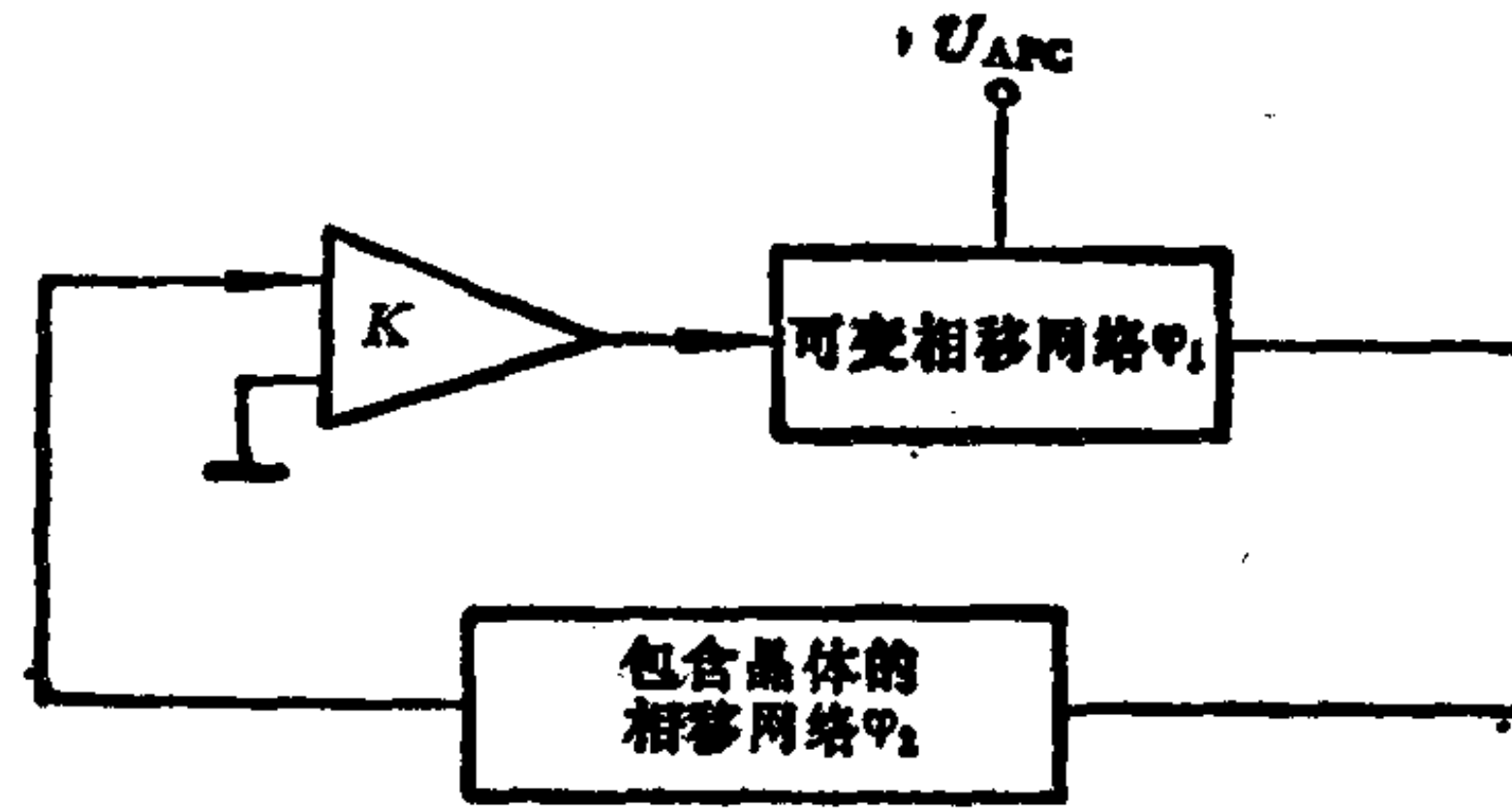


图4-18 振荡器闭环方框图

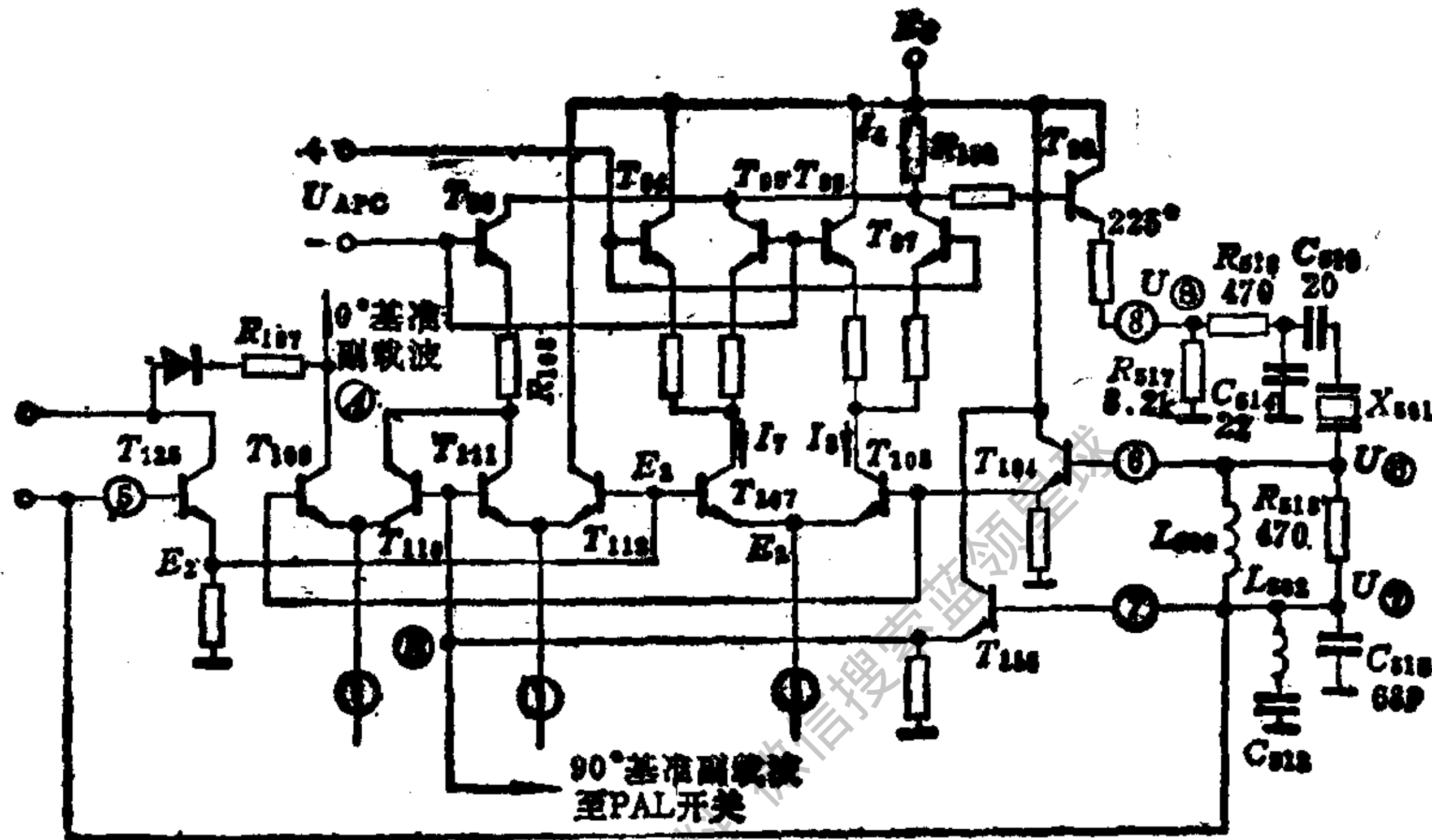


图4-19 TA7193P块内压控晶振电路

可借助脚外的RC相移网络来实现。图4-20上给出了各点间的相位关系矢量图，当 $R_{518} = 1/\omega_s C_{515}$ (ω_s 为副载波角频率)时， $U_{⑤}$ 滞后于 $U_{④}45^\circ$ ，差分放大器 T_{109} 、 T_{110} 中 T_{109} 集电极输出 $U_{④}$ 为 $-(U_{⑥}-U_{⑦})$ ，其相位为基准相位 0° ，供 U 同步检波器使用。另外， $U_{⑤}$ 由 T_{115} 射随后输出，故 $U_{⑤}$ 超前于 $U_{④}90^\circ$ ，它送至PAL开关以形成 V 副载波。

块内集成正反馈过程如下：在 $U_{APC}=0$ 的情况下， $U_{④}$ 、 $U_{⑤}$ 作用于 T_{109} 、 T_{110} ，从 T_{110} 集电极负载输出 $(U_{⑥}-U_{⑦})$ 即 $-U_{④}$ 信号。另外， $U_{⑤}$ 作用于 T_{111} ，从 T_{111} 集电极负载输出 $-U_{⑦}$ 信号。因此，该公共负载 R_{108} 上得到 $-U_{④}-U_{⑦}$ ，通过 T_{99} 共基放大和 T_{98} 射随后由⑧脚输出。矢量图上，这 $U_{⑧}$ 超前于 $U_{④}90^\circ$ 。只要外电路移相网络 R_{518} 、 C_{514} 、 C_{515} 、 R_{518} 、 C_{515} 和晶体一起使 $U_{⑧}$ 滞后于 $U_{④}90^\circ$ ，便满足振荡的相位条件。再若正反馈增益足够，即可产生振荡。移相网络中的晶体应工作在感抗状态。 $T_{109} \sim T_{112}$ 及 T_{99} 、 T_{98} 等是产生振荡的块内正反馈网络。

块内的可变相移网络 由 $T_{94} \sim T_{97}$ 、 T_{107} 、 T_{108} 等差分放大器组成。在 R_{102} 上输出的信号除了由 T_{99} 给出的 $-U_{④}-U_{⑦}$ 外，还有受 U_{APC} 控制的差分放大器中 T_{95} 和 T_{97} 信号电流产生的电压。 $U_{④}$ 信号电流在 T_{107} 与 T_{108} 中产生的电流以 I_7 与 I_8 表示，当 $U_{APC}=0$ 时， $I_{94}=I_{95}=I_7/2$ ， $I_{96}=I_{97}=I_8/2$ 。因 I_{95} 、 I_{97} 大小相等相位

相反,故 R_{106} 中它们不产生输出。当 $U_{APC} > 0$ 时, I_{97} 减小, I_{95} 增大, R_{102} 中的合成电流与 I_7 同相, R_{102} 上产生的附加电压与 $U_{(6)}$ 同相,使 $U_{(8)}$ 超前 $U_{(6)}$ 的相位小于 90° ,成为图中的 $U'_{(8)}$ 。此时,包含晶体在内的相移网络引起 $U_{(6)}$ 的滞后应小于 90° ,才能满足振荡条件,也就是晶体的感抗要减小,即振荡频率将降低。同理,当 $U_{APC} < 0$ 时,振荡频率将上升。因此,得到图4-21所示的压控振荡特性,即 $U_{APC} \uparrow, f \downarrow; U_{APC} \downarrow, f \uparrow$ 。

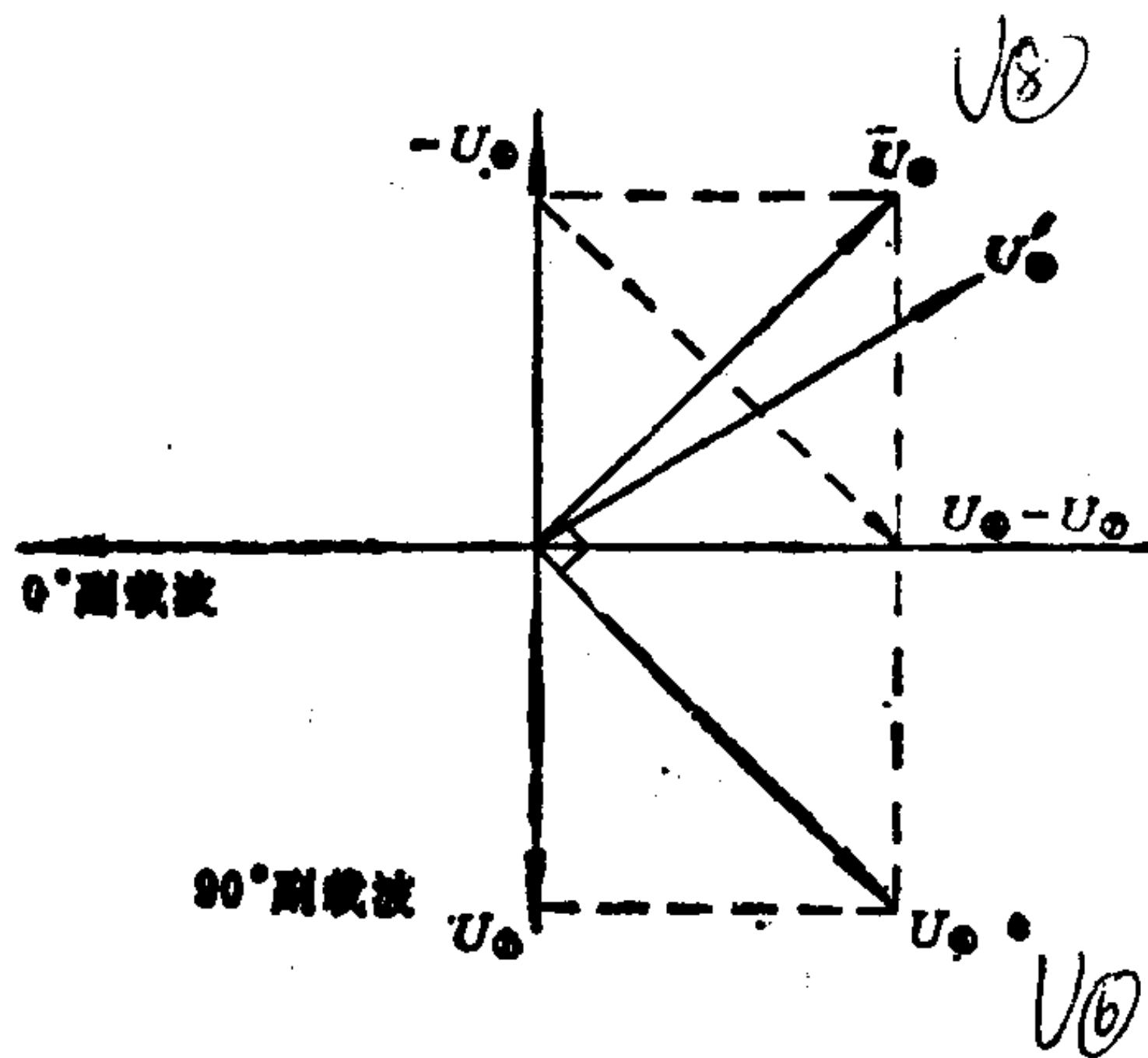


图4-20 振荡器相位关系矢量图

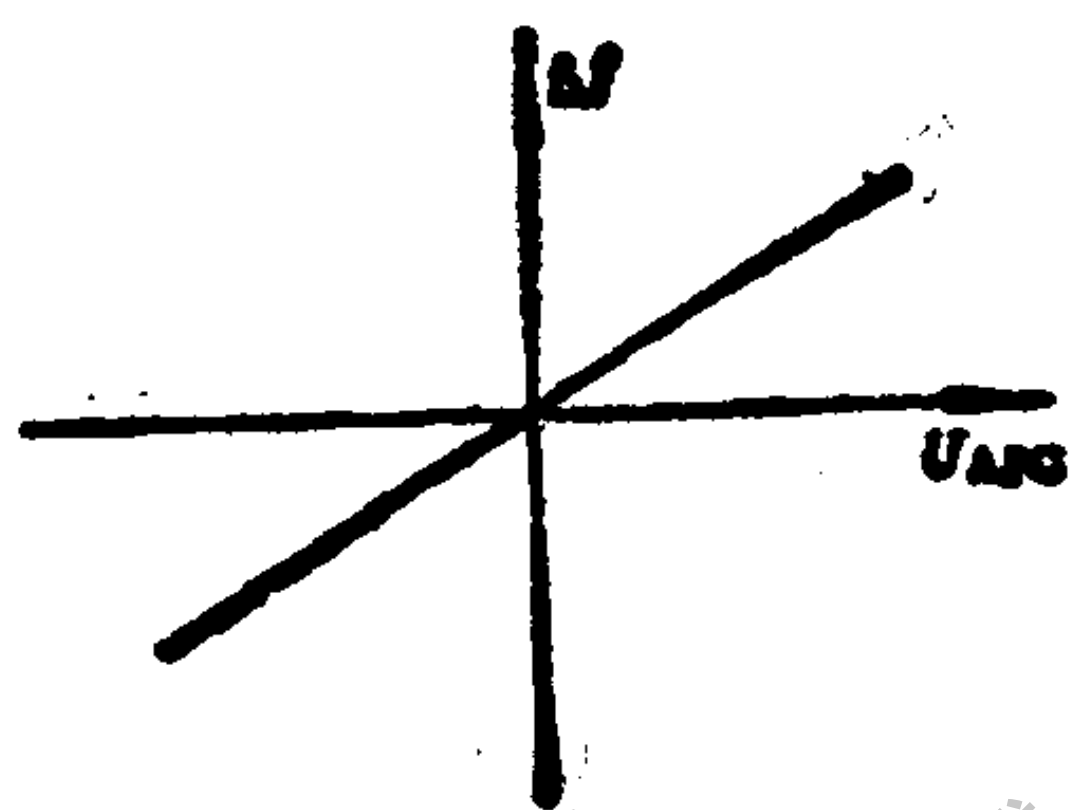


图4-21 TA7193P的压控振荡特性

(二) 集成鉴相系统

1. 集成鉴相器

集成鉴相器一般均是双差分鉴相器,图4-22给出了原理电路,其鉴相特性在第三章中已作过简要介绍。为了分析锁相环路的原理及性能,这里就有关问题作进一步说明。

(1) 鉴相特性

图4-22输入的两个信号中, u_1 为幅度足够大的开关信号时,可以使 T_1, T_4 和 T_2, T_3 轮流导通和截止。 u_2 为幅度较小的连续正弦振荡信号,由 T_5, T_6 差分放大输出。若 u_1 和 u_2 频率相同而相位不同时,由 u_1 通过 $T_1 \sim T_4$ 对 u_2 取样输出的波形如图4-23所示,鉴相器输出的误差电压 U_{APC} 与 u_1, u_2 两信号相位差 φ 之间的关系为

$$U_{APC} = U_{01} - U_{02} = -KU_{2m} \cos \varphi$$

这个关系式称为鉴相特性,如图4-24所示,曲线符合余弦规律。

当图4-22中输入的同频不同相的两个信号 u_1 和 u_2 都是大信号(即开关方波信号)时,通过分析可得到图4-25(a)所示的各波形,鉴相特性如图4-25(b)所示,为直线性鉴相特性。

为了比较上面两种情况下的鉴相特性,将它们归一化后画在图4-26中。可以看出,它们的规律是相同的,例如 $\varphi = 0^\circ$ 时 U_{APC} 为负的最大值, $\varphi = \pm 90^\circ$ 时 $U_{APC} = 0$,

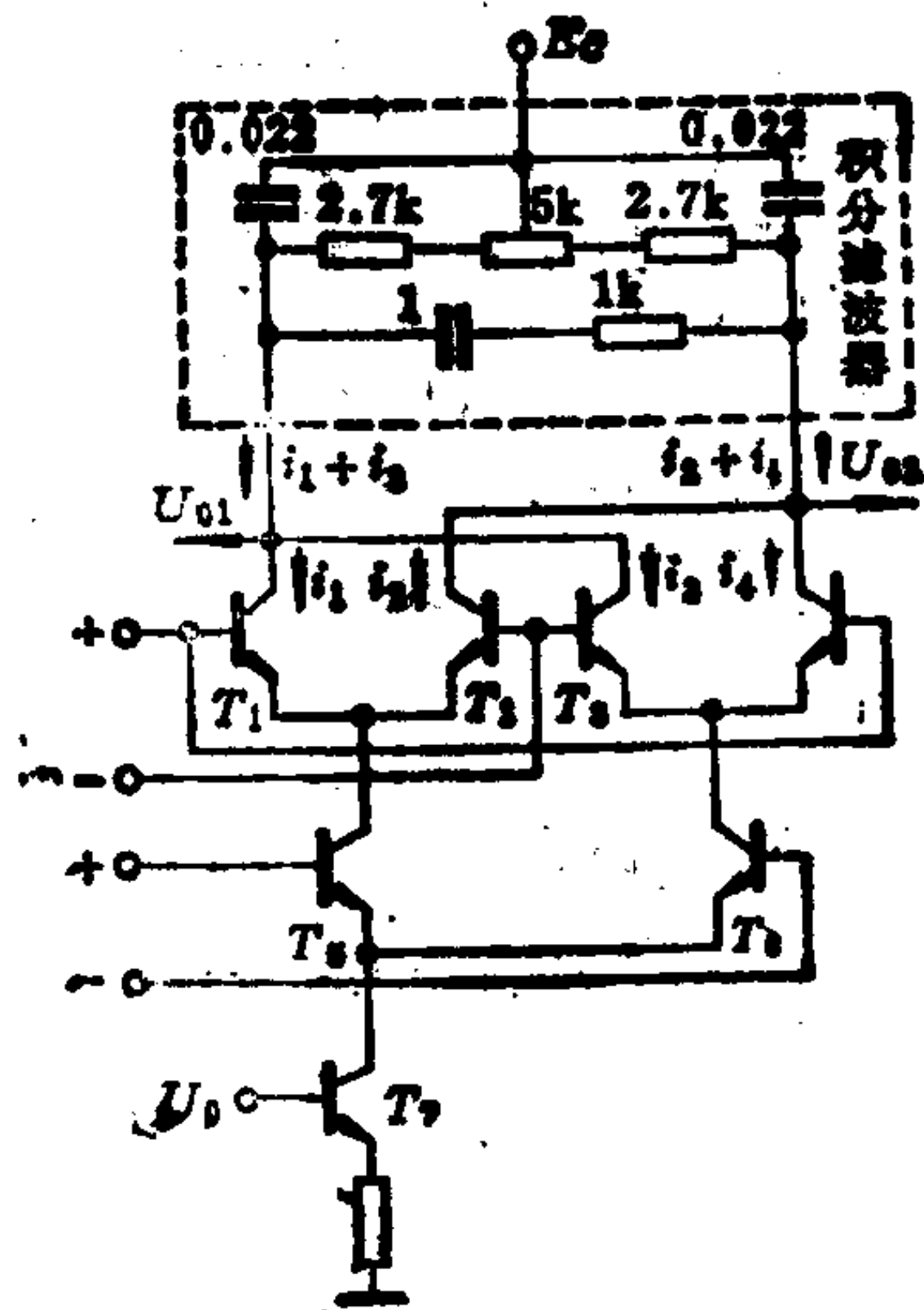


图4-22 集成双差分鉴相器

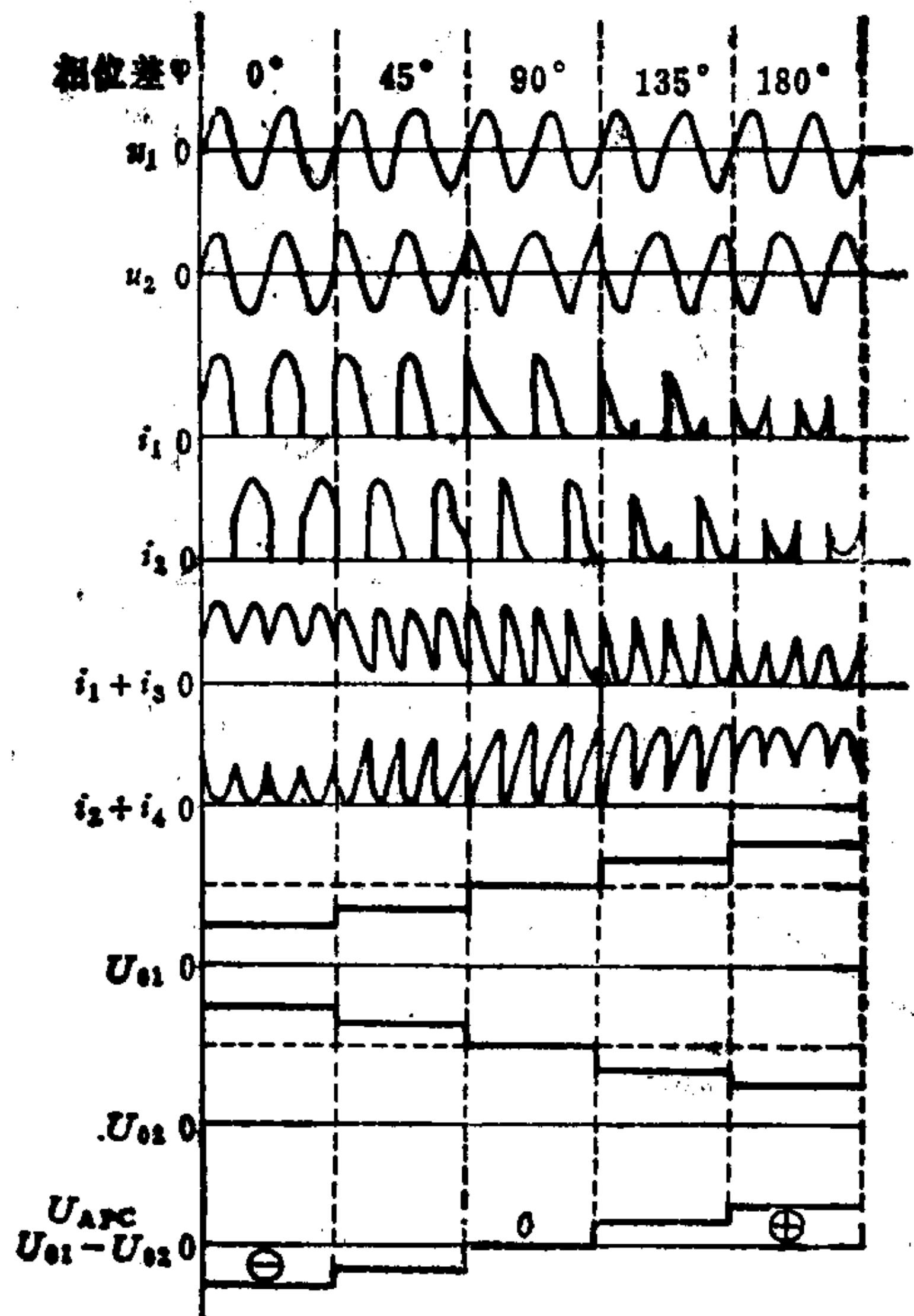


图4-23 双差分鉴相器波形

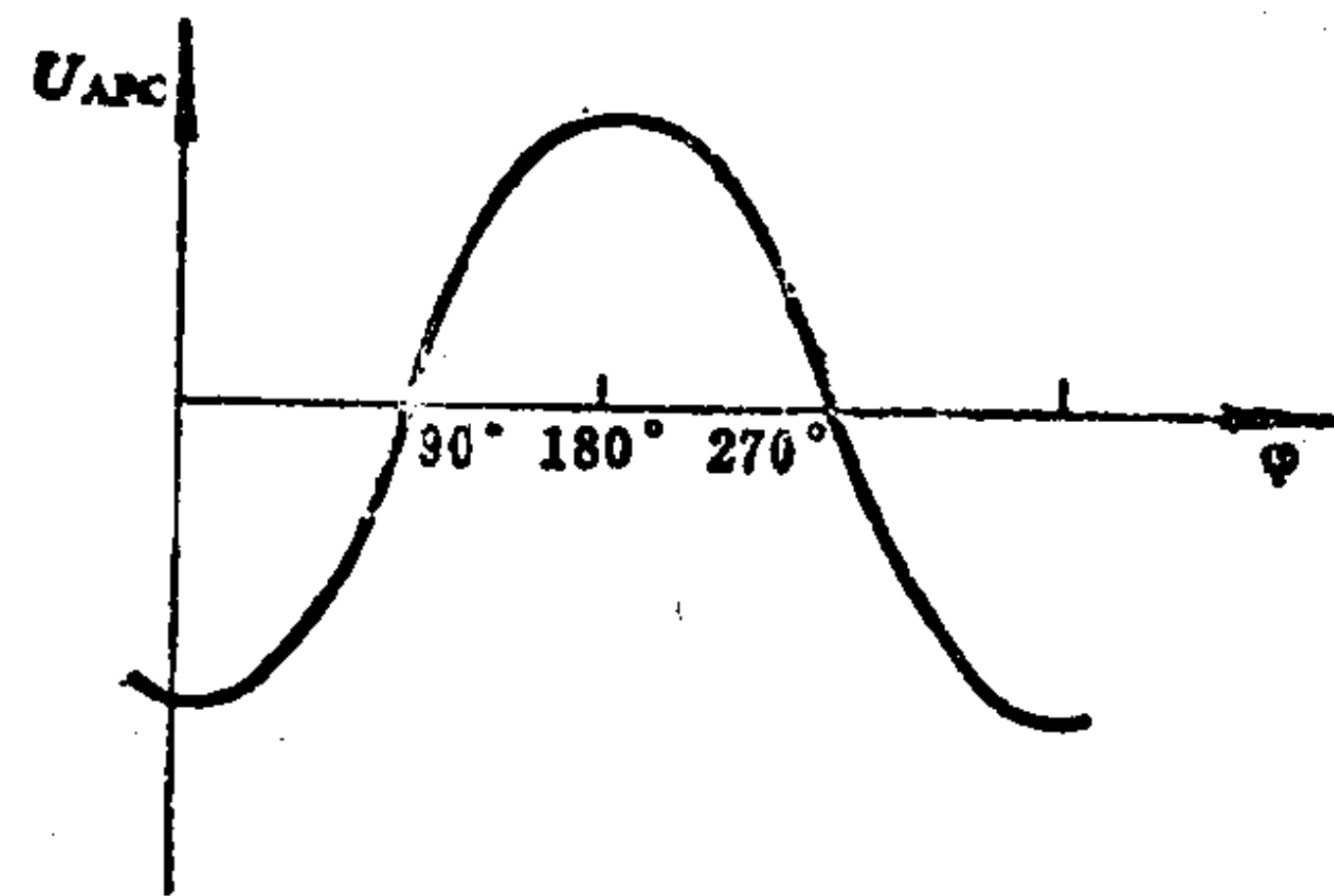
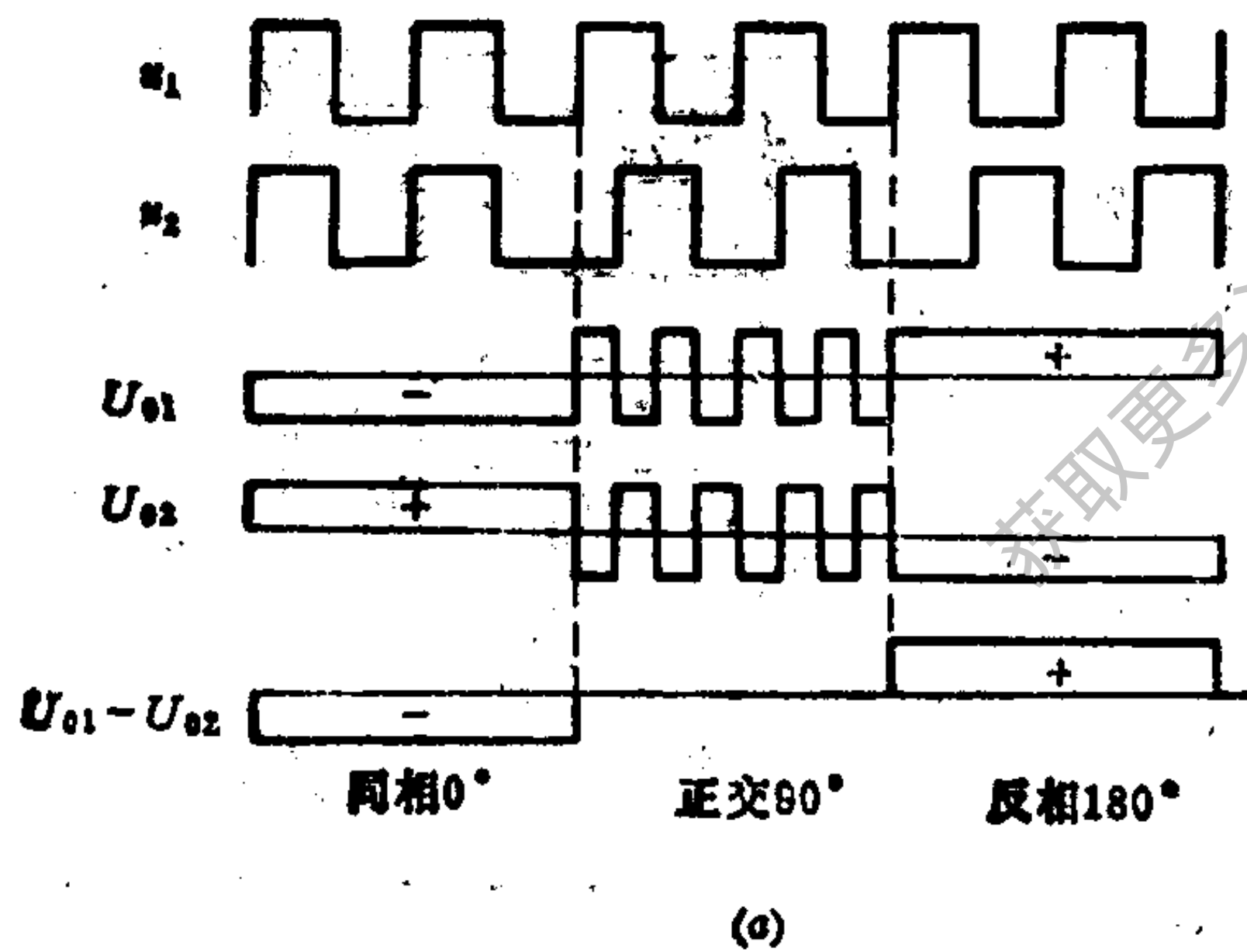
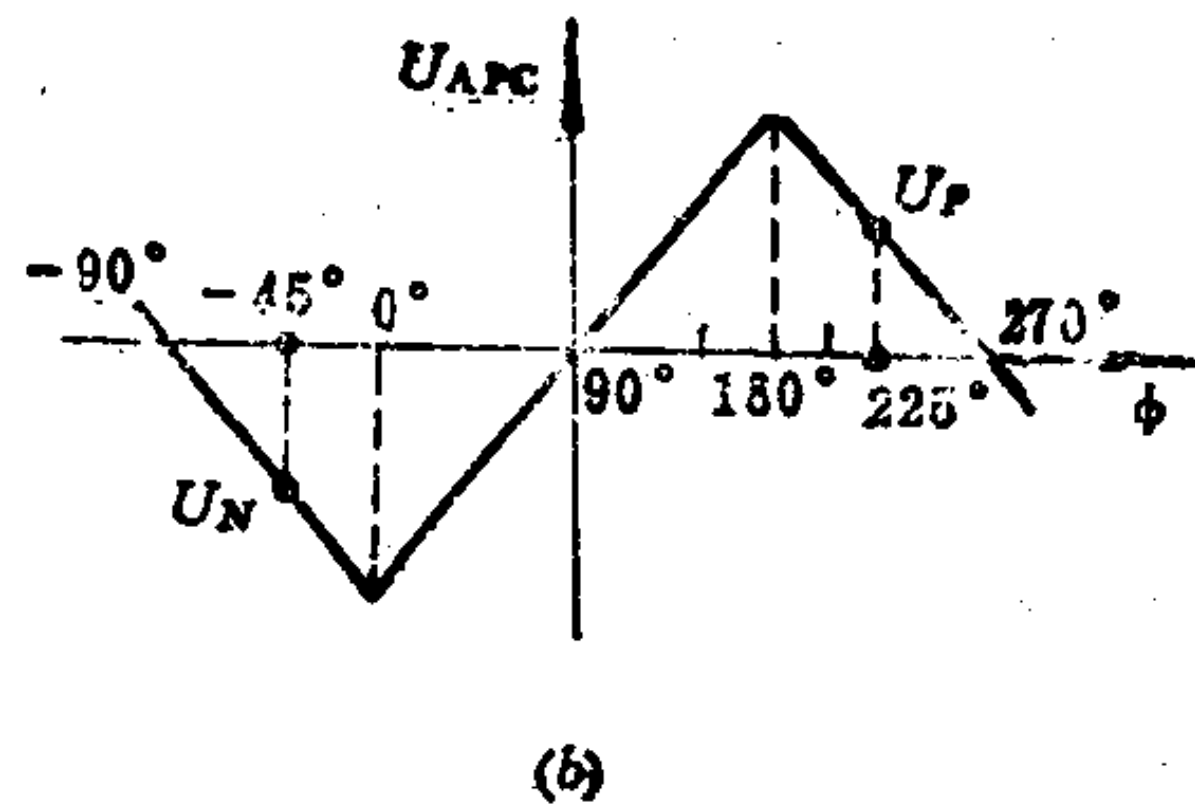


图4-24 余弦鉴相特性



(a)



(b)

图4-25 大信号鉴相波形及鉴相特性

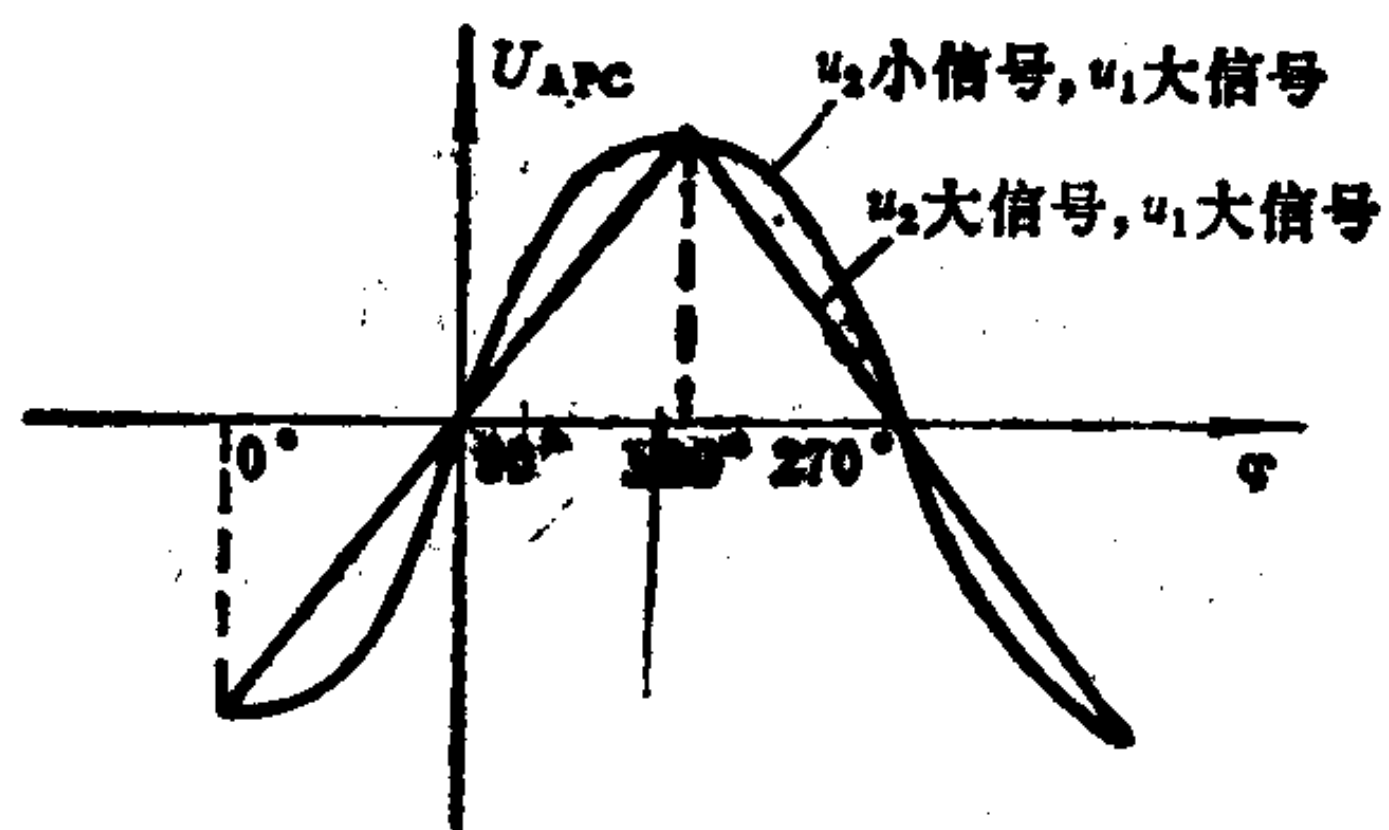


图4-26 归一化鉴相特性

$\varphi = 180^\circ$ 时 U_{APC} 为正的极大值。

(2) 当 u_1 与 u_2 为频率不同的正弦信号时, 设 $u_1 = U_{1m} \cos \omega_1 t$, $u_2 = U_{2m} \cos \omega_2 t$ 为便于分析, 用图 4-27 (a) 的矢量图表示两余弦量之间的关系。当 $\omega_2 > \omega_1$ 时, U_{2m} 将围绕 U_{1m} 以 $\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega$ 的角频率逆时针方向旋转, t 时刻两信号的相位差为 $\varphi = \Delta\omega t$ 。设 u_1 为大信号, 可以得出输出电压 U_{APC} 为

$$U_{APC} = -K U_{2m} \cos \Delta\omega t$$

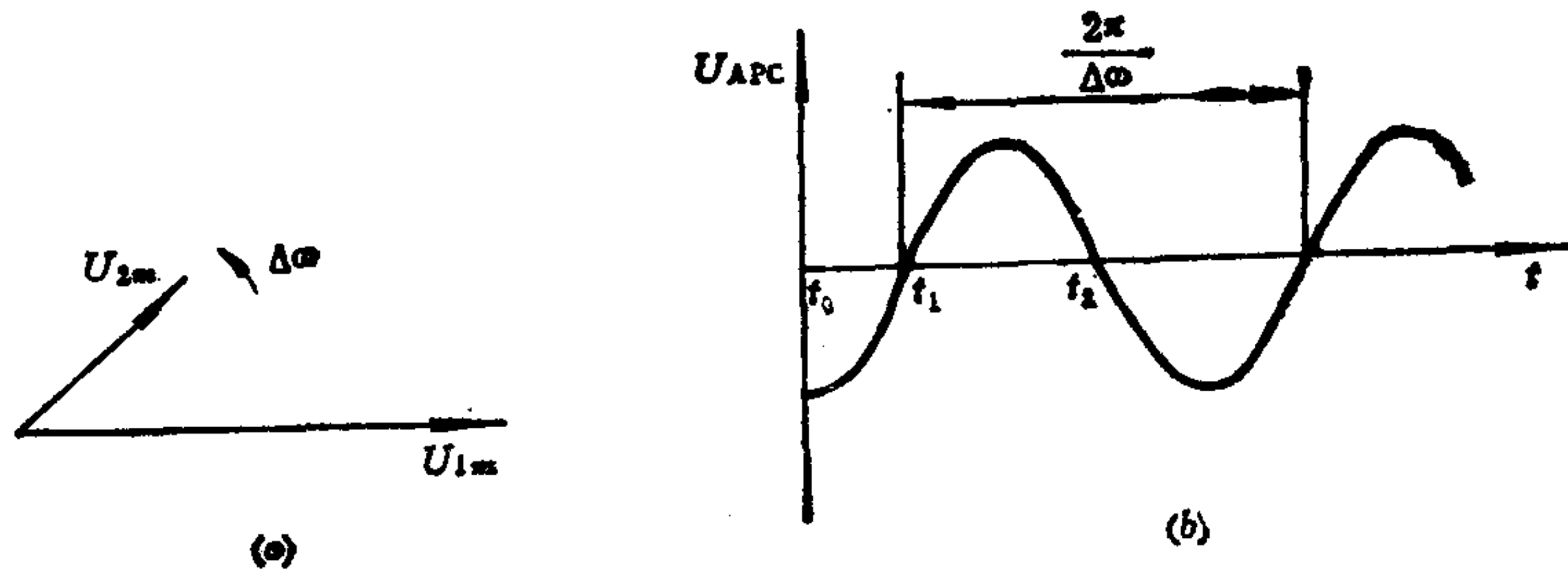


图 4-27 鉴相器未接入环路时的鉴相情况

$U_{APC} \sim t$ 曲线如图 4-27 (b) 所示, 为余弦波形。因正负半周相等, 时间平均值为零。

2. 一般锁相环路

锁相环路是指鉴相器输出的误差电压用来控制压控振荡器使振荡频率受控的电路系统, 其基本组成如图 4-28 所示。

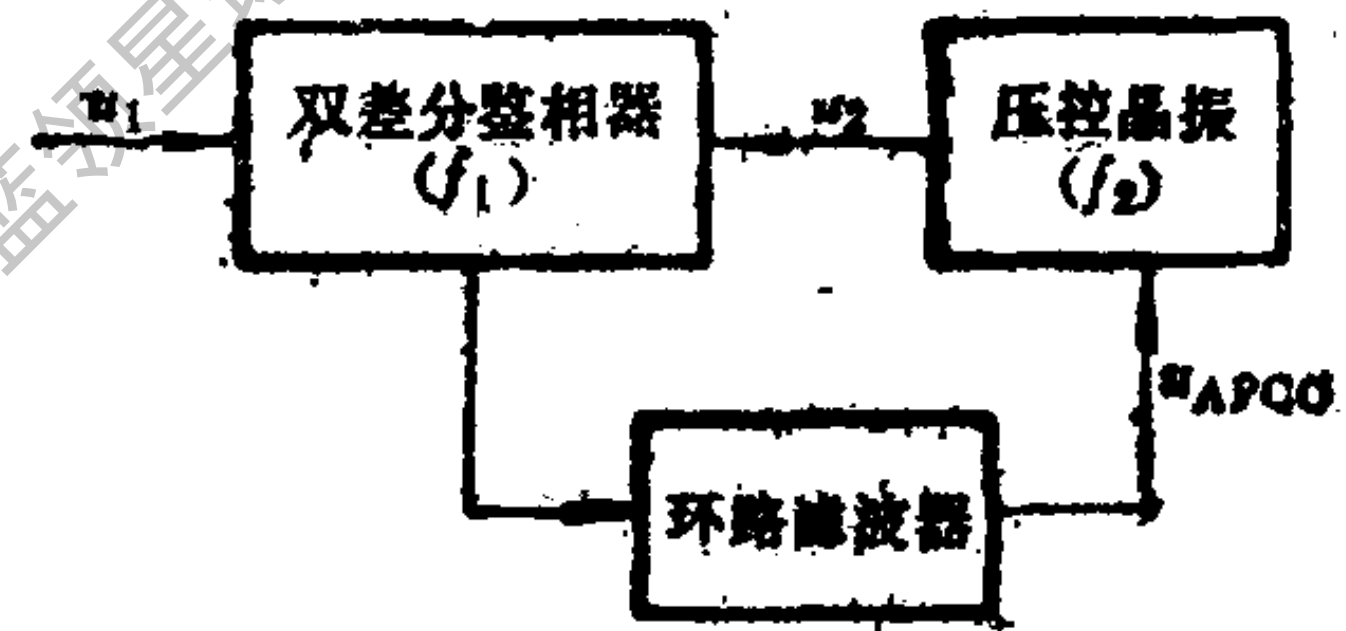


图 4-28 锁相环路基本组成

现在, 用图 4-22 所示鉴相器输出电压作为图 4-19 中的 U_{APC} 输入。设原先 $f_2 > f_1$ 而频率差在锁相环路的捕捉范围内, 我们从 t_0 时刻开始讨论, 如图 4-27 所示。由于图中 t_0 时刻 U_{APC} 为负, 将使 f_2 下降, $\Delta\omega$ 减小, U_{2m} 逆时针旋转速度变慢; 因此, U_{APC} 为负的时间加长。随着时间推移, 当 $\varphi = \Delta\omega t > 90^\circ$ 后, U_{APC} 为正, 使 f_2 上升, U_{2m} 旋转速度加快, 使 U_{APC} 为正的时间 ($90^\circ < \Delta\omega t < 270^\circ$) 缩短。当 $\Delta\omega t > 270^\circ$ 后, U_{APC} 又为负。如此往复, U_{APC} 波形如图 4-29 所示, 为非周期性信号, 且负半周期时间大于正半周期时间。显然信号的平均值为负。这说明, f_2 在 U_{APC} 控制下虽时而变高, 时而变低, 但高的时

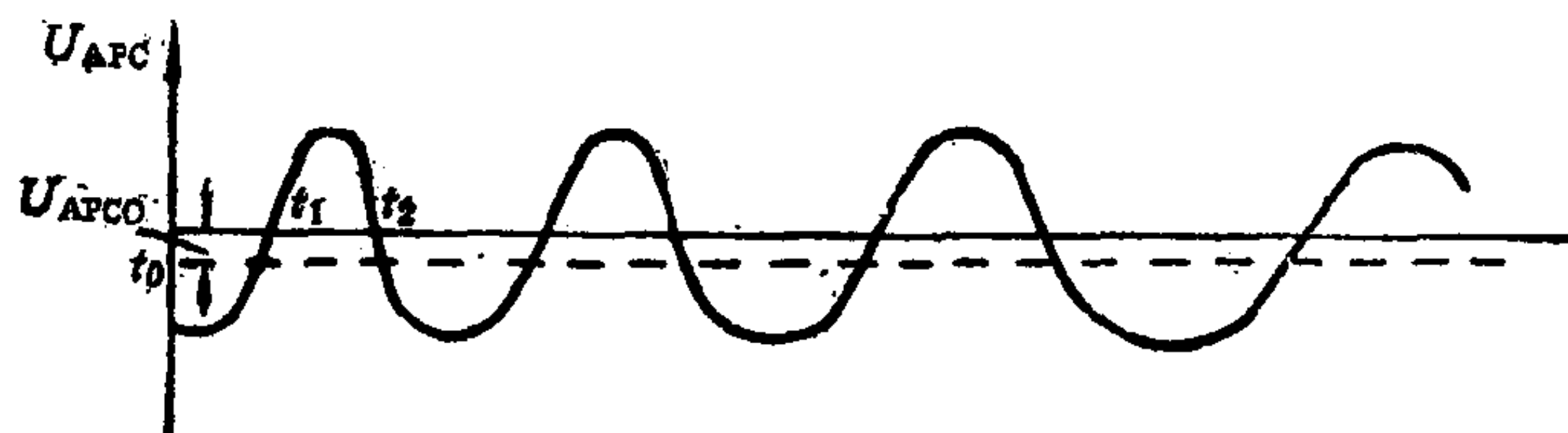


图 4-29 鉴相器接入锁相环路时鉴相输出波形

间短, 低的时间长, 总的趋势是逐渐变低, 直至降低到 $f_2 = f_1$ 。若用低通环路滤波器取出 U_{APC} 平均分量 U_{APC0} , 可以使对 f_2 的控制更平稳。若原先的状态为 $f_2 < f_1$, 则 U_{APC} 会给出正的平均分量, 使 f_2 上升, 直至 $f_2 = f_1$ 。以上的过程通常称为频率牵引过程。

锁相环路起作用后除了完成 $f_2=f_1$ 外,最后还要使 $U_{\Delta PC}$ 近似零,这时 f_2 才稳定于 f_1 。从鉴相理论可知, $\varphi=+90^\circ$ 或 $\varphi=-90^\circ$ (即 $\varphi=270^\circ$)时虽然 $U_{\Delta PC}$ 都为零,但实际上其中一种状态才是稳定的。所谓稳定,是指由于不可避免的微小扰动而使系统偏离平衡状态时,锁相作用能使它回复到原来的平衡状态。如果系统在偏离平衡状态后锁相作用不但不能使它回复过来,相反地使它更远离原平衡状态,则环路是不稳定的。因为对电路系统的扰动是随时存在的,故只有稳定的平衡状态才称为锁定状态。

例如,上面的系统中, $\varphi=+90^\circ$ 时虽然 $U_{\Delta PC}=0$,系统可暂时平衡,但若某种扰动使振荡频率 f_2 稍稍升高,于是 $\Delta\omega$ 上升一些, $\varphi=\Delta\omega t>90^\circ$ 。由图4-24鉴相特性可知, $U_{\Delta PC}$ 变正,使 f_2 增大, φ 更大于 90° ,从而更远离平衡状态。可见 $\varphi=+90^\circ$ 不是锁定状态。与之不同, $\varphi=270^\circ$ 时 $U_{\Delta PC}=0$ 的平衡状态是稳定的。这时,某种扰动使 f_2 稍稍升高时, $\varphi=\Delta\omega t>270^\circ$,由图4-24可知, $U_{\Delta PC}$ 变负,使 f_2 减小,使 φ 向滞后方向回到 270° 。当某种扰动使 f_2 稍稍降低时的情况可以类推。因此, $\varphi=270^\circ$ 是该系统最后的锁定状态。即锁定时有 $f_2=f_1$ $\varphi=270^\circ$

矢量关系如图4-30(a)所示。



图4-30 锁定状态下的矢量关系

应该进一步指出,由于 f_2 与 f_1 本来并不相等,为了强迫 $f_2=f_1$,鉴相器必须稳定地给出一个控制电压 $U_{\Delta PC}$ 来牵引 f_2 。因此,锁定状态下实际上必有一个微小的 $U_{\Delta PC}$ 使 φ 略为偏离些 $\pm 90^\circ$,如图4-30(b)所示,有误差角 δ 。这是一种动平衡状态,误差角 δ 一般称为静态相位误差或剩余相位误差。由于 δ 很小,分析电路时可以忽略,就按锁定在 $\varphi=+90^\circ$ 或 -90° 看待。

(三) PAL色同步锁相过程

PAL解码器中鉴相的基准信号是色同步信号,它有两个特点:

第一,不是连续的振荡,每行只有 $2.25\mu s$,包含约10个周期的副载波。

第二,相位逐行 $\pm 135^\circ$ 交替, 135° 反映该行 V 不倒相(NTSC行), -135° (即 225°)反映该行 V 倒相(PAL行)。

对于第一个特点,虽然色同步信号在一行时间中只存在短暂的时间,但只要低通环路滤波器的时间常数足够大,放电适当慢,就可使色同步信号出现时它与晶振信号鉴相产生的误差电压在一行时间内基本保持恒定。

对于第二个特点,它的影响可如下地分析:

设压控振荡 U_{2m} 的相位在 90° 位置,与色同步信号 U_{1m} 的矢量关系示于图4-31(a)。NTSC行时,色同步信号为 135° , U_{2m} 超前于 U_{1mN} 相位 $\varphi_N=315^\circ$ (或 $\varphi_N=-45^\circ$),从图4-25可见其

$$U_{\Delta PCN} = -U_N$$

PAL行时，色同步信号相位为 225° ， U_{2m} 超前于 U_{1m} ，相位 $\varphi_p=225^\circ$ ，从图4-25可见其

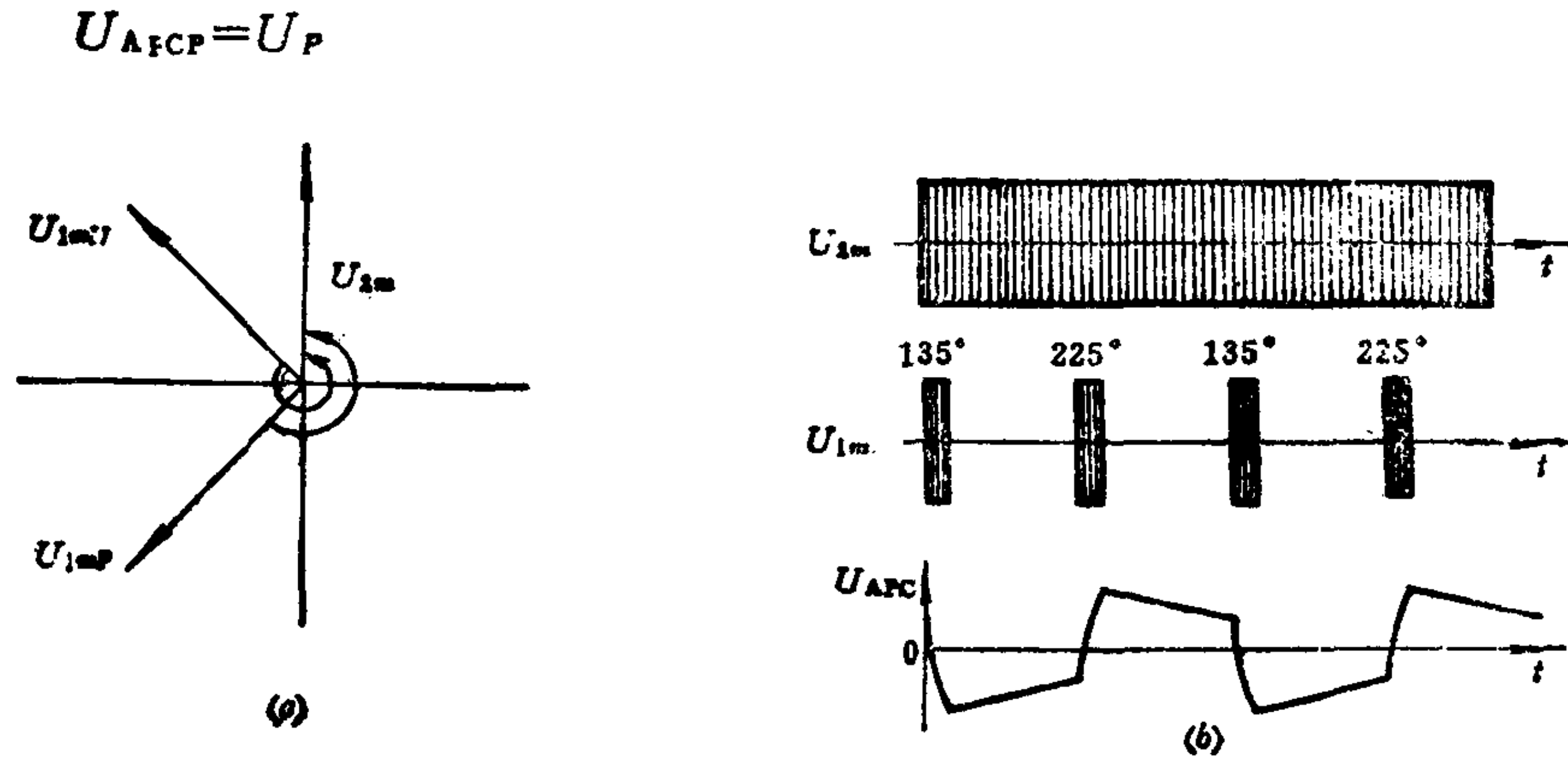


图4-31 U_{2m} 在 90° 位置时的鉴相情况

由图4-25可见 $|U_N| = |U_P|$ ，所示 U_{APC} 波形如图4-31(b)下面所示，是NTSC行负，PAL行正的半行频信号，近乎方波，由于正负半周包围的面积相等，平均值为零，所以为锁定状态。

设压控晶振 U_{2m} 的相位偏离 90° ，在大于 90° 的位置上，这时的矢量关系如图4-32(a)所示。NTSC行时 $\varphi_N > 135^\circ$ ， $|U_{APCN}|$ 上升，PAL行时 $\varphi_P > 135^\circ$ ， $|U_{APCP}|$ 下降。 U_{APC} 波形如图4-32(b)下面所示，仍为NTSC行时负值，PAL行时正值的半行频信号，但由于负半周包围的面积增大，正半周的减小，平均值为负，将使 U_{2m} 向滞后方向移相至 90° 位置。类似地，当 U_{2m} 的相位在小于 90° 位置上时，可分析得矢量关系及鉴相波形如图4-33所示， U_{APC} 在NTSC行时为负，PAL行为正， U_{APC} 的平均值为正，将使 U_{2m} 向超前方向移相至 90° 上。

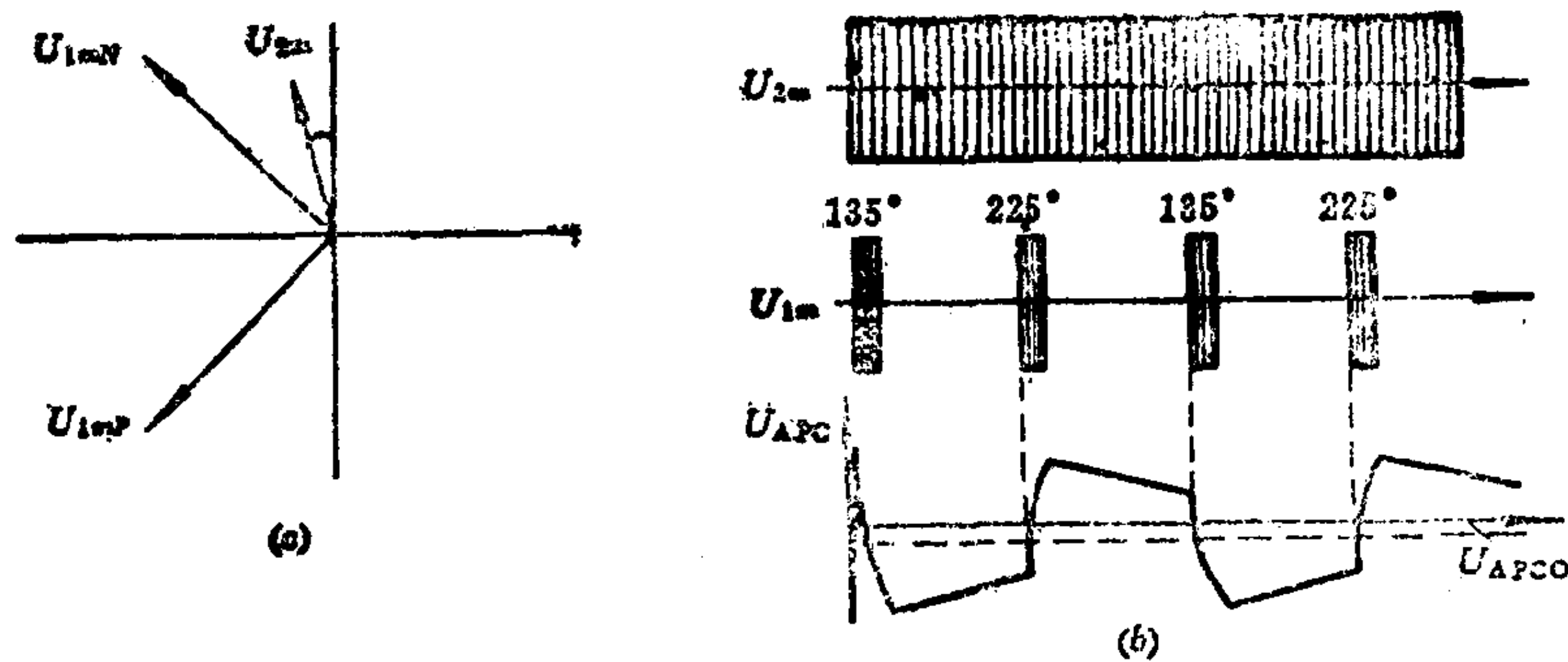


图4-32 U_{2m} 在大于 90° 位置时的鉴相情况

由此可见，色同步信号相位逐行 $\pm 135^\circ$ 交替并不影响 U_{2m} 的锁定，锁相环路的稳定状态为 $f_2 = f_1$ ， U_{2m} 比 U_{1m} 的平均相位(180°)超前 270° (或 90°)。同时， U_{APC} 半行频方波的正、负半周与色同步相位有固定的关系，即 135° 时 U_{APC} 为负， 225° 时 U_{APC} 为正，因此这半行频信号可用来形成识别信号。

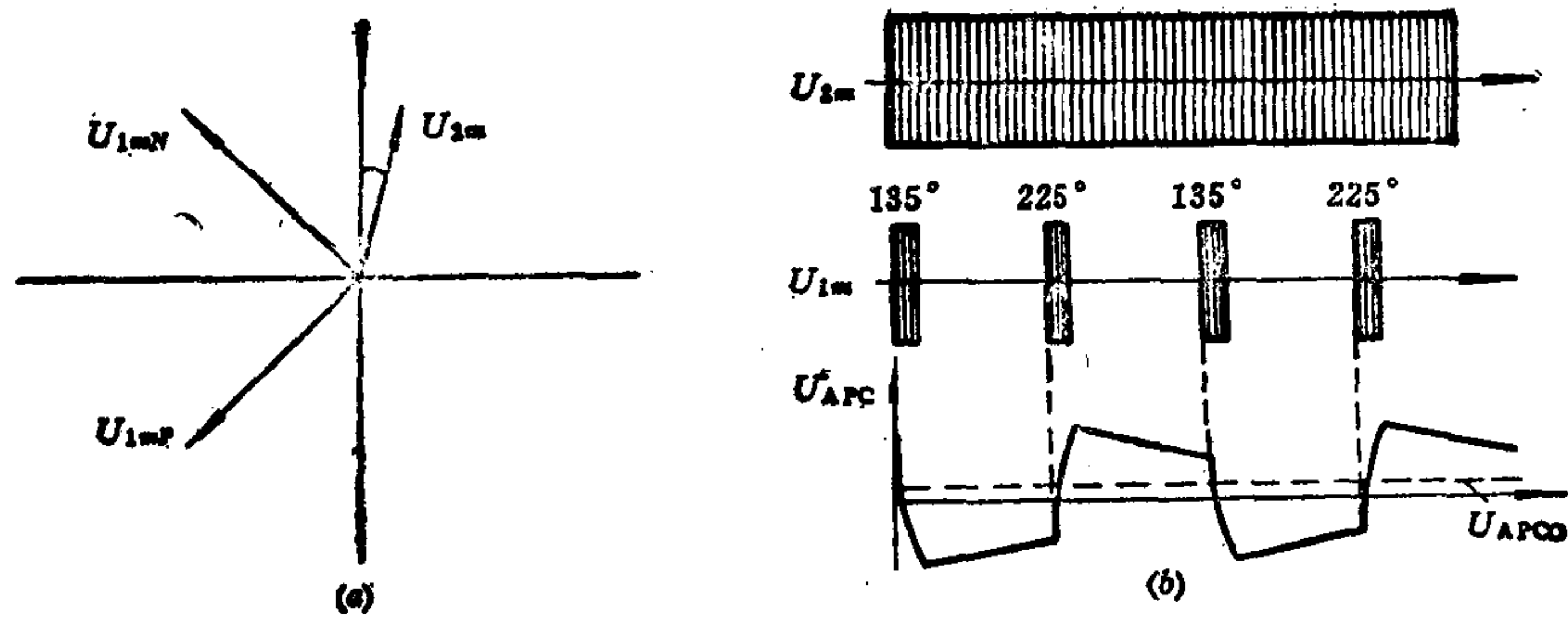
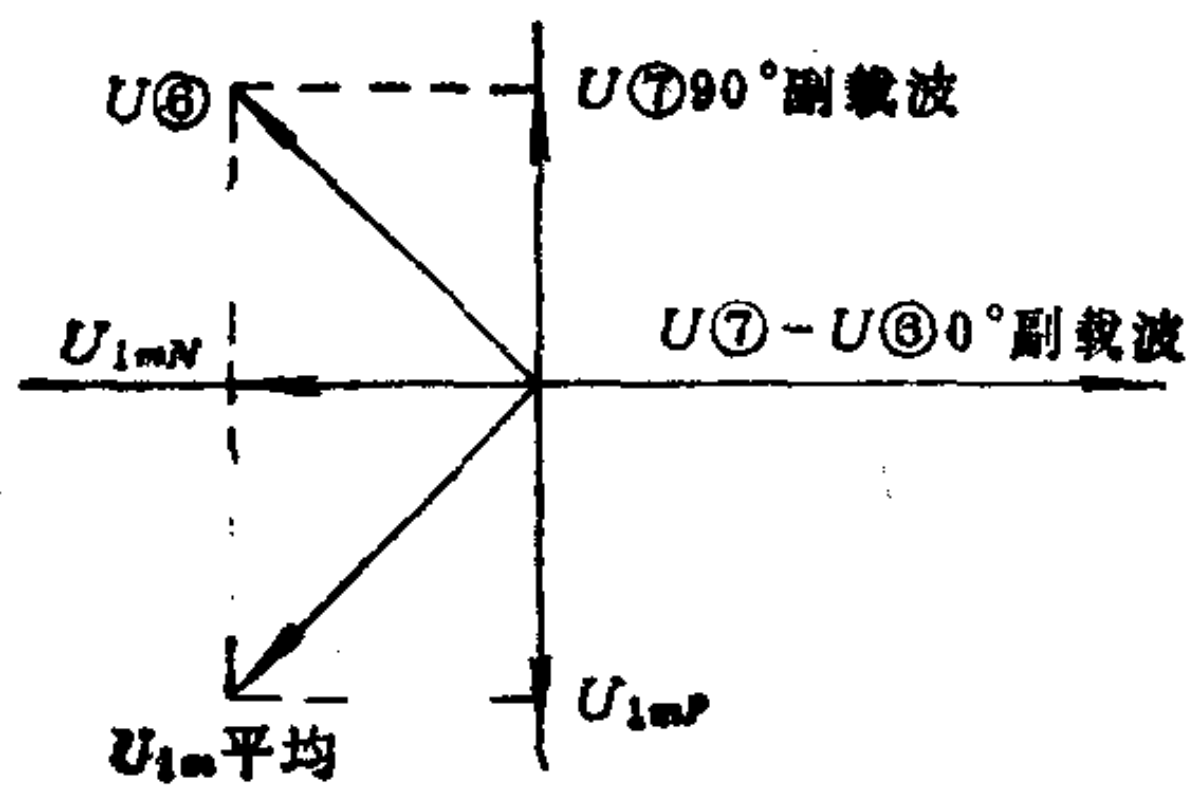
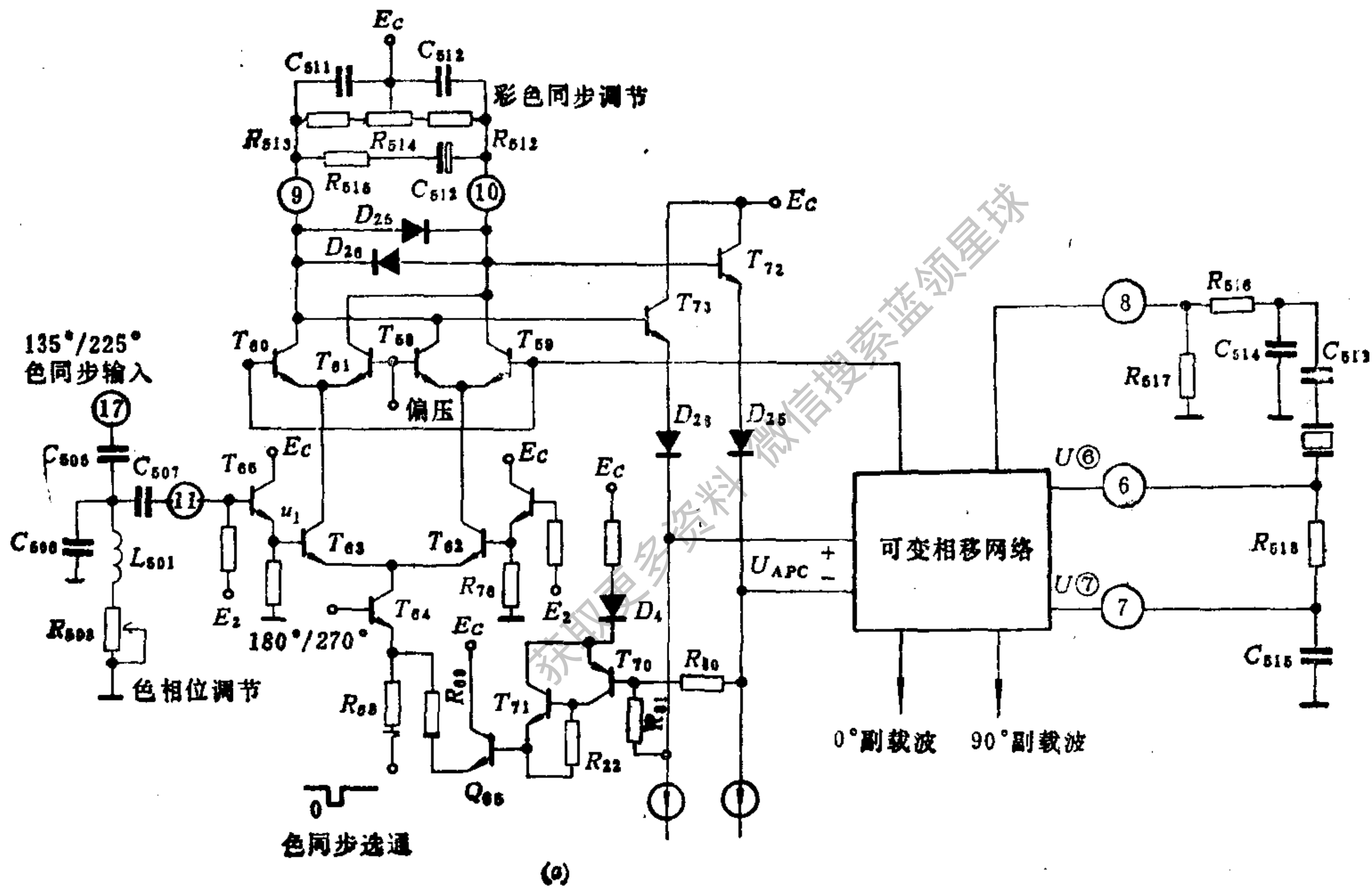


图4-33 $U_{2\pi}$ 在小于 90° 位置时的鉴相情况

(四) TA7193P中的副载波锁相环路

图4-34 (a) 为TA7193P中副载波产生锁相环路, $T_{58} \sim T_{64}$ 为双差分鉴相器。由压控晶振输出的 U_{C} 信号作为开关信号使 T_{58} 、 T_{61} 和 T_{59} 、 T_{60} 轮流导通, 色同步信



(b)

图4-34 TA7193P副载波锁相环路定状态矢量图

号由⑰脚输出，经外接的 C_{505} 、 L_{501} 、 R_{508} 、 C_{506} 相移网络超前 45° 后从⑱脚输入。由 T_{66} 射随输出至 T_{62} 、 T_{63} 基极，其相位在NTSC行时为 $180^\circ (=135^\circ+45^\circ)$ ，PAL行时为 $270^\circ (=225^\circ+45^\circ)$ ，矢量关系如图4-34 (b) 所示。鉴相后输出的 U_{APC} 受⑨、⑩脚外接的低通网络滤波，分别由 T_{72} 和 T_{73} 射随及 D_{25} 、 D_{26} 电平移位后加至压控晶振的可变相移网络，以调整振荡频率。由前面的分析知道，锁定后晶振副载波超前于色同步平均相位 270° ，所以矢量图上 U_{1m} 平均相位为 225° ， $U_{\text{⑨}}$ 相位为 135° 。由图4-20可知， $U_{\text{⑩}}$ 落后于 $U_{\text{⑨}}$ 45° ，因此图4-34 (b) 中 90° 相位上的 $U_{\text{⑩}}$ 为 90° 副载波，可输出至PAL开关。而 $U_{\text{⑨}}-U_{\text{⑩}}$ 处在 0° 位置上，供 U 同步检波器应用。调整 R_{514} 可改变⑨、⑩间的平衡，从而调整了振荡频率。

图4-34 (a) 中作为恒流源的 T_{64} 的射极上加色同步选通脉冲，在选通脉冲到来时 T_{64} 导通，鉴相器电路才能正常工作。这样可使鉴相器具有高的抗干扰能力。 T_{65} 、 T_{70} 、 T_{71} 为提高鉴相器共模抑制能力的共模信号负反馈电路。

五、V副载波产生电路

在PAL制色度信号中， V 信号相位在NTSC行为 $+90^\circ$ ，PAL行为 -90° 。在解码器中必须倒相复原，将倒相行信号的相位倒转回去，正确解调出色差信号 U_{R-Y} 。

根据同步检波的原理，倒相复原的方式有两种，一种方式是将 $-jV$ 信号倒相复原为 $+jV$ 信号，然后送至同步检波器，只要解调副载波的相位为 $+90^\circ$ （或 -90° ）即可解调出 U_{R-Y} 信号。第二种方式是用逐行倒相（即 $\pm 90^\circ$ ）的副载波去解调逐行倒相的 $\pm jV$ 信号。例如NTSC行被解调信号为 $+jV$ ，用 $+90^\circ$ 副载波去解调，根据同步检波原理，两信号同频同相而解调出 U_{R-Y} 信号。PAL行的 $-jV$ 信号，用 -90° 副载波解调，两信号仍然同频同相，亦解调出 U_{R-Y} 信号。可见，在解调的同时实现了倒相复原。目前，电视机中都采用第二种方式。

为此，要求再生的 V 副载波与发送端的 V 信号同步地逐行倒相。在TA7193P集成色度解码块内，采用图4-35所示的方框图。图中，PAL识别的输入有两路，一路是代表发送端 V 信号逐行倒相程序的 $\pm 135^\circ$ 相位的色同步信号，另一路是本机产生的逐行倒相副载波。两者送至双差分鉴相器，鉴相器的输出反映两信号的倒相程序是否一致，由它形成半行频识别信号送至双稳态触发器（即PAL开关），使PAL开关的控制相位总与发送端 V 信号的相位一致，正确地切换裂相器给出的 $90^\circ/270^\circ$ 副载波，成为所需的 V 副载波输出。

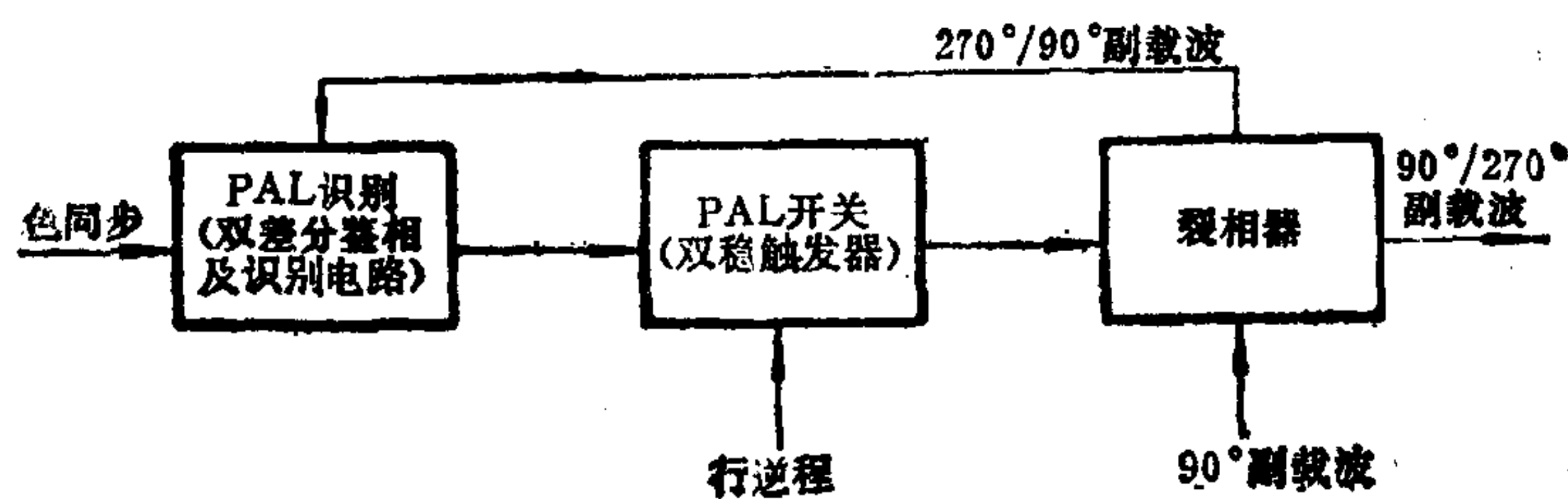


图4-35 相位识别及副载波逐行倒相方框图

(一) 识别电路和定相电路

图4-36中给出了TA7193P内的识别电路及定相电路。

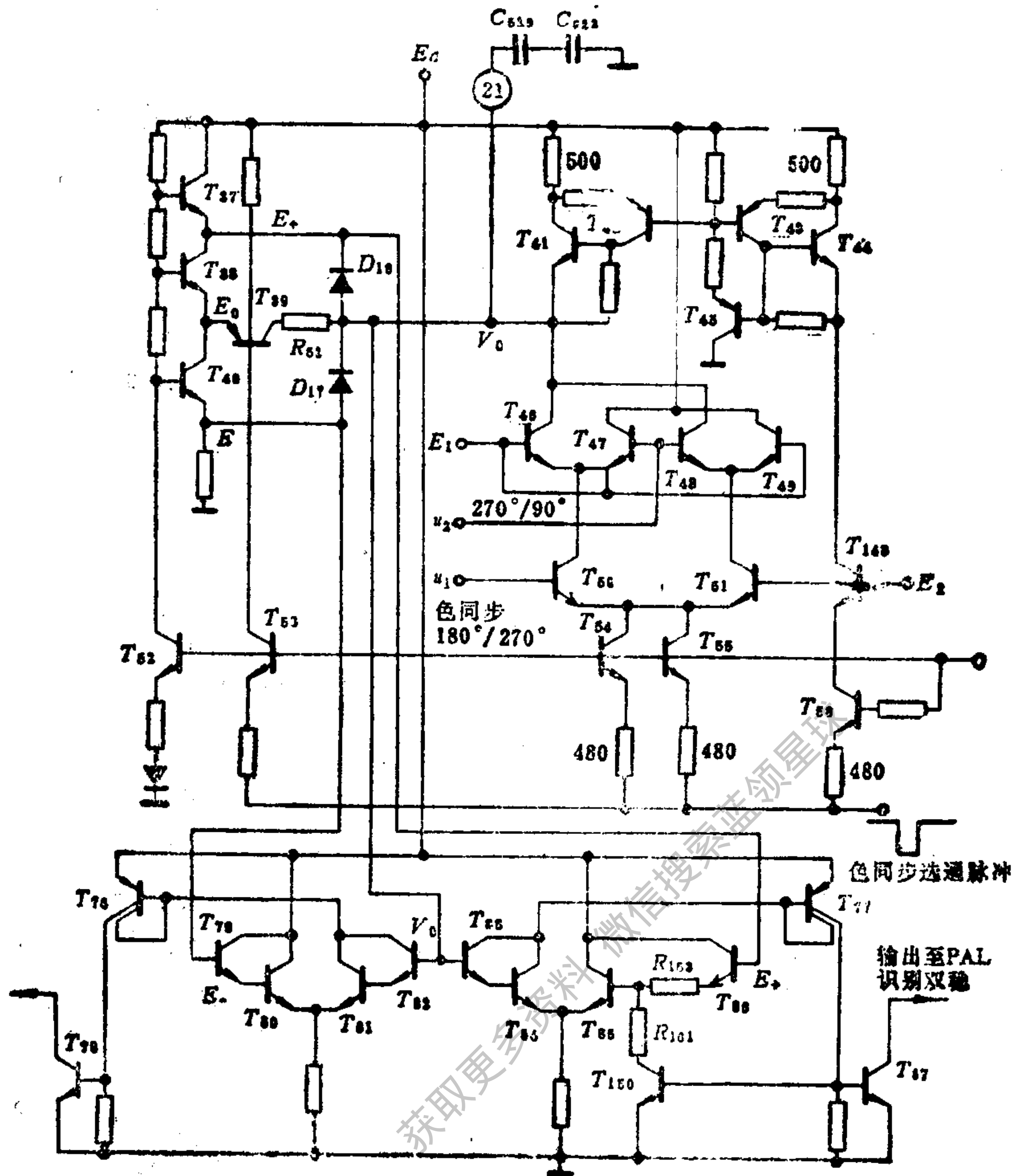


图4-36 TA7193P块内识别电路及定相电路

1. 识别电路

识别电路由 $T_{40} \sim T_{51}$ 双差分鉴相器组成， u_2 是由PAL开关送来的 $270^\circ/90^\circ$ 副载波振荡（已锁相）， u_1 是经 45° 移相后的色同步信号 $180^\circ/270^\circ$ 。由 $T_{41} \sim T_{45}$ 组成的改进型镜象恒流源作为鉴相器的负载，色同步选通脉冲保证了只在色同步期间双差分电路才工作。设 u_1 、 u_2 都为大信号，仿照前面的分析方法得知， u_1 与 u_2 同频同相时 T_{40} 、 T_{48} 集电极输出为正， u_1 与 u_2 同频反相时 T_{46} 、 T_{48} 集电极输出为负，因此可得到图4-37所示的鉴相特性。

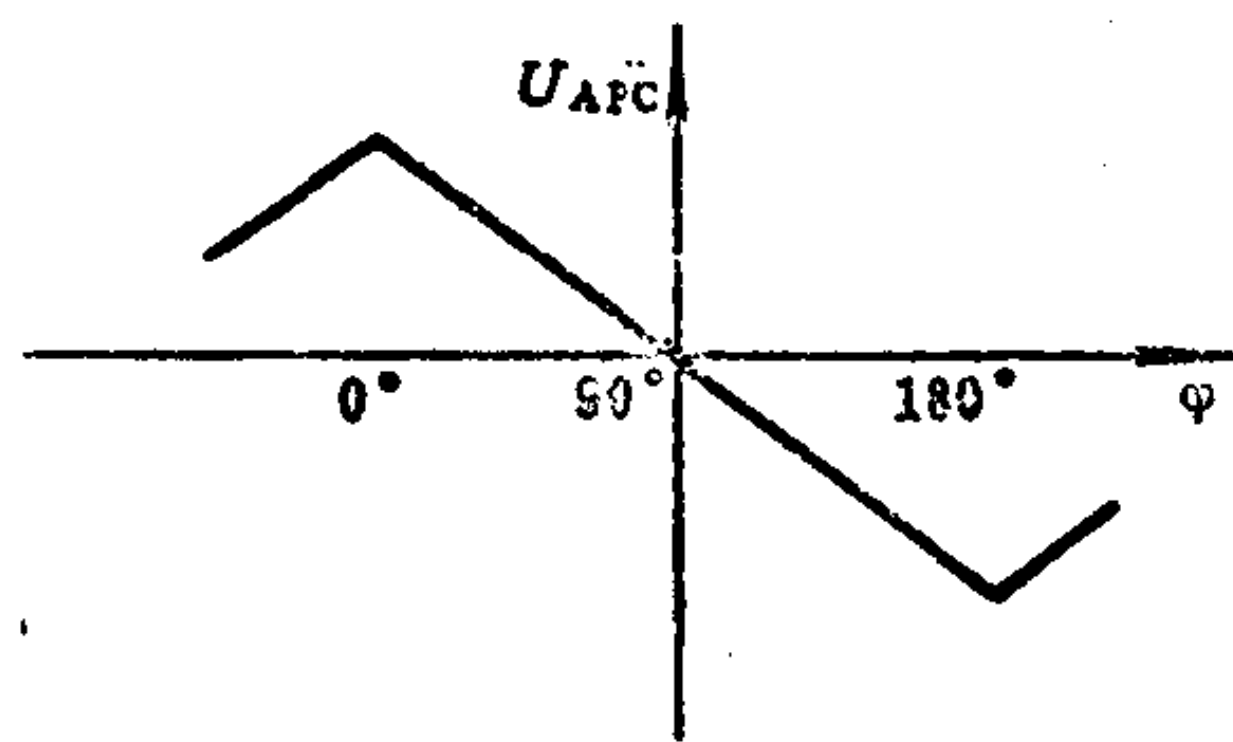


图4-37 鉴相特性

对于黑白电视信号（即 $u_1=0$ ）或 u_1 、 u_2 相位差为 90° ，双差分处于平衡状态，鉴相器输出信号为零， T_{40} 、 T_{48} 集电极电压由 $T_{37} \sim T_{40}$ 偏置电路给出的 E_0 决定。

对于彩色信号，色同步信号 u_1 的相位为 $180^\circ/270^\circ$ ，若PAL开关极性正确， u_2 信号

的相位为 $270^\circ/90^\circ$ ，则 u_1 与 u_2 之间的相位差为如图4-38 (a)， $90^\circ/180^\circ$ ，图4-37鉴相特性可知，NTSC行鉴相器输出为零，PAL行输出为负。此时，两信号的相位关系及鉴相器输出 U_{APC} 如图4-38 (b)所示。 U_{APC} 经②脚外接电容积分滤波后成为直流负电压，故 T_{46} 、 T_{48} 集电极电位 V_0 下降，并小于 E_- 。若PAL开关极性错误， u_1 信号的相位为 $90^\circ/270^\circ$ ，则 u_1 与 u_2 的相位差如图4-39 (a)，为 $90^\circ/0^\circ$ ，则NTSC行鉴相器输出为零，PAL行输出为正， U_{APC} 如图4-39 (b)所示，②脚外接电容积分滤波后使 T_{46} 、 T_{48} 集电极电位 V_0 上升，并大于 E_+ 。

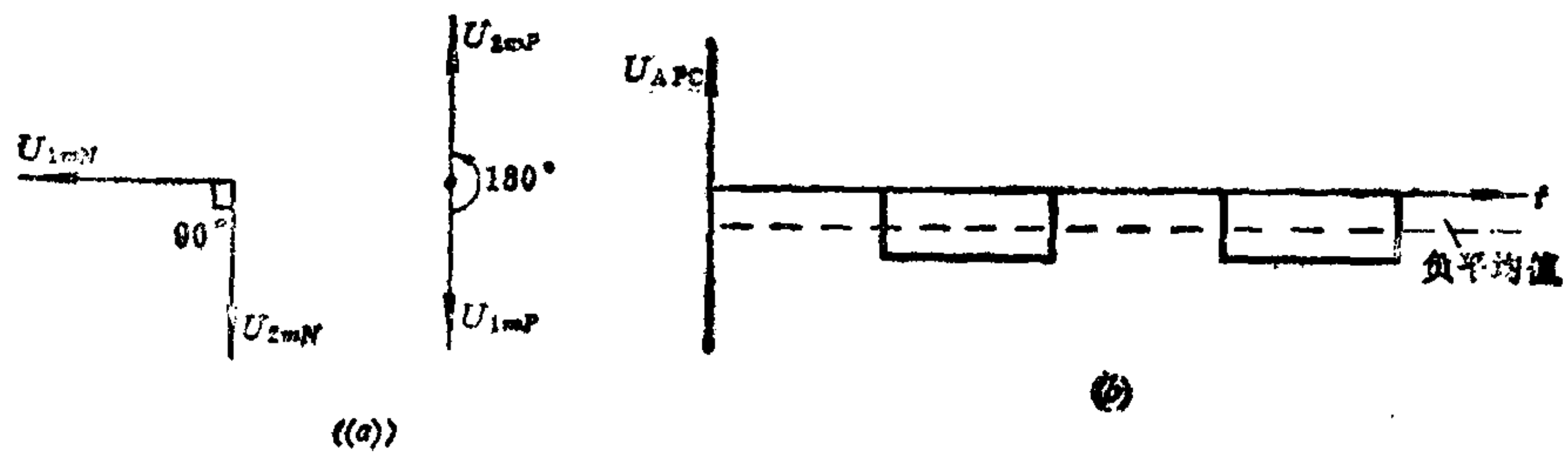


图4-38 PAL开关相位正确时的识别信号

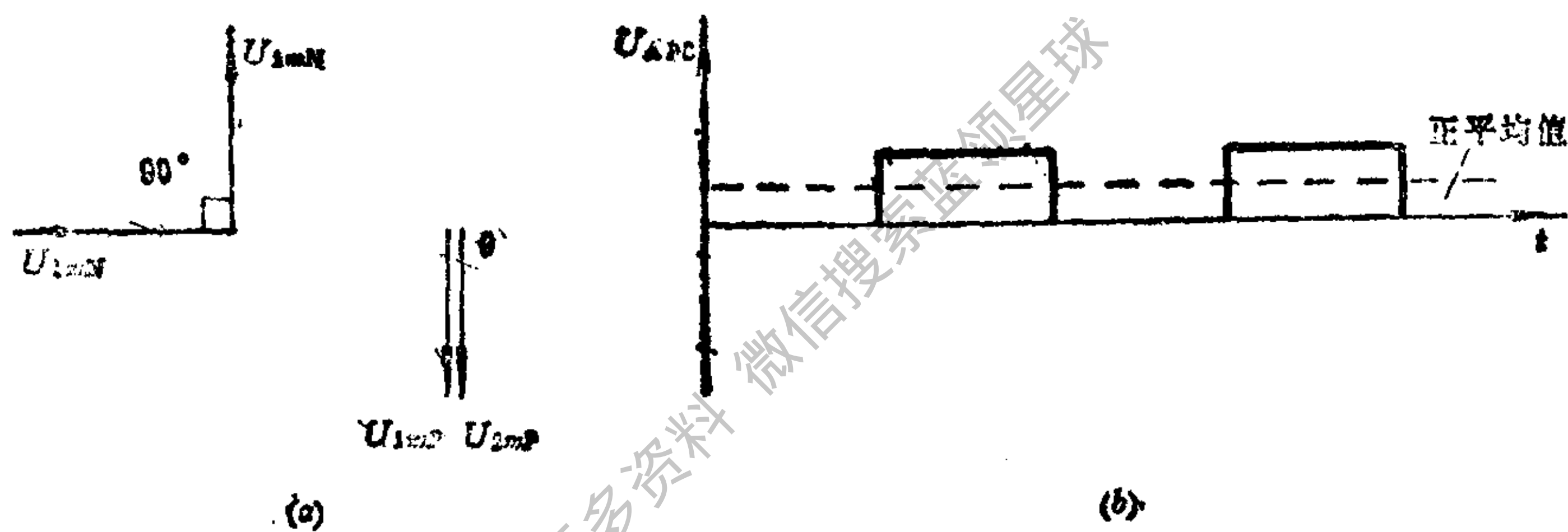


图4-39 PAL开关相位错误时的识别信号

2. 定相电路

图4-36中 T_{77} 、 $T_{83} \sim T_{87}$ 和 T_{150} 组成了定相电路。 T_{83} 、 T_{84} 接成复合NPN管，集电极负载为双集电极管 T_{77} 组成的镜象恒流源。 T_{83} 、 T_{84} 集电极输出经 T_{77} 、 T_{150} 至 T_{85} 基极的一路为正反馈回路，因此构成了施密特触发器。接收黑白电视信号时， V_0 由 E_0 决定， V_0 小于 E_+ 。接收彩色信号且PAL开关相位正确时， $V_0 < E_-$ ，它们都比 E_+ 小得多，因而 T_{83} 、 T_{84} 、 T_{77} 、 T_{150} 、 T_{87} 均截止， T_{85} 、 T_{86} 导通，电路处于稳定平衡状态。当PAL开关相位错误时， $V_0 > E_+$ ， T_{83} 、 T_{84} 、 T_{77} 、 T_{150} 、 T_{87} 均导通， T_{86} 也导通，而 T_{85} 转入截止。电路进入另一平衡状态。此时， T_{77} 的电流使 T_{87} 饱和， T_{87} 输出低电平，用以校正PAL开关的相位错误。这里， E_+ 可称为PAL定相的门限电平。

(二) 双稳触发器

图4-40中， $T_{91} \sim T_{93}$ 及 D_{27} 、 D_{28} 、 D_{29} 组成双稳态触发器。其中， T_{91} 、 T_{92} 及 R_{100} 、 R_{101} 为正反馈集-基耦合电路， D_{28} 使 T_{91} 、 T_{92} 射极电位保持于 $0.7V$ 。若起始状态处于 T_{91} 饱和、 T_{92} 截止的稳定平衡状态，则 T_{91} 的基极和集电极电位分别为 $U_{B91} = 1.4V$ ， $U_{C91} = 0.8V$ 。 T_{92} 为 $U_{B92} = U_{C91} = 0.8V$ ， U_{C92} 为高电平。

该双稳电路由④脚的行逆程脉冲触发，行逆程脉冲未到来时④脚为低电平， T_{88} 截

止, T_{89} 饱和, D_{27} 、 D_{29} 导通, T_{90} 、 T_{93} 基极电位 U_{B90} 及 U_{B93} 被钳在约 $0.8V$, 故 T_{90} 、 T_{93} 均截止, 不影响双稳态工作。当④脚输入正的行逆程脉冲时, T_{88} 导通, T_{89} 脱离饱和, 使 T_{90} 及 T_{93} 基极电位同时上升。但由于原来 T_{93} 射极电位比 T_{90} 射极电位低, 因此 T_{93} 首先导通, 使 T_{92} 开始导通, 并迅速转为饱和, 而 T_{91} 转为截止, 进入另一个稳定平衡状态。行逆程脉冲结束后 T_{88} 又截止, T_{90} 、 T_{93} 也重新截止。当下一个行逆程脉冲到来时, 将使 T_{91} 、 T_{92} 的状态再次转换。因此, 双稳态电路 T_{92} 、 T_{91} 集电极输出反相的半行频方波, 作为 PAL 开关用。

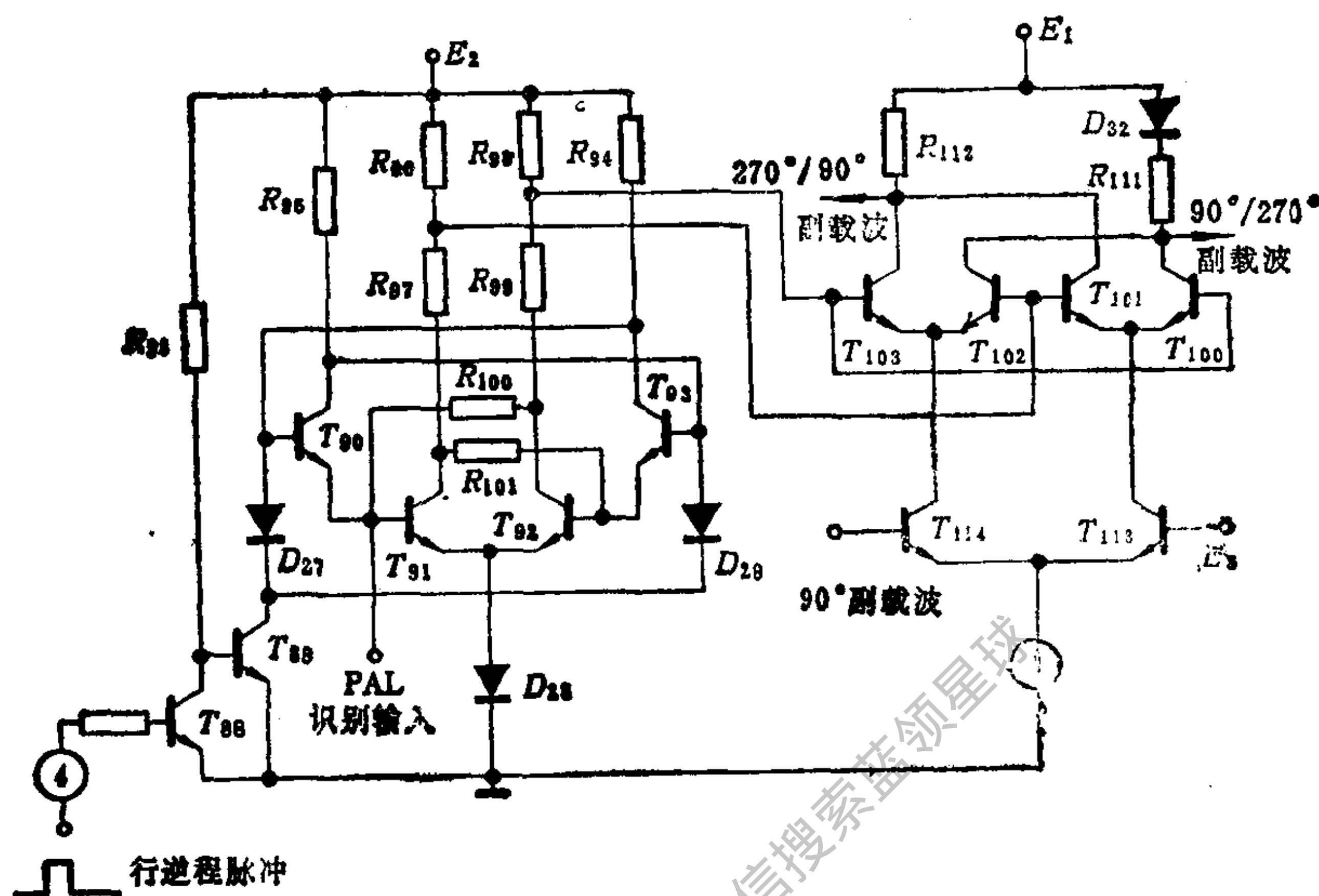


图4-40 TA7193P块内双稳触发器及PAL开关

为使双稳态输出的PAL开关方波有正确的相位, 用图4-36中 T_{87} 的集电极输出加到这里 T_{91} 的基极上。当PAL开关相位正确时, T_{87} 截止, T_{87} 对双稳无影响。当PAL开关相位错误时, T_{87} 导通, 使 T_{91} 的基极电位降低, 强迫双稳态电路转换到正确的状态, 即NTSC行 T_{91} 饱和、 T_{92} 截止, PAL行 T_{91} 截止、 T_{92} 饱和。

(三) PAL开关

图4-40中 $T_{100} \sim T_{103}$ 、 T_{113} 、 T_{114} 构成PAL开关。从压控晶振来的 90° 副载波送至 T_{114} 的基极, PAL开关方波作用到 $T_{100} \sim T_{103}$ 的基极。NTSC行时 T_{100} 、 T_{103} 导通, T_{102} 、 T_{101} 截止, T_{103} 集电极输出 270° 的副载波, T_{100} 集电极输出 90° 的副载波。PAL行时 T_{101} 、 T_{102} 导通, T_{100} 、 T_{103} 截止, T_{101} 集电极输出 90° 的副载波, T_{102} 输出 270° 的副载波。 $270^\circ/90^\circ$ 的副载波是送至图4-36 PAL识别电路作为 u_1 用, $90^\circ/270^\circ$ 的副载波则送至 V 同步检波器。

六、自动消色器 (ACK) 及自动饱和度控制 (ACC) 电路

(一) ACK 电路

当用彩色电视机收看黑白节目, 或者收看彩色节目因色度信号太弱而不能给出良好的彩色图象时, 要自动切断色度通道, 只重现出黑白图象。完成这一功能的电路称为自动消色器, 即ACK。

色度信号的有无和强弱, 可以借助色同步信号的有无和强弱来反映, 故ACK电压

可由色同步信号直接形成。在TA7193P色度解码器中，识别 U_{APC} 平均电平的高低也反映了色同步的有无和强弱，因此也可以用识别 U_{APC} 电平来形成ACK电压。

图4-36中 $T_{78} \sim T_{82}$ 及 T_{76} 等组成识别消色放大器， T_{79} 、 T_{80} 及 T_{81} 、 T_{82} 各复合成NPN管，构成差分放大器。 T_{79} 基极偏压 E_- 为ACK门限电平。当接收彩色电视信号且PAL开关相位正确时， T_{82} 基极电压 $V_0 < E_-$ ，所以 T_{81} 、 T_{82} 截止， T_{79} 、 T_{80} 导通， T_{76} 也截止，因而 T_{78} 截止，由图4-7可见， T_{78} 截止不起消色作用，即色度信号大小完全由外电路色饱和度电位器 R_{509} 通过 T_{34} 控制。当接收黑白信号时，由前面的讨论知道， $V_0 = E_0$ ；当接收彩色电视信号但PAL开关相位错误时， $V_0 > E_+$ 。这两种情况下， $V_0 > E_-$ ，因此 T_{81} 、 T_{82} 导通， T_{79} 、 T_{80} 截止， T_{76} 导通， T_{78} 饱和，使图4-7中 T_{34} 基极电位降低而截止，因而 T_{24} 、 T_{22} 等截止，⑩脚无色度信号输出，切断了色度通道。

顺便指出，用识别 U_{APC} 形成ACK电压的消色电路，常常是维修电视机时判断故障部位的重要检修点。例如，当采用TA7193P集成电路的电视机屏幕上出现无彩色故障时，可将20kΩ电阻接在⑩脚与地之间，屏幕上若出现彩色，说明色度通道正常，故障在色同步信号有关电路。若仍无彩色，说明故障在色度通道。图4-36中当⑩脚经电阻接地时，强迫 T_{81} 、 T_{82} 截止，应不起消色作用。当然，不同的电路可用不同的方法判断故障，但原理都是相同的。

(二) ACC电路

ACC即自动色饱和度控制，其作用是自动调整色度信号的幅度，使它与亮度信号幅

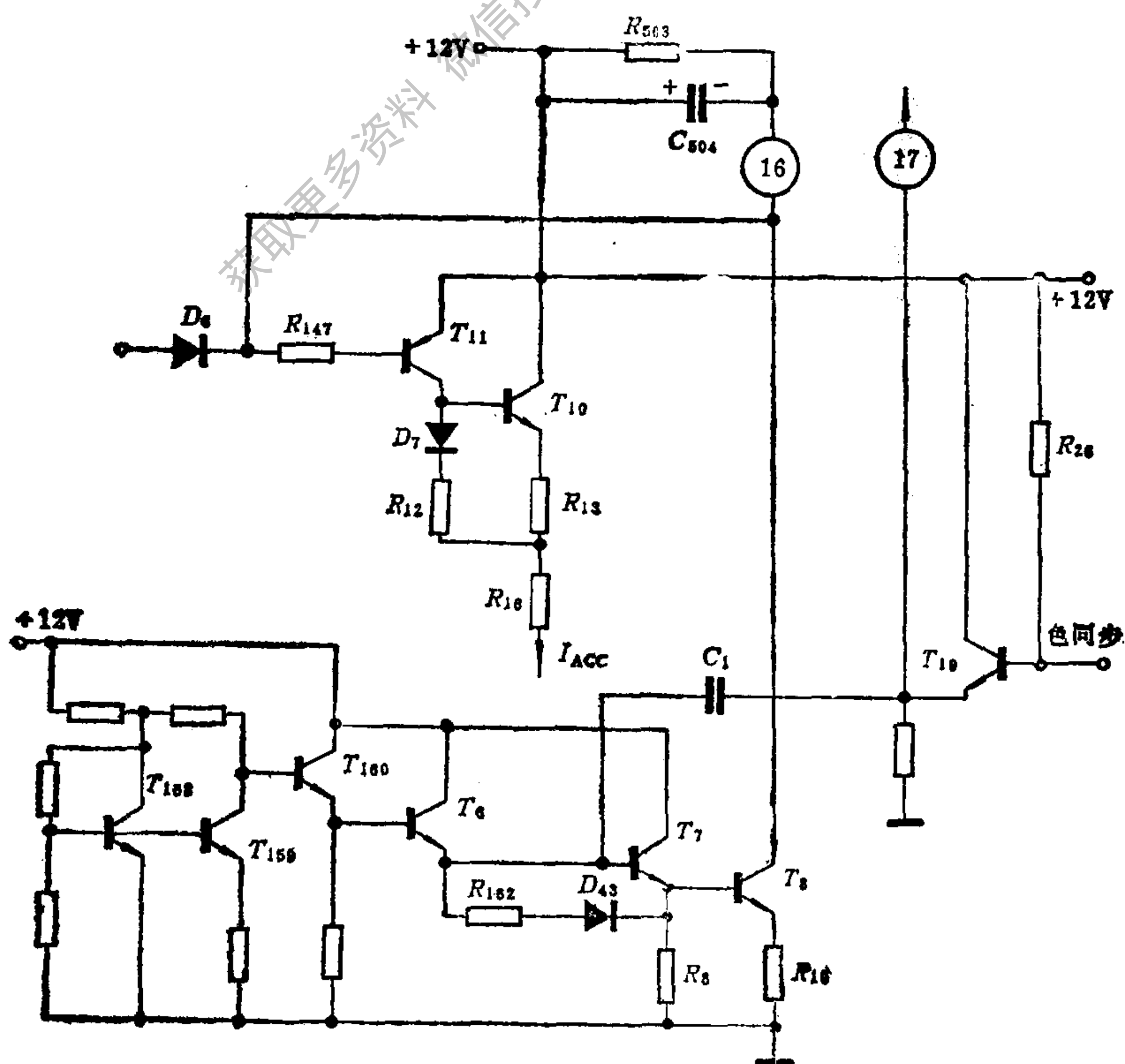


图4-41 TA7193P块内ACC电路

度之间保持一定的比例。因色度与亮度信号的幅度比例反映了色饱和度，所以ACC电路可自动保持色饱和度。

由于色同步信号与图象内容无关而又能反映色度信号的大小，因此ACC电压可直接由色同步信号形成。此外，它也可以由 U_{APC} 形成。

图4-41为TA7193P中的ACC检波和放大电路，它是直接由色同步检波形成ACC电压的。电路中选通分离出的色同步信号由 T_{19} 射随器，经块内电容 C_1 耦合至射随器 T_7 的基极， T_7 基极电位是由 $T_{158} \sim T_{160}$ 、 T_6 及有关电阻组成的直流偏置电路提供的，无色同步信号来到时 T_7 、 T_8 处于临界导通状态，色同步信号来到且其幅度大于0.6V时， T_7 、 T_8 导通，由 T_8 及⑩脚外接电容 C_{504} 、电阻 R_{503} 组成的有放大作用的三极管峰值检波器检波。在 T_8 导通时12V的 E_c 给电容 C_{504} 充电，色同步信号越强， T_8 导通电流越大， C_{504} 两端充得电压越高。色同步过后 C_{504} 通过 R_{503} 放电，因时间常数远大于64 μ s，故放电甚微，⑩脚上得出与色同步信号峰值成比例的直流电压。该电压经 T_{11} 、 T_{10} 复合直流放大后，通过 R_{16} 加至图4-5中 T_{11} 、 T_{14} 的基极，控制色度带通放大器的增益。控制过程如下：当色度信号强时，色同步信号也大，⑩脚电压变低，经 T_{11} 、 T_{10} 直流放大后 I_{acc} 增大，流过图4-5中 R_{14} 使 T_{11} 基极电位升高， T_{12} 集电极输出色度信号的幅度减小，维持色度信号输出基本不变；反之亦然。

七、解码矩阵电路

彩色电视机的解码矩阵电路用以将 U_{R-Y} 和 U_{B-Y} 还原为激励彩色显象管的 U_R 、 U_G 、 U_B 。目前，彩色电视机中绝大多数应用自会聚彩色显象管，它要求采用基色激励方式。解码矩阵一般包括两部分电路：

1. 由 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 信号得出色差信号 U_{G-Y} 的色差矩阵电路。
2. 由 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 、 U_{G-Y} 分别与 U_Y 相加得出 U_R 、 U_B 、 U_G 的基色矩阵电路。

对于矩阵电路要求输入到解码矩阵的各信号串扰小，信号间的时间差小于 ± 50 ns。

(一) G-Y矩阵

由 $U_Y = 0.30U_R + 0.59U_G + 0.11U_B$ 可以得出：

$$0.30(U_R - U_Y) + 0.59(U_G - U_Y) + 0.11(U_B - U_Y) = 0$$

$$U_{G-Y} = -0.51U_{R-Y} - 0.19U_{B-Y}$$

所以，将 U_{R-Y} 和 U_{B-Y} 信号按上述比例进行相加（称为矩阵运算），便可得到 U_{G-Y} 。

进行矩阵运算的电路称为矩阵电路，最简单的矩阵电路是电阻矩阵电路，如图4-4₂所示。当 U_1 、 U_2 的信号源内阻 R_{i1} 、 R_{i2} 远小于 R_1 、 R_2 ，且输出电阻 $R_3 \ll R_1$ 和 $R_3 \ll R_2$ 时， $U_{出} \approx I_1 R_3 + I_2 R_3$ 。即

$$U_{出} \approx \frac{R_3}{R_1 + R_3} U_1 + \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_2 \approx \frac{R_3}{R_1} U_1 + \frac{R_3}{R_2} U_2$$

设 U_1 为 U_{R-Y} 信号， U_2 为 U_{B-Y} 信号，只需适当选择 R_1 、 R_2 ，使满足

$$\frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} = 0.59 : 0.19$$

则 $U_{出}$ 即为 $-U_{G-Y}$ 信号。通常，称 R_1 、 R_2 为矩阵电阻，要求阻值精确且稳定性好。

电阻矩阵电路的优点是电路简单，但由于 $R_3 \ll R_1$ 和 $R_3 \ll R_2$ ，矩阵输出的信号衰减很大，幅度很小。若 R_3 选大，则输出信号之间的串扰会增大。

图4-12中也包括了 U_{G-Y} 矩阵电路，将其等效电路画于图4-43中。 R_{134} 上输出的 U_{B-Y} (R_{114}) 电压为

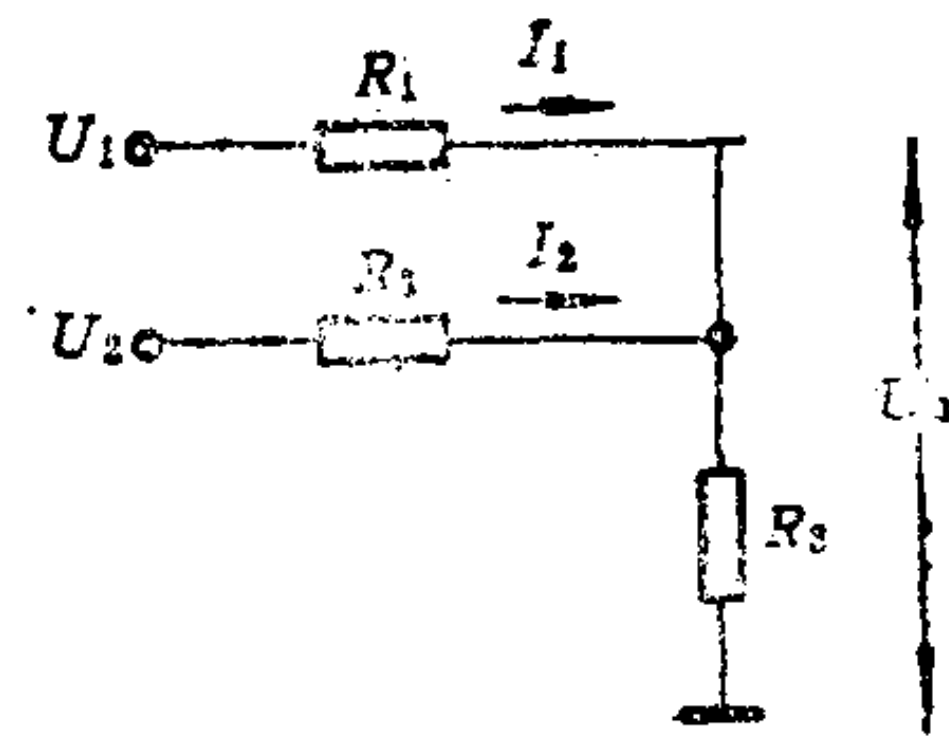


图4-12 电阻矩阵电路

$$U_{B-Y(R134)} = -I_{B-Y} \cdot R_{134} = -I_{B-Y} \cdot \frac{R_{134}}{R_{130}} \cdot R_{130}$$

$$= -\frac{2.15}{12} (I_{B-Y} \cdot R_{130}) \approx -0.19U_{B-Y}$$

$R_{134} + R_{135}$ 上输出的 U_{R-Y} ($R_{134} + R_{135}$) 电压为

$$U_{R-Y(R134+R135)} = -I_{R-Y} (R_{134} + R_{135})$$

$$= -I_{R-Y} \cdot \frac{R_{134} + R_{135}}{R_{132}} \cdot R_{132}$$

$$= -\frac{2.15 + 3.95}{12} (I_{R-Y} \cdot R_{132}) \approx -0.51U_{R-Y}$$

可见， T_{127} 射随的输出信号为

$$-0.51U_{R-Y} - 0.19U_{B-Y} = U_{G-Y}$$

(二) 基色矩阵

基色矩阵电路是将已得到的 U_Y 、 U_{R-Y} 、 U_{G-Y} 、 U_{B-Y} 信号进行矩阵运算，得出 U_R 、 U_G 、 U_B 作为彩色显象管的调制电压。矩阵运算用公式表示为

$$U_R = U_{R-Y} + U_Y$$

$$U_G = U_{G-Y} + U_Y$$

$$U_B = U_{B-Y} + U_Y$$

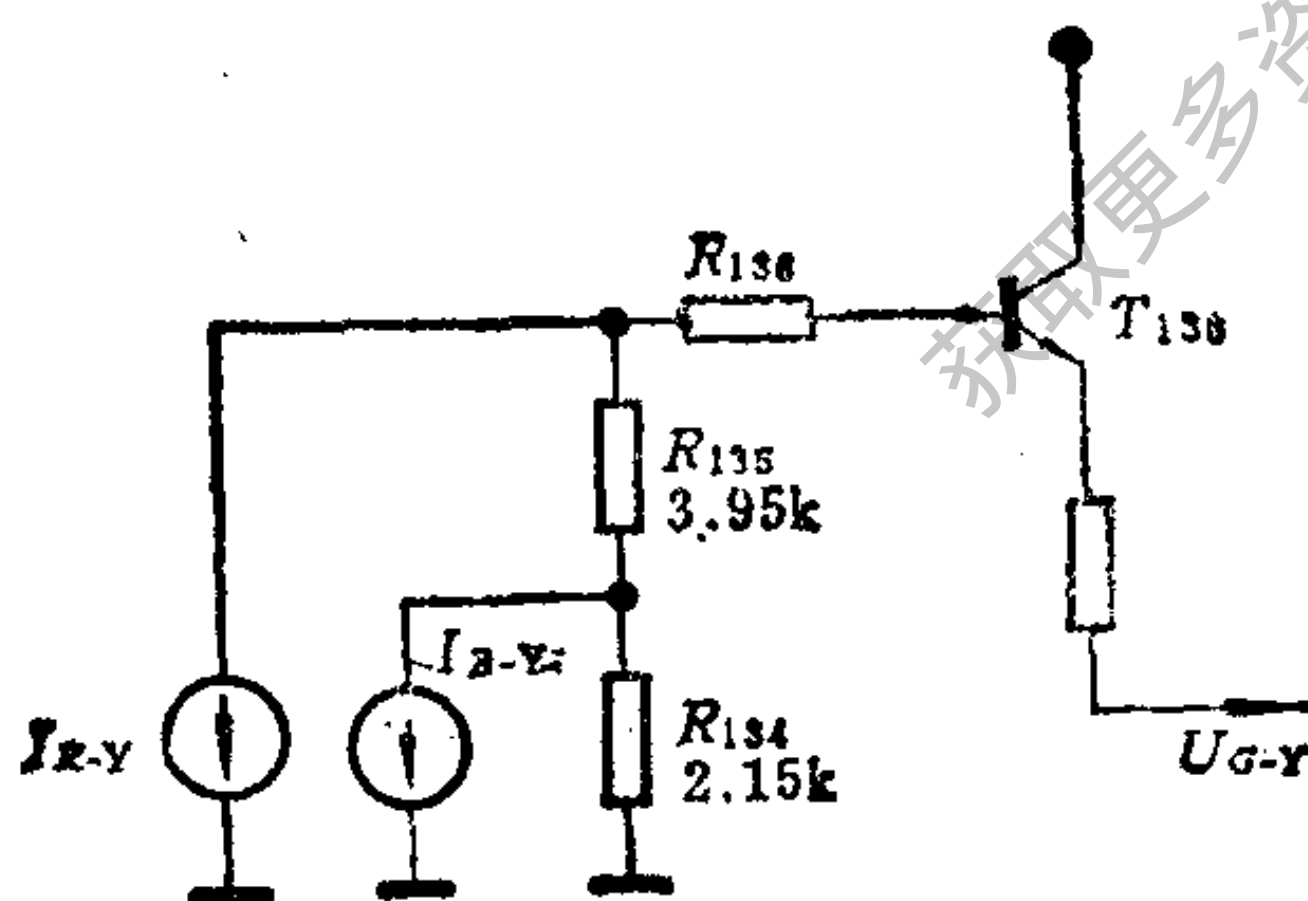


图4-43 G-Y矩阵等效电路

一般，采用图4-44所示的基色矩阵电路。色差信号 U_{R-Y} 加到晶体管的基极，亮度信号 U_Y 加到晶体管的发射极，从集电极输出的信号为

$$-U_{R-Y} - U_Y = -U_R$$

它也称为串联式基色矩阵电路。因为基色信号加到显象管的阴极上，所以需要输出负极性信号。

图4-45为日立CTP-236D型机的基色矩阵电路，由三个相同的电路单元组成。 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 为三个线性放大级， R_1 、 R_3 可以调节 $-U_R$ 、 $-U_B$ 的增益，以进行亮平衡调整， R_2 、 R_4 、 R_5 可调节输出的直流电平，以进行暗平衡调整。亮、暗平衡在后面说明。

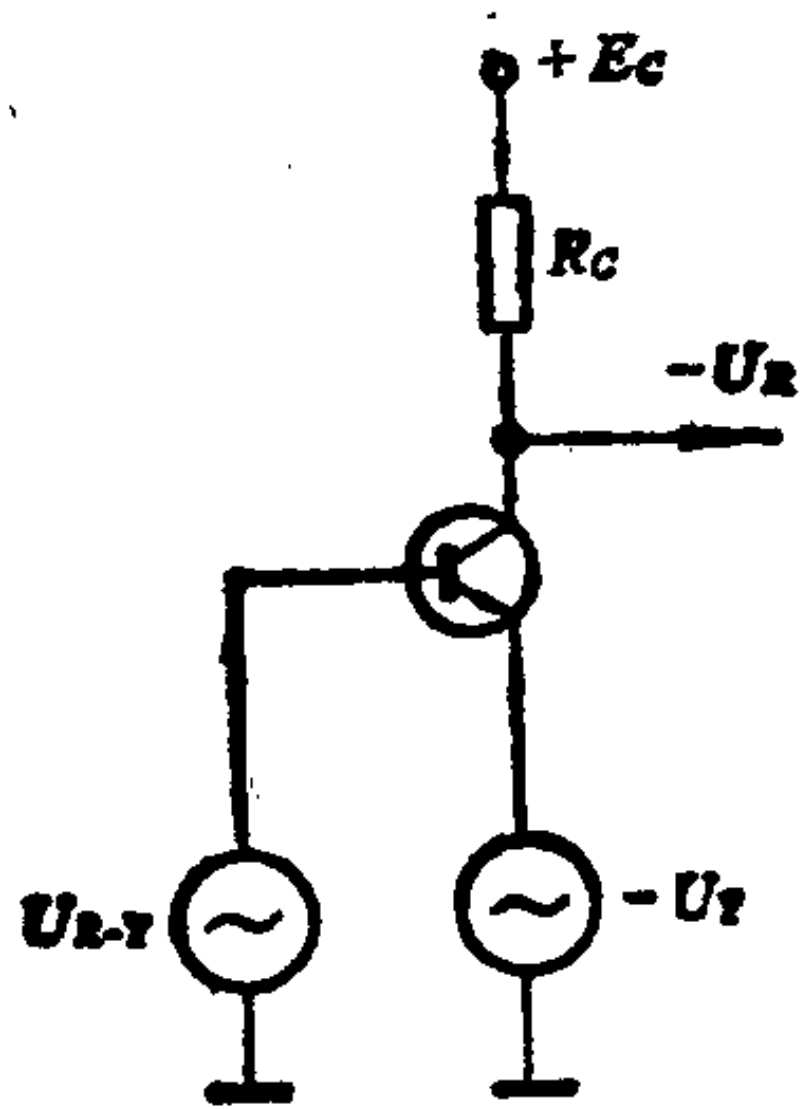


图4-44 基色矩阵电路

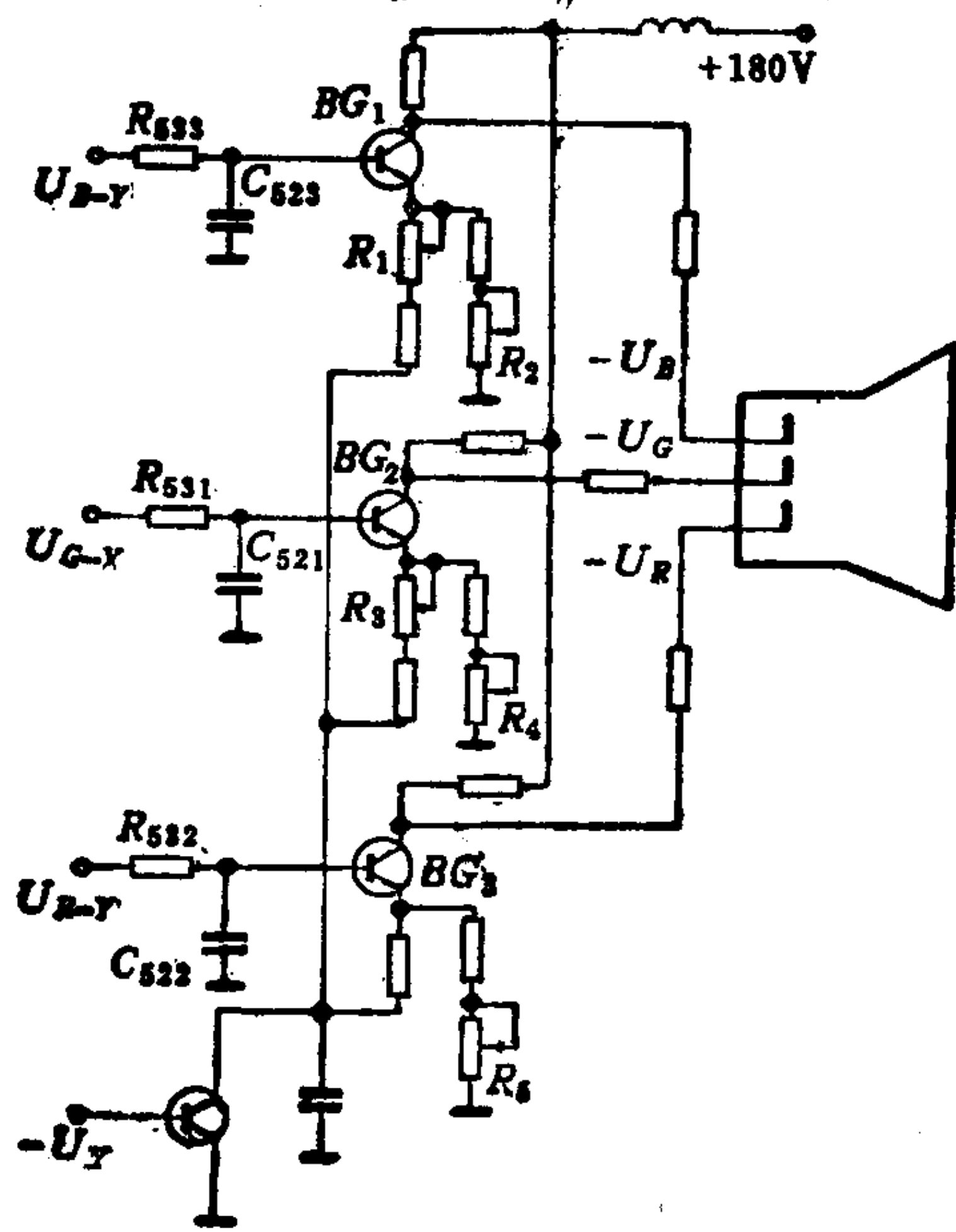


图4-45 日立CTP-236D型机的基色矩阵电路

八、亮度通道

彩色电视机中亮度通道的作用是将SXCT中的亮度信号分离出来，并进行放大、延时、钳位、轮廓补偿等处理，而后分三路送至三个基色矩阵管的射极。图4-46给出了日立CTP-236D型彩色电视机中亮度通道的组成方框图。

(一) 4.43MHz陷波器

SXCT由亮度和色度信号叠加而成的，将SXCT经过一个中心频率为4.43MHz的副载波陷波电路，吸收掉会引起串扰的色度信号的主要能量后，通过的信号即为亮度信号。由于吸收电路在吸收色度信号主要成分的同时必然将同一频率范围内的亮度成分也吸收掉，所以陷波电路的带宽应比较窄，否则将造成图象清晰度降低。一般，吸收带宽定为150~250kHz。虽然带宽窄，但已把色度信号的主要能量吸收了，而且色度副载频按频谱间置进行选择，因此重现图象中副载波干扰的可见度是很低的。

1. 陷波电路

通常采用的副载波陷波电路如图4-47、4-48所示。

图4-47(a)和(b)中，只需使L、C值满足

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

并适当选取Q值，使

$$2\Delta f = \frac{f_s}{Q} = 150 \sim 250 \text{ kHz}$$

即可达到要求，这两种电阻的阻抗特性及陷波特性和分别示于图4-47(c)及(d)中。

图4-48(a)所示为桥T型副载波陷波电路，通过计算可将(A)、(B)、(C)间的网络画成

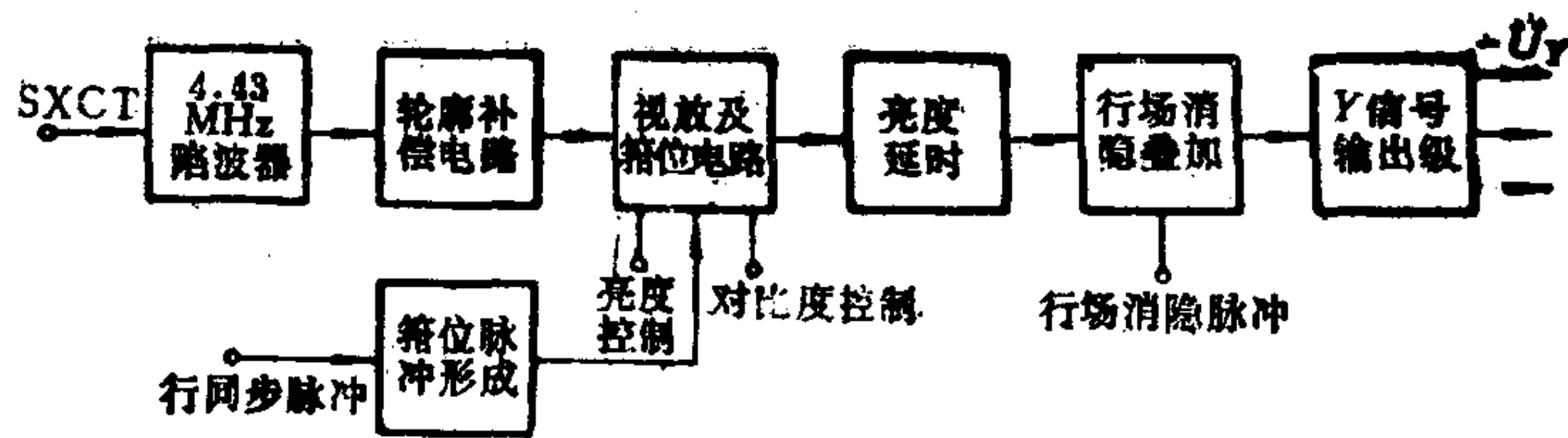


图4-46 日立CTP-236D型机亮度通道方框图

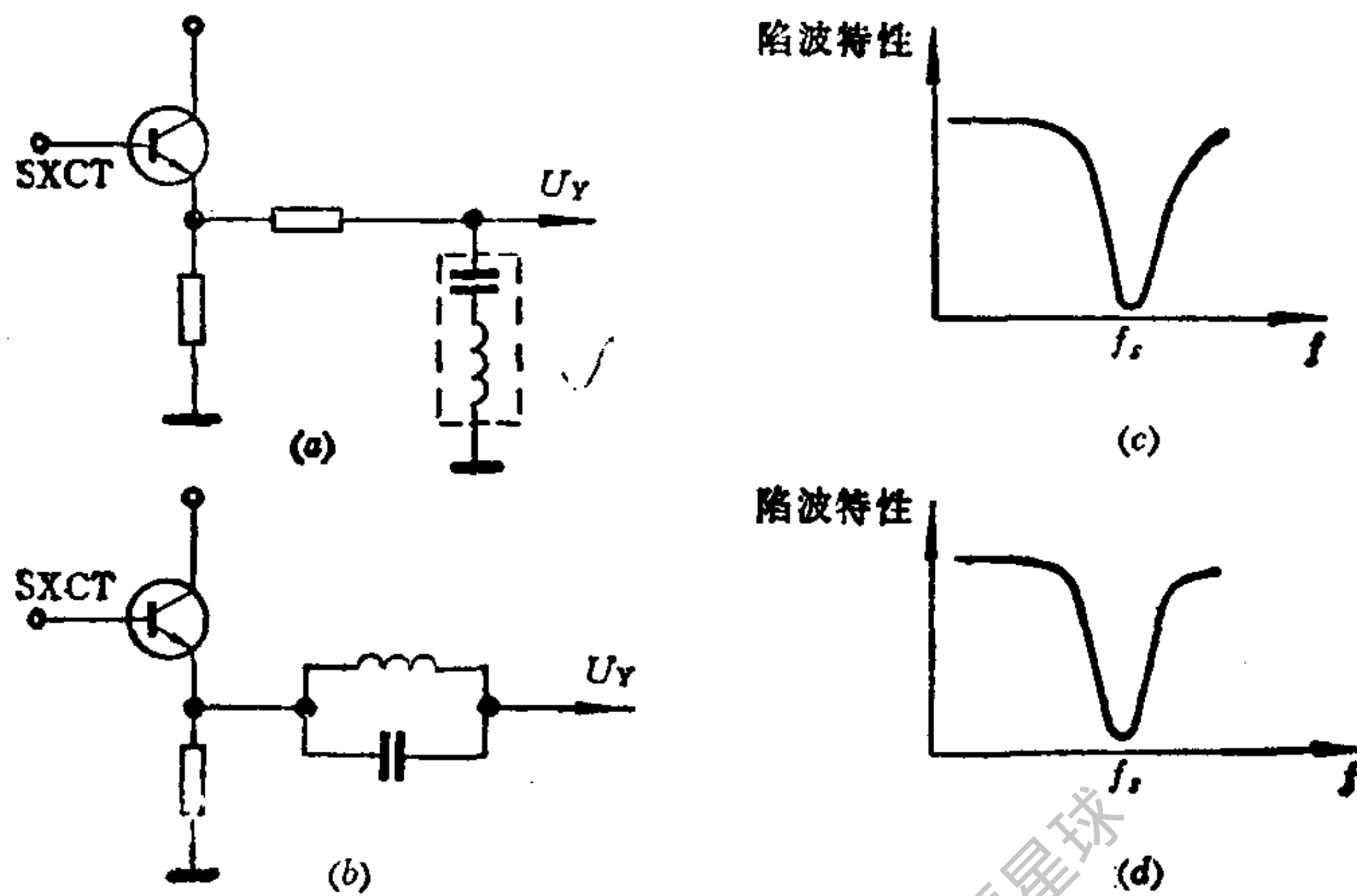


图4-47 色度副载波陷波电路

图 (b) 所示的等效电路，并得到下面的结果：

$$R = -\frac{R_2}{4}, \quad C = 2C_1 = 2C_2 \quad (\because C_1 = C_2)$$

图 (b) 中 r_L 为电感 L 的等效损耗电阻。可见，只需选择 L 使其满足

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot 2C_1}} = f_s$$

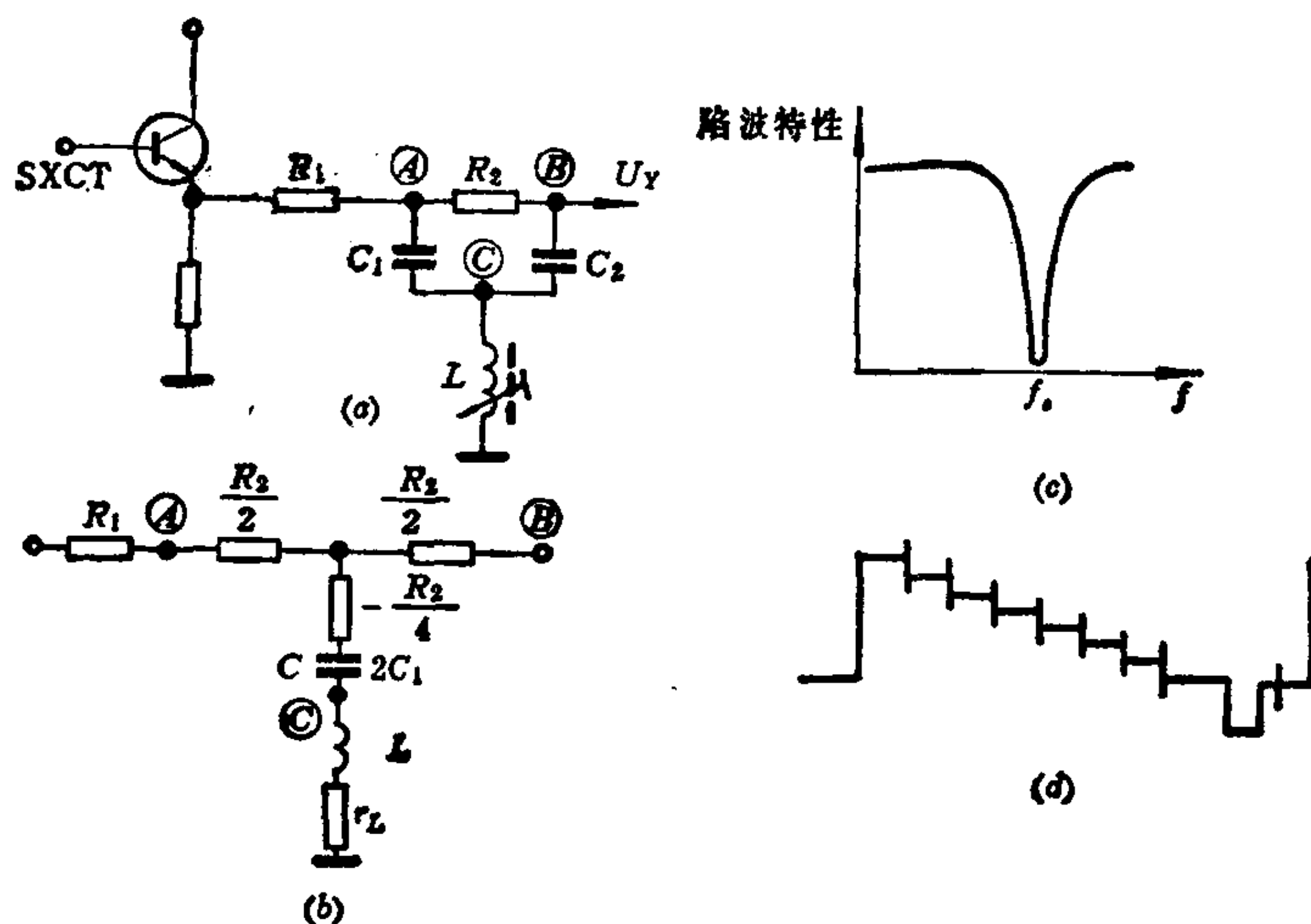


图4-48 桥T型副载波陷波电路及陷波特性

并选择 R_2 以满足吸收带宽的要求

$$\frac{\omega_s L}{r_L - \frac{R_2}{4}} = Q = \frac{f_s}{2\Delta f}$$

即可得到如图4-48 (c)所示的陷波特性。

桥T型电路的特点是选择得 $\frac{R_2}{4} = r_L$ 时, f_s 频率上的衰减为无穷大, 即形成对副载波的完全吸收。然而, 实际上吸收深度不宜太深, 还需满足一定的吸收带宽要求, 一般吸收深度大于 15dB 即可以。彩条信号在吸收电路后的波形一般如图 4-48 (d) 所示。

2. 自动清晰度控制 (ARC) 电路

当彩色电视机收看黑白电视信号或虽收看彩色信号但色度信号很弱时, 应自动切断副载波陷波器, 以给出清晰度较好些的黑白图象。实现这种功能的电路称为自动清晰度控制 (ARC) 电路。

ARC 电路是用一个电子开关自动控制副载波陷波器的接入或断开。图4-49为一种ARC电路。它在接收彩色信号时, 消色电压为 4V, 经 R_2 使 D 导通, 接通桥T型陷波器。当接收黑白信号时, 消色电压为 0V, D 截止, 副载波陷波器断开, 保证了亮度信号的宽频带传送。

近年来, 在亮度通道中具有轮廓校正电路的电视机里, 省去了ARC电路。

(二) 亮度延时

解码器中, 通过亮度通道传送的亮度信号经历的级数少、频带宽, 因此传输引起的时延少。另一方面, 色度信号通过色度通道处理和传送经历的级数多、频带窄, 因而传输引起的时延大。例如, 亮度通道的频带一般为 5~6MHz, RC 放大器引起的亮度信号时延为

$$\tau_v = \frac{0.5}{\Delta f} \approx 0.1 \mu s$$

色度带通放大级以 $\Delta f = 1.3 \text{MHz}$ 计算时, 引入的时延为

$$\tau_{c1} \approx \frac{0.5}{\Delta f} = 0.38 \mu s$$

色差信号同步检波器后面的低通滤波器以截止频率 $f_{c0} = 1.3 \text{MHz}$ 计算, 引入的时延 τ_{c2} 为

$$\tau_{c2} = \frac{0.5^2}{f_{c0}} \approx 0.43 \mu s$$

故色差信号总时延为

$$\tau_c = \tau_{c1} + \tau_{c2} \approx 0.8 \mu s$$

可见, 亮度通道和色度通道的时延差为

$$\Delta \tau \approx 0.8 - 0.1 = 0.7 \mu s$$

这样的时延差不予补偿而送到解码矩阵时, 产生的基色信号将使荧光屏上图象的轮廓与

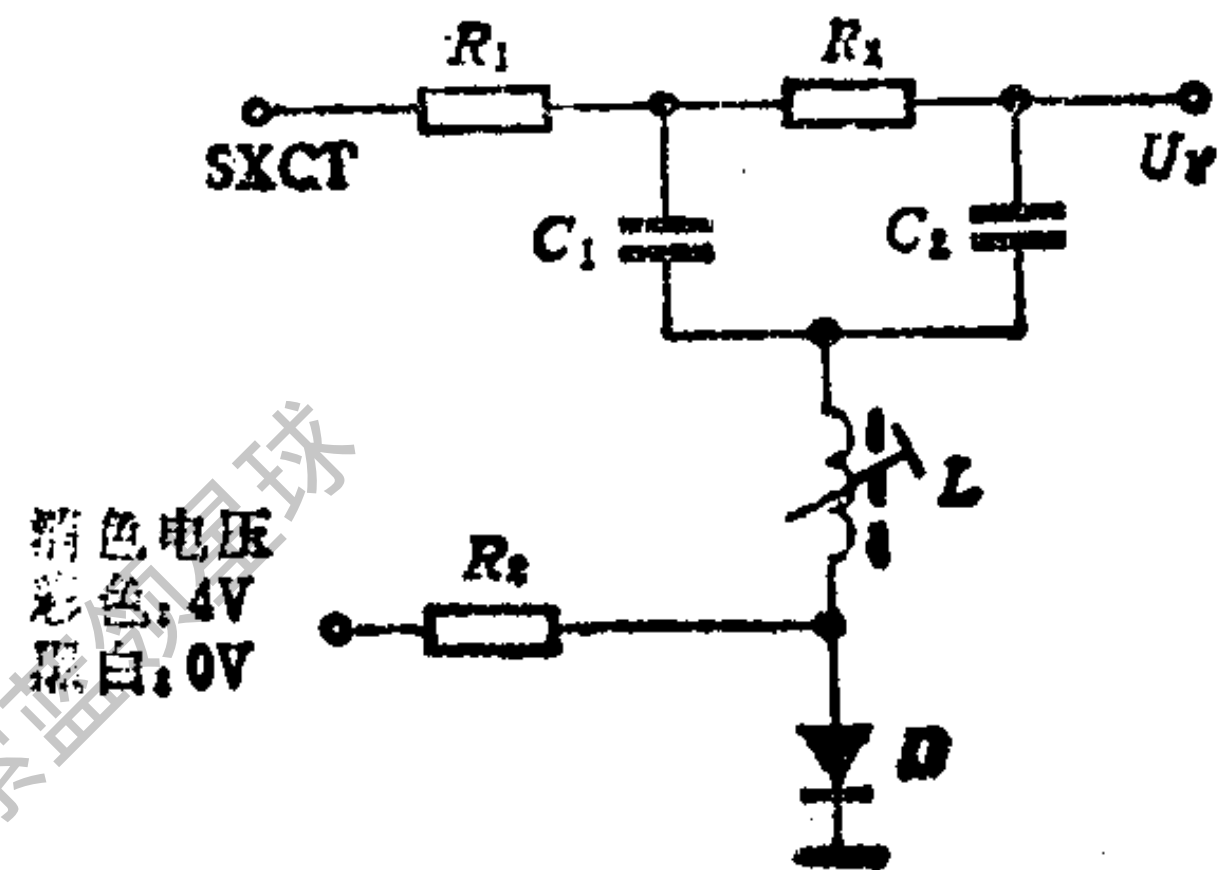


图4-49 ARC电路

彩色错位，造成彩色镶边或彩色失真。对于19英寸的彩色显象管，屏宽37.6cm，行正程52 μ s，则0.7 μ s在屏上的水平距离为

$$\Delta S = 0.7 \times \frac{37.6}{52} \approx 5 \text{ mm}$$

是很显眼的。因此，必须在亮度通道中接入一延时线，使得两信号到达矩阵电路时的时延误差不超过 $\pm 50 \text{ ns}$ 。一般，延时线的延时量取在0.5~1 μ s，但几乎都采用集中参数LC网络构成的视频延时线。使用时必须注意延时线输入、输出端的阻抗匹配，否则，终端反射将使延时线的频率特性变坏，造成信号失真，影响图象质量。图4-56中DL301为亮度延时线， R_{310} 、 L_{303} 、 R_{313} 、 R_{314} 等是为阻抗匹配而选用的， L_{303} 、 R_{313} 可使延时线匹配的频带更宽。

(三) 彩色电视机中的直流恢复电路

1. 图象信号直流分量对图象的影响

图象信号是单极性信号，包含有直流分量。直流分量代表图象平均亮度的明暗程度。整个图象的明暗程度是以黑电平（也即图象信号中的消隐电平）为基准来衡量的。通常，调整显象管栅一阴极间的直流偏压，使黑电平对应于调制特性曲线的截止点，刚好不发光。当图象信号经过阻容交流耦合电路时，直流分量将被隔断。失去直流分量后黑电平就不固定，随着图象的内容而变。因此，图象的平均亮度不再能在显象管上正确重现。

图4-50 (a) 为一种白底黑条画面及其图象信号，图4-50 (b) 为一种黑底白条画面及其图象信号。经交流耦合失去直流分量后信号波形分别如图 (c) 和 (d) 所示。若显象管栅一阴间的直流偏压以图 (c) 的黑电平为基准调定好，则图 (d) 波形在荧光屏上显现为灰底白条的图象，并因白条电平超过标准白电平而造成饱和散焦的现象。

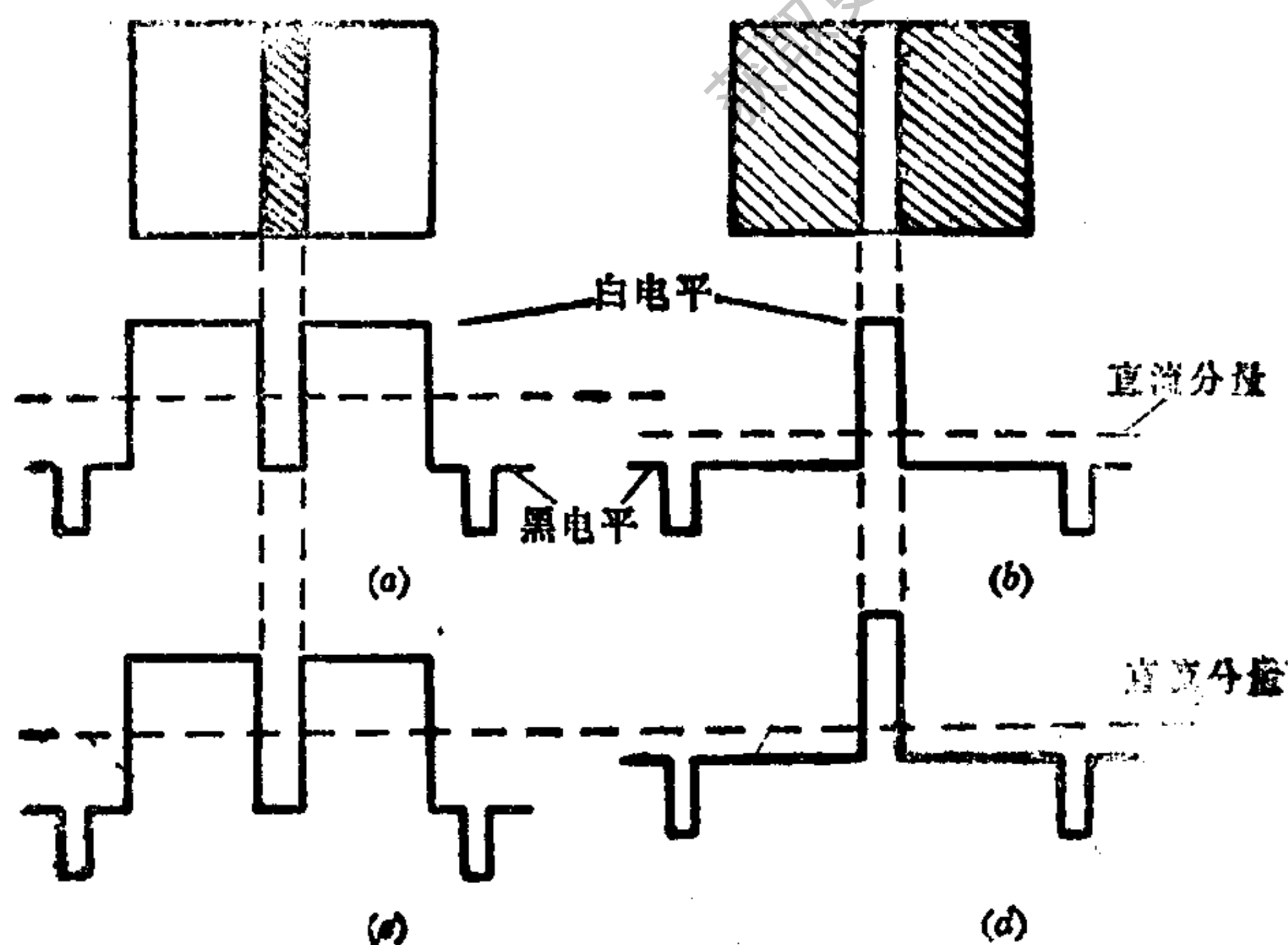


图4-50 失去直流分量前后的图象信号

在彩色电视机中，如果亮度信号失去直流分量，将使恢复的红、绿、蓝基色信号产生上面那样的失真，引起重现图象大面积的色度失真。所以，彩色电视机的亮度通道应传送直流分量。

图象信号直流成分的传送有两种方案，一是视频检波后的亮度信号和同步检波后的色差信号在处理并传输到显象管的整个通路中，全部采用直流耦合，这种电路为保证直流工作点稳定，在

前级需加温度补偿措施。二是采用了交流耦合后借助钳位电路来恢复直流分量。

2. 黑电平钳位电路

黑电平钳位电路即通过钳位作用将图象信号的黑电平（消隐电平）钳定在某电平上，有关波形如图4-51所示。(a) 为失去直流分量的图象信号，(b) 为钳位脉冲，

它出现在行消隐后肩期间，是由行同步信号延时至行消隐后肩处来得到的。两个信号加至图4-52所示电路的④点和③点上。每当钳位脉冲到来期间， BG_2 饱和导通，图象信号黑电平使 C_1 迅速充电或放电，使③点电位等于预调定的①点电位；钳位脉冲过后的其他时间内， BG_2 截止， C_1 只能通过射随级 BG_1 的高输入电阻缓慢放电。因此在一行时

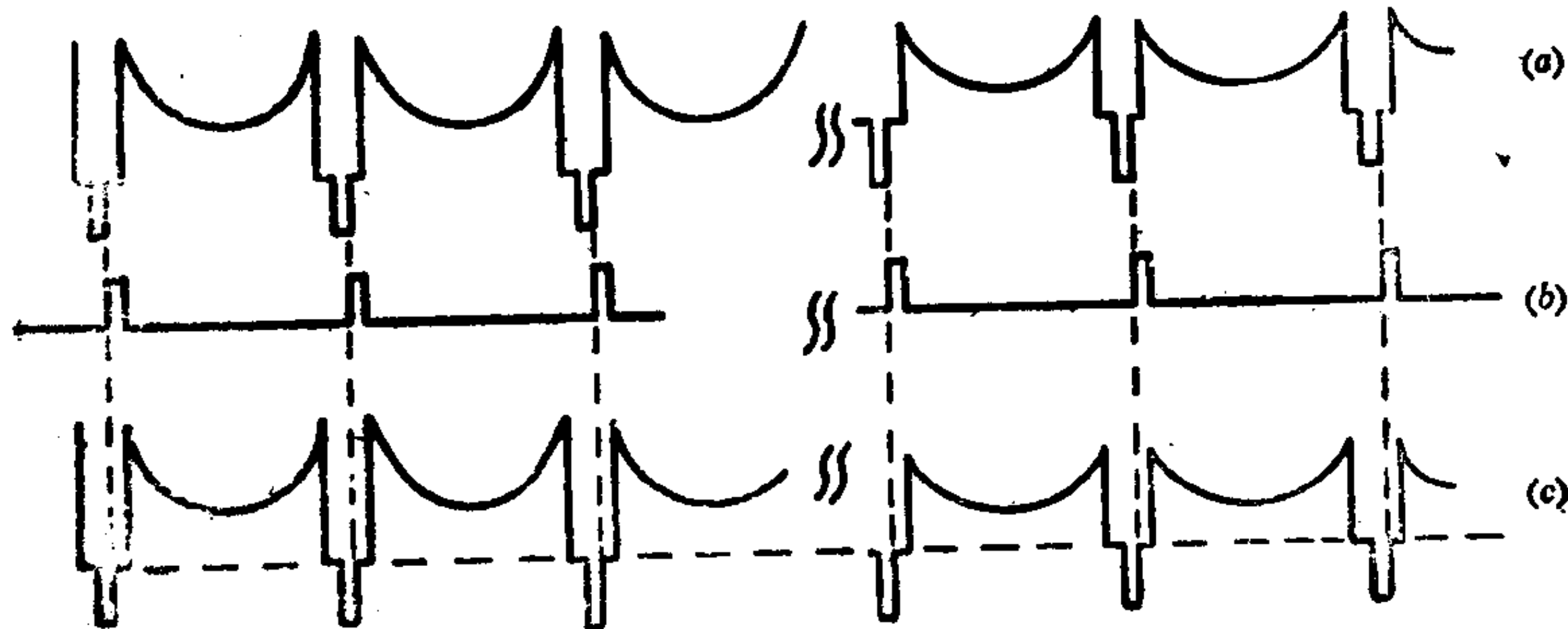


图4-51 电视信号在黑电平处钳位的波形图

间内 C_1 放电很少，③点电位保持在钳位期间的①点电位上，也就是黑电平都等于①点电位了， BG_1 基极的信号即如图4-51 (c)所示，直流分量得到了恢复。改变图4-52中的 W 可调节①点的电位，即可改变钳位后图象信号直流电平或黑电平的高低，并可借以调节图象的亮度。一般， BG_2 称为钳位管， C_1 为钳位电容。

图4-53示出了CTP-236D型机中的亮度钳位电路，其中 Q_{304} 为钳位管， C_{304} 为钳位电容。亮度信号由 C_{304} 耦合至 Q_{302} 的基极，由同步分离级来的复合同步信号经 L_{305} 、 C_{525} 、 R_{535} 等延时后作为钳位脉冲，经 C_{309} 加至 Q_{304} 的基极。当正极性钳位脉冲到来时 Q_{304} 饱和导通，集电极电位接近于②点电位， C_{304} 迅速充电或放电，钳位脉冲过后 Q_{304} 截止， C_{304} 通过 R_{309} 、 R_{308} 、 R_{715} 及信号源内阻、 Q_{302} 输入电阻等缓慢放电， C_{304} 右端即 Q_{302} 基极电位基本保持于钳位电平上，实现了钳位。

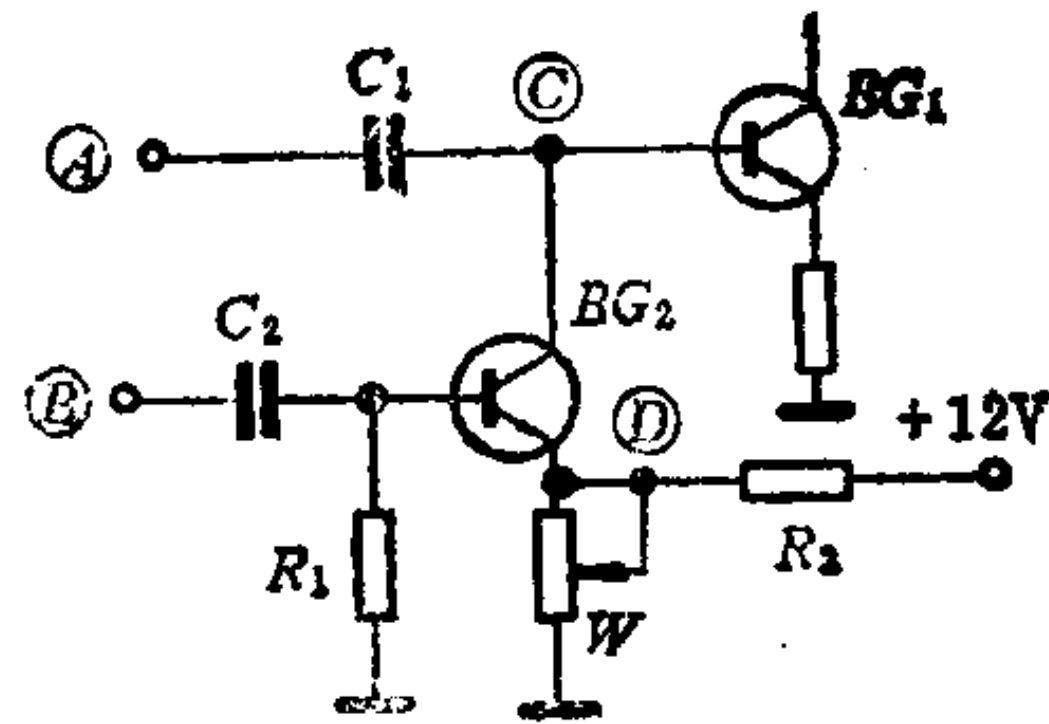


图4-52 三极管钳位电路

钳位电平取决于 R_{321} 、 R_{322} 、 R_{323} 、 R_{324} 。因此， R_{321} 或 R_{324} 为亮度及副亮度调整的电位器。可见，这里的钳位电路就是为了让它提供出亮度调节方法而设置的。

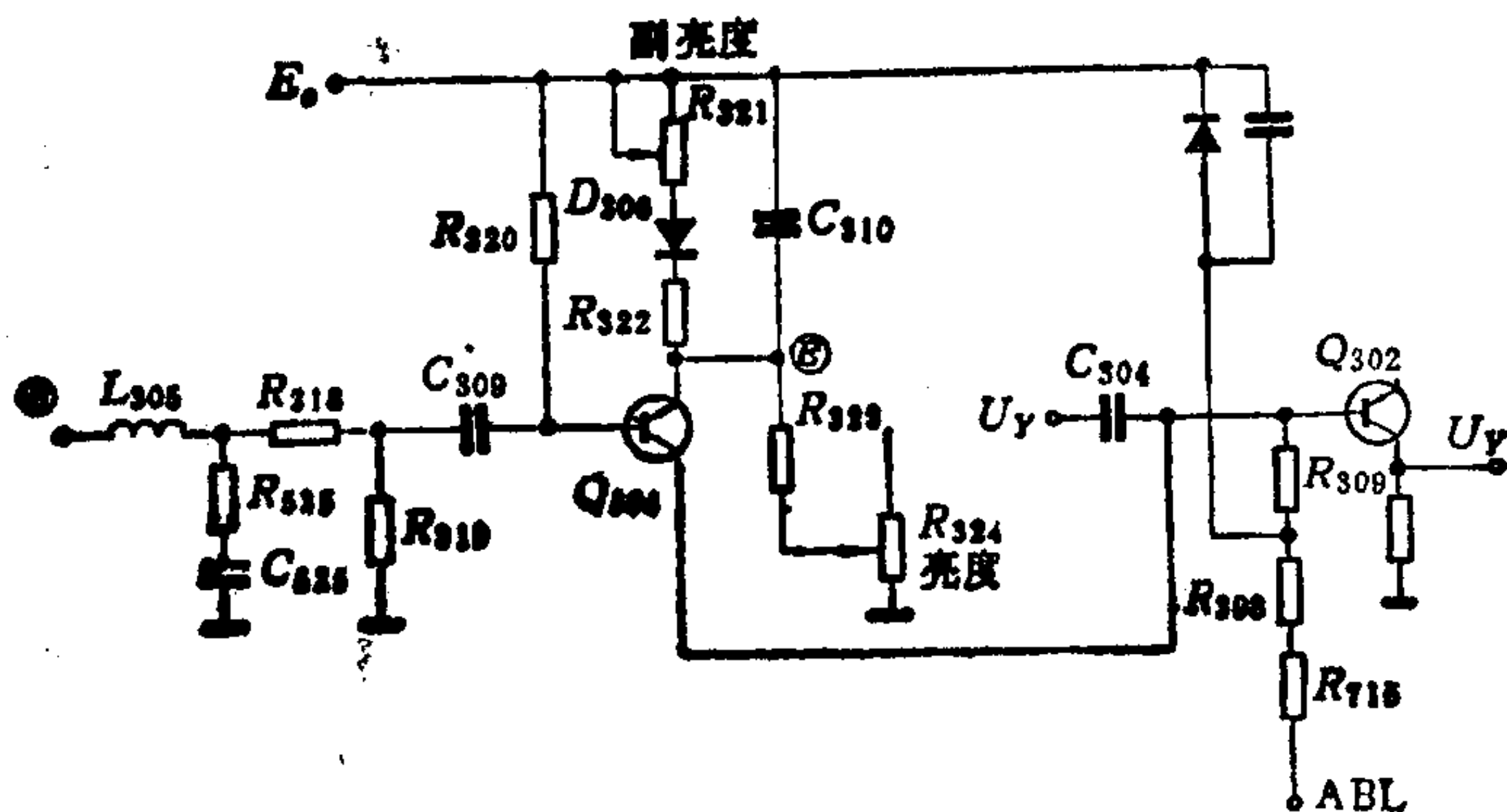


图4-53 日立CTP-236D型机亮度通道钳位电路

(四) 轮廓加强电路 (勾边电路)

为了在一定程度上弥补亮度通道中副载波吸收电路造成图象清晰度变差、轮廓模糊的缺点,近年来许多电视机在亮度通道中均接入了轮廓加强电路,或称勾边电路。图4-54和图4-55中给出了日立CTP-236D型机的勾边电路及有关波形,经CP301进行4.43MHz陷波后的 U_Y 信号送至 Q_{301} 的基极,设波形如图4-55(a)的 u_b ,从射极输出的波形如图4-55(a)的 u_c ,与基极波形相同。由于陷波器的作用,波形的前后沿较差,射极的输出经 L_{301} 、 R_{307} 延时后加到Ⓜ点。集电极输出的电压依靠 L_{302} 与分布电容构成的谐

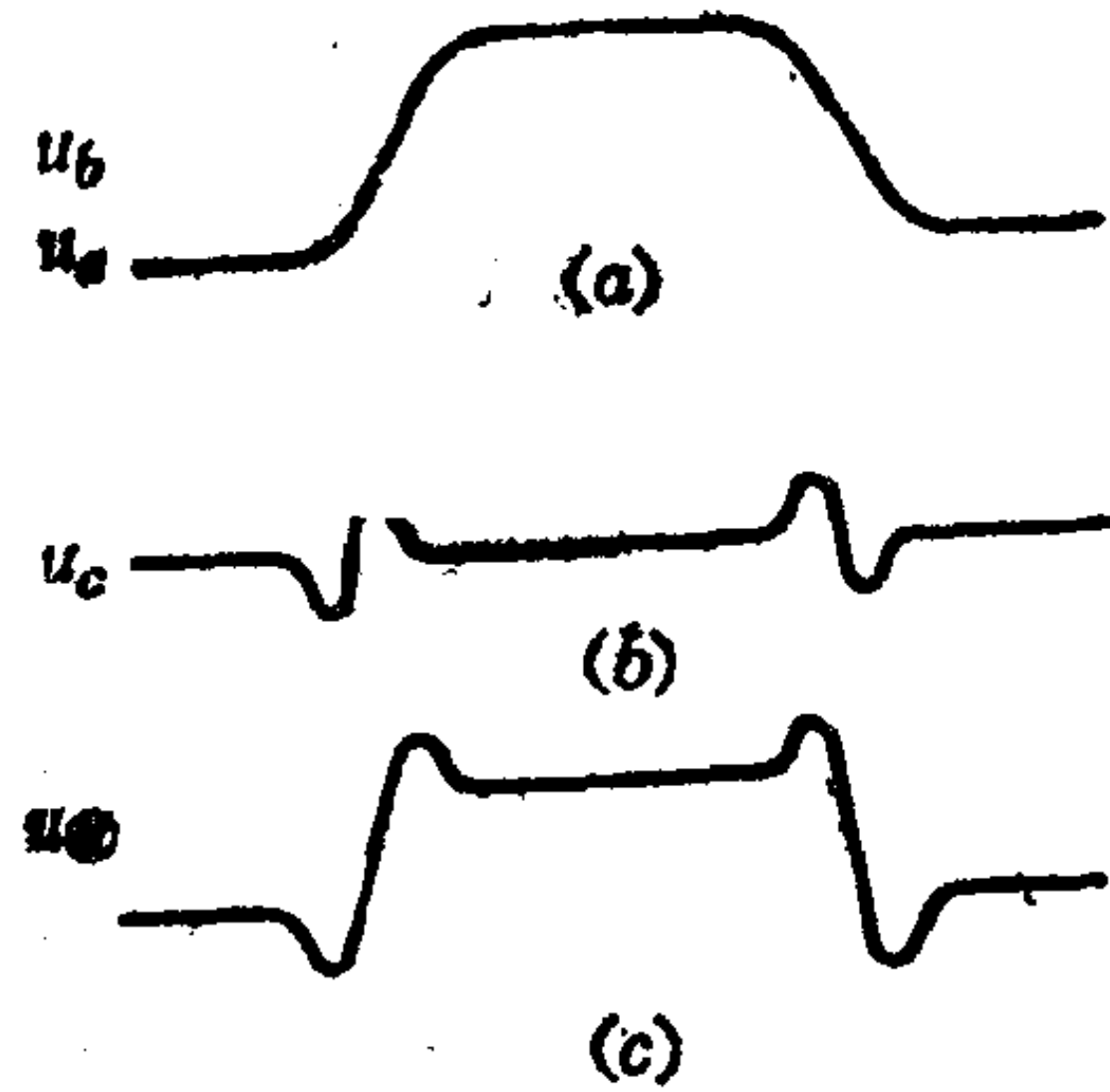
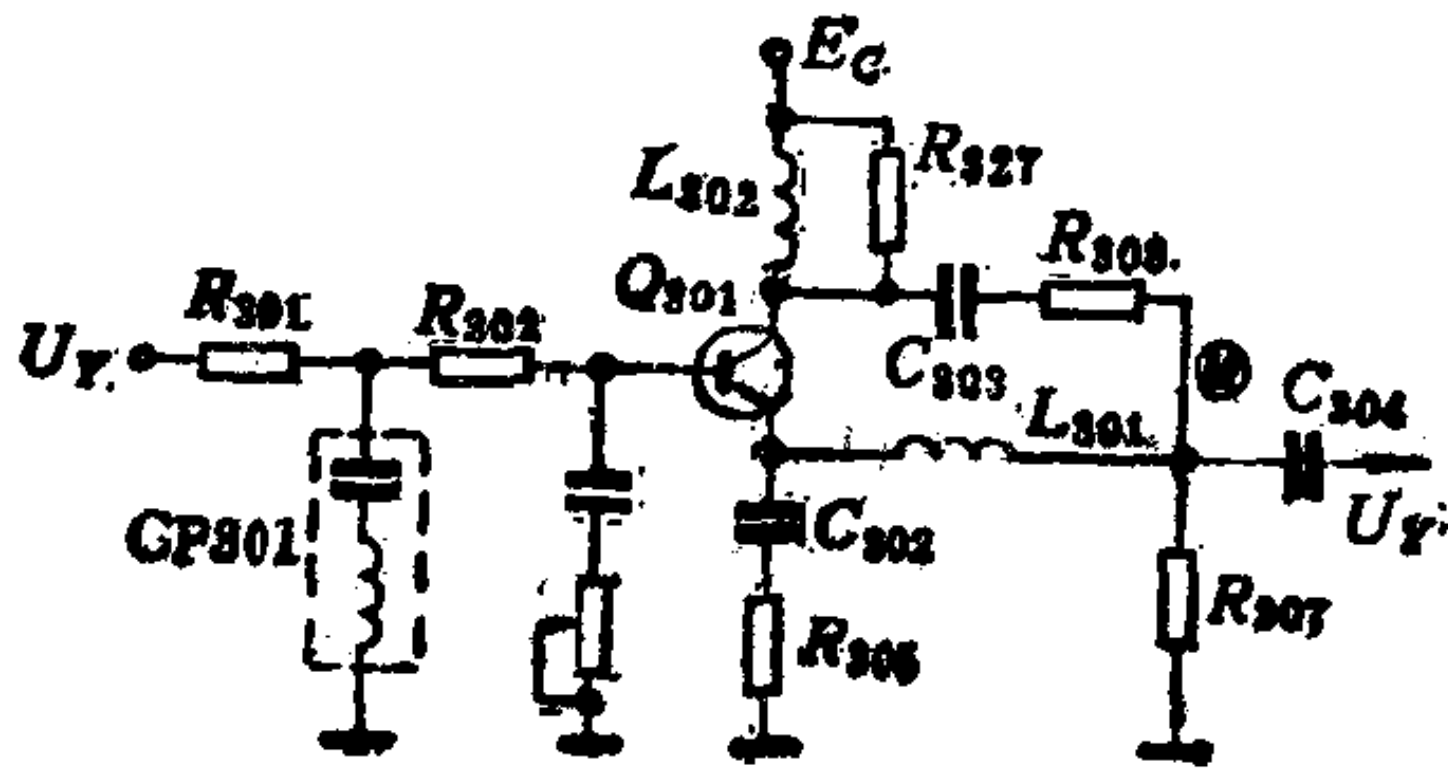


图4-54 日立CTP-236D型机亮度通道勾边电路

图4-55 图4-54有关波形

振回路的作用,凡跳变沿处都激起振荡(振铃效应),通过 C_{303} 耦合到Ⓜ点的波形如图4-55(b)的 u_c 所示。两路输出在Ⓜ点相加,合成的 $u_{出}$ 波形如图(b)中 $u_{\text{Ⓜ}}$ 所示。与 u_b 信号相比可见,凡是 U_Y 信号有电平突变时,校正后的 $u_{出}$ 在突变处有预冲和后冲,使对比度增大,起到了轮廓加强也即勾边的效果。这种电路是在不增宽电路通频带情况下提高清晰度的一种简便方法,采用后亮度通道中可不必进行ARC控制。图4-54中的 R_{327} 为阻尼电阻,阻值小时振铃小,勾边效果不明显;阻值大时勾边明显,但振铃过大会使图象呈浮雕样,难以接受。

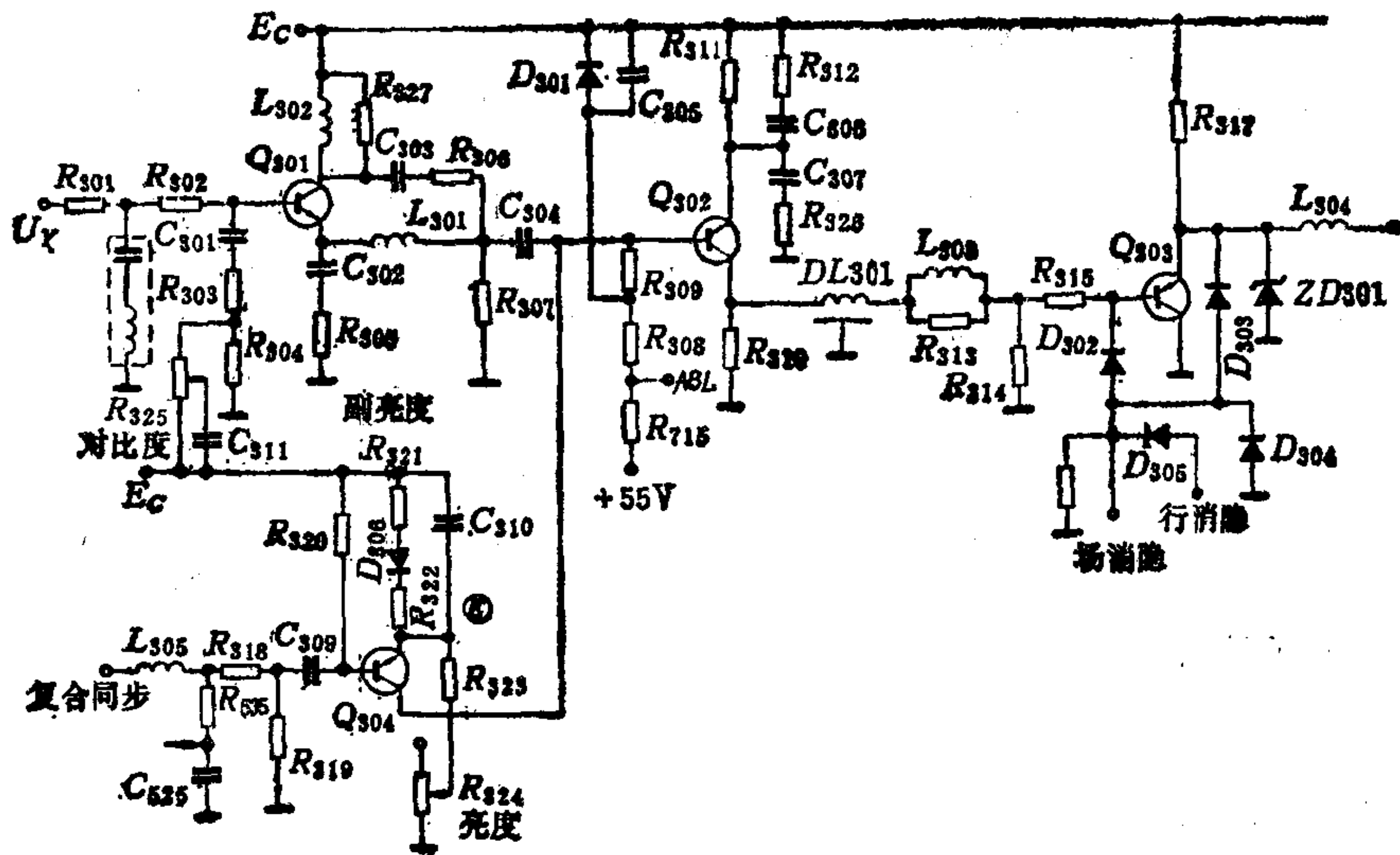


图4-56 日立CTP-236D型机亮度通道电路图

图4-56示出了日立CTP-236D型机解码器中的亮度通道电路，与色度电路不同，它采用了全分立元件电路。由图可见， Q_{301} 为勾边电路， R_{325} 为对比度调整电位器。 Q_{304} 为钳位管， R_{324} 、 R_{321} 同是亮度调整电位器。 Q_{302} 为视放级， C_{306} 、 R_{312} 及 C_{307} 、 R_{326} 等为高频补偿网络， Q_{302} 的基极直流电位除由 Q_{304} 发射极钳位电位决定外，还受由ABL电路产生的ABL电压影响，因此这是改变亮度信号直流电平进行ABL控制的电路。ABL电路将在以后有关内容中专门介绍。因为亮度信号输出须分三路分别送到三个基色矩阵级的发射极，为了减轻互相串扰采用 Q_{303} 射随隔离级输出。在该级的基极加入了行场消隐信号，行消隐由行输级送来经 D_{305} 切割整形与场输出送来并切割整形的场消隐信号相加后，一路经 D_{302} 加到 Q_{303} 基极，另一路经 D_{303} 加到 Q_{303} 射极。当正极性行、场消隐作用期间使 Q_{303} 发射极电位大幅度升高，并同时使末级视放管截止，以达行、场逆程期间同时截止三个电子束使之消隐的目的。

第三节 松下TC-483D型机集成解码器

松下TC-483D型彩色电视机中集成PAL_D解码器采用了两个集成块AN5620X和AN5612，现将包括集成块内方框图及外围元件的解码器总体图示于图4-57中。

由图可见，由视放电路送来的SXCT经块外带通滤波器后取出色度信号从AN5620X的①脚送入集成块，在块内进行色度放大及ACC、ACK控制后由④脚送出色度信号，一路经电位器 R_{606} 得到幅度可变的色度信号直接送至⑧脚为直通信号，另一路经 C_{624} 耦合，经超声延时线后由 C_{623} 耦合送至⑨脚为延时信号，两信号经块内的加法器，减法器进行相加相减得到 U 信号和 $\pm jV$ 信号后，分别送至块内同步检波器，检波后由⑩脚送出色差信号 U_{R-Y} 、由⑪脚送出色差信号 U_{B-Y} 。AN5620X还设置了副载波恢复的电路，由同步分离送来的复合同步信号经延时后作为色同步选通脉冲由⑮脚送至块内的色同步选通放大，选出的色同步信号作为基准信号与⑫、⑬、⑭脚内外组成的压控晶振电路产生的副载波信号在块内鉴相，其 U_{ARC} 经⑤、⑥脚外的低通网络滤波后控制压控晶振，锁相后的基准副载波送往 U 同步检波器。由⑦脚送入的行逆程脉冲触发块内的双稳态，并经块内识别定相后得出的PAL开关，从而产生出逐行倒相的 V 副载波送至 V 同步检波器。解码过程中所需要的ACC、ACK信号也在AN5620X块内得到。

集成块AN5612包括有亮度通道、解码矩阵、钳位电路及行场消隐混入。SXCT延时后得 U_Y 由①脚送入、经视放、勾边及钳位、消隐后送至矩阵电路，钳位脉冲由⑤脚输入，复合消隐信号由⑥脚送入。另一方面由AN5620X送出的 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 信号分别经 C_{307} 、 C_{310} 耦合从⑮和⑫脚送入AN5612块内，在块内经钳位及色差矩阵后，将三个色差信号与 U_Y 一起经基色矩阵后由⑦、⑧、⑨送出 U_R 、 U_G 、 U_B 至末级视放放大后至彩色显象管。色饱和度、对比度、亮度控制分别由⑯、⑰、④脚外接的电位器控制。

一. AN5620X集成电路

(一) 带通放大器

1. 带通滤波器

图4-58(a)为松下TC-483D型机的色度带通滤波器，其中 C_{602} 、 L_{601} 、 R_{602} 为6.5MHz吸收回路， C_{601} 、 R_{603} 、 T_{601} 、 C_{603} 为具有高通特性的带通滤波器，它们的幅

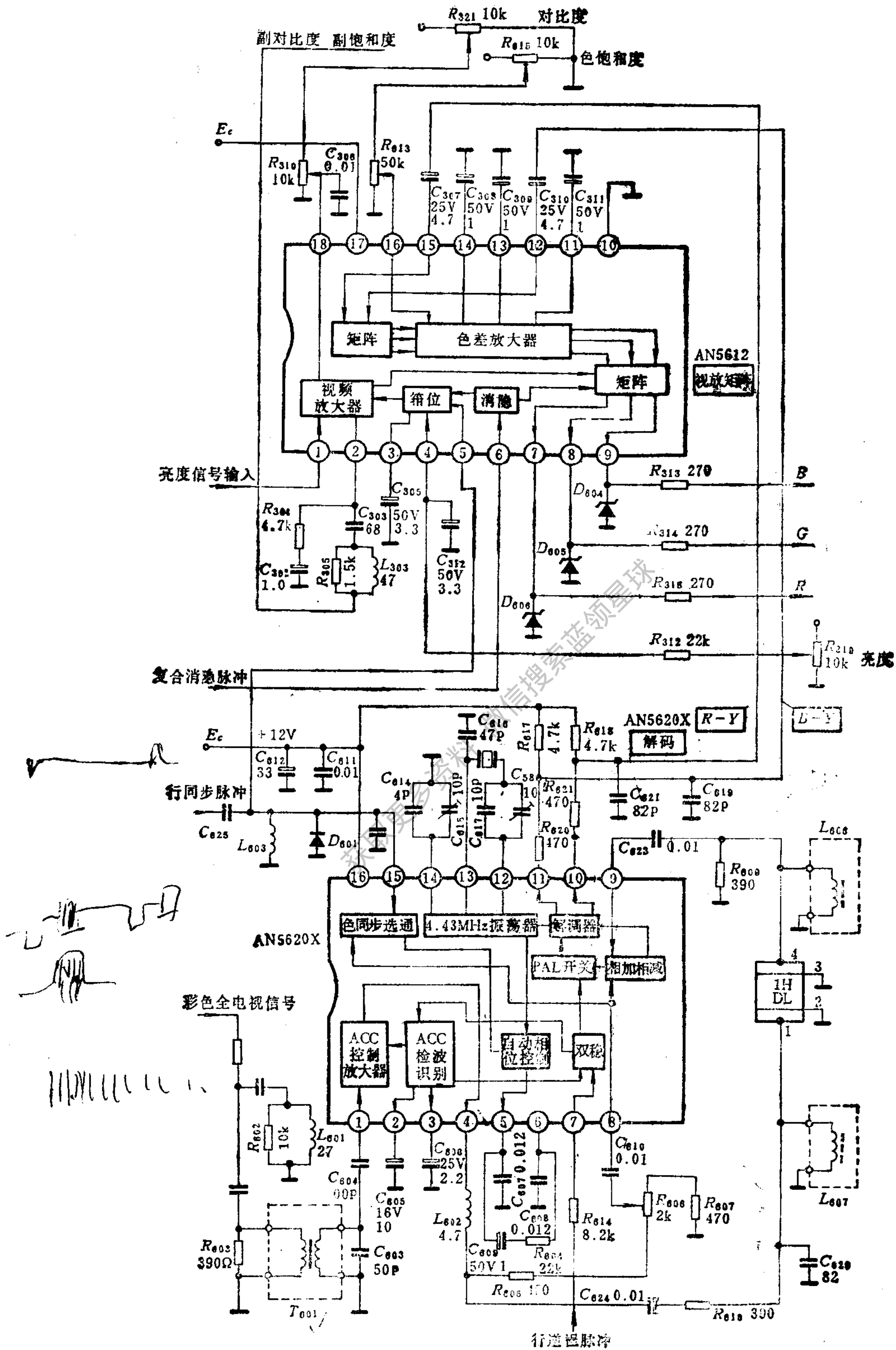


图4-57 松下TC-483D型机PALd解码器总体图

频特性如图4-58(b)所示。SXCT经带通滤波器后选出了色度信号从AN5620X的①脚送入块内。AN5620X集成块内部电路见图4。

2. 带通放大器

图4-59示出了AN5620X块内的两级色度放大器， $T_4 \sim T_{10}$ 组成了具有ACC控制的双差分色度放大器I，ACC是通过控制 T_8 、 T_9 及 D_1 、 D_2 的导通程度来实现的。 T_{11} 、 T_{12} 、 T_{13} 差分放大器组成了色度放大器II。 T_{14} 及 T_{15} 为放大和射随，完成了延时线推动的作用，放大后的色度信号由④脚送出。

(二) 梳状滤波器

图4-60为松下TC-483D型机中的梳状滤波器电路，由AN5620X④脚送出的色

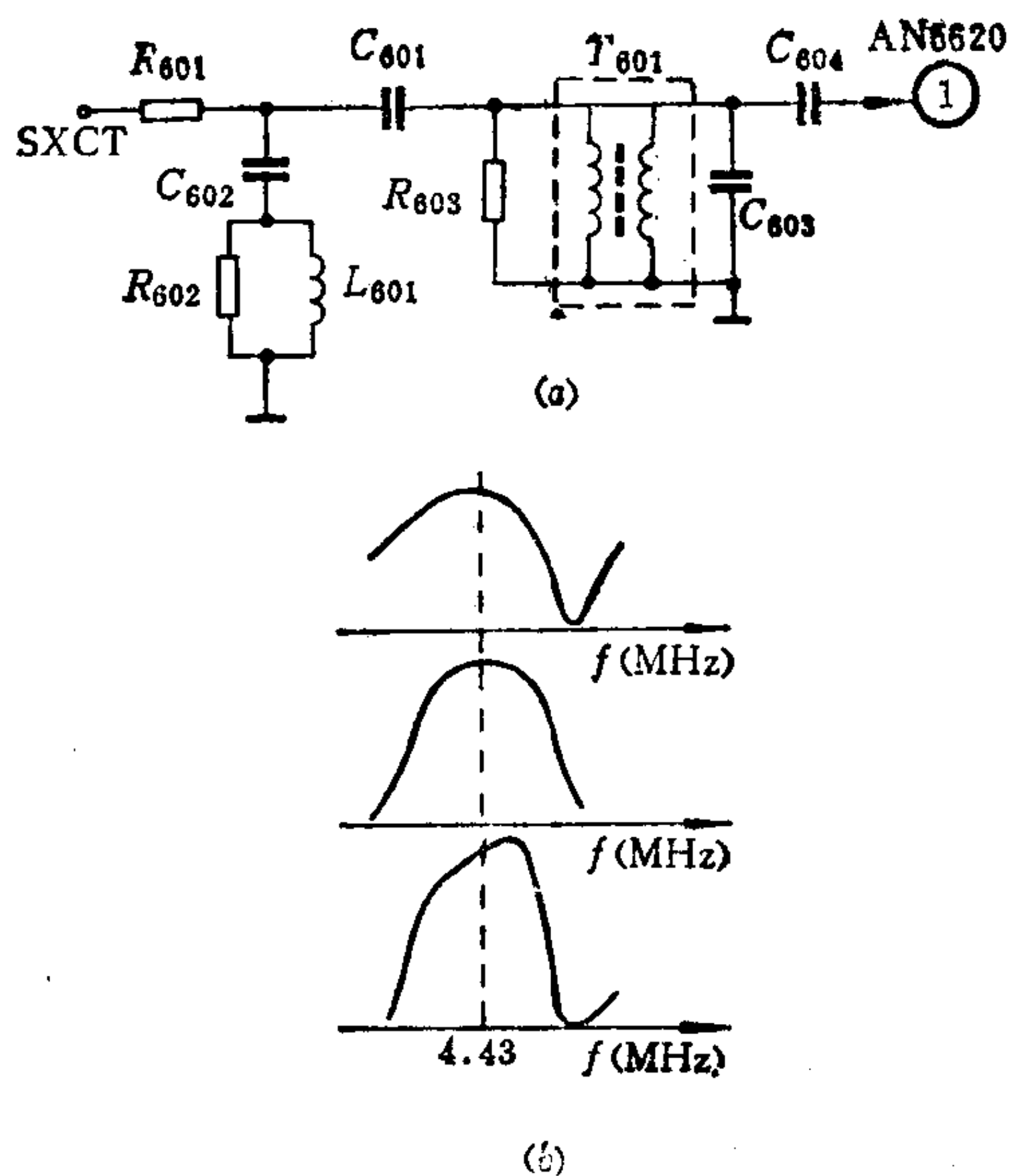


图4-58 松下TC-483D型机带通滤波器

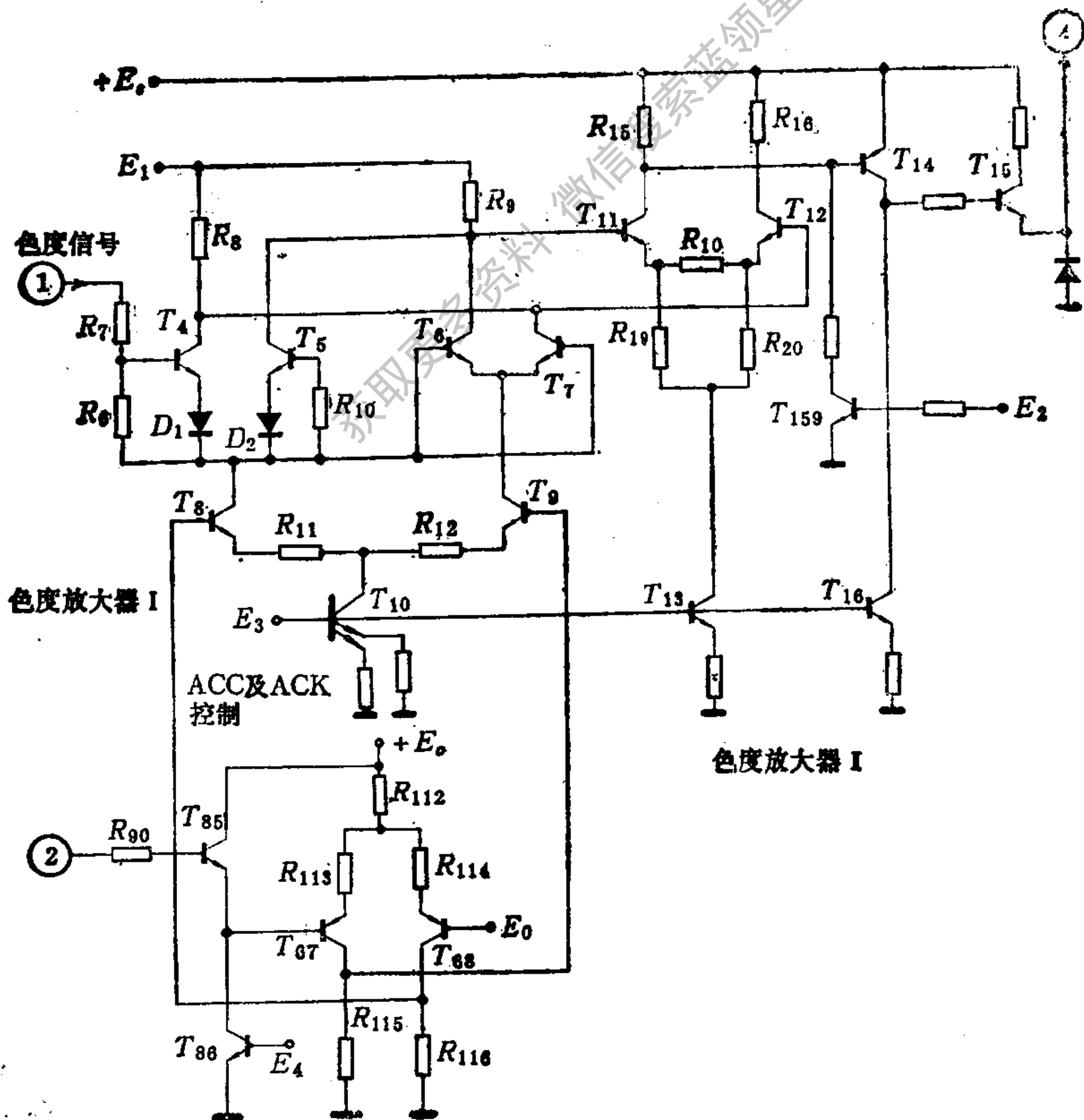


图4-59 AN5620X块内色度放大器

度信号分两路输出，一路经耦合电容 C_{624} 、匹配电阻 R_{610} 和配谐电感 L_{607} 后送至 L_{608} 延时线，延时线输出端接有匹配电阻 R_{609} 、相位补偿电感 L_{606} ，由电容 C_{623} 耦合至⑨脚。
④脚输出的另一路从电位器 R_{606} 上取出，作为直通信号经 C_{610} 耦合至⑧脚。延时信号和直通信号的相加、相减是在集成块内完成的。

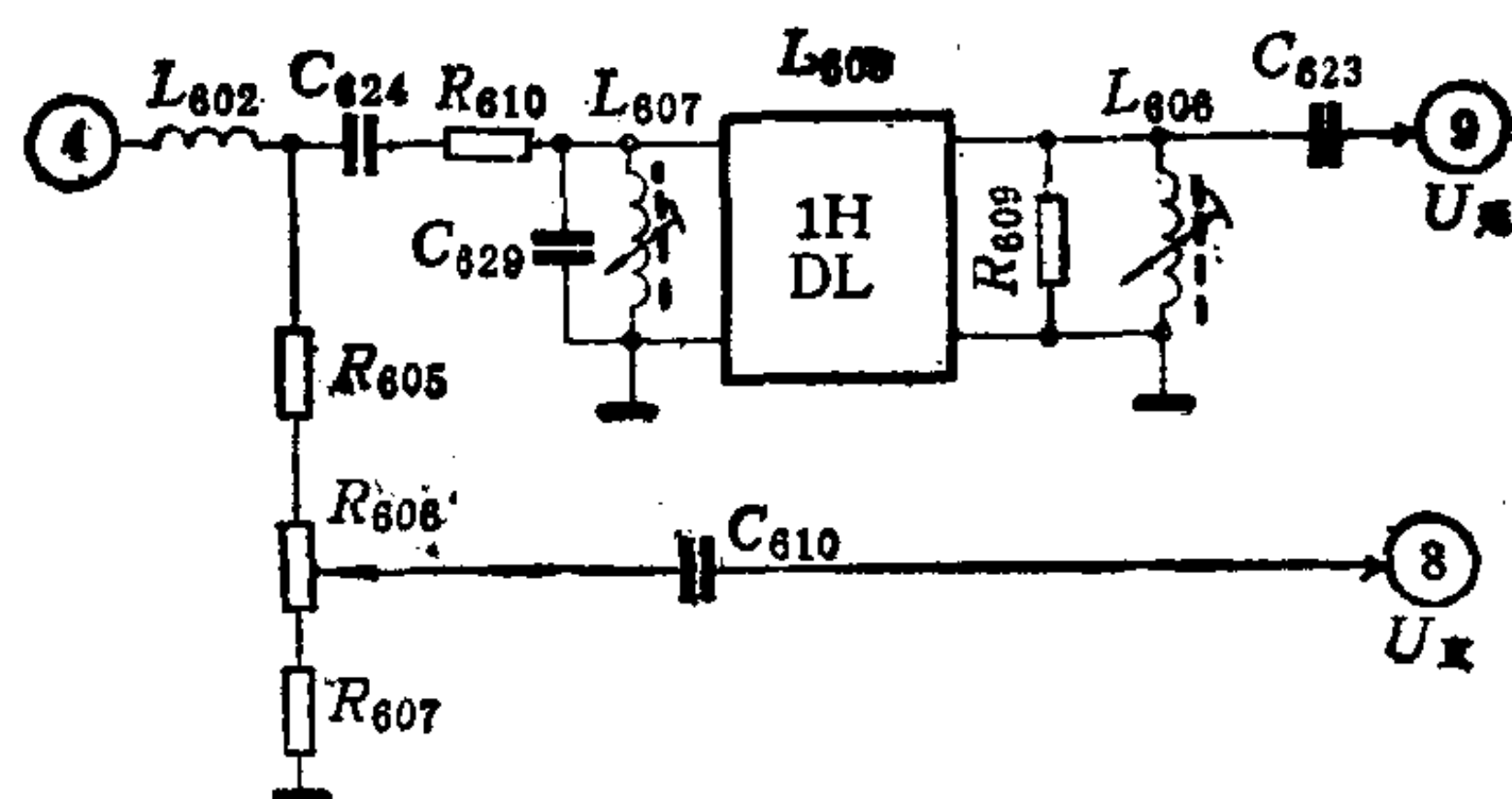


图4-60 松下TC-483D型机中梳状滤波器电路

AN5620X块内的加法器、减法器电路如图4-61所示。⑧脚送入直通信号 $U_{直}$ ，⑨脚送入倒相后的延时信号 $-U_{延}$ ， T_{45} 、 T_{46} 为两个双差分对放大器的恒流源。 $T_{37} \sim T_{40}$ 为 $U_{直}$ 的差分放大器， T_{29} 、 T_{30} 分隔开 T_{37} 、 T_{38} 集电极的两路负载 R_{47} 、 R_{49} ， T_{31} 、 T_{32} 分隔开 T_{39} 、 T_{40} 集电极的两路负载 R_{50} 、 R_{48} ， $-U_{延}$ 的差分放大器电路与之类似。为获得相加、相减后的分离输出 U 、 V ，将各输出按一定方式组合起来。由图可见， T_{29} 、 T_{30} 集电极输

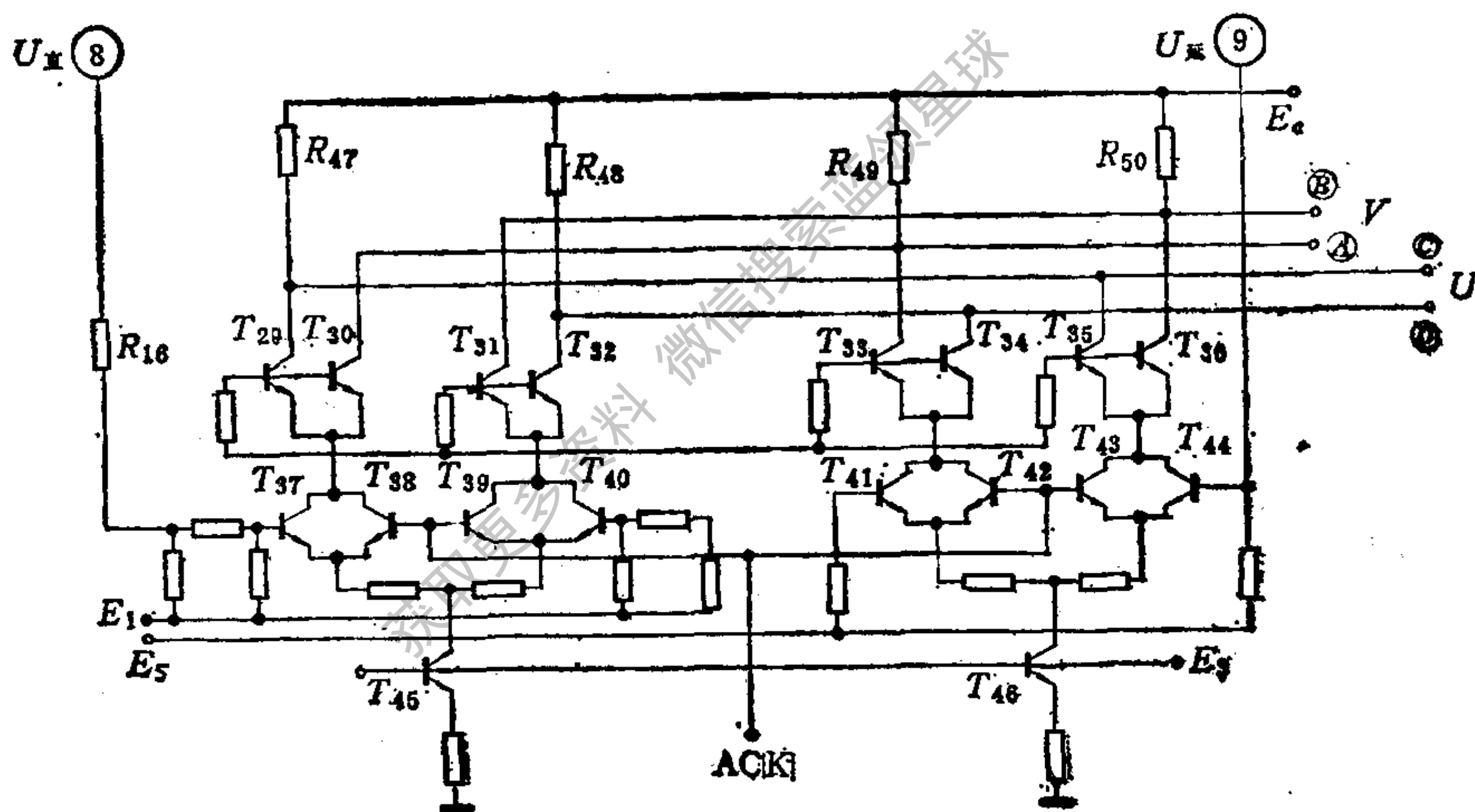


图4-61 AN5620X的加法器、减法器

出为 $-U_{直}$ ， T_{31} 、 T_{32} 集电极输出为 $+U_{直}$ 。 T_{33} 、 T_{34} 集电极输出为 $-U_{延}$ ， T_{35} 、 T_{36} 集电极输出为 $+U_{延}$ ，可用下表给出①、②、③、④、各输出端的组合信号。可见，①③之间输出 $(2U+2U)$ 信号，②④之间输出 $\pm(2jV+2jV)$ 信号，因而完成了加法器、减法器的作用，实现了 U 、 V 的分离。图4-60中 W_{606} 为幅度调整电位器， L_{608} 为

	① (R_{49} 上) ($T_{39}+T_{38}$) 输出	② (R_{50} 上) ($T_{31}+T_{36}$) 输出
n行	$-(U+jV) + (U-jV) = -2jV$	$(U+jV) + (-U+jV) = +2jV$
n+1行	$-(U-jV) + (U+jV) = +2jV$	$(U-jV) + (-U-jV) = -2jV$
	③ (R_{47} 上) ($T_{29}+T_{35}$) 输出	④ (R_{48} 上) ($T_{32}+T_{34}$) 输出
n行	$-(U+jV) + (-U+jV) = -2U$	$(U+jV) + (U-jV) = 2U$
n+1行	$-(U-jV) + (-U-jV) = -2U$	$(U-jV) + (U+jV) = 2U$

延时相位调整，调整这两个元件使梳状滤波器获得U、V的完整分离。

(三) U、V同步检波器

图4-62(a)和(b)为U、V同步检波器。它们都是双差分式同步检波器。

U同步检波器由 $T_{59} \sim T_{70}$ 组成，上面⊖端的一U信号送至 T_{59} 、 T_{62} 的基极，⊕端的U信号送至 T_{60} 、 T_{61} 的基极，从 T_{60} 、 T_{62} 集电极共同负载 R_{72} 上输出。 $+\frac{f_H}{2}$ 和 $-\frac{f_H}{2}$ 为

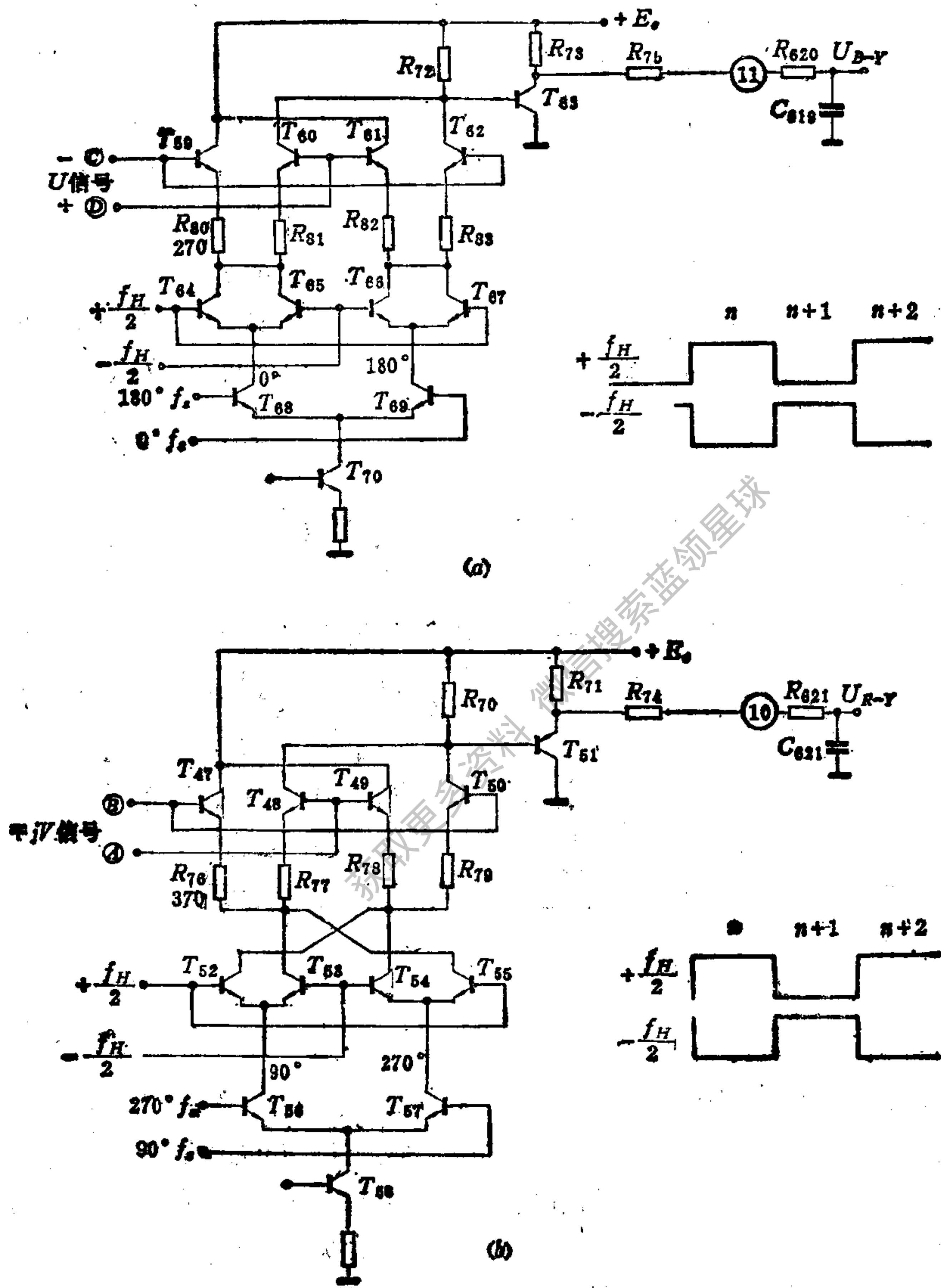


图4-62 AN5620X块内的U、V同步检波器

双稳态送来的半行频方波，波形也示于图4-62(a)中。 0° 的 f_s 加至 T_{60} 基极，集电极输出 180° 的 f_s ； 180° 的 f_s 加至 T_{62} 基极，集电极输出 0° 的 f_s 。逐行的各处信号可由下表给出：可见， n 行时 T_{67} 提供 180° 的 f_s ， T_{62} 基极为 $-U$ 信号，故 R_{72} 上解调输出 U_{B-Y} 信号；同时， T_{65} 提供 0° 的 f_s ， T_{60} 基极为 $+U$ 信号， R_{72} 上也解调输出 U_{B-Y} 信号。实际， R_{72} 上输出为两路信号相加即两倍 U_{B-Y} 信号。 $n+1$ 行时 T_{65} 提供 0° 的 f_s ， T_{60} 基极为 $+U$ 信

	$+\frac{1}{2}f_H$	$-\frac{1}{2}f_H$	⊙	⊕	加到 T_{60} 射极上的副载波	加到 T_{62} 射极上的副载波	R_{72} 上输出
n 行	T_{64}, T_{67} 通	T_{65}, T_{66} 止	$-U$	$+U$	0°	180°	U_{B-Y}
$n+1$ 行	T_{64}, T_{67} 止	T_{65}, T_{66} 通	$-U$	$+U$	0°	180°	U_{B-Y}
$n+2$ 行	T_{64}, T_{67} 通	T_{65}, T_{66} 止	$-U$	$+U$	0°	180°	U_{B-Y}
$n+3$ 行	T_{64}, T_{67} 止	T_{65}, T_{66} 通	$-U$	$+U$	0°	180°	U_{B-Y}

号, 故 R_{72} 上解调输出 U_{B-Y} 信号; 同时, T_{61} 提供 180° 的 f_s , T_{62} 基极为 $-U$ 信号, R_{72} 上又解调输出 U_{B-Y} 信号。因此, 实际上 R_{72} 上解调输出为两倍 U_{B-Y} 信号从ⓐ脚输出。 C_{619} 与 R_{620} 为同步检波器的低通网络。

V 同步检波器如图4-62(b)所示, 由 $T_{47} \sim T_{58}$ 组成, 根据各输出端的信号情况, 逐行的各处信号由下表给出:

	$+\frac{1}{2}f_H$	$-\frac{1}{2}f_H$	Ⓐ	Ⓑ	加到 T_{48} 射极上的副载波	加到 T_{50} 射极上的副载波	R_{70} 上输出
n 行	T_{53}, T_{54} 止	T_{52}, T_{55} 通	$-jV$	$+jV$	270°	90°	U_{R-Y}
$n+1$ 行	T_{53}, T_{54} 通	T_{52}, T_{55} 止	$+jV$	$-jV$	90°	270°	U_{R-Y}
$n+2$ 行	T_{53}, T_{54} 止	T_{52}, T_{55} 通	$-jV$	$+jV$	270°	90°	U_{R-Y}
$n+3$ 行	T_{53}, T_{54} 通	T_{52}, T_{55} 止	$+jV$	$-jV$	90°	270°	U_{R-Y}

可见, n 行时 T_{55} 提供 270° 的 f_s , T_{48} 基极为 $-jV$ 信号, 故 R_{70} 上解调出 U_{R-Y} 信号; 同时, T_{52} 提供 90° 的 f_s , T_{50} 基极为 $+jV$ 信号, 故 R_{70} 上也输出 U_{R-Y} 信号。实际 R_{70} 上解调输出两倍的 U_{R-Y} 信号。 $n+1$ 行时 T_{53} 提供 90° 的 f_s , T_{48} 基极为 $+jV$ 信号, 故 R_{70} 上解调输出 U_{R-Y} 信号; 同时, T_{54} 提供 270° 的 f_s , T_{50} 基极为 $-jV$ 信号, 故 R_{70} 上又解调输出 U_{R-Y} 信号。实际, R_{70} 上解调输出的也是两倍的 U_{R-Y} 信号。由上面分析可见, 实现了对 V 信号的正确解调。由ⓐ脚输出 U_{R-Y} 信号。 C_{621} 、 R_{621} 为同步检波器输出的低通网络。

(四) 副载波压控晶振

AN5620X块内及其外围电路组成的压控晶体振荡器电路示于图4-63(a), 它也是包含可变相移网络的压控晶振。由副载波鉴相器输出的 U_{APC} 控制 T_{139} 、 T_{142} 及 T_{140} 、 T_{141} 的增益。当 $U_{APC}=0$ 时, 各电压的矢量关系如图4-63(b)所示。适当选取 C_{617} 、 C_{618} 、 C_{616} 使得当 T_{139} 射极振荡信号相位如图(b)中的 U_{T139} 时, ⓐ脚电压为 $U_{\text{ⓐ}}$; 适当选取 C_{614} 、 C_{615} 使ⓑ脚的 $U_{\text{ⓑ}}$ 相位为 180° 。 $U_{\text{ⓐ}}$ 、 $U_{\text{ⓑ}}$ 加至块内的 T_{153} 、 T_{154} 差分放大器, 故 T_{153} 基极为 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$, 集电极为 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 。 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 通过 T_{139} 集电极负载 R_{162} 上输出。同时, 由 T_{153} 集电极输出相位为 270° 的 f_s 去鉴相器。 T_{154} 基极为 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$, 集电极为 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$, 由 T_{141} 集电极负载 R_{162} 上输出。这时, 由 T_{154} 集电极输出 90° 的 f_s 去 V 同步检波器。另外, $U_{\text{ⓐ}}$ 经 T_{143} 射随后从差分放大器 T_{151} 集电极倒相输出, 为 0° 的 f_s , 并从 T_{144} 集电极负载 R_{162} 上输出。当 $U_{APC}=0$ 时, $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 与 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 幅度相等, 故 T_{139} 射随输出的 U_{T139} 是 T_{144} 在 R_{162} 上输出 0° 的 f_s 信号, T_{150} 、 T_{151} 集电极则同时输 $180^\circ f_s$ 和 0° 的 f_s 去 U 同步检波器。当 $U_{APC} \neq 0$ 时, $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 与 $U_{\text{ⓐ}} - U_{\text{ⓑ}}$ 幅度不等, U_{T139} 相位超前或落后于 0° 的 f_s , 而为了满足振荡条件, X_{601} 将工作在高一些或低一些

的频率上，从而起到了压控振荡频率的作用。

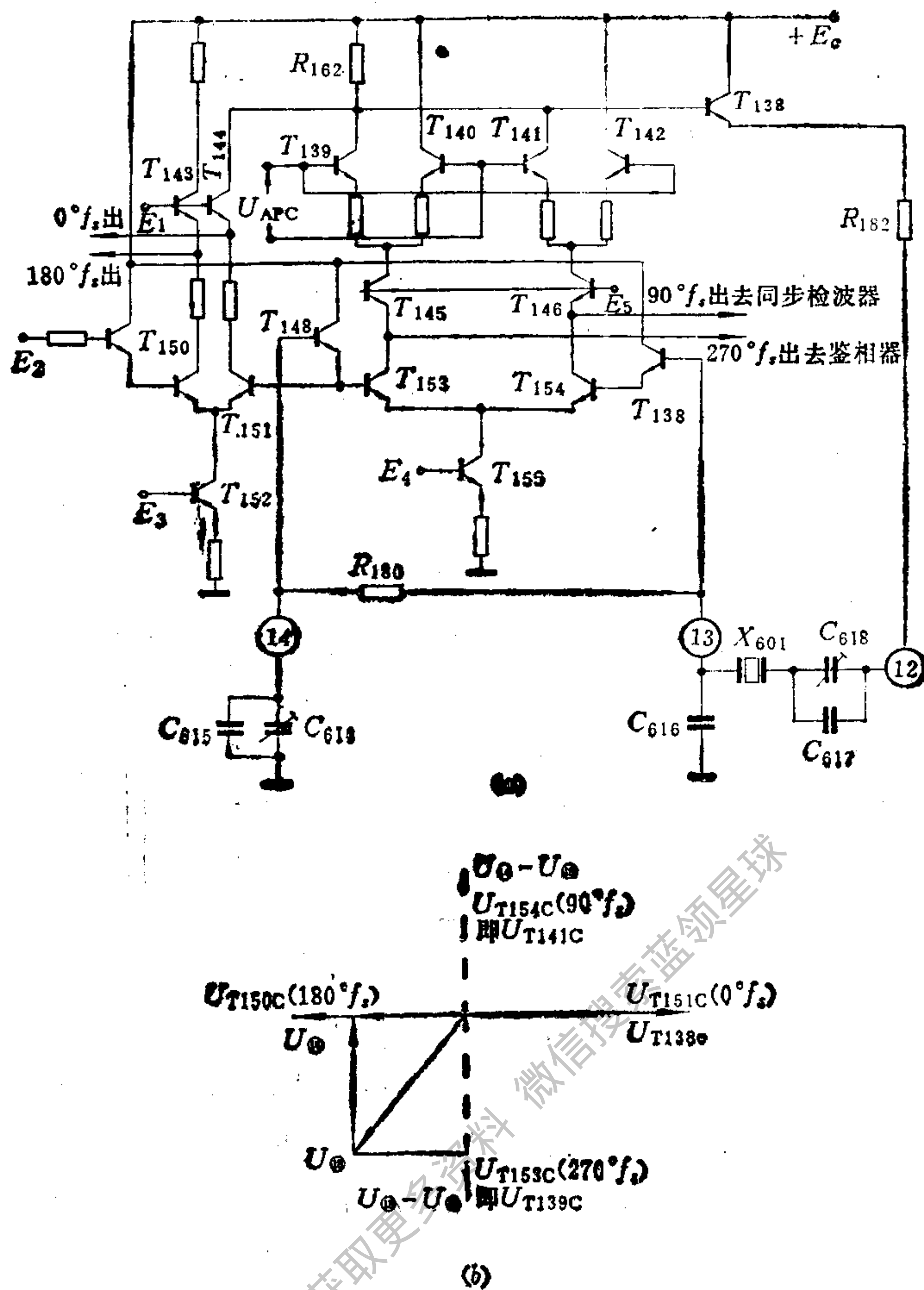


图4-63 AN5620X块内压控晶振电路及矢量图

(五) 副载波鉴相器

1. 色同步选通

色同步选通脉冲形成电路如图4-64(a)所示，负极性的行同步信号经 C_{625} 交流耦合， L_{603} 、 C_{613} 振铃微分， D_{601} 切除负尖脉冲后，得到图(b)所示的波形由⑤脚送至集成块内部。适当选取 L_{603} 、 C_{613} 的参数，可使正尖脉冲出现在行同步后沿，对准色同步信号位置，故可对色同步信号进行选通。该脉冲在AN5620X块内经 T_{75} 放大倒相并整形后从集电极两路输出，一路经 T_{76} 射随得出负极性的色同步选通脉冲至图4-65中 T_{125} 、 T_{126} 的基极，另一路再经 T_{77} 放大倒相后送到图4-65中电子开关级 T_{133} 、 T_{134} 的基极，作为 U_{APC} 的开关取样脉冲。

在图4-65中，⑧脚送来的色度信号(直通信号)送至 $T_{124} \sim T_{127}$ 的基极，负极性的色同步选通脉冲加到 T_{125} 、 T_{126} 的基极。色同步选通脉冲作用期间 T_{125} 、 T_{126} 截止， T_{124} 、 T_{127} 导通。其他时间 T_{124} 、 T_{127} 截止，从而选通放大器输出色同步信号，选通有关波形示于图4-66(a)。

2. 副载波鉴相器

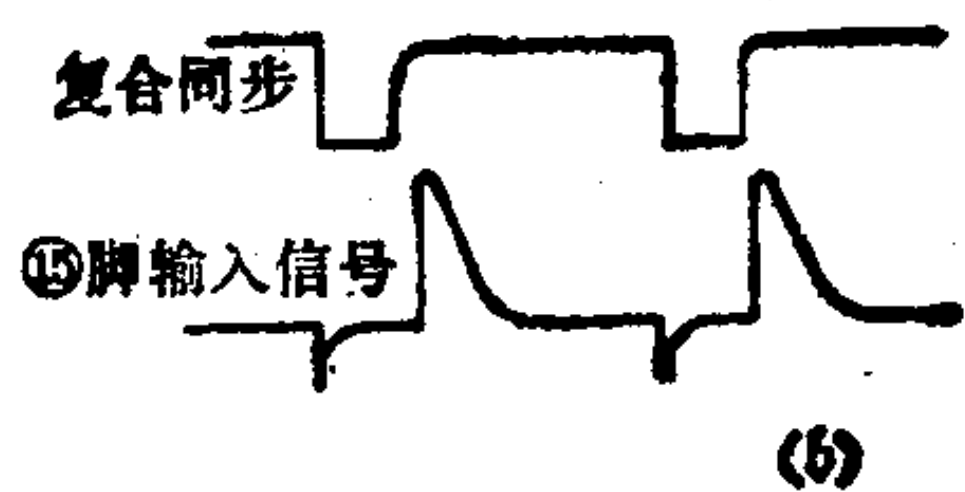
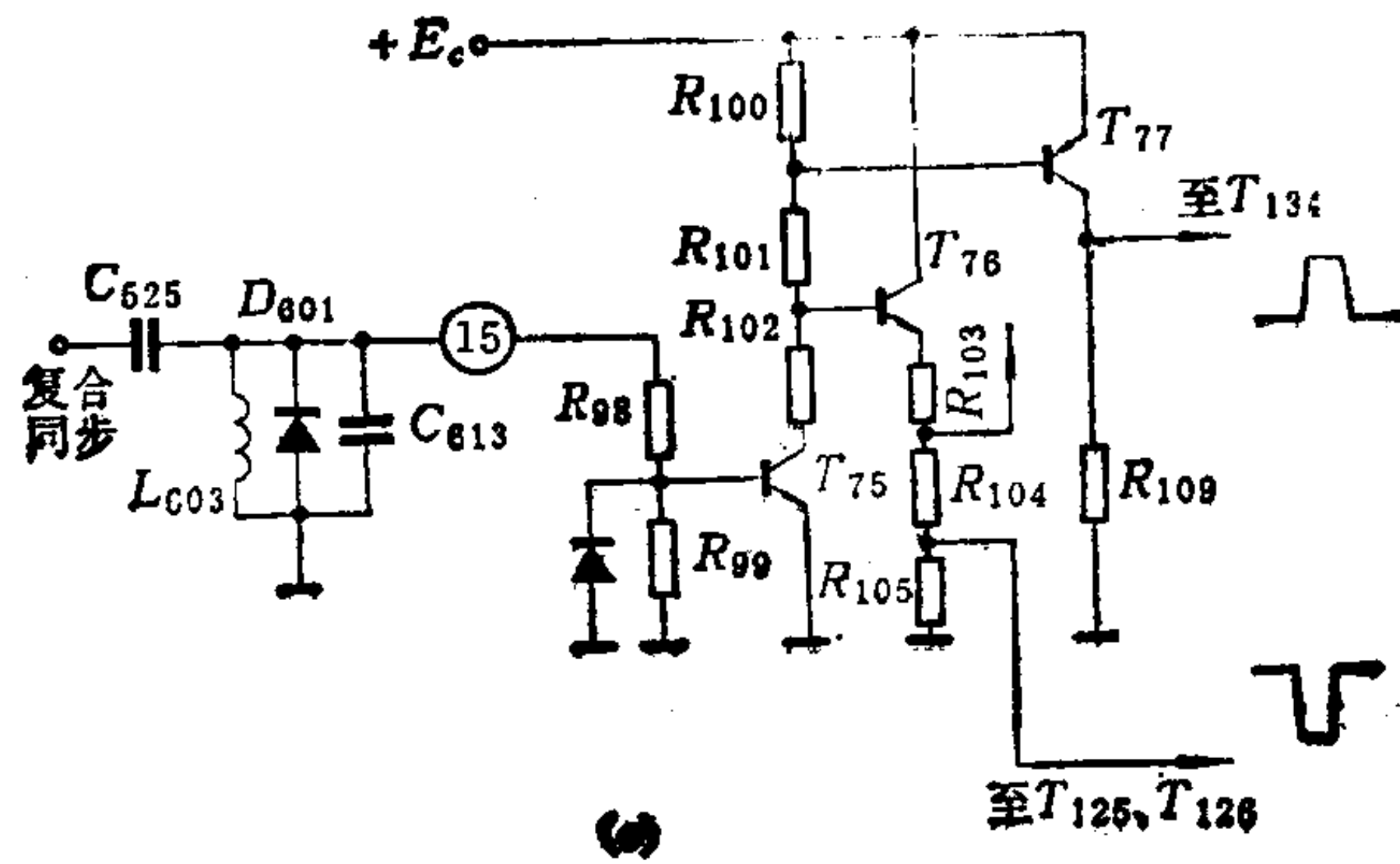


图4-64 松下TC-483D型机中色同步选通脉冲形成电路

图4-65为AN5620X副载波鉴相器的电原理图。

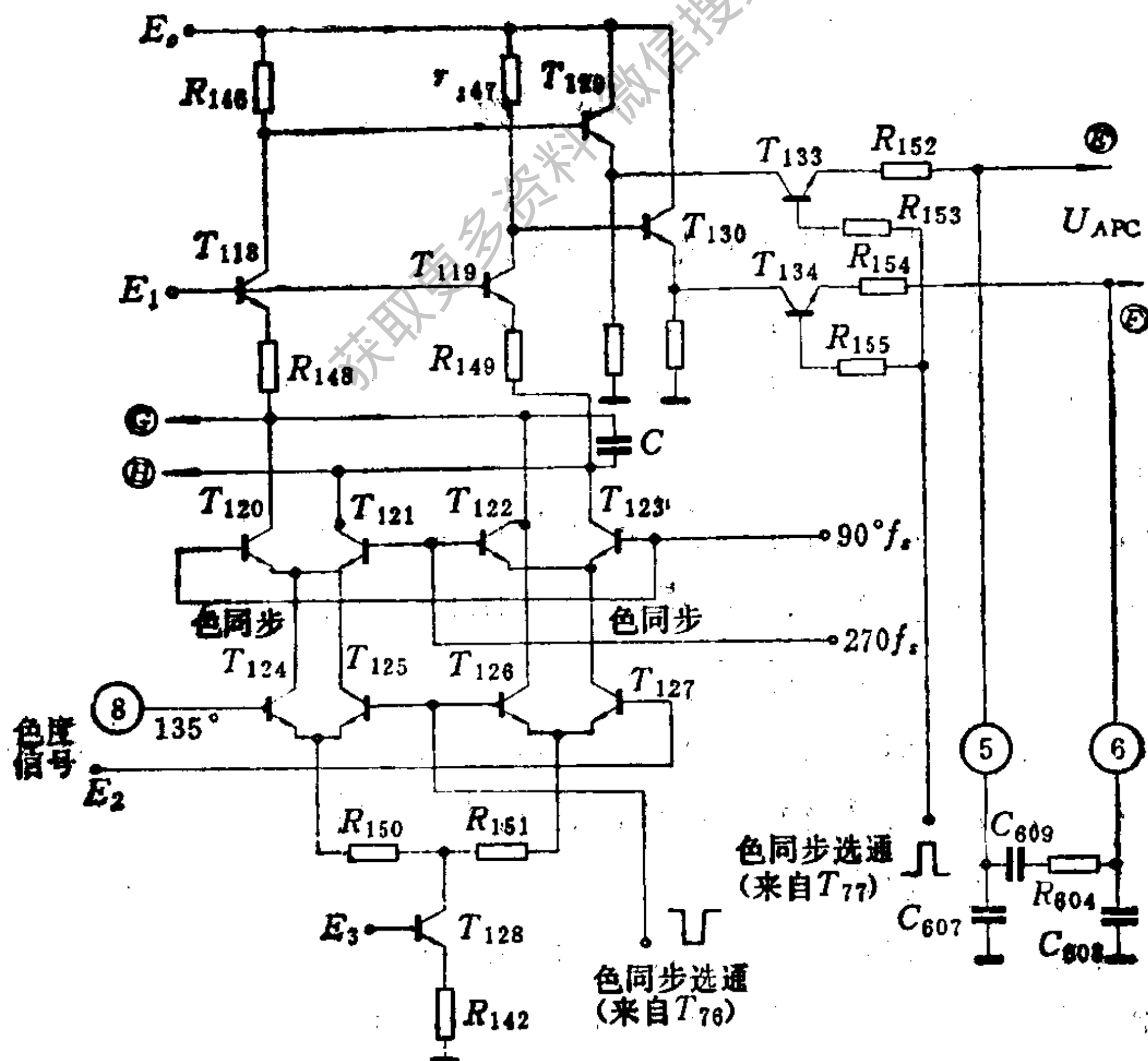


图4-65 AN5620X块内副载波鉴相器电路

$T_{120} \sim T_{123}$ 、 $T_{124} \sim T_{127}$ 组成双差分鉴相器， $90^\circ f_s$ 从 T_{120} 、 T_{123} 基极送入， $270^\circ f_s$ ($-90^\circ f_s$)从 T_{121} 、 T_{122} 基极送入，色同步信号由 T_{124} 、 T_{127} 提供，在鉴相器中实现 f_s 与色同步的相乘。 T_{120} 集电极给出色同步与 $90^\circ f_s$ 的鉴相输出， T_{123} 集电极给出倒相

的色同步与 $270^\circ f_s$ 的鉴相输出。为说明鉴相特性,将色同步信号期间的矢量关系及波形示于图4-66(b)、(c)。由于色同步相位为 135° 、 225° ,故 T_{120} 和 T_{123} 集电极输出波形如图(d)所示。两集电极间的电容 C 是为滤除副载波及其谐波分量用的。设副载波相位比色同步相位落后 φ , $U_{APC}-\varphi$ 的鉴相特性如图(f)所示。鉴相输出经 T_{129} 、 T_{130} 射随后,受电子开关 T_{133} 、 T_{134} 的控制,从它们的发射极给出如图(e)中⑤及⑥,并由⑤脚和⑥脚外的 C_{607} 、 C_{608} 、 C_{609} 、 R_{604} 低通网络平滑,得 U_{APC} 直流输出。 T_{133} 、 T_{134} 的开关动作受基极所加色同步选通脉冲控制动作,因此各为半行频脉冲。⑤和⑥的波形能反映色同步的相位和幅度,可以输出去形成识别信号、ACK电压及ACC电压。

(六) PAL开关及电平比较

1. 双稳触发器

图4-67(a)中 T_{21} 、 T_{22} 及 R_{39} 、 R_{38} 、 R_{31} 、 R_{32} 、 R_{35} 、 R_{36} 、 R_{33} 、 R_{34} 等组成双稳触发器, T_{19} 、 T_{18} 及 R_{28} 、 R_{29} 等组成触发电路。在⑦脚输入的行逆程脉冲触发下, T_{21} 、 T_{22} 轮流导通和截止。半行频方波 $\pm \frac{f_H}{2}$ 从集电极负载 R_{39} 、 R_{35} 上输出。 T_{157} 、 T_{158} 、 T_{20} 给出识别定相信号,在识别信号作用下强迫 T_{22} 饱和,集电极输出低电平, T_{21} 集电极输出高电平。定相后的 $\frac{f_H}{2}$ 方波开关向外送往 U 、 V 同步检波器,同时送至 $T_{108} \sim T_{111}$ 组成的电子开关电路。

2. 电平比较信号产生电路

图4-67(a)下面的电路为由 $T_{108} \sim T_{111}$ 组成的电子开关,上述 $\frac{f_H}{2}$ 方波信号分加到 T_{108} 、 T_{111} 和 T_{109} 、 T_{110} 的基极,图4-65鉴相器输出的⑤、⑥信号送至 T_{112} 、 T_{113} 的基极, T_{105} 、 T_{106} 、 T_{107} 为集电极恒流源。当 $f_H/2$ 方波和⑤、⑥信号的波形关系如图4-67(b)时, T_{104} 集电极输出负的识别脉冲,去往图4-68的电平比较电路。

3. 电平产生电路

电平产生电路如图4-68所示。前述与色同步选通脉冲反相的正极性 U_{APC} 取样开关脉冲作用到电子开关 T_{71} 、 T_{72} 的基极, T_{104} 集电极输出的识别脉冲经 T_{79} 、 T_{80} 射随后送往电子开关,在 T_{71} 、 T_{72} 受控导通时,②脚外的电容 C_{605} 迅速充电至识别脉冲的峰值,其他时间 T_{71} 、 T_{72} 截止,故②脚的 C_{605} 上电压能反映色同步信号的有无和幅度大小,通过 R_{90} 输出。电子开关 T_{74} 、 T_{75} 的基极由负极性色同步选通脉冲控制,它在识别脉冲到来时截止而其他时间导通,故③脚外电容 C_{606} 上所充的电压可作为基准电平,由 R_{91} 输出。由图4-67(b)的波形关系可见,识别脉冲为负极性时,②脚电位最低,若 $f_H/2$ 相位反相,识别脉冲也反相,至 T_{79} 基极的为正识别脉冲,则②脚电位升高,由 R_{90} 送出至图4-67(a)的 T_{157} 基极使之饱和, T_{158} 截止, T_{20} 饱和,强迫 T_{22} 截止,使 $\frac{f_H}{2}$ 相位转为正常。当接收黑白电视信号时无色同步脉冲, T_{79} 无识别脉冲输入,②脚输出的电平使消色电路起消色作用。由于该电压能反应色同步信号幅度的大小,因而还

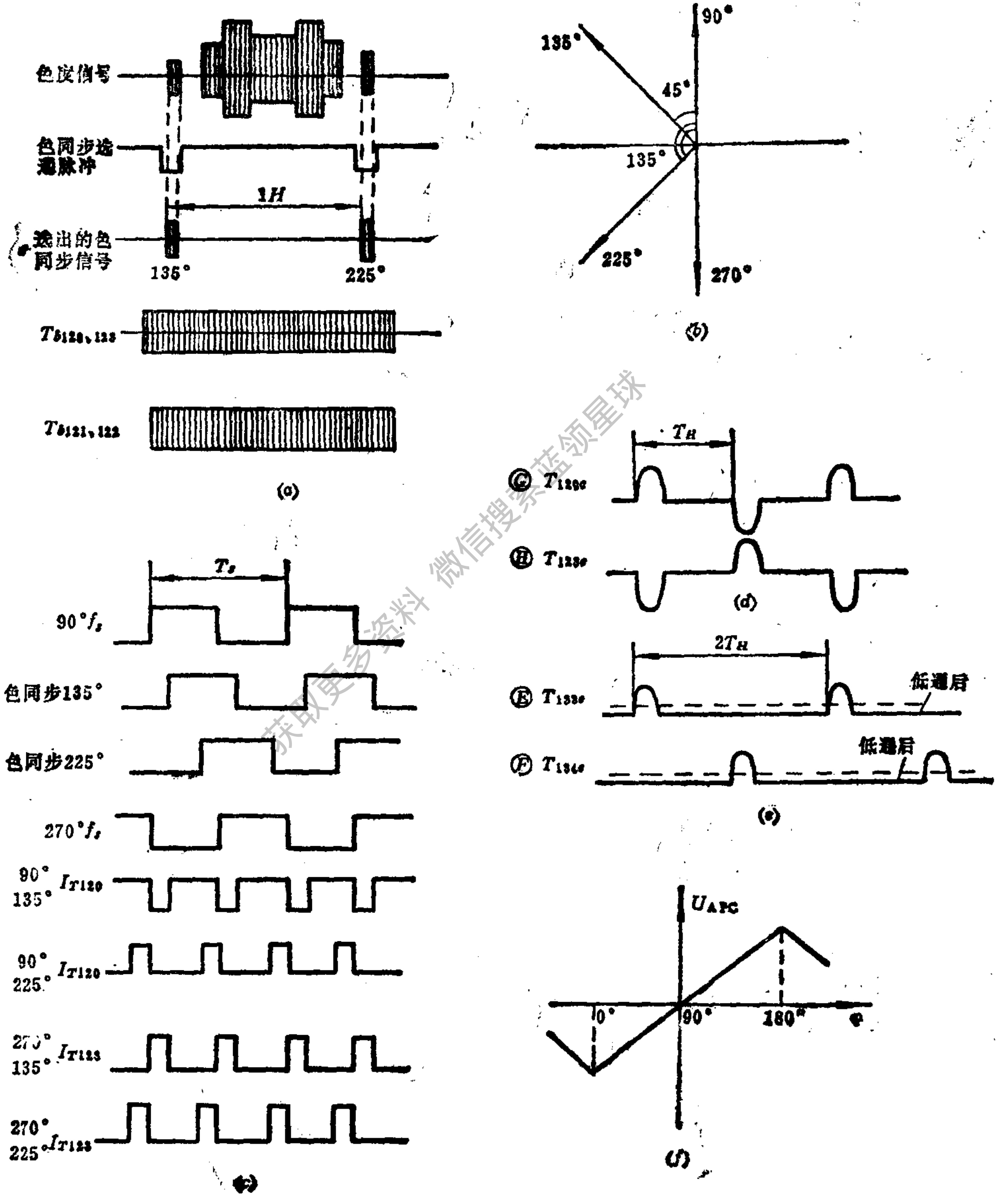


图4-66 色同步选通及副载波鉴相器有关波形

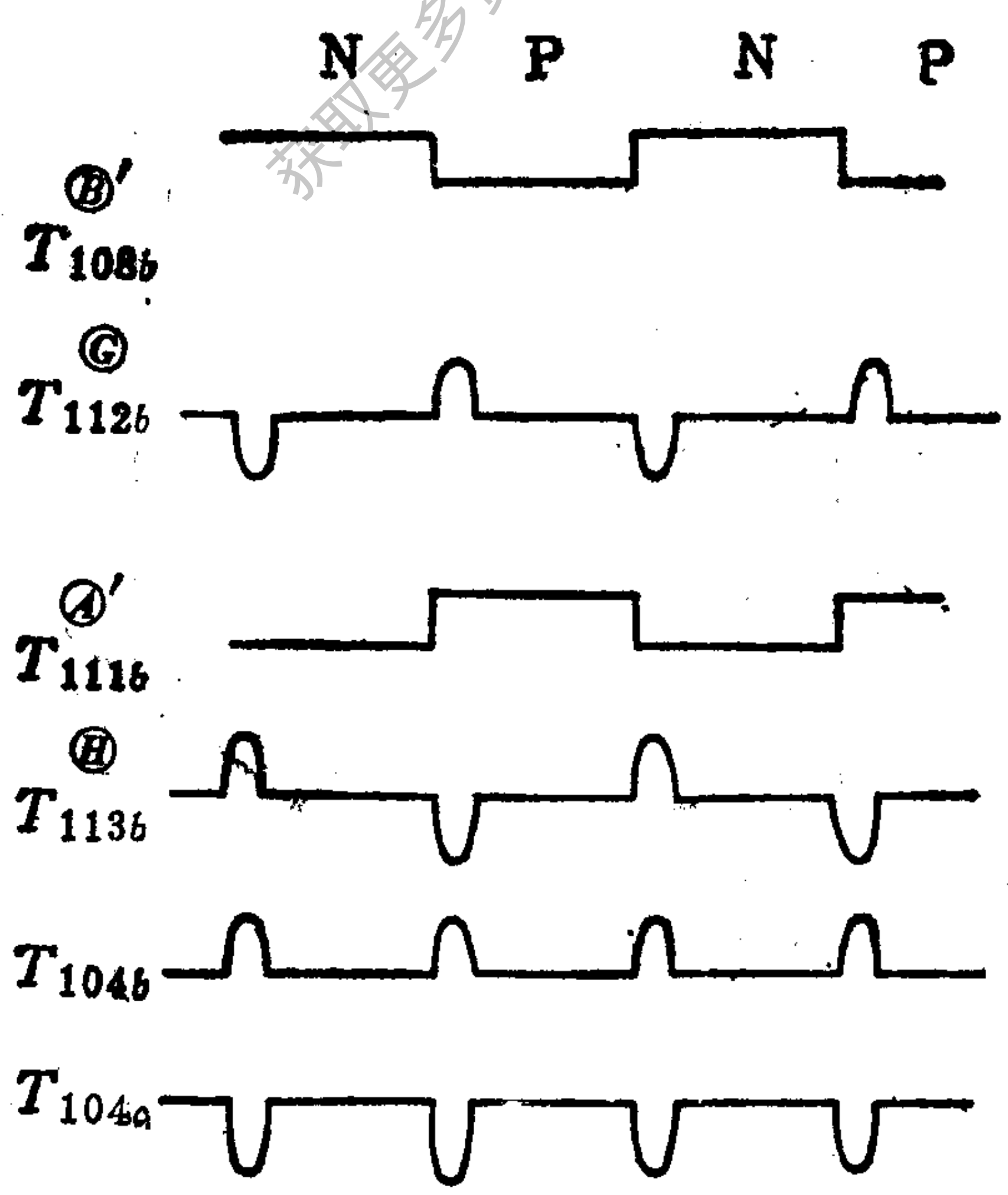
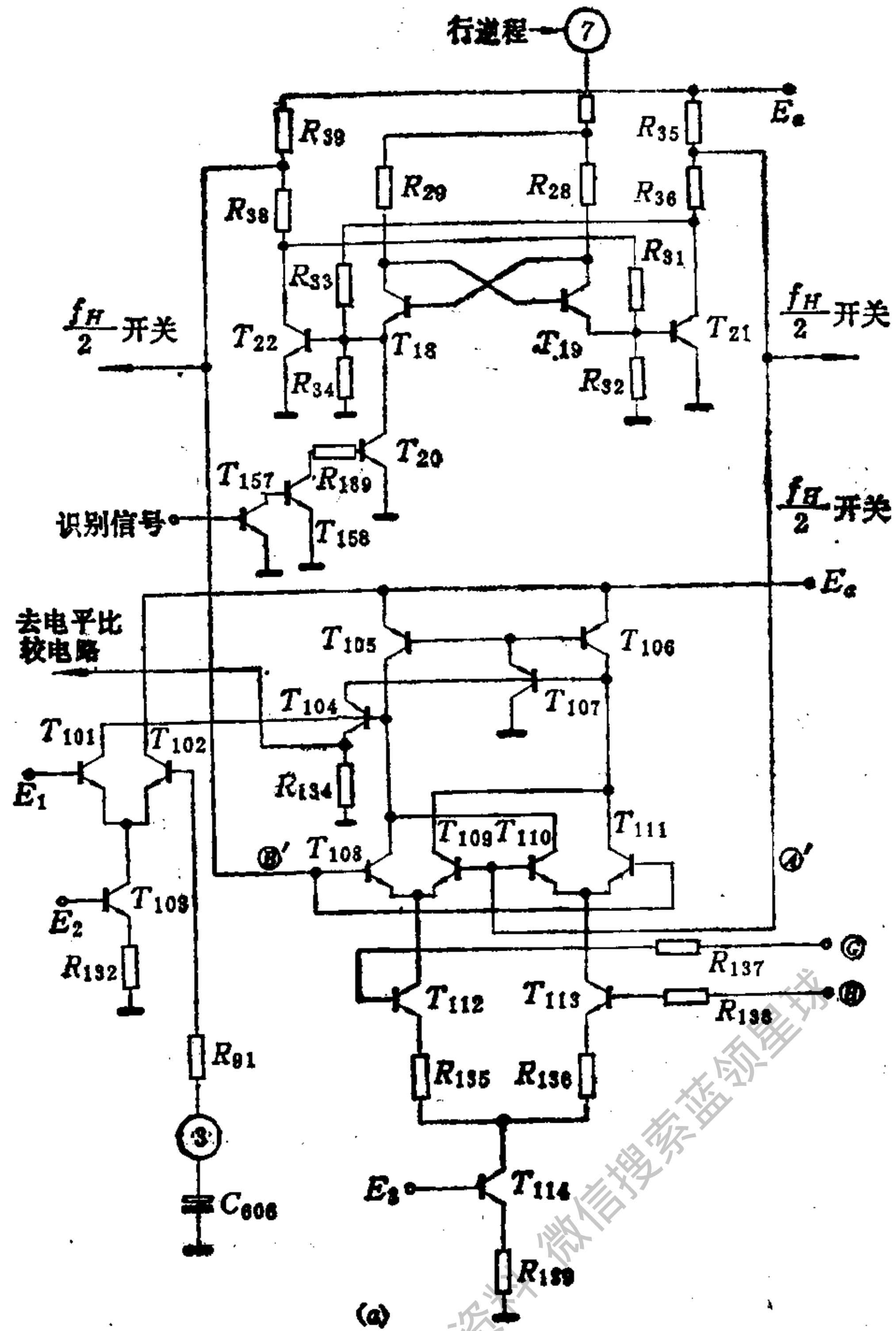


图4-67 AN6520X块内PAL开关电路

同时送往ACC电路进行ACC控制。

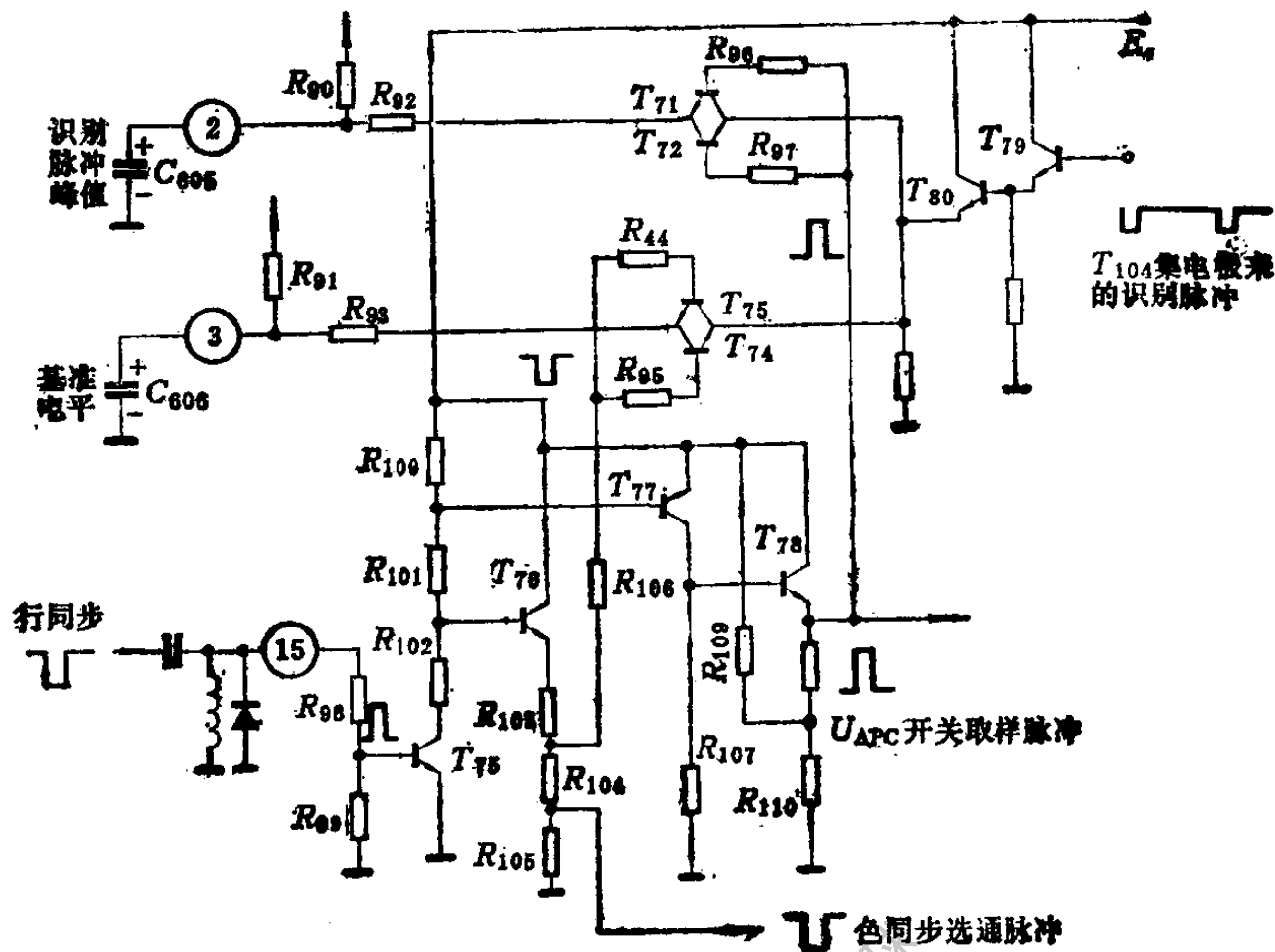


图4-68 AN5620X块内电平比较电路

(七)ACK及ACC控制

ACK及ACC控制见图4-59下面部分，已知②脚电位反应了色同步的有无和强弱，由 R_{90} 经 T_{85} 射随后加到ACC、ACK放大级 T_{87} 和 T_{88} ，差分放大后由集电极输出至色度增益控制级 T_8 和 T_9 基极。因色信号幅度越大，②脚电位越低，放大后使 T_8 基极电位降低，控制色度放大器增益降低，反之亦然。当接收黑白信号或彩色不正常时，无识别脉冲，②脚电位升高，使 T_4 、 T_5 饱和而 T_{11} 、 T_{12} 截止，关闭色通道。

二、AN5612集成电路

AN5612集电电路内部组成方框图及外围电路示于图4-57。

(一)视频放大

图4-69示出了松下TC-483D型机的预视放电路，由AN5132中放集成块⑫脚送来视频检波后的全电视信号，经 L_{103} 、 X_{102} 组成的6.5MHz伴音第二中频陷波器和 Q_{102} 射随后，由延时线延时并除掉彩色副载波成分，得亮度信号 U_Y 再经辅助开关SW301控制，加到AN5612的①脚。

图4-70为AN5612块内亮度信号处理电路。 U_Y 信号由①脚加到 T_{14} 的基极，经 T_{10} 、 T_{11} 、 T_{14} 差分放大，由 T_{11} 、 T_{13} 集电极输出，至基色矩阵电路，并经 T_{17} 射随后输出正极性亮度信号。其中 T_{12} 、 T_{13} 、 T_{15} 为直流平衡以防止对比度调整过程中信号的直流电平变化。对比度控制电压由⑧脚经射随器 T_8 后加到 T_5 的基极，经 T_4 、 T_5 差分放大， T_4 基极接固定偏置，⑧脚电压由 R_{321} 、 R_{310} 对比度及副对比度电位器控制经 T_4 、 T_5 直流放大后

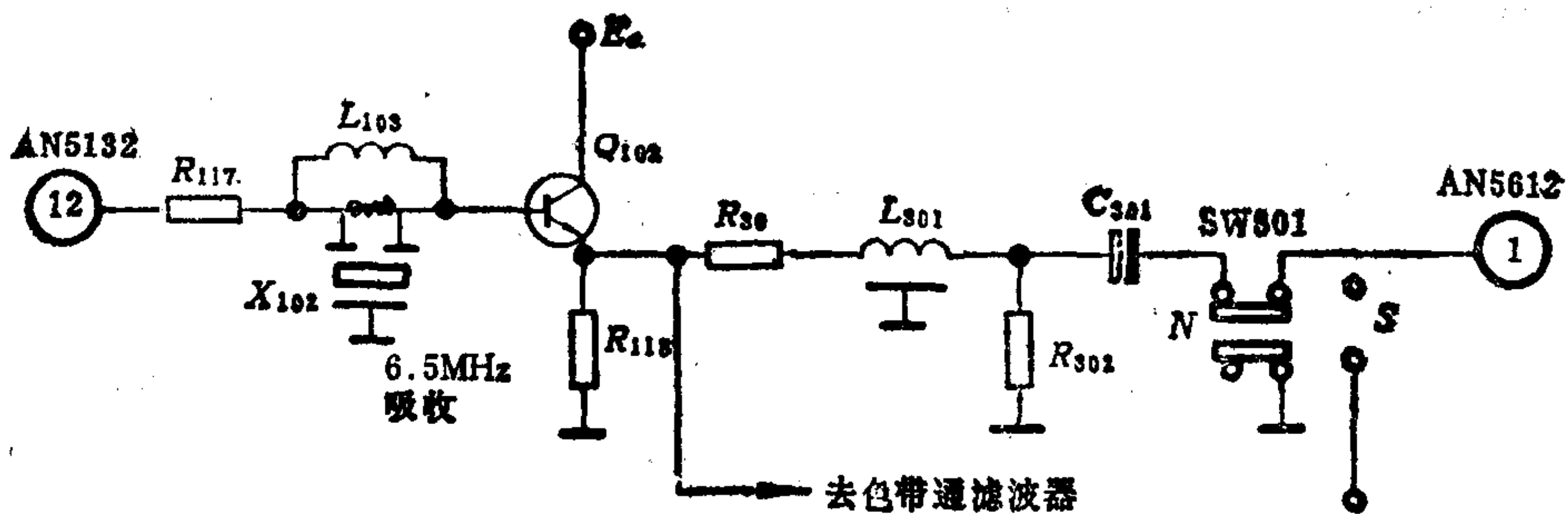


图4-69 松下TC-483D型机预视放及亮度延时电路

改变 T_{10} 、 T_{13} 和 T_{11} 、 T_{12} 的基极电位差，从而改变亮度信号的增益，实现对比度控制。为使调节均匀，希望 T_4 、 T_5 有较低的增益，用 T_{11} 、 T_{12} 作差分放大器的集电极负载，且 T_4 、 T_5 射极接入反馈电阻，从而降低了 T_4 、 T_5 的增益。这样，⑩脚电位变化时，增益变化平缓，使对比度变化平稳。

②脚外的网络 C_{303} 、 L_{303} 、 R_{305} 、 R_{306} 等在块内是并联在亮度放大级 T_{14} 的射极电阻两端。可以计算出，在3MHz左右该网络产生串联谐振，使 T_{14} 放大级在此频率左右负反馈最小，增益最高，从而达到了清晰度的提高和改善。网络的阻抗特性及 T_{14} 的增益特性示于图4-71， R_{306} 可调整回路的Q值，故它能调节图象细节的突出程度。

(二)亮度钳位及亮度控制

AN5612的亮度钳位电路是一个闭环的自动控制系统，它利用钳位脉冲从亮度信号中取出黑电平，然后与一个固定的直流电平进行比较，如果二者有差异，便输出一个误差信号，控制亮度放大器的直流工作点，使亮度信号中的黑电平接近参考电平。具体电路如图4-70右面部分。

亮度控制的钳位脉冲形成电路如图4-70下面电路，由块外钳位脉冲形成电路从⑤脚送入在行消隐后肩出现的正极性钳位脉冲至 T_{39} 基极，经 T_{39} 、 T_{38} 放大、整形后加到 T_{29} 基极，通过 T_{29} 、 T_{34} 送至 T_{27} 、 T_{28} 的射极。同时，将复合消隐脉冲从⑥脚送至块内，经 T_{40} 、 T_{134} 放大、整形后加至 T_{34} 基极，通过 T_{29} 、 T_{34} 送至 T_{27} 、 T_{28} 的射极。 T_{27} 、 T_{28} 为电平比较差分电路， T_{127} 、 T_{128} 、 T_{129} 为有源集电极负载，③脚外 C_{305} 为钳位电路充电电容，这是一个受钳位脉冲和复合消隐脉冲控制的脉冲钳位电路。

经放大后的亮度信号由 T_{17} 射随后送至 T_{27} 基极，④脚外由亮度电位器 R_{519} 、副亮度电位器 R_{55} 等调定一个直流电位经过 T_{30} 给 T_{28} 基极提供一个固定的直流参考电位，在钳位脉冲作用期间，将 T_{27} 基极的亮度信号消隐电平与 T_{28} 参考电位相比较。假如某行亮度信号的消隐电平偏高，则④点（即③脚）电位下降，③脚外接电容 C_{305} 上电荷通过 T_{27} 释放（钳位脉冲过后 C_{305} 上电压保持），这降低的电位通过 T_{28} 射随后送到 T_{25} 的基极。 T_{24} 、 T_{25} 及 T_{22} 、 T_{23} 各复合为PNP管，故 $T_{22} \sim T_{25}$ 为PNP型差分放大器，因 T_{25} 基极电位降低，会使 T_{16} 基极电位上升， T_{31} 基极电位下降。 T_{16} 射随后使 T_{14} 基极电位上升，因而使 T_{11} 、 T_{13} 集电极输出的亮度信号的消隐电平即黑电平降低。而 T_{31}

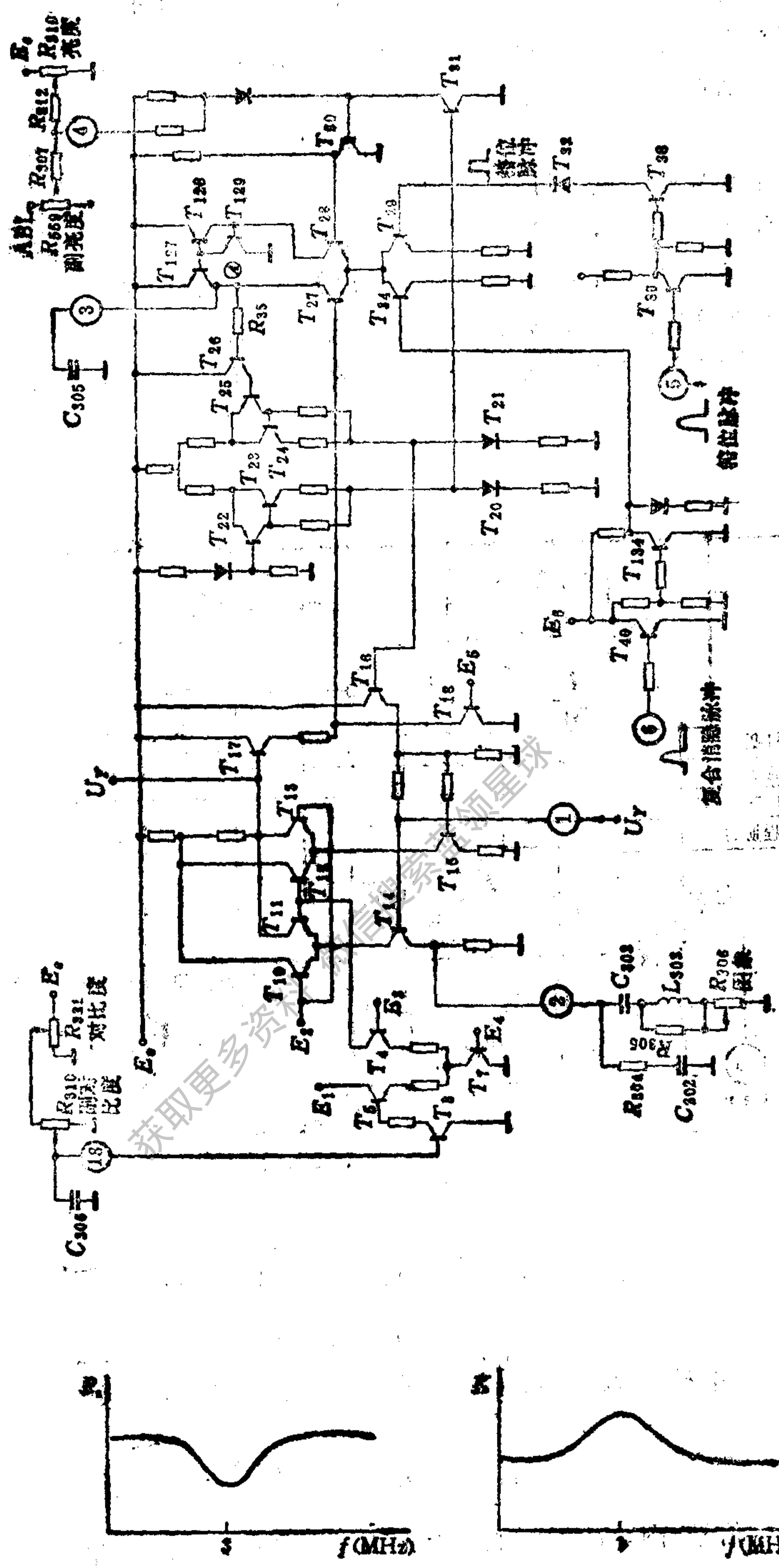


图4-70 AN5612块内亮度信号处理电路

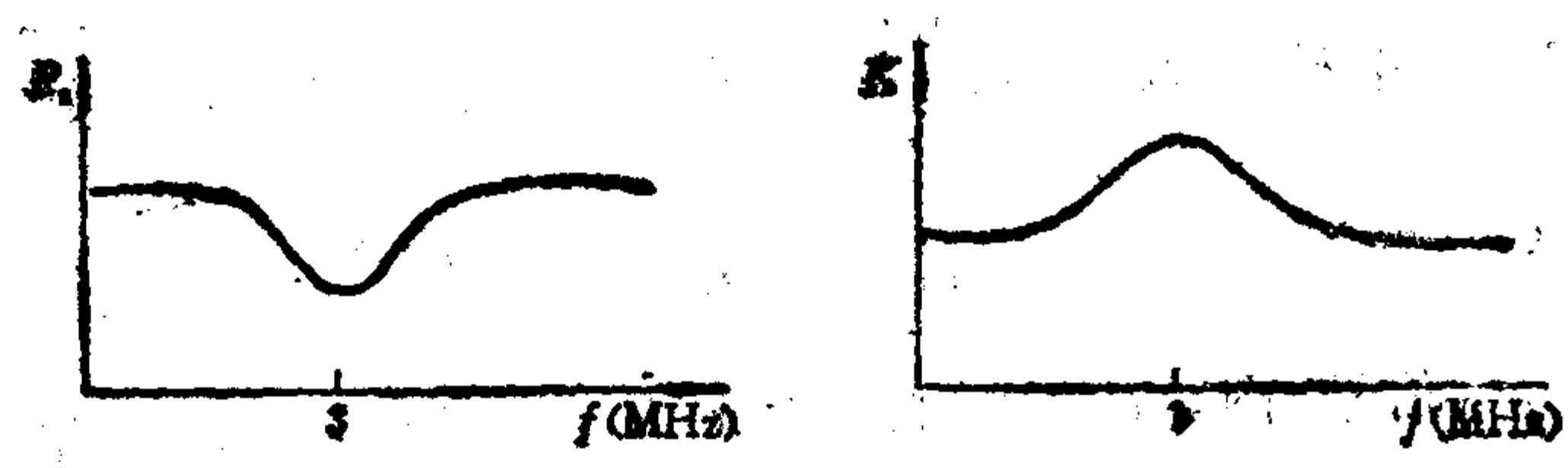


图4-71 射极反馈网络阻抗特性及放大级增益特性

基极出电位下降则集电极电位上升,通过 T_{30} 使 T_{28} 基极电位上升,最终使亮度放大器输出信号的消隐电平与④脚直流电位成比例。同理,如果某行亮度信号的消隐电平较低,③脚外接电容 C_{305} 充电,电位提高最终使亮度信号消隐电平升高,最终达到平衡。

由于调节④脚直流电位,相当于调节亮度信号钳位后的直流电平,通过末级视放后可达到调节显象管亮度的目的,故 R_{319} 、 R_{559} 为亮度及副亮度电位器。

(三)G-Y矩阵电路及G-Y色差信号放大器

由图4-57可见,由AN5620X⑩脚送出的 U_{R-Y} 信号经 C_{307} 耦合,送至AN5612的⑮脚。由AN5620X⑪脚送出的 U_{B-Y} 信号经 C_{310} 耦合,送至AN5612的⑫脚。图4-72示出了AN5612块内G-Y矩阵电路。当解调出的U、V信号没有去压缩时,G-Y的表示式为

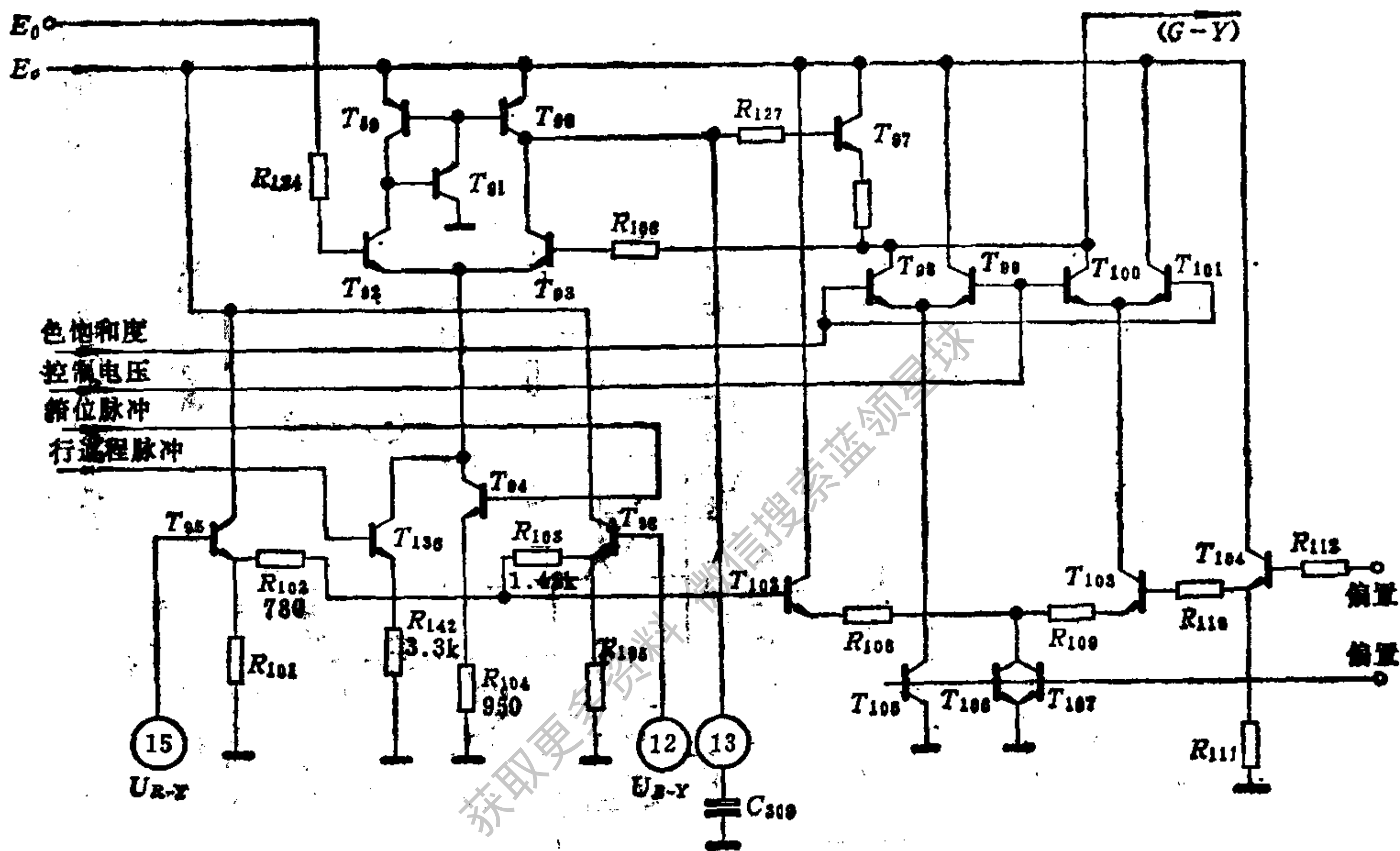


图4-72 AN5612块内G-Y矩阵及放大电路

$$U_{G-Y} = -0.59V - 0.39U$$

因为AN5620X中 $K_U : K_V = 1.3 : 1$,所以矩阵电路中只需满足

$$\frac{1}{R_{102}} : \frac{1}{R_{103}} = 1.9 : 1$$

即可得到 U_{G-Y} 信号。图4-72中 $1/R_{102} : 1/R_{103} = 1/780 : 1/1420 = 1.82 : 1$,接近于1.9:1。可见, T_{102} 基极为 U_{G-Y} 信号。

G-Y色差信号放大及钳位电路工作原理与R-Y、B-Y色差放大及钳位电路相同。在后面一并介绍。

(四) 色差放大及钳位电路

由于色差信号 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 各经 C_{307} 、 C_{310} 耦合电容隔断了直流,因此在AN5612

集成块内设置了 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 、 U_{G-Y} 的放大及钳位电路。由于三路放大及钳位电路形式完全相同,因此这里仅以 U_{R-Y} 的放大及钳位电路为例进行分析,其电路示于图 3-73(a)中。

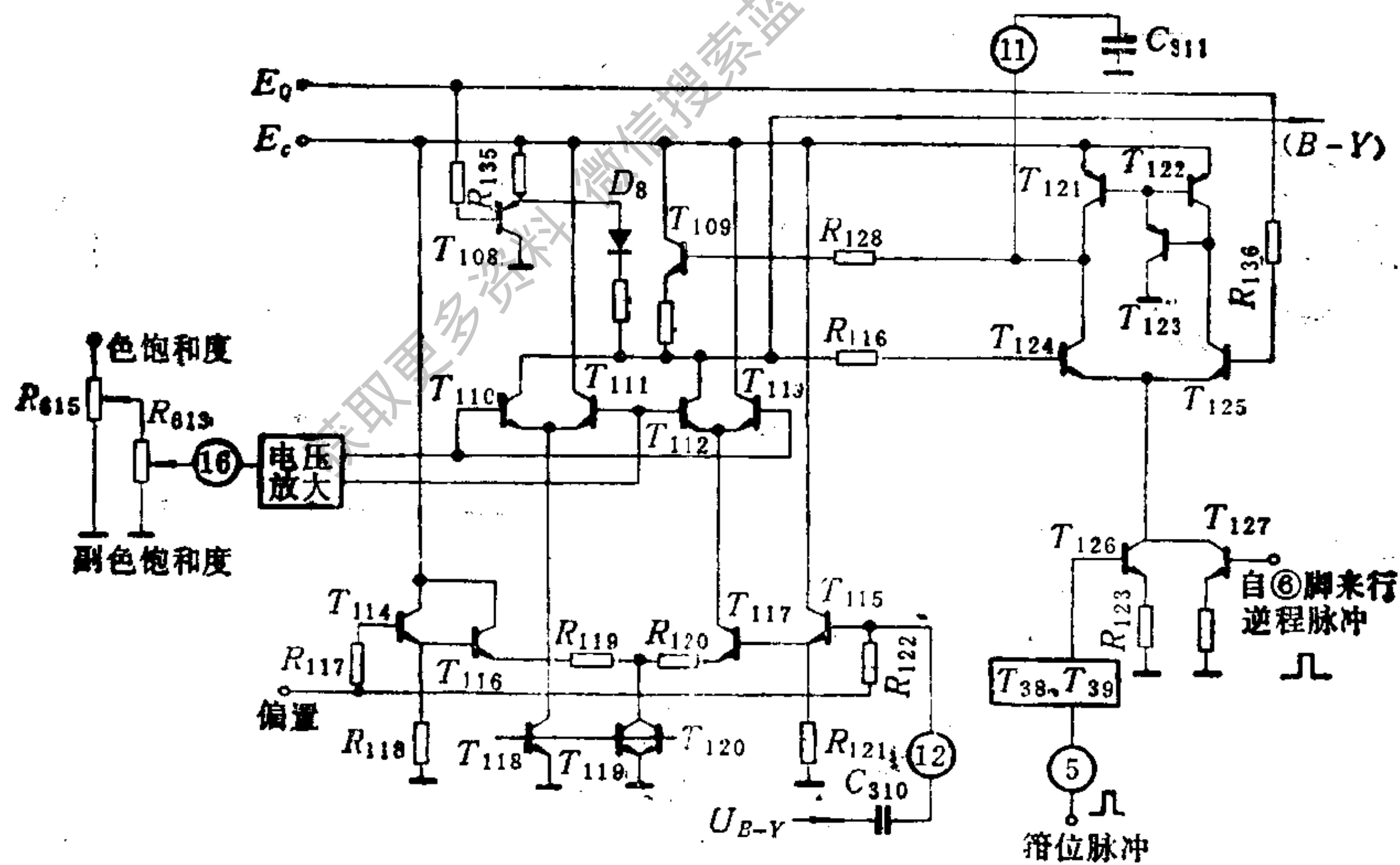
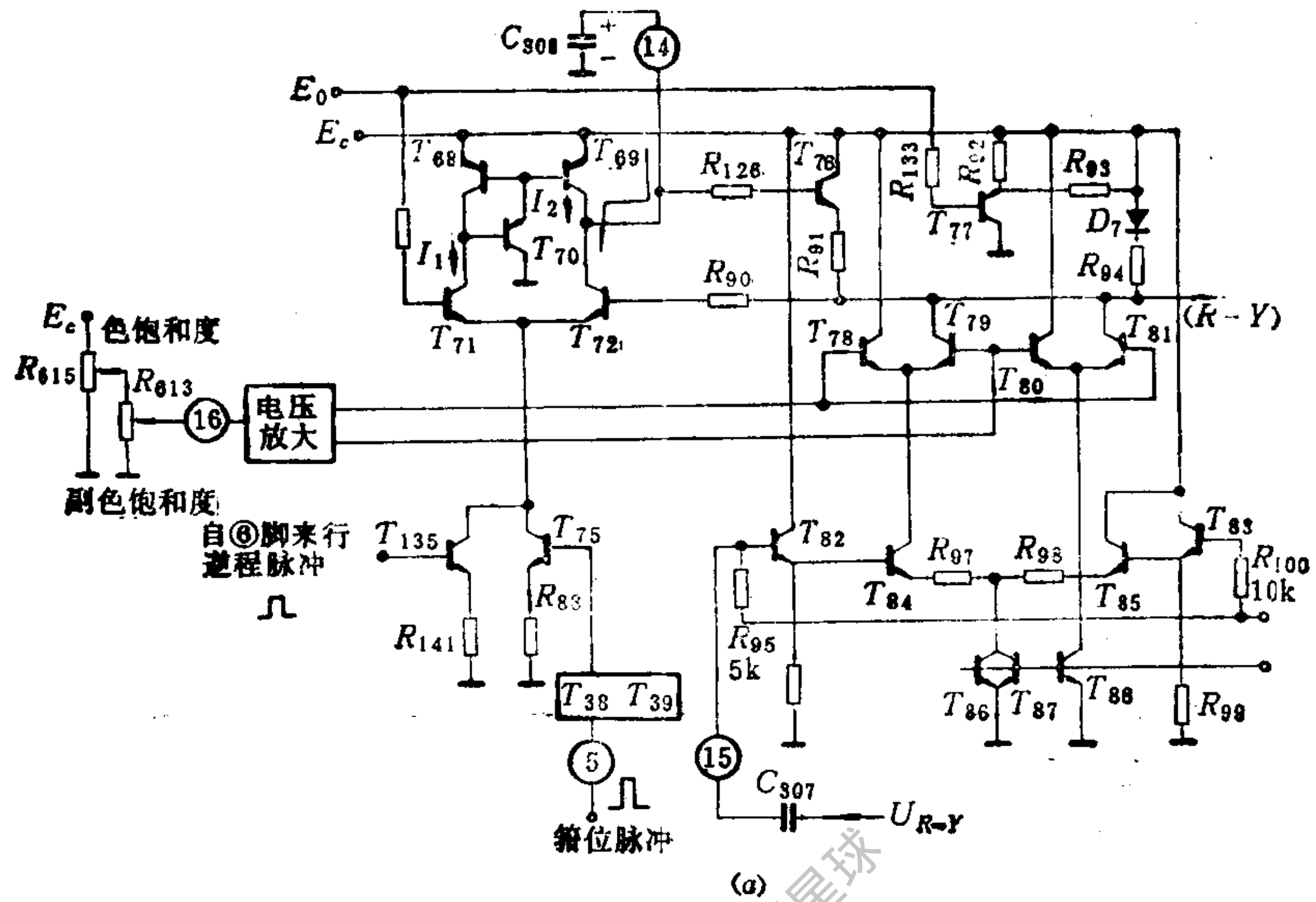


图4-73 AN5612块内色差放大及钳位电路

⑮脚输入的 U_{R-Y} 信号经 T_{82} 射随随后送到 T_{84} 、 T_{85} 、 T_{78} 、 T_{79} 及 T_{80} 、 T_{81} 差分放大器进行放大。⑯脚外的电位器 R_{615} 、 R_{613} 为色饱和调整电位器,改变 R_{615} 或 R_{613} 可改变⑯脚的直流电位,并通过块内的电压放大电路后改变差分对中 T_{78} 、 T_{81} 及 T_{79} 、 T_{80} 的偏置电流,实现对双差分放大器 T_{78} 、 T_{79} 、 T_{80} 、 T_{81} 的增益调整。

由图4-57可见,AN5620X⑮脚的色同步选通脉冲也送到AN5612的⑤脚,送入集成块内作钳位脉冲使用。在块内经 T_{39} 、 T_{38} 放大整形后得到波形良好的正极性钳位脉冲加到 T_{75} 的基极作钳位脉冲使用。钳位脉冲作用期间 T_{75} 饱和, T_{71} 、 T_{72} 导通。由于 T_{68} 、 T_{70} 、 T_{69} 为镜像恒流源,故 $I_1 = I_2$ 。 T_{71} 基极加有固定偏压,故 I_1 为固定值。因此,当

钳位脉冲作用期间 T_{72} 基极电位增高时, I_2 增大, $I_2 - I_1$ 的电流由⑭脚外的电容 C_{308} 提供, 使⑭脚电位降低, 从而使 T_{70} 射极电位降低。钳位脉冲过后 C_{308} 上的电压基本维持不变, 因而 U_{R-Y} 信号的黑电平被钳定在固定电平上。为防止无电视信号因而无同步信号时不能钳位, 使光栅过亮, 所有钳位电路中都同时将消隐脉冲由⑥脚送入, 整形后作为钳位脉冲加到 T_{135} 基极进行钳位。图4-73 (b) 示出了 $B-Y$ 放大及钳位电路。

(五) 基色矩阵和消隐电路

图4-74 (a) 示出了AN5612块内基色矩阵电路。钳位后的 $-U_{R-Y}$ 、 $-U_{B-Y}$ 、 $-U_{G-Y}$ 信号分别送至 T_{42} 、 T_{43} 、 T_{46} 的基极, U_Y 信号由 T_{54} 射随后送至三管的射极, 由各基-射结完成基色矩阵, 在集电极得到 U_R 、 U_B 、 U_G 三基色信号分别由⑦、⑧、⑨脚输出。

⑥脚输入的复合消隐脉冲经 T_{40} 、 T_{41} 放大, 整形后, 分别通过 T_{44} 、 T_{47} 、 T_{50} 放大倒相为负脉冲加到 T_{51} 、 T_{52} 、 T_{53} 的基极, 使行、场消隐期间三管同时截止, 从而达到行场消隐的目的。

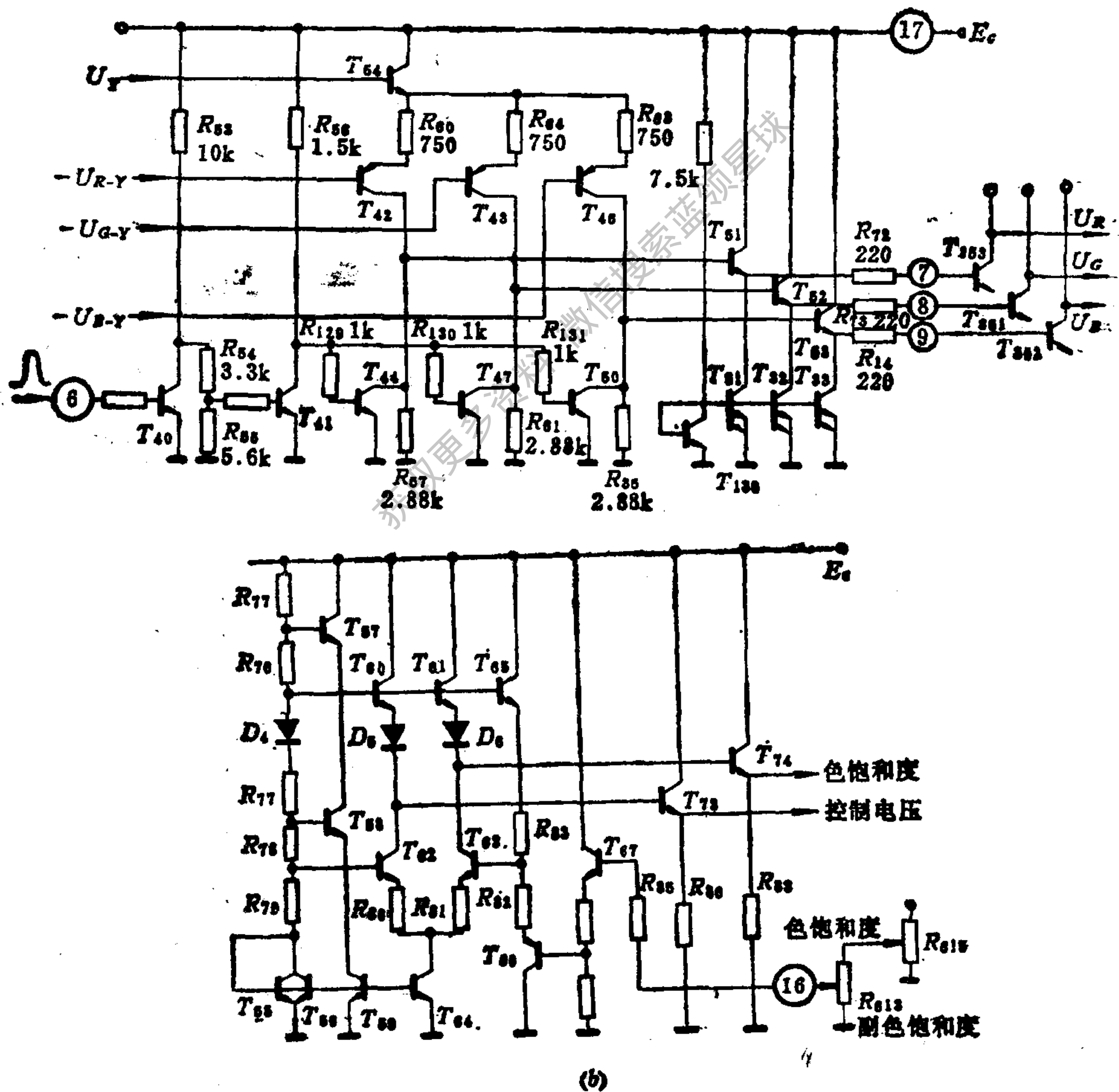


图4-74 AN5612块内基色矩阵和色饱和度电压放大电路

色饱和度电压放大器如图4-74 (b) 所示。 T_{62} 、 T_{63} 组成差分放大器, T_{60} 、 T_{61} 为其有源集电极负载, T_{64} 为射极恒流源, T_{63} 基极接有固定偏置电压, ⑯脚外接色饱和

度电位器 R_{615} 及副色饱和度控制电位器 R_{613} 。

当 R_{613} 或 R_{615} 阻值改变时，通过 T_{67} 、 T_{66} 两级射随隔离，可以平滑的改变 T_{63} 的基极电位，从而改变了 T_{62} 、 T_{63} 集电极之间的电位差，然后通过 T_{73} 、 T_{74} 送至图4-73中色差放大器 T_{78} 、 T_{81} 、 T_{110} 、 T_{113} 及附图5中 T_{90} 、 T_{101} 以控制其增益，实现色饱和的调整。

为了得到均匀地调节效果， T_{62} 、 T_{63} 的集电极负载采用共基电路， T_{60} 、 T_{61} 射极输出电阻小，以降低差分放大器的增益。图4-70电路中⑩脚外接副对比度调整电位也加到 T_{67} 基极，从而可实现对比度、色饱和度联调。

AN5612块内整体电路示于附图5中。

三、末级视放

松下TC-483D型机解码电路的末级视放在两个集成块外由三极视放管完成，图4-75中 Q_{351} 、 Q_{352} 、 Q_{353} ，即分别为 U_R 、 U_G 、 U_B 的视放管，放大后得 $-U_R$ 、 $-U_G$ 、 $-U_B$ 激励彩色显象管的三个阴极。电路中 C_{353} 、 C_{352} 、 C_{351} 为高频提升电容， R_{361} 、

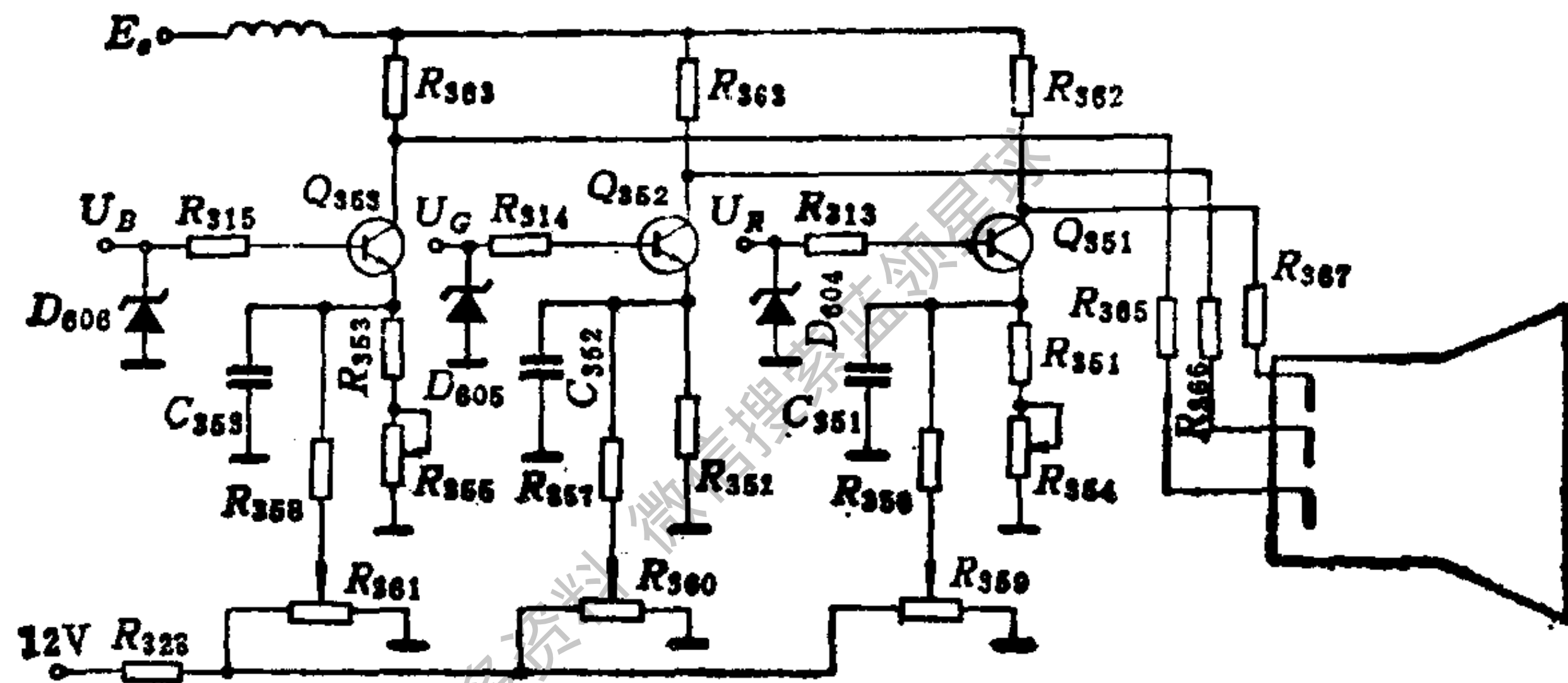


图4-75 末级视放电路

R_{360} 、 R_{359} 为暗平衡调整电位器， R_{355} 、 R_{354} 为亮平衡调整电位器，稳压管 D_{604} 、 D_{605} 、 D_{606} 为保护集成电路用。

第四节 集成彩色解码器的调试及故障检修

一、集成解码器的调试

调试和检修解码器常用的信号源有：

彩条信号发生器，如XT-14彩色/黑白图象信号发生器等。

彩色电视广播测试图，因测试图中不仅包含彩条信号，还在电子圆的四周提供了为调整解码器需要的有关特殊彩色图形，使用它调试也很方便。

调整时常需要的仪器主要有：

示波器和视频扫频仪。

为了能具体说明，下面以图4-2电路为例。

(一) 色带通滤波器的调整

对色带通滤波器主要要求频率特性，即中心频率为4.43MHz，带宽±1MHz，频带

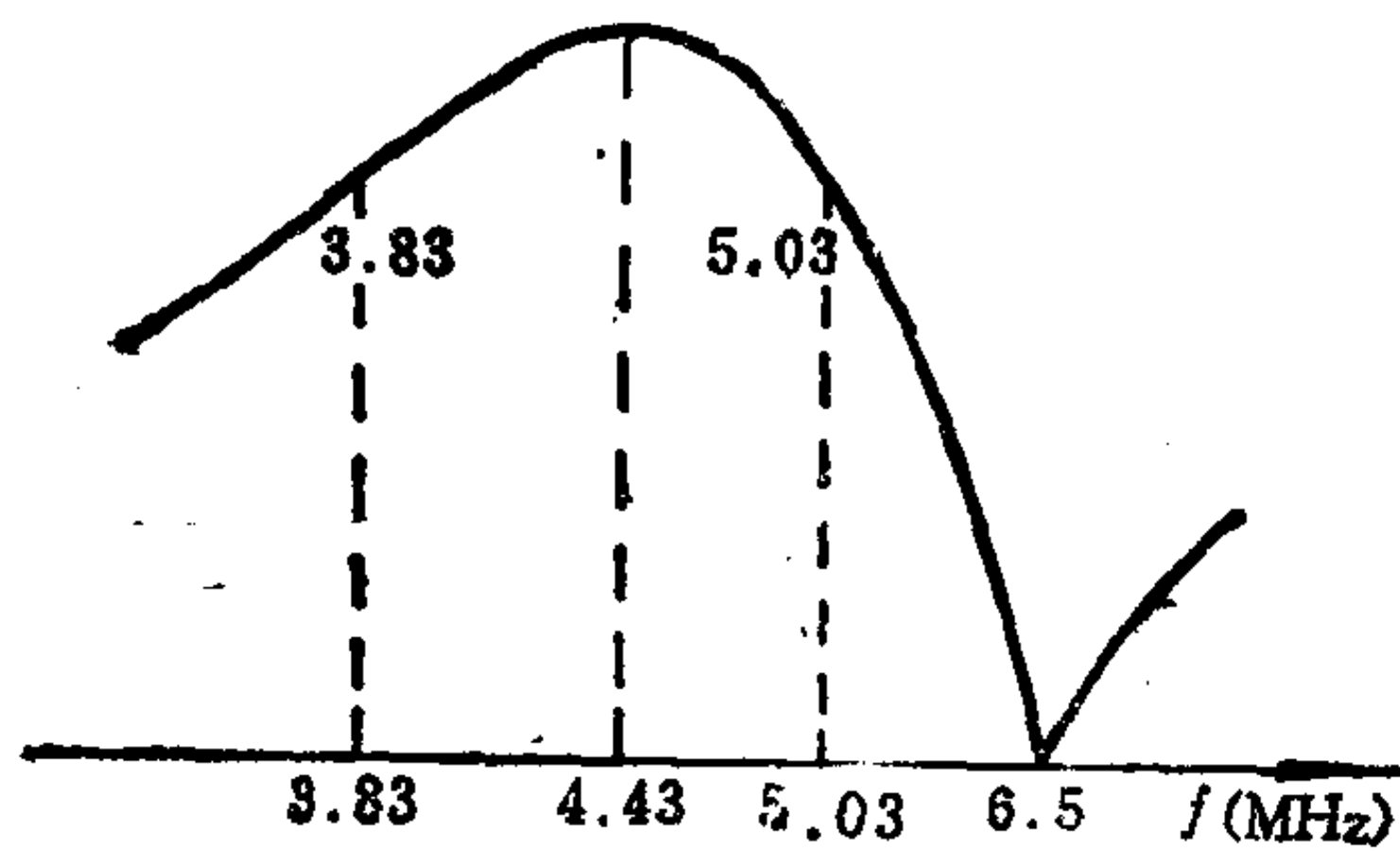


图4-76 色度带通滤波器频率特性

(二) 使用彩条信号调试解码器

1. 副载波晶振频率的调整

要求副载波晶振在不受锁相系统控制的情况下，即其自由振荡频率应尽可能接近4.43361875MHz。这样，一旦接入锁相环路，便可很快锁相，获得稳定的彩色图象，而且锁定后静态相差也小。因此，调整前应先断开送往鉴相器的色同步信号，如将图4-2中TP503接地。为使图象不消色，还须在TA7193P的②脚与地之间接入一个20kΩ的电阻（或外加+6V直流电压），强迫色通道不消色。

调试时，应在接收彩条信号的情况下调节“彩色同步”电位器 R_{514} ，使荧光屏上能出现瞬时稳定的彩色图象。调时应细心，使滚动彩条逐渐加宽直至稳定下来。对于不是彩条信号的其他彩色图象，现象也类似。调好后，除去短路线及外接电阻或电源等，使锁相电路工作，如果解码器其他电路均正常，应呈现正确稳定的彩色图象。

2. 梳状滤波器的调整

以下几种方法可视具体条件选用。

(1) 如果彩条信号源出色度信号的两分量可任意切断一个的话，可采用切断信号源中一个色度分量的方法，这时梳状滤波器应只有一端有输出，而另一端无输出。例如去掉 U_{R-Y} 信号，即送至解码器的色度信号只有 U 色度分量，加法器的输出应为零，当用示波器观察加法器输出TA7193P的③脚若不为零时，则先调整相位补偿电感 L_{503} ，再调幅度补偿电位器 R_{525} ，反复调整至输出尽量接近零。即在彩条信号各色条交界处示波器波形上不会干净地为零，可能有毛刺出现，但在非交界处副载波色度信号接近零就可以。一般要分离比应满足10:1，若这时再用示波器观察减法器输出即TA7193P②脚时，输出的 U 信号最大，两幅度比应满足上述要求。

也可用将信号源中 U_{B-Y} 去掉，用示波器观察减法器输出（TA7193P②脚），反复调节 L_{503} 、 R_{525} 使波形最小。

(2) 如果彩条信号源中PAL开关可以停止工作，可将其停止工作，如XT-14面板上即有PAL按键，将按键释放，使送至解码器的色度信号工作于NTSC状态，将示波器接至加法器输出端（TA7193P③脚），反复调整 L_{503} 和 R_{525} ，使示波器上的波形最小。

(3) 如果信号源不能进行上述变换，只能给出普通的彩条信号，调整时需用示波器观察加法器和减法器输出（TA7193P②、③两脚）的波形，未调好时，信号之间有串扰，波形分别如图4-77所示，出现双重重影轮廓，如上所述反复调整 L_{503} 和 R_{525} ，使重影消失，得到正确波形。

内高端提升，用扫频仪进行测试和调整。

将视频扫频仪的输出探头连接到解码电路的输入端，如图4-2中的TP301。将扫频仪的输入探头连接到带通滤波器的输出端，如图4-2中的TP501。观察扫频仪应出现如图4-76所示的扫频波形，如不正常则应调 L_{505} ，使频率特性在6.5MHz处最低，调 T_{501} ，使频率特性的峰点位于4.43MHz。

3. 同步检波器调整

在锁相的情况下, 只须少量改变解调副载波和色度副载波之间的相位, 调整好时检波后输出的 U_{R-Y} 、 U_{B-Y} 信号幅度均最大。图4-2中用示波器观察②脚, 调 R_{508} , 至输出的 U_{B-Y} 幅度最大如图4-78中的(a)、(c)。或示波器用场频显示时其亮带最宽, 如图中(b)或(d)。

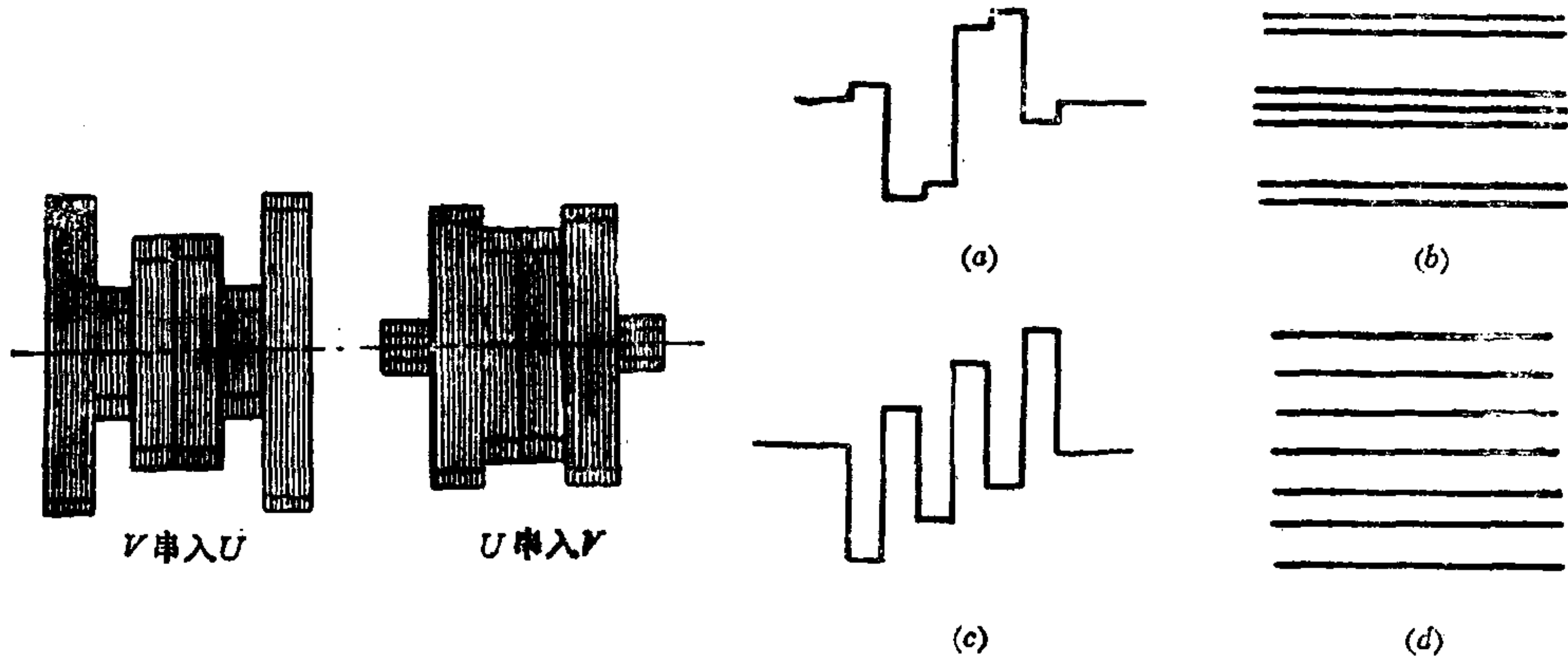


图4-77 色度信号分离不彻底的波形

图4-78 调整同步检波器时的波形

(三) 利用彩条信号的矢量显示法调试解码器

大家知道, 可显示色度信号矢量的矢量示波器是由彩色解码器和“X-Y”显示方式的示波装置联合组成的。基于同样的原理, 如果将解码器的输出与用“X-Y”显示方式的示波器联接, 根据所显示的矢量情况, 可既方便又精确的调整。其调整方法为将X探头连接到TA7193P的②脚, 将Y探头连接到TA7193P的④脚, 同时切断色同步信号(将TP503与地短路)并使色通道停止消色(将②脚与地间接入 $20k\Omega$ 电阻)。这时示波器上出现图4-79所示的图形。调梳状滤波器的幅度调整电位器 R_{525} , 使显示图形由(a)变为(b); 调相位补偿电感 L_{503} , 使显示图象由(b)变为(c); 调“彩色同步”电位器 R_{514} , 使电视机荧光屏上滚动的彩色图象能达到暂时稳定。然后去掉各跨接线和电阻, 使锁相系统正常工作, 再调“相位”电位器 R_{508} , 使图(c)顶点构成的六边形图(d)变成最大。

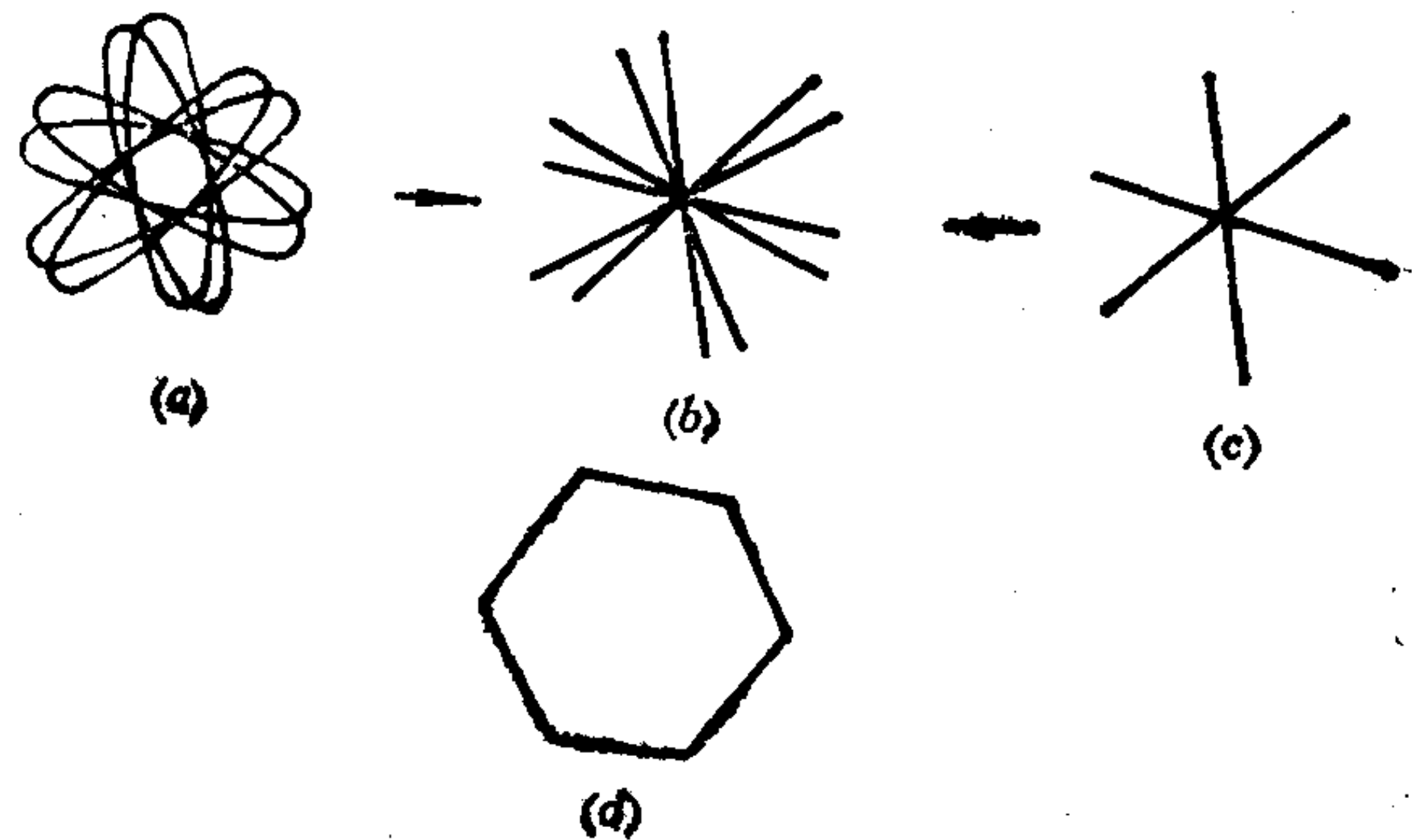


图4-79 用矢量法调整解码器

(四) 利用彩色电视测试图调整解码器

根据广播测试图在彩色电视机荧光屏上的重现情况调试解码器是一种直观、方便而且也准确的方法, 在缺乏信号源甚至连扫频仪和示波器也不具备的情况下, 显得更方便。这里主要介绍用附录中介绍的及书前面所示的彩色电视广播测试图作为信号源调试解码器的方法和现象。

1. 色度带通特性的检查

色度带通滤波器的频带可借助于测试图圆内清晰度线来判断。因为3.8MHz和4.8MHz正弦波频率正好落在色通道的频带范围内（色通道中心频率为4.43MHz），因此3.8MHz和4.8MHz正弦波群便可通过色度通道，并在同步检波器中被副载波取样检波，输出4.43MHz与3.8MHz和4.8MHz的差频信号，这个信号将在3.8MHz和4.8MHz的两块清晰度黑白竖条图案上增添波动的彩色横纹干扰。如果这两个方块上没有这种彩色横纹干扰，说明色带通滤波器的频带太窄。在副载波锁相正确时，横纹干扰应静止。若只有一边有干扰，说明色带通滤波器的频带对称性差，或中心频率偏移（当然4.8MHz方块内的彩色横纹干扰应比3.8MHz方块内的强一些）。

2. 副载锁相电路的调试

测试时利用测试图中圆内的彩条信号进行，因此调试方法与前述用彩条信号调试的方法相同。

3. 同步检波器的调试

如果同步检波器调整正确，即送往同步检波器解调载波相位准确时，测试图中圆内正常彩色信号的彩条区域，光栅上应呈现正常的彩色，即：黄、青、绿、紫、红、蓝。

对标准色差信号区域，即圆外四个角上的方块内，左上角 $-(R-Y)$ 信号，左下角 $+(R-Y)$ 信号、右上角 $+(B-Y)$ 信号、右下角 $-(B-Y)$ 信号区域内分别显示青偏绿、紫偏红，蓝偏紫、黄偏绿。

如果同步检波器解调副载波的相位有误差时，上述正常彩条区域和圆外四角区域即左上角、左下角、右上角、右下角的四个方块内各彩色的饱和度降低，甚至有彩色失真。这时需调整“彩色相位”电位器 R_{503} ，使色饱和度最浓且彩色色调不失真。

4. 梳状滤波器的调整

当梳状滤波器的幅度调整 R_{525} 和延时相位调整 L_{505} 均调整正确时，正常彩条信号区域和圆四角的彩色区域均无爬行现象。

但是，当梳状滤波器幅度调整不正确时，对彩条区域不仅会出现爬行，严重时色饱和度会降低。对圆四周 $+(R-Y)$ 、 $-(R-Y)$ 、 $+(B-Y)$ 、 $-(B-Y)$ 区域饱和度会降低，但可以不出出现爬行现象。当梳状滤波器相位调整不正确时，上述两种彩色区域均会出现爬行，严重时色饱和度也将降低。

综上所述，调整延时相位电感 L_{505} ，应着重观察圆外四角上的四块彩色区域使爬行消失。再调整延时幅度电位器 R_{525} ，使彩条区域的爬行消失。

从上面的分析可以看出，同步检波器的调整与梳状滤波器的调整互有影响，实际调试中，两者可以互相结合反复进行。一般有明显爬行现象时，可先调梳状滤波器，若有明显色调或色饱和度失真时，可先调同步检波器。

$G-Y$ 矩阵电路在集成电路内部完成，故不需调整。

二、集成彩色解码器常见故障及其检修

彩色解码器的作用是恢复彩色信号，给图象涂上正确的颜色。因此，如果接收的是彩色电视节目，电视机选定的频道和调谐均正常，显示的黑白图象清晰，唯独彩色不正常时，说明故障在解码器部分。解码器常见的故障现象表现为：

(1) 无彩色。

(2) 彩色滚动 (彩色不同步)。

(3) 彩色爬行。

(4) 彩色失真。

故障原因分析

1. 无彩色

显象管屏幕上显示的黑白图象正常, 说明亮度通道及白平衡均良好。造成这类故障一般有三方面原因, 一是接收地点的电视信号场强弱, 天线不良或高、中放特性不佳, 使解码器自动消色。二是解码器色度通道电路不正常造成色信号中断而无彩色。三是解码器副载波恢复电路不正常引起的消色。第一个原因属图象通道, 不属解码器故障引起, 第二、三方面的原因在图4-80中简要说明。

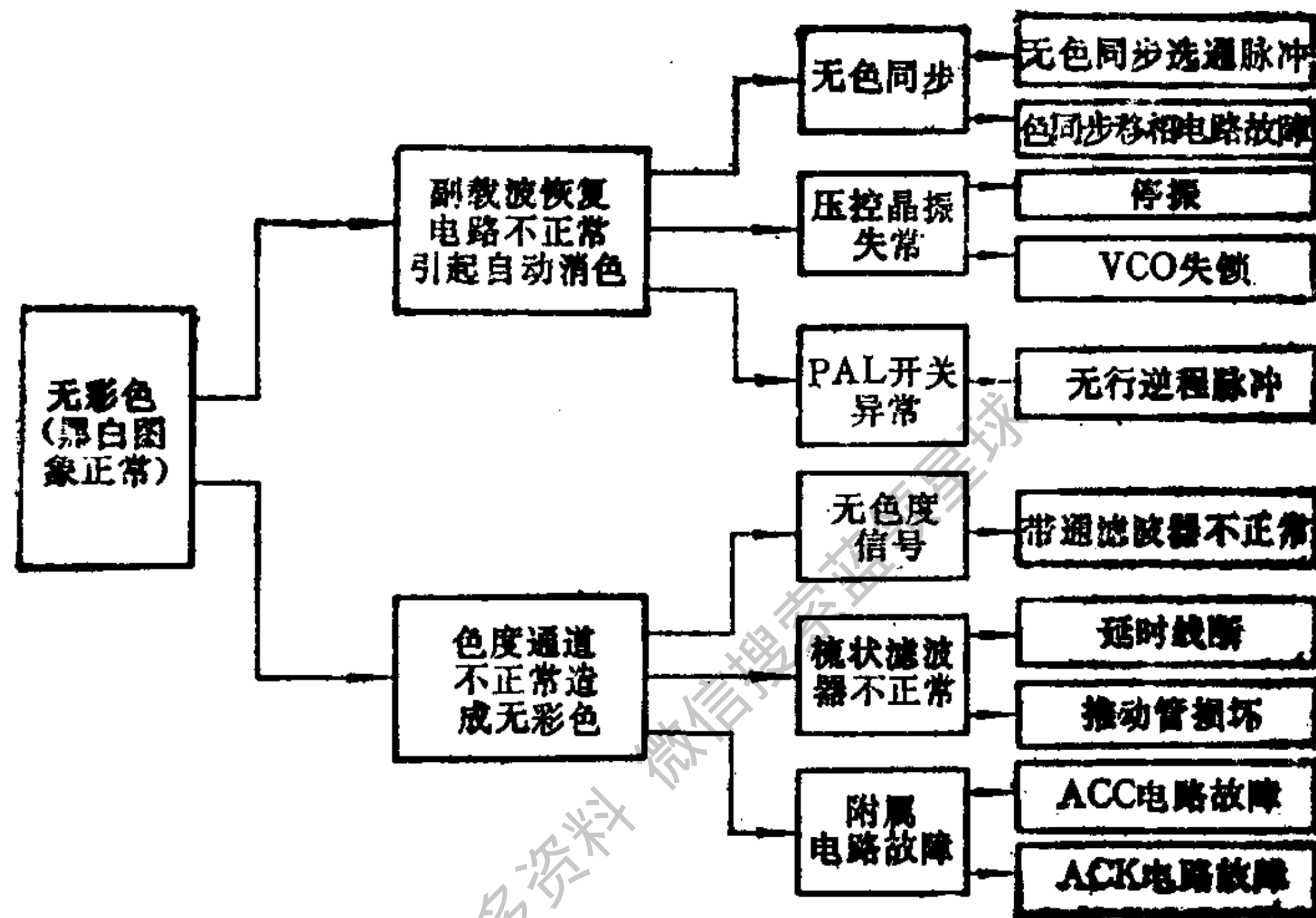


图4-80 无彩色故障原因表

集成解码系统中色度信号传输的途径是: 色带通滤波器→增益可控色度放大器 (具有ACC和ACK控制)→梳状滤波器→同步检波器→解码矩阵及视放输出级。可见, 前三个环节中任一个出现故障使色度信号中断, 都会造成“无彩色”故障。后面环节因色信号已分开 (如 U 和 V , U_{R-Y} , U_{B-Y} 和 U_{G-Y} 及 U_R , U_G , U_B) 除非同时有故障, 一般情况其中一路故障将造成彩色失真。如

a. 无色度信号至解码器 使整个解码器无法工作而无彩色。一般为色带通滤波器故障所致。

b. 梳状滤波器不正常 如延时线推动管损坏或无色度信号至梳状滤波器, 使色度信号中断而无彩色。

c. 附属电路不正常 当ACC电路出现故障使色度放大器增益严重降低, 会出现无彩色故障或ACK电路本身有故障使图象消色。

副载波恢复电路不正常是指SXCT及色度通道均正常的情况, 因为凡解码器的消色电压产生都与副载波恢复电路有密切的关系, 因此副载波恢复电路环节中的故障必然会引起无彩色故障。如:

a. 无色同步输入引起自动消色 因无色同步信号对副载波恢复电路来说相当于接收

黑白电视信号的情况，它一方面使鉴相器无 U_{APC} 输出，同时会使识别消色电路不正常而产生消色电压，关闭色通道。引起无色同步输入的一般原因多半是无色同步选通脉冲或色度信号没有送至色同步选通电路。

b. 副载波压控晶体振荡器失常引起自动消色 因无副载波同样会使无 U_{APC} 输出，会使识别消色电路产生消色电压。副载波压控晶振失常主要有两种情况：一是停振；二是振荡级元件值偏离太大或副载波鉴相器故障，使振荡频率偏离过大而使消色系统产生消色电压。

c. PAL开关异常引起消色 在许多集成解码器中都存在这个原因，如TA7193P、AN5620X等，PAL开关不正常消色识别电路便产生相应消色电压。造成PAL开关异常的原因一般均是无行逆程脉冲造成。

2. 彩色滚动（彩色不同步） 表现为关掉色饱和度显示正常黑白图象，收看彩色图象时则彩色混乱左右错位上下翻滚，俗称“彩裙”。造成这种故障主要原因有

a. 压控晶体振荡器的自由振荡频率误差较大，已超出环路的捕捉范围。

b. 副载波鉴相器灵敏度下降或对称性差，使锁相环路捕捉范围减小。

3. 彩色爬行 主要是梳状滤波器分离性能不佳引起，即调整不当或元件损坏、性能变化。

4. 彩色失真 主要指偏色现象，因为对于因副载波相位误差造成的彩色失真，一般表现为色饱和度低。“偏色”故障的原因有：

a. 白平衡不良 当将色饱和度电位器关至最小时，图象不是黑白图象而带有某种彩色底色时，属白平衡的调整不良或有故障。

b. 失去色差信号 当收看彩色图象时表现彩色有失真，但当色饱和度电位器关至最小时呈现为黑白图象。一般故障在梳状滤波器之后 U 、 V 信号有一个失去，或同步检波后 $R-Y$ 、 $B-Y$ 、 $G-Y$ 其中一个失去造成。此故障的特点是，不影响白平衡，因此黑白图象是正常的。这里用表4-1说明这时彩条光栅上的彩色图象。

c. 失去基色 失去基色指末级有故障，很少有三种基色同时失去的情况，一般出现时也仅限于失去一个甚至两个基色（两个基色同时失去的情况也很少见）。光栅上的现象与失去色差信号的现象不同，彩条中的白色条不白，只呈现饱和的一种或两种基色的彩色，且饱和度关掉时，光栅只有一种或两种基色构成的图象。与白平衡不良所不同的是偏色严重。表4-2给出分别丢失一种基色信号时彩条光栅的情况。

表 4-1

正 常	白	黄	青	绿	紫	红	蓝	黑
U_{R-Y} 信号丢失	白	黄	淡蓝	黄	淡蓝	暗黄	蓝	黑
U_{B-Y} 信号丢失	白	淡紫	青	青	淡紫	紫	暗青	黑
U_{G-Y} 信号丢失	白	黄	青	暗绿	淡紫	橙	蓝	黑

此外，如果单只亮度信号丢失，因不会影响色度通道信号的传送，故色调不受影响，但因无亮度信号使整个光栅明显变暗，尤其是彩条左面的彩条将明显变暗，右面的受影响较小。另一方面因色差信号带宽窄，故彩条图象的清晰度很差，显得很暗很模糊。此时彩条光栅的情况如表4-3所示。其中最明显的表现是白色条失去，即白变黑。

表 4-2

正 常	白	黄	青	绿	紫	红	蓝	黑
U_R 信号丢失	青	绿	青	绿	蓝	黑	蓝	黑
U_G 信号丢失	紫	红	蓝	黑	紫	红	蓝	黑
U_B 信号丢失	黄	黄	绿	绿	红	红	黑	黑

表 4-3

正 常	白	黄	青	绿	紫	红	蓝	黑
U_Y 信号丢失	黑	暗黄	暗青	暗绿	紫	红	蓝	黑

(一)日立CTP-236D型机解码电路故障检修

1. 无彩色

应首先判断故障的大体部位，是副载波恢复电路故障引起的消色现象，还是色度通道不正常引起的无彩色。对于TA7193P色度解码，可先用万用表测量②脚的直流电压，正常为6~6.2V。若电压值正常，说明故障在色度通道。若电压不正常，说明故障在副载波恢复电路。这里，介绍一种简便、直观的判断方法：在TA7193P的②脚与地之间串入一个20kΩ电阻，如果彩色恢复，说明是副载波恢复电路故障引起了自动消色，再顺藤摸瓜去寻找故障源。如果仍无彩色，一般为色度通道故障引起了无彩色，可逐级，逐部分检查判断。图4-81给出了无彩色故障的检修流程。

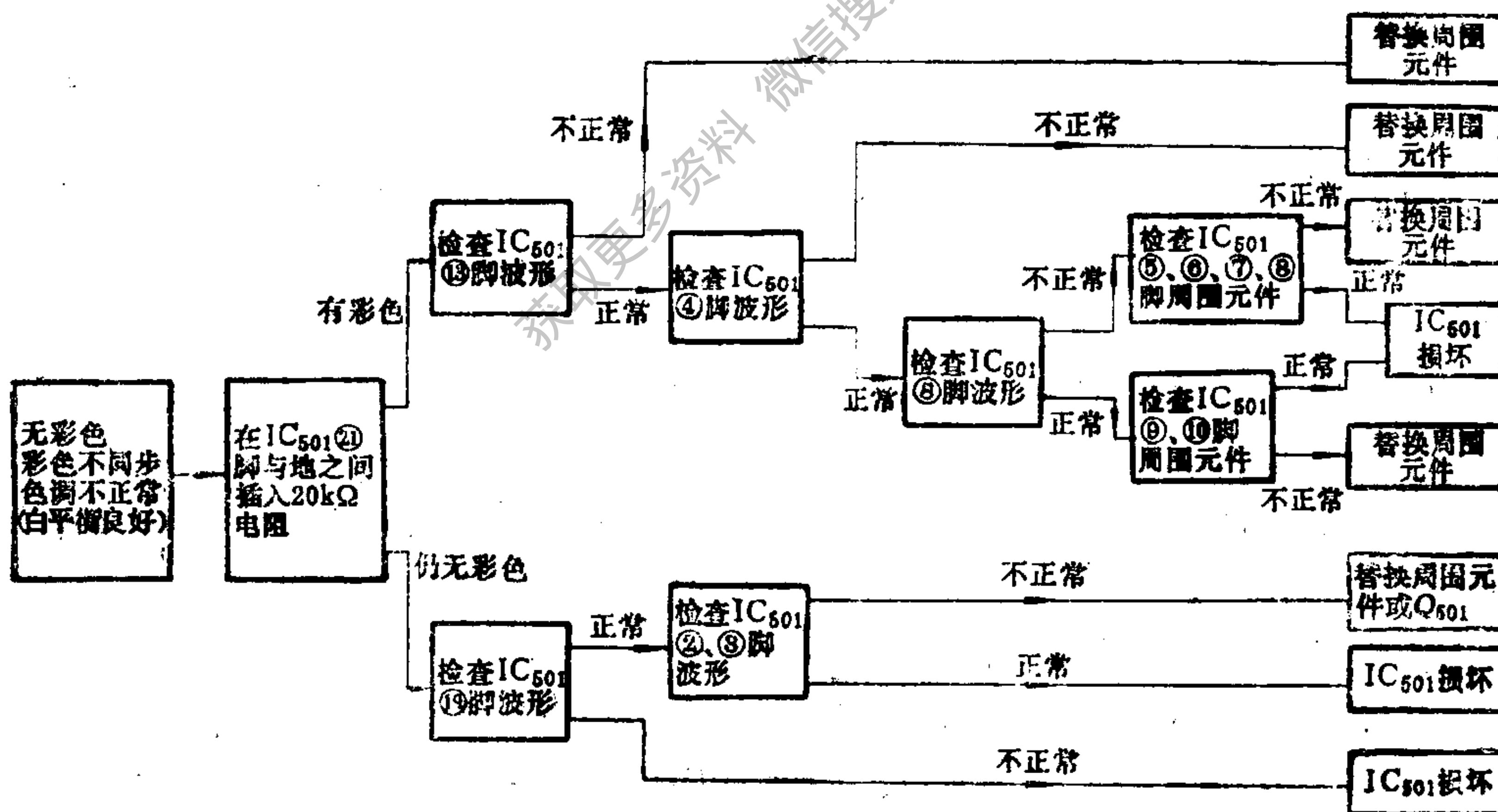


图4-81 无彩色故障检修流程图

当②脚与地插入20kΩ电阻后图象有彩色，说明副载波恢复电路部分有故障，可按图4-80的原因表，对照图4-81的检修步骤一步步判断。

a. 色同步信号电路

与色同步信号和鉴相电路有关的电路如图4-82所示。

用示波器检查③脚有无色同步选通脉冲。

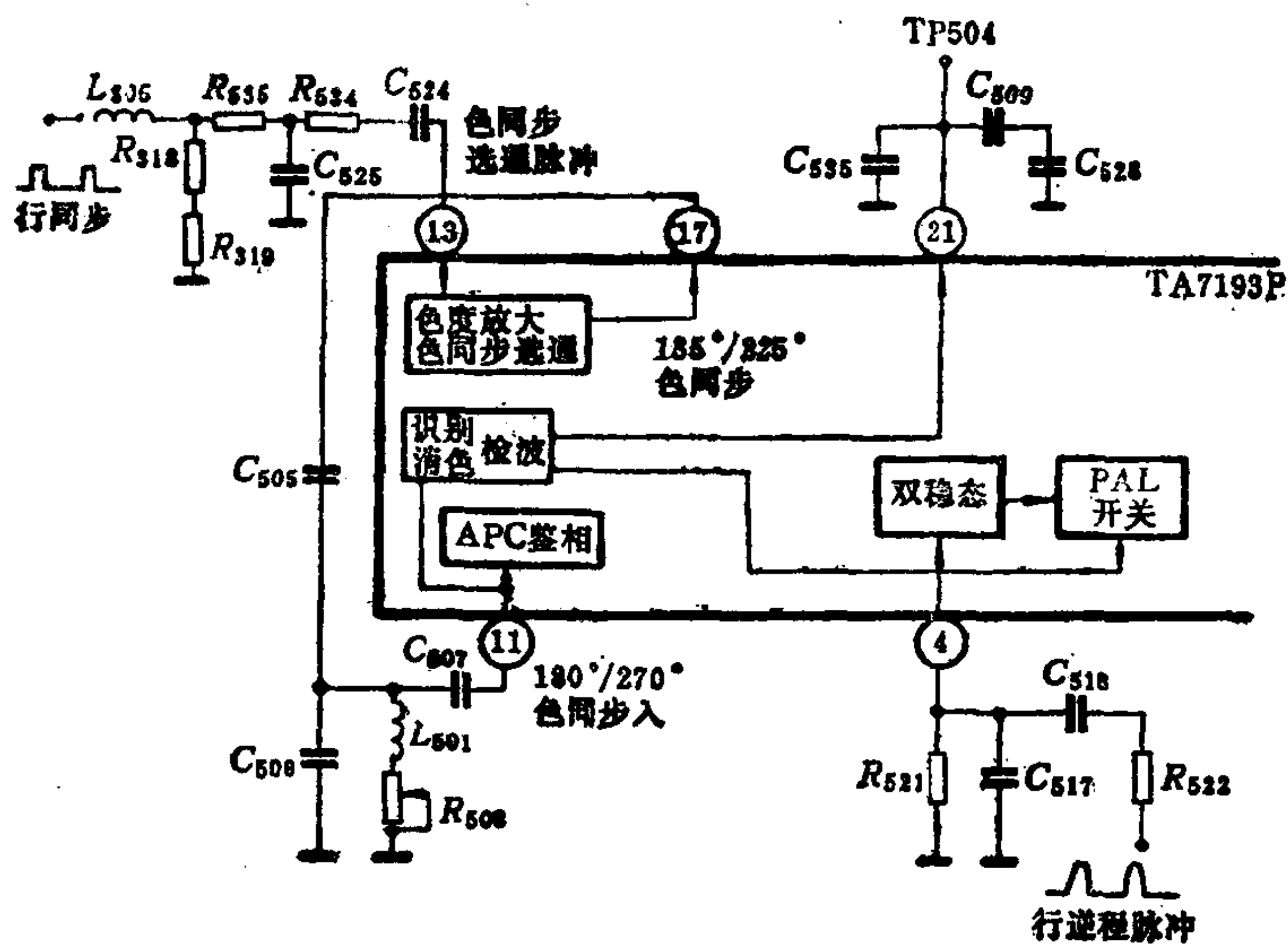


图4-82 色同步及PAL开关有关的电路

若无选通脉冲，可能是行同步延时元件 L_{505} 、 R_{535} 断路或 C_{525} 短路，或 R_{534} 、 C_{524} 断路或虚焊等。

若有选通脉冲，进一步检查⑰脚有无色同步信号。

无信号，可能是色同步移相网络中 C_{505} 、 C_{507} 、 L_{501} 断路或 C_{500} 短路等。

有信号，可能是 C_{535} 、 C_{509} 、 L_{501} 、 C_{528} 等损坏或集成块损坏。

b. PAL开关电路

如果上述电路正常而仍无彩色，可再测④脚波形，应为触发双稳态的行逆程脉冲。有关电路也示于图4-82中。

若无脉冲，可能是 R_{522} 、 C_{518} 断路或 R_{521} 、 C_{517} 短路引起④脚无行逆程脉冲，也可能是扫描电路中行逆程脉冲取出电路或亮度通道行消隐电路故障，使送至解码板的行逆程脉冲不正常。

若有脉冲且正常，应再进一步检查副载波恢复电路。

c. 副载波压控晶振电路

副载波压控晶振电路包括副载波晶振、APC鉴相及相位控制电路，块外电路如图4-83所示。

首先测量⑧脚副载波振荡波形。

若无波形，说明副载波晶振停振，由于⑥、⑦、⑧三脚外接元件是包括晶体在内的正反馈相移网络，因此其中 C_{513} 、 C_{514} 、 R_{516} 、 R_{517} 、 R_{518} 及晶体 X_{501} 只要有一个断路或损坏，就能导致振荡器停振或相位失锁，使消色电路动作，造成“无彩色”故障。另外，⑨、⑩脚外接元件损坏或不对称，例如 C_{510} 、 C_{511} 短路等，也可能使APC相位控制严重失常，导致副载波晶振频率偏离过大而消色。

若有波形，可能是集成电路损坏，造成无彩色故障。

当②脚与地间插入 $20k\Omega$ 电阻而仍无彩色时，说明色度通道可能有故障，可按图4-86的原因表，对照图4-81的检修步骤进一步判断：

a. 无色度信号

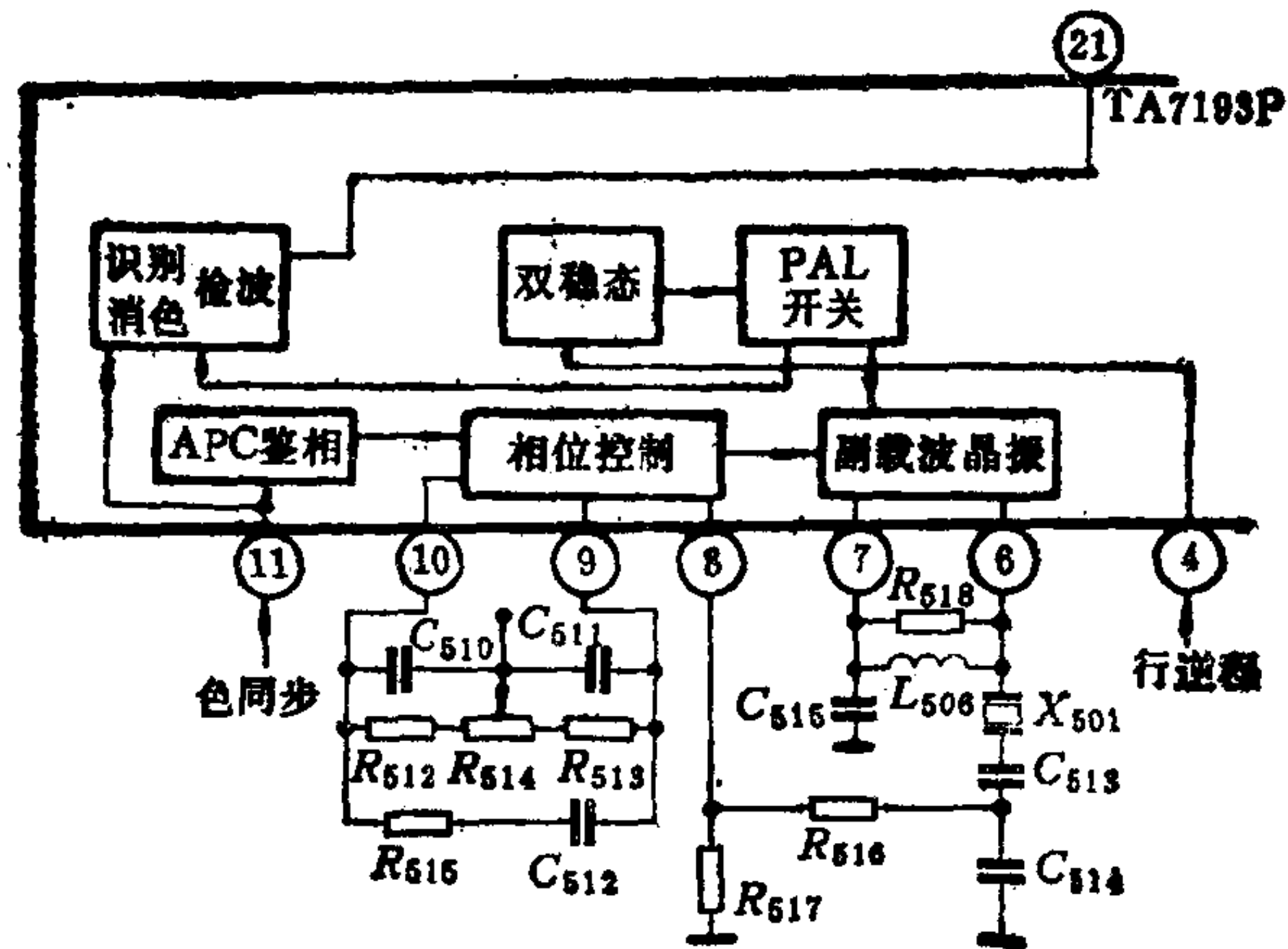


图4-83 副载波晶振有关电路

先用示波器观测图4-84所示⑮脚有无色度信号波形。

若无波形，检查由TP301至⑮脚之间的带通滤波器是否正常。L₂₀₇、C₅₀₁、T₅₀₁初次级绕组、C₅₀₂等有断开故障，或者R₂₁₃、ZD₃₀₂、C₅₂₉、T₅₀₁初次级绕组有短路故障时，⑮脚都会无色度信号，因而无彩色。色度通道有关电路如图4-84所示。

若有波形，进一步检查⑲脚有无色度信号。若有色度信号，应接着检测梳状滤波器

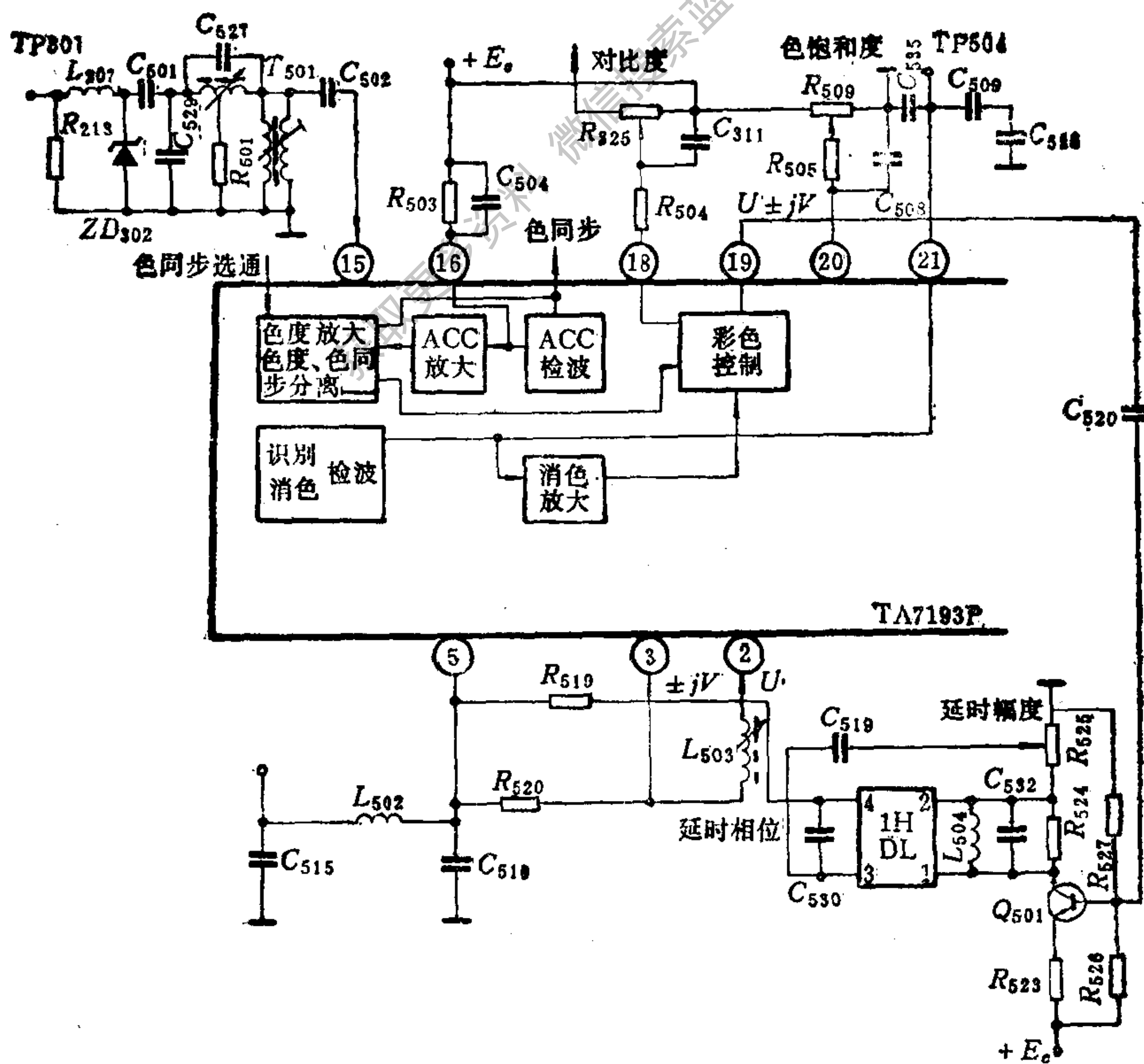


图4-84 色度通道有关电路

电路：若无色度信号，一般是集成电路损坏。

b. 梳状滤波器

应先检查②、③脚有无色度信号 U 及 $\pm jV$ 分量的波形：

若无波形，是梳状滤波器外围电路可能有下列故障，例如： C_{520} 、 R_{527} 、 R_{524} 、 R_{525} 断开，或超声延时线损坏断开，或 Q_{501} 损坏。

若有 U 及 $\pm jV$ 波形而图象上仍无彩色，一般是集成块损坏。

c. 附属电路故障

色度信号在由⑮脚送入至⑲脚送出的处理过程中，经过块内色度放大、ACC控制、ACK控制及手动色饱和度控制、对比度和色饱和度联调等环节。当按前述所有步骤检查之后仍无彩色时，应检查这几个环节电路的外围元件，可通过测量⑯、⑱、⑳、㉑脚直流电压来判断。造成这些脚电压失常直至无彩色的故障元件，一般有以下几方面：

ACC检波部分，⑯脚外 R_{503} 是否开路。

ACK检波部分，㉑脚外 C_{509} 、 C_{535} 、 C_{528} 损坏。

色饱和度控制，⑱脚外 R_{504} 或 R_{525} 断路。

⑳脚外 R_{509} 或 R_{505} 断路。

2. 彩色不同步

原则上，该故障可与“无彩色”故障采用同样的检修流程。然而，这时色度通道正常，故障范围仅限于副载波锁相环路的各环节，因而范围减小。可从下述几方面进行判断：

a. 先调节色同步电位器 R_{514} ，如果调节后彩色恢复正常，说明电位器 R_{514} 接触不良，这种现象在早期的日立牌彩色电视机中较易发生。如果与 R_{514} 两端相串联的两个电阻 R_{512} 和 R_{513} 开路或变值以及 R_{514} 损坏，都会引起副载波振荡电路的振荡频率偏离标准频率，从而引起彩色不同步故障。这时需用万用表测量⑨、⑩脚对地的直流电压，正常时⑩脚电压应略高于⑨脚电压 $0.1\sim 0.2V$ 为最佳，这时锁相范围大。

如果调整 R_{514} 观察图象，若水平彩色条纹滚动的速度越来越慢，条纹越来越宽，但仍不能稳定时，除了检查 R_{512} 、 R_{513} 有无变值之外，还要检查 R_{515} ，特别是 C_{510} 、 C_{511} 是否漏电或变值。

b. 检查压控晶振部分，重点应检查与石英晶体 X_{501} 相串联的电容 C_{513} ，可在 C_{513} 上再并联一只 $10\sim 22pF$ 的电容试试。也可用一只 $6\sim 30pF$ 左右的半可变电容器代替 C_{513} ，如图4-85(a)所示，再用无感螺丝刀仔细调节半可变电容器，使副载波振荡频率接近并等于色同步副载频即水平彩色条纹越来越粗直至锁定为止。然后换上容量准确的固定电容。如果上述步骤仍不见效，需检查⑤、⑥、⑦、⑧外围元件是否正常，如 X_{501} 、 R_{518} 、 C_{515} 、 C_{514} 、 R_{516} 等。如果是晶体 X_{501} 谐振频率偏离太大，更换后应按前述副载波晶振调试步骤重调解码器。目前，解码器性能一般都很好，适应性宽，更换晶体后对 R_{514} 、 R_{508} 或 C_{513} 稍加调整即能呈现正常彩色时，可不必重调解码器，认为故障已排除。

c. 如果上述电路正常，彩色仍不同步时，可以测量图4-82中⑬、⑰、⑱脚有关色同步选通脉冲波形，正常波形见图4-85(b)所示。如果⑬和⑰脚波形正常而⑱脚没有波形或波形失常，可调节电位器 R_{508} ，以改变送到⑱脚去的色同步信号的幅度和相位。此外，还需检查 C_{507} 、 C_{505} 有无开路， C_{506} 有无短路， R_{508} 、 L_{501} 有无损坏。

如果⑱脚没有波形，可测量⑬脚的色同步选通脉冲波形，正常波形见图4-85(c)所

示。要注意该波形的顶部应有一个高出的小点。如果没有，可测量③脚的直流电压，正常时应为负值。如果是正值，应检查 L_{505} 、 R_{535} 、 C_{525} 、 C_{534} 、 C_{524} 是否有损或参数变值。另一种检查的方法是，在②脚与地之间接入一个 $20k\Omega$ 电阻，用双踪示波器的两个探头观察TP301的彩色全电视信号和①脚色同步信号之间的时间关系。若时间对齐，可判定选出的是色同步；若对不齐，需检查 L_{505} 等元件。

3. 彩色爬行

首先按彩色解码器调试部分所述的方法精确调整图4-83中的 L_{503} 和 R_{525} 。调整时信号应有变化，若无反应可能调整元件损坏。另外，若 C_{519} 断开，会因失去直通信号而色饱和度减小，且有爬行。若 L_{504} 断开或 C_{532} 、 C_{530} 断开，也会造成爬行。

若上述元件良好又始终调不到最佳状态，可能是延时线延时误差太大所致，此时可调换延时线，但调换后需重新调整梳状滤波器，直至爬行消失。

4. 彩色失真

这里，结合图4-86所示偏色故障检修流程按图4-87的电路概略介绍检修方法。

a. 先将饱和度电位器关至最小，若黑白图象正常，表明是失去 U 、 V 或色差信号所致，应对照表4-1检修。

出现表4-1中 U_{R-Y} 信号丢失故障时，用示波器观测③脚波形，若无 V 信号波形，需检查周围元件有否损坏，例如 L_{503} 断线或虚焊等。若有 V 信号，需挑开 $R-Y$ 接线端，测量②脚直流电压和波形，正常为 $7.2V$ ，若偏差超过 $0.3V$ ，需更换TA7193P，若偏差小于 $0.3V$ ，需测量周围元件，如 C_{521} 漏电或 R_{587} 阻值变化等会导致 Q_{502} 集电极电位升高，出现失去 U_{R-Y} 的故障。

出现表4-1中 U_{B-Y} 信号丢失故障时，用示波器观测②脚波形，若无 U 信号波形，需检查 L_{503} 有否断线或虚焊等。若有 U 信号，需挑开 $B-Y$ 接线端，测量②脚直流电压和波形，正常为 $7.2V$ ，若实测偏差超过 $0.3V$ ，需更换TA7193P，若偏差小于 $0.3V$ ，需检查周围元件，如 C_{523} 、 R_{533} 是否漏电或变值。

当出现表4-1中 U_{G-Y} 信号丢失故障时，需挑开 $G-Y$ 接线端，测量①脚直流电压，同样应为 $7.2V$ ，若实测偏差超过 $0.3V$ 需更换TA7193P，若偏差小于 $0.3V$ ，需检查 C_{522} 、 R_{532} 等是否漏电或变值。

b. 当色饱和度电位器关至最小，光栅上出现偏色现象时，表明是失去基色信号或白平衡调整不当。可对照表4-2检修。

首先测量①、②、④脚的直流电压，若与 $7.2V$ 的偏离小于 $0.3V$ ，再测厚膜电路 M_{801} 中各视放级集电极电位，一般为 $60\sim 70V$ ，若实测电压偏差大于 $50V$ ，说明 M_{801} 有问题，可能某视放管损坏，造成失去基色信号，需更换 M_{801} 。若实测 M_{801} 各视放管集电极

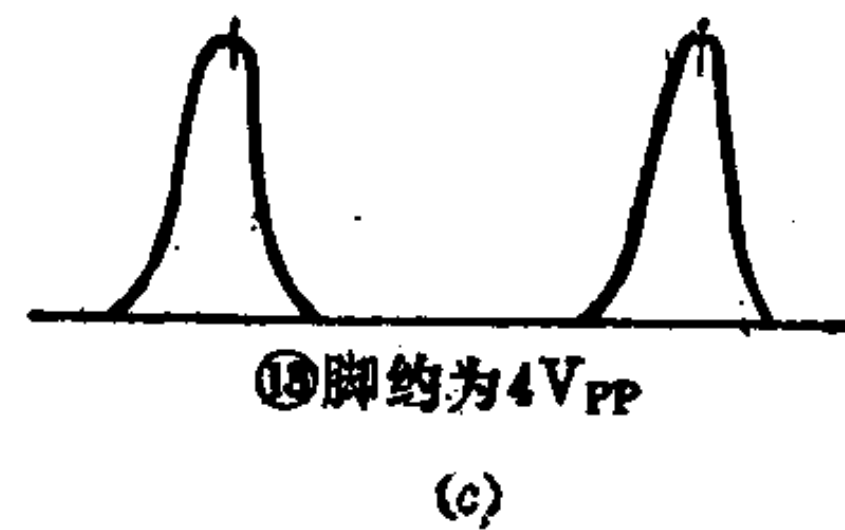
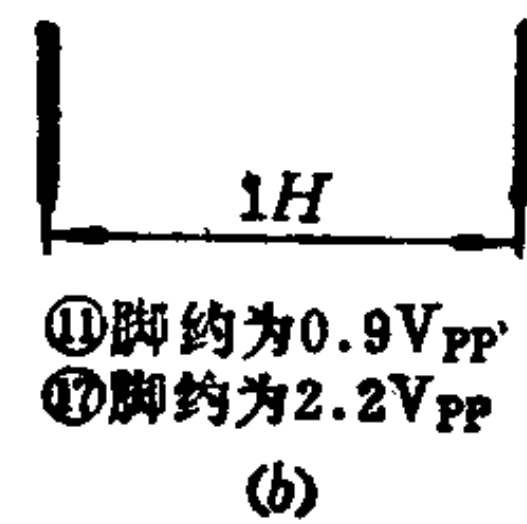
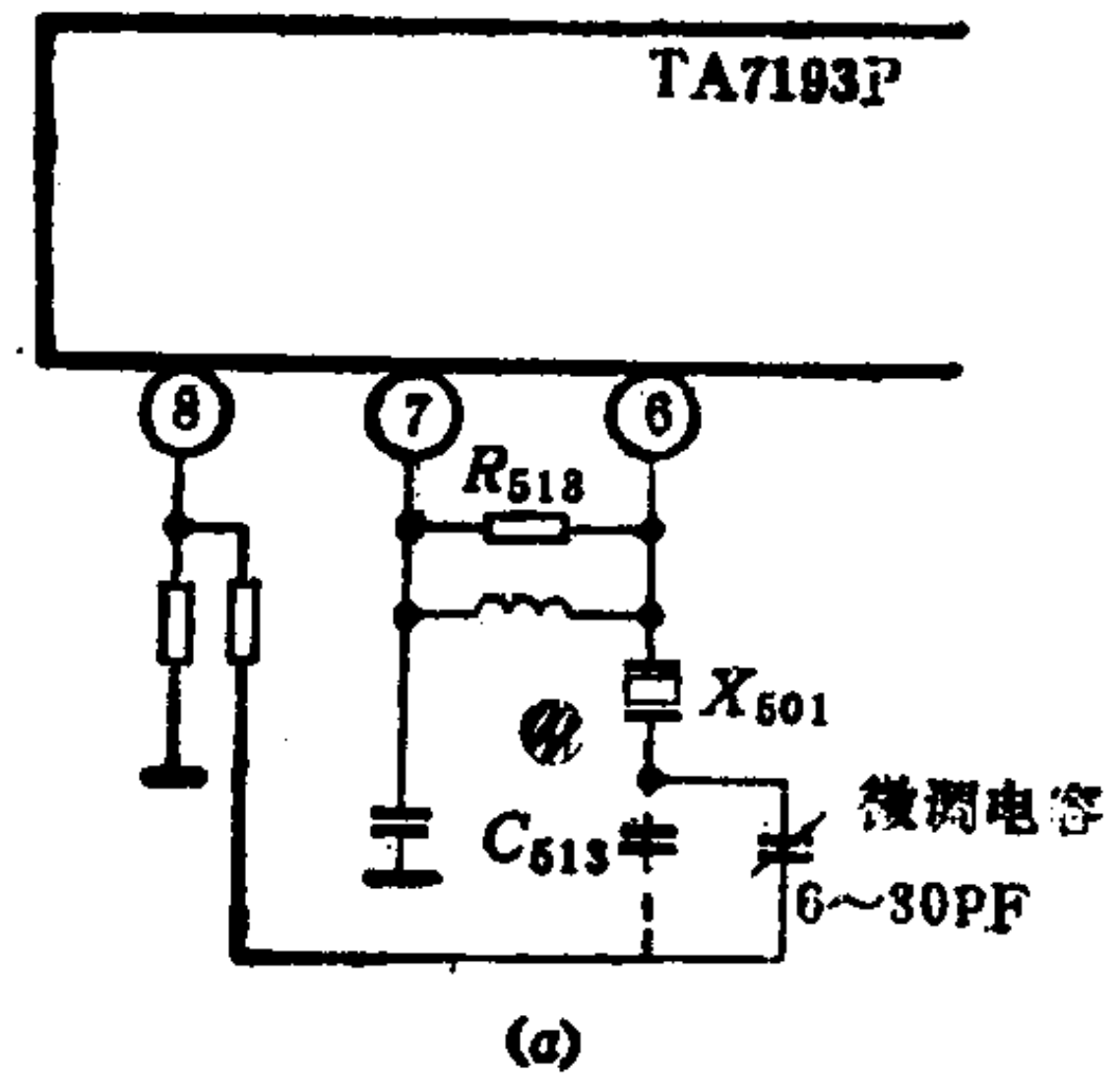


图4-85 副载波频率调节电路和色同步选通的有关波形

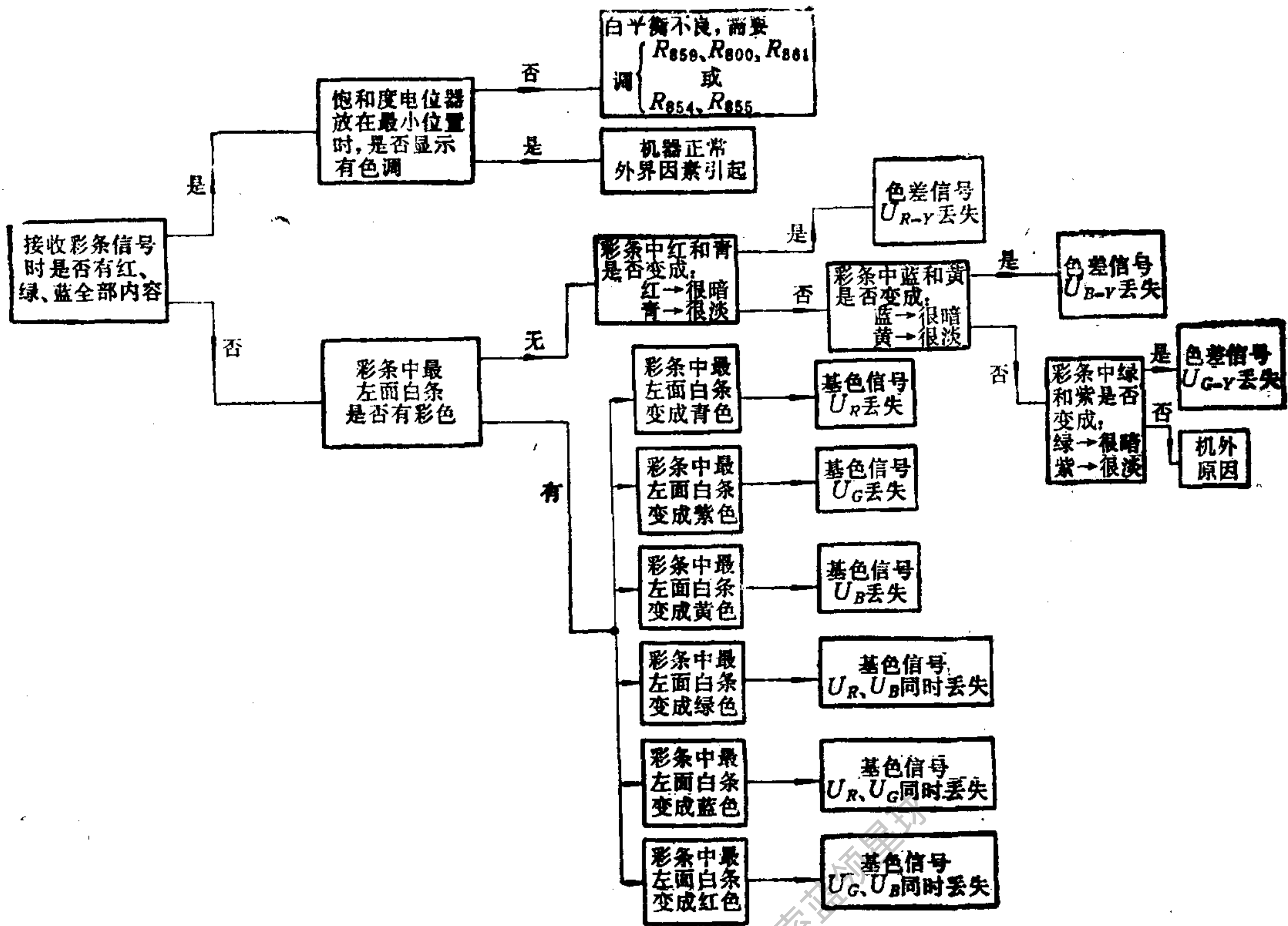


图4-86 偏色故障检修流程图

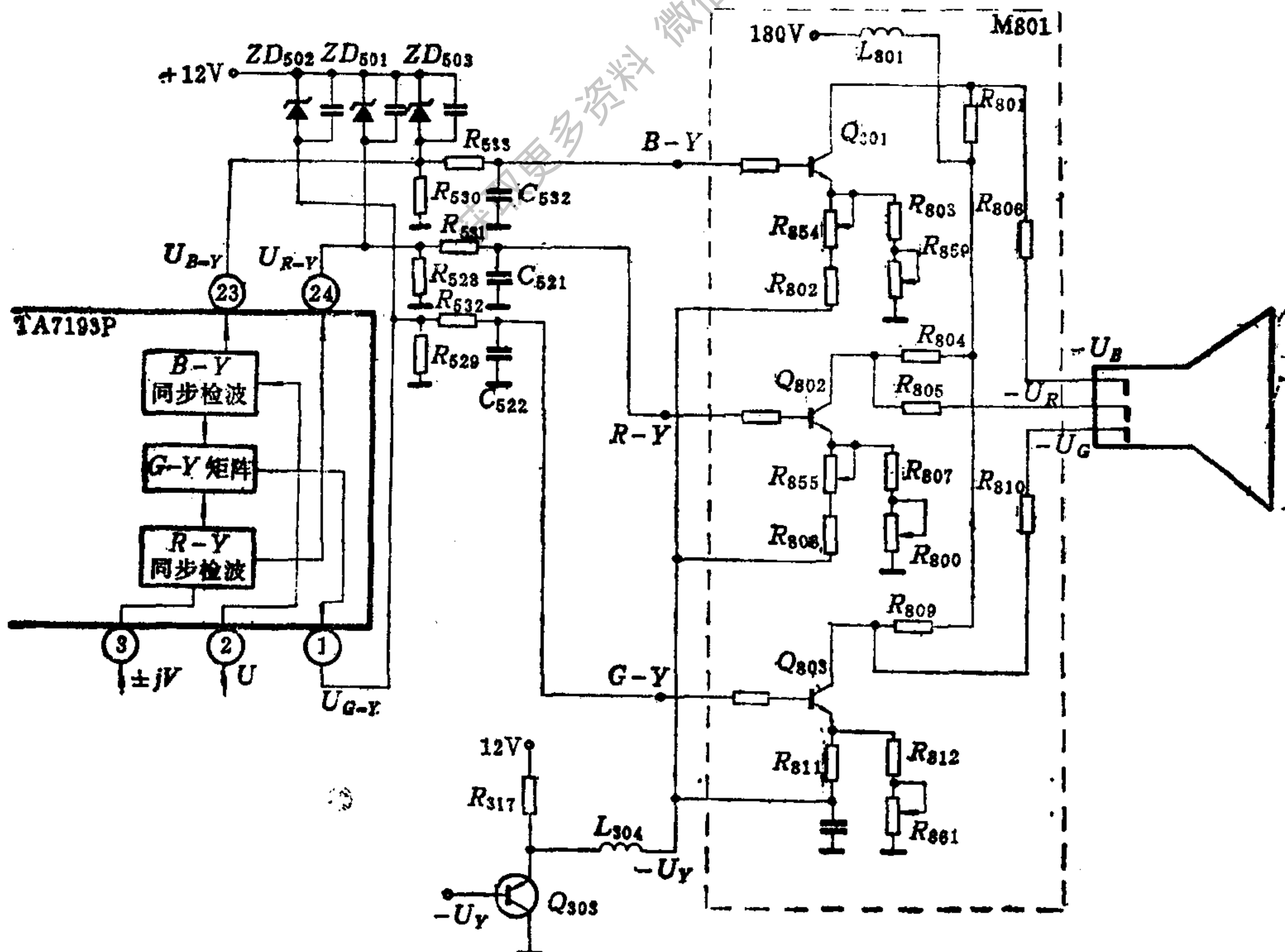


图4-87 基色矩阵及末级视放电路

电位偏离标准值较小，则检查周围元件或显象管是否损坏。 R_{531} 断开或 C_{521} 短路，会使 Q_{502} 截止，出现表4-2所示失去基色信号 U_R 的故障现象。 R_{533} 断开或 C_{523} 短路，会使 Q_{501} 截止，出现表4-2中失去基色信号 U_B 的故障现象， R_{532} 断开或 C_{522} 短路，会使 Q_{503} 截止，出现表4-2中失去基色信号 U_G 的故障现象。

若①、②、④脚电位偏离标称值较大时，需检查周围元件，如果 ZD_{501} 断路，同样会使 Q_{502} 截止，失去 U_R ； ZD_{503} 断路，会使 Q_{501} 截止，失去 U_B ； ZD_{502} 断路，会使 Q_{503} 截止，失去 U_G 。

白平衡调整待后面介绍。

5. 彩色反转失真

a. U 、 V 极性均与正常的相反，使彩色顺序颠倒，表现为如表4-4所示的失真情况。

表 4-4

正常彩条	白	黄	青	绿	紫	红	蓝	黑
反转彩条	白	蓝	红	紫	绿	青	黄	黑

对于图4-84所示的电路，如果 R_{525} 开路，使 Q_{501} 深度饱和，失去放大倒相作用，结果②、③脚信号全反相，从②、④脚用示波器可观测到如图4-88所示的反相的色差信号波形。当然， U_{G-Y} 也将反相。因此，图象将呈现出彩色反转的故障现象。

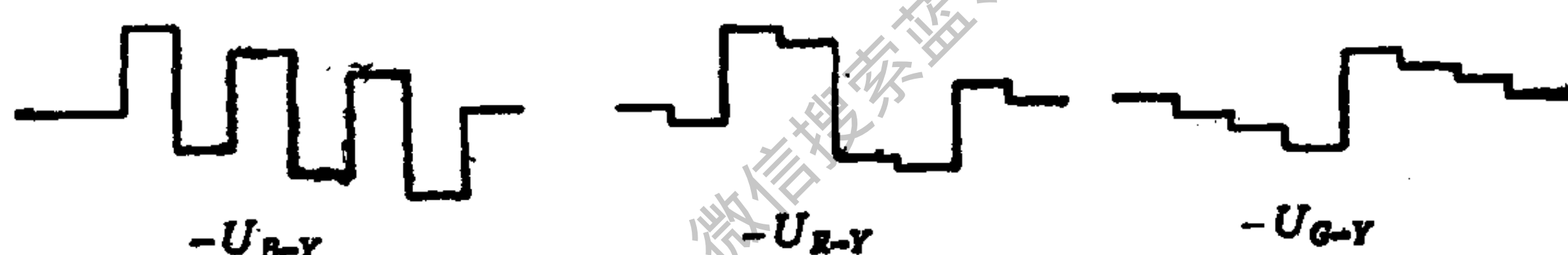


图4-88 反相的色差信号波形

b. 此外，有些电视机的彩色图象会出现红、绿位置颠倒，青、紫位置颠倒的现象。这种故障的原因在于，PAL开关的相位反了，使解调出的 V 信号与正常的相反，而出现红色的草地，绿色的面孔的奇怪现象。不过，对于TA7193P，PAL开关不正常时将自行起消色作用，不会出现这种现象。

c. 另外，有些电视机的彩色图象会出现青条近乎蓝色，绿条近乎黄色，紫条呈暗蓝色，红条呈暗黄色，即一片灰褐黄蓝色调，无红、绿色调。这种故障的原因在于，PAL开关不工作，使解调出的 V 信号一行极性正确，另一行极性相反，相邻行平均后只有黄蓝色调。不过，TA7193P中也不会出现这种故障。

6. 无光栅或图象太暗

a. 无光栅或图象暗，转动色饱和度电位器光栅上有亮暗不同的彩色条出现，呈现如表4-3所示现象，这是无 U_Y 的现象，转动亮度电位器光栅亮度有变化。

亮度通道故障的检修流程如图4-89所示。上述故障原因可能是， Q_{501} 损坏，使无 U_Y 输出；或者 Q_{504} 损坏；或者 R_{518} 、 C_{509} 断开，钳位管集电极无通路，引起亮度通道各级直流工作点变化。例如 Q_{502} 因基极电位下降而饱和，导致集电极电压上升， Q_{503} 发射极电压上升，各视放管发射极电压上升，因而亮度下降。

b. 无光栅或图象暗，转动亮度电位器图象亮度无变化。这有下述两种情况：

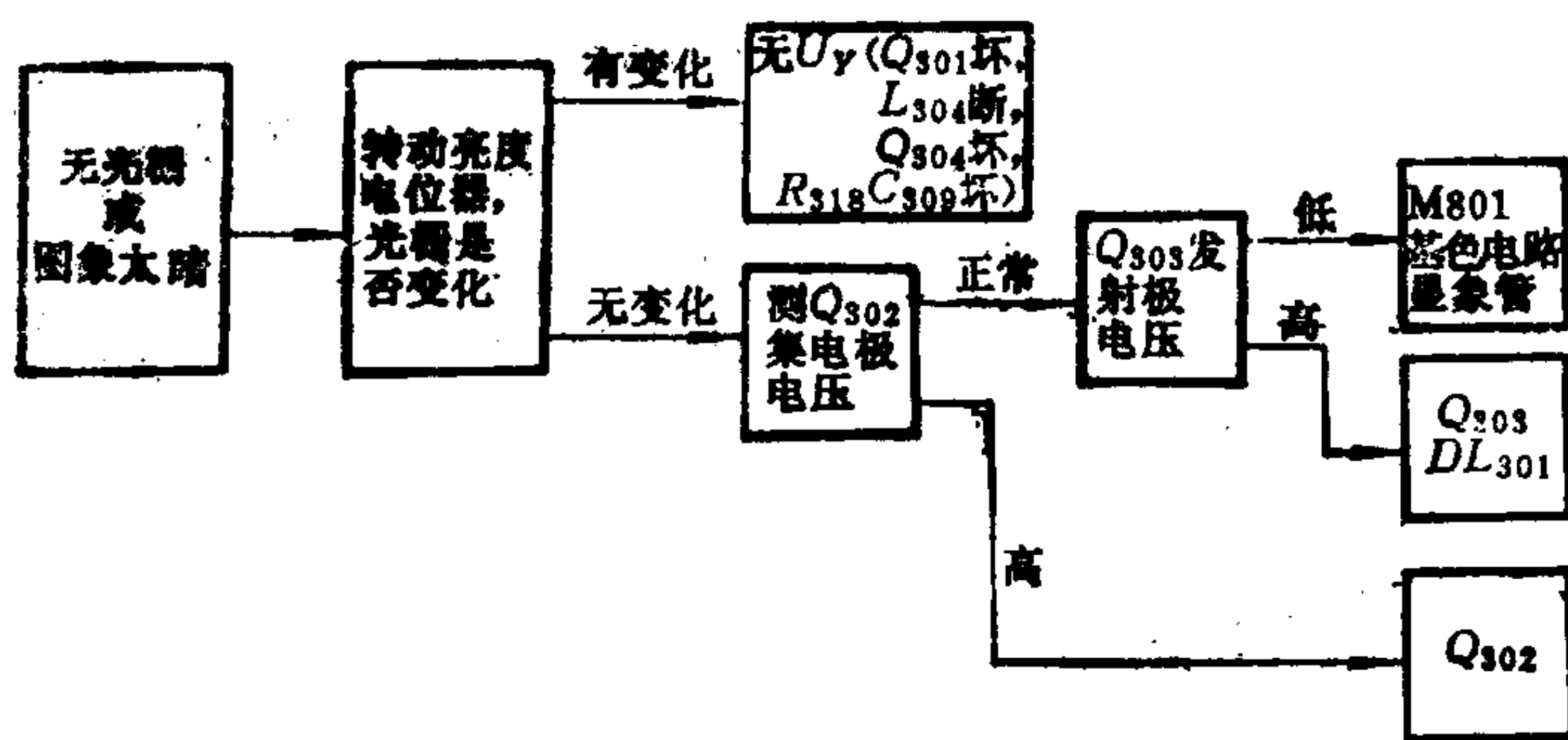


图4-89 亮度通道故障检修流程

若检查 Q_{302} 集电极电压正常(5.9V),而 Q_{303} 发射极电位低于正常值(6.7V),则一般是亮度通道以外的电路有故障,例如 M_{801} 、彩色显象管阴极或基色信号电路等。若 Q_{303} 发射极电位高于正常值,则可能是 Q_{303} 损坏,或者 DL_{301} 断路损坏。

若检查 Q_{302} 集电极电位过高,则是 Q_{302} 损坏。

c. 无彩色且亮度下降

可能是复合同步信号有问题,若 L_{305} 断路,会因无钳位脉冲使 Q_{302} 的 U_b 下降, Q_{302} 的 U_c 上升, Q_{303} 发射极电位上升,因而亮度下降。

(二)松下TC-483D型机彩色解码电路故障检修

该机的解码系统如图4-57所示,由AN5620X和AN5612两块集成块和相应的外围电路组成,以下的介绍均以图4-57为准。

1. 无彩色

断开AN5620X②脚电容 C_{605} ,并外加4V直流电压时观察屏幕是否出现彩色。若仍无彩色,应继续检查色度通道,若出现彩色,说明是副载波恢复电路的故障,其检修流程如图4-90所示。

(1)若仍无彩色时为色度通路的故障,图4-91示出了色度信号处理的有关电路。

a. 判断有无色度信号至解码器 测AN5620X的①脚直流电压或用示波器观察波形。

若不正常,应检查带通滤波器,如果元件均正常则继续向前查 A_6 和 A_{12} 测试点判断。

因若 C_{604} 、 T_{601} 、 R_{601} 、 Q_{102} 、 L_{103} 、 R_{602} 等有损均会造成①脚无色度信号。

若①脚正常,再检AN5620X④脚,如果正常应查梳状滤波器,如果正常可能集成块损坏。

b. 梳状滤波器

因为该电路加法器、减法器在集成块内完成,所以造成因色度信号中断而无彩色的唯一元件是 L_{602} 断开。但在AN5620X中若⑧脚无直通信号时会因选不出色同步信号而造成消色,因此还需再查⑧脚信号是否正常及 R_{605} 、 R_{606} 、 R_{607} 、 C_{610} 是否有损。

c. 附属电路故障

需测量②、③脚电压,若 C_{605} 、 C_{606} 有损会出现消色现象。同时AN5612⑯脚色饱和度和度控制电位器 R_{613} 、 R_{615} 若损坏也可能引起无彩色。

(2)若出现彩色说明副载波恢复电路故障,图4-92示出了用AN5620X集成块的副载波恢复部分有关电路。

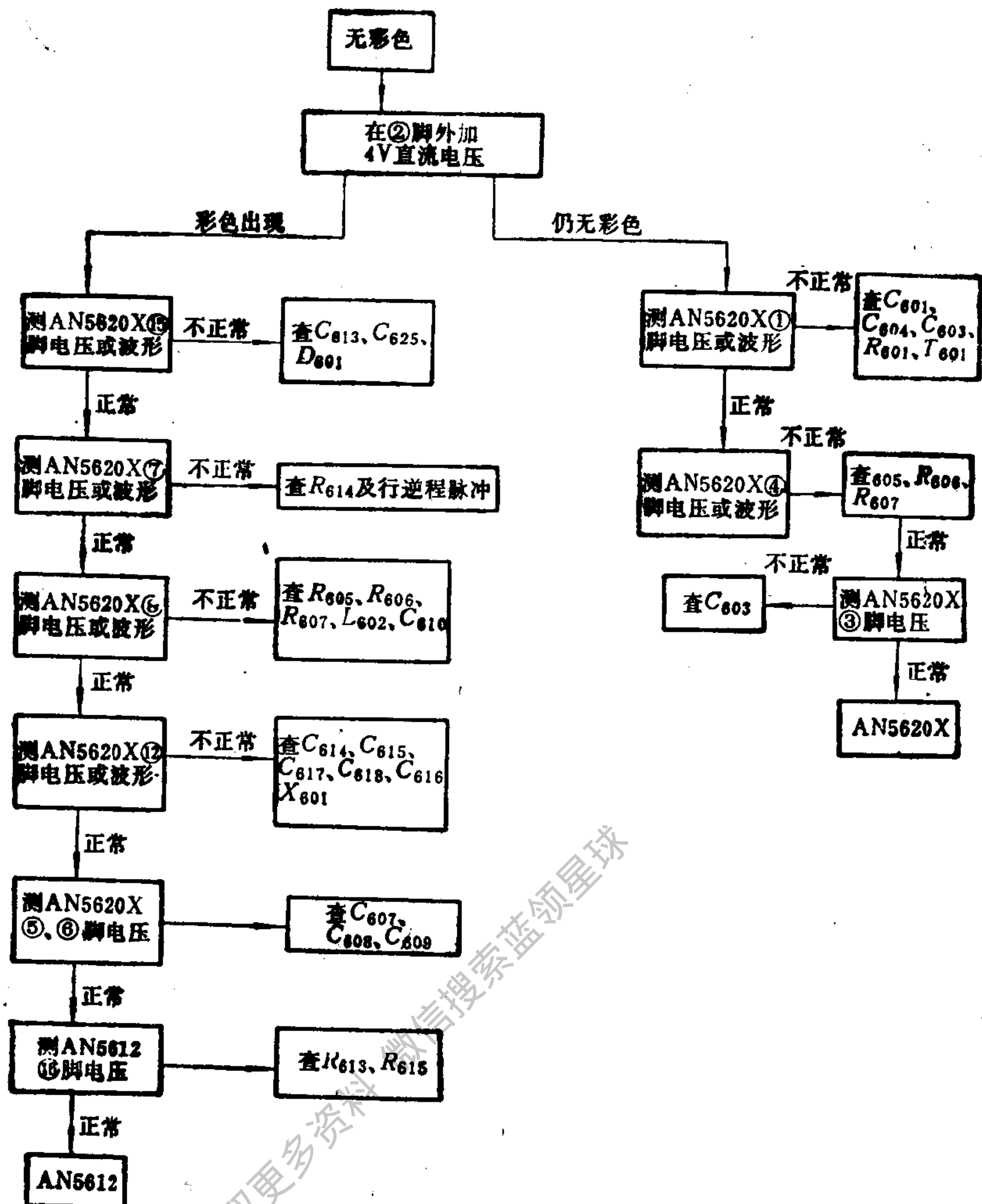


图4-90 松下TC-483D型机解码器造成无彩色故障检修流程

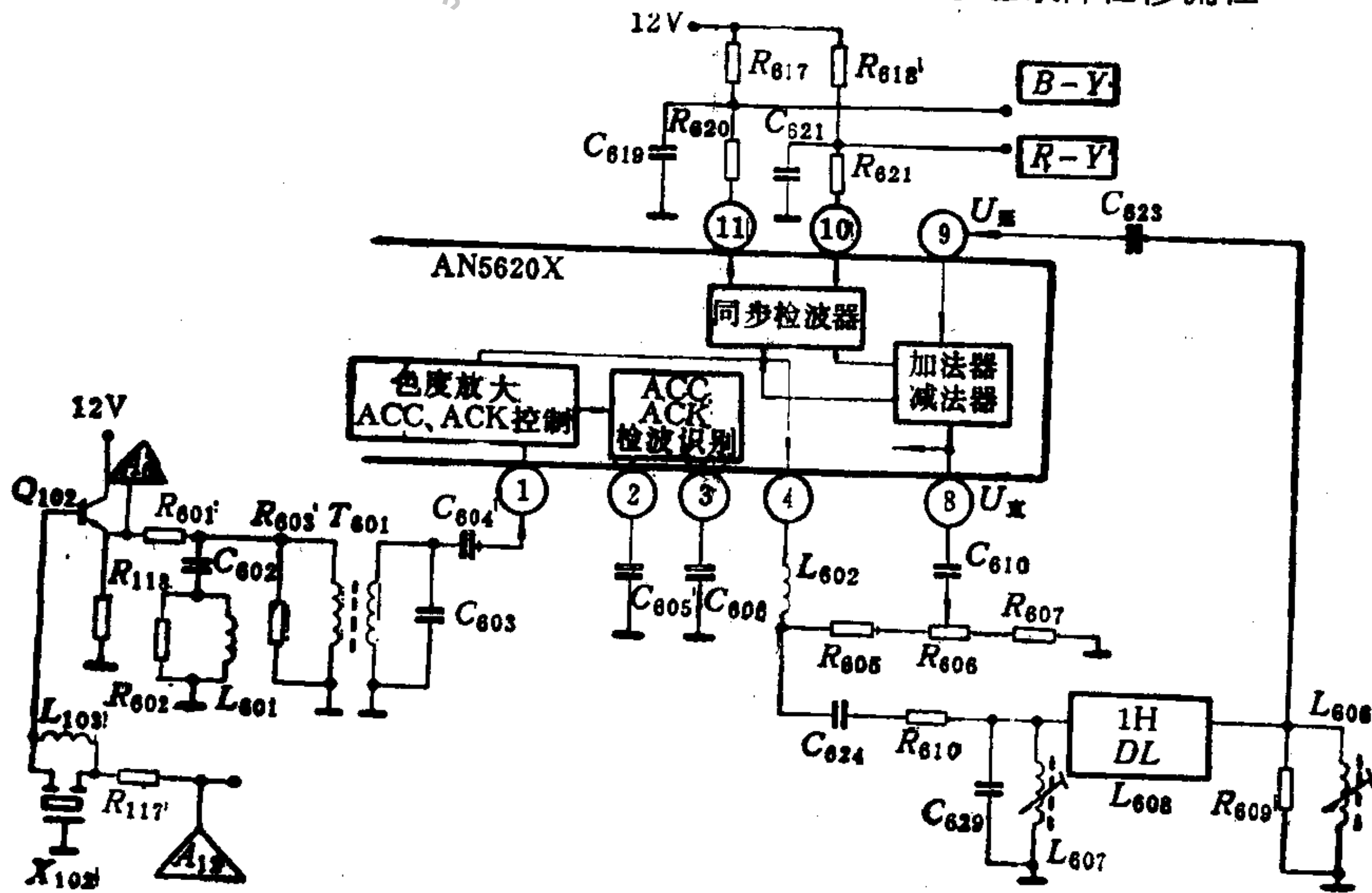


图4-91 AN5620X色通道电路

a. 色同步信号电路

测⑮脚波形，若不正常，查 C_{625} 、 C_{613} 、 D_{601} 。

测⑧脚波形，若不正常，查 C_{610} 、 R_{605} 、 R_{606} 、 R_{607} 、 L_{602} 及④脚波形。还可用双踪示波器观察两者的时间关系。

b. 副载波压控晶振

测⑫脚电压及波形，若不正常，查 $C_{614} \sim C_{618}$ 及 X_{601} 。

测⑤、⑥脚电压，若不正常，查 C_{607} 、 C_{608} 、 C_{609} 、 R_{604} 。

c. 测⑦脚是否有行逆程脉冲，若无，查 R_{614} 。

2. 彩色不同步

原则上与“无彩色”故障副载波部分检修流程相同。

a. 用双踪示波器观察⑮脚的色同步选通脉冲和⑧脚色度信号中的色同步信号是否对准，若对不准，应查 L_{609} 、 C_{613} 。

b. 测⑤⑥脚的电压，查 C_{609} 、 C_{608} 、 C_{607} 、 R_{604} 等是否有损。

c. 微调 C_{613} 观察彩色不同步的程度是否有改善，若无改善，应查 $C_{614} \sim C_{618}$ 及更换 X_{601} ，或集成块。

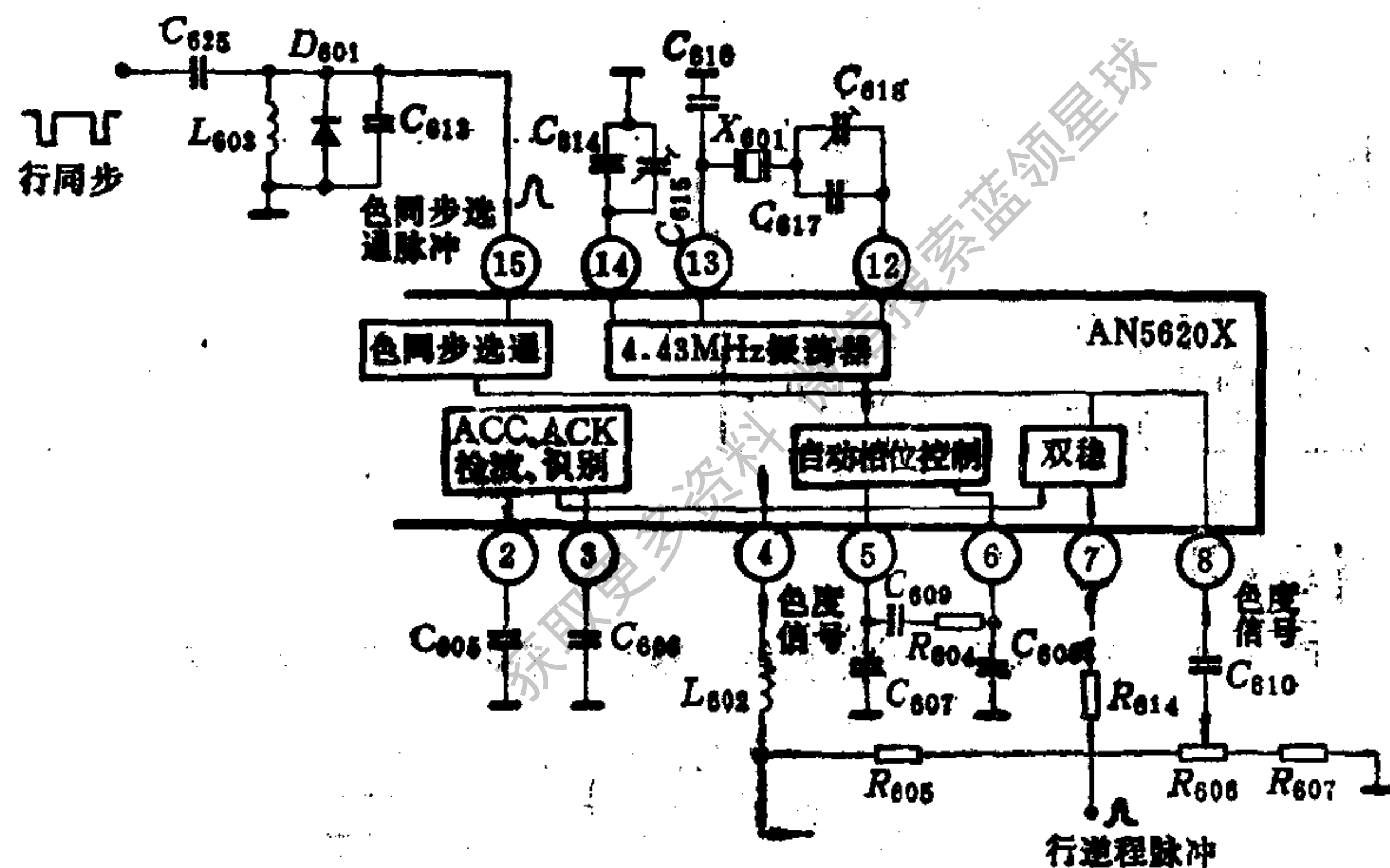


图4-92 AN5620X副载波恢复电路

3. 彩色爬行

a. 用示波器观察AN5620X⑧、⑨两脚色度信号是否正常，幅度是否相等，若不正常，查 C_{624} 、 R_{610} 、 C_{623} 及 R_{606} 、 L_{608} 是否有损。

b. 重调梳状滤波器，可用彩色信号源，将AN5612①脚用 $10\mu\text{F}$ 电容接地，示波器观察AN5612⑨脚应B-Y信号，调 L_{606} 、 L_{607} 使各色条处双线重合，调 R_{606} 使幅度最大。或细心调整至屏幕爬行消失。

4. 彩色失真

a. 失去色差信号

对照失去色差信号故障现象表可见，

若红→非常暗且青→白 测AN5620X⑩脚波形，AN5612⑮脚波形，查 R_{620} 、 C_{607} 。

R_{617} 。

若蓝→黑且黄→白,测AN5620X⑪脚波形,AN5612⑫脚波形,查 R_{621} 、 R_{618} 、 C_{310} 。

b. 失去基色信号

参照失去基色的故障表,以及图4-75说明。

无蓝色调(即失去 U_B ,白→黄)说明 Q_{353} 截止,查 R_{315} 、 R_{353} 、 R_{355} 是否开路, D_{606} 是否击穿。

无红色调(即失去 U_R ,白→青)说明 Q_{351} 截止,查 R_{313} 、 R_{351} 、 R_{354} 是否开路, D_{604} 是否击穿。

无绿色调(即失去 U_G ,白→紫)说明 Q_{352} 截止,查 R_{314} 、 R_{352} 是否开路, D_{605} 是否击穿短路。

c. 某基色过强时,相当于同时失去两个基色,说明末级视放管有饱和故障。

图象出现蓝色调(即白→蓝)说明 Q_{353} 饱和,查 C_{353} 、 C_{310} 是否击穿短路。

图象只有红色调(即白→红)说明 Q_{351} 饱和,查 C_{351} 、 C_{308} 是否击穿短路。

图象只有绿色调(即白→绿)说明 Q_{352} 饱和,查 C_{352} 、 C_{309} 是否击穿短路。

d. 钳位电平异常

该级钳位电平直接影响末级工作点,有故障时也会造成严重的彩色失真。

当 C_{308} 开路时,使 $R-Y$ 直流电平不对,荧光屏上彩条图象出现右边发红,左边失去红且图象变暗。

当 C_{310} 开路时,使 $B-Y$ 直流电平不对,荧光屏上彩条图象出现右边发蓝,左边失去蓝且图象变暗。

当 C_{309} 开路时,该 $G-Y$ 直流电平不对,荧光屏上右边发绿,左边失去绿且图象发暗。

第五章 行、场扫描系统

第一节 概 述

一、行、场扫描系统的基本组成

行、场扫描系统的基本组成如图5-1所示，它由行、场扫描电路及其附属电路组成。

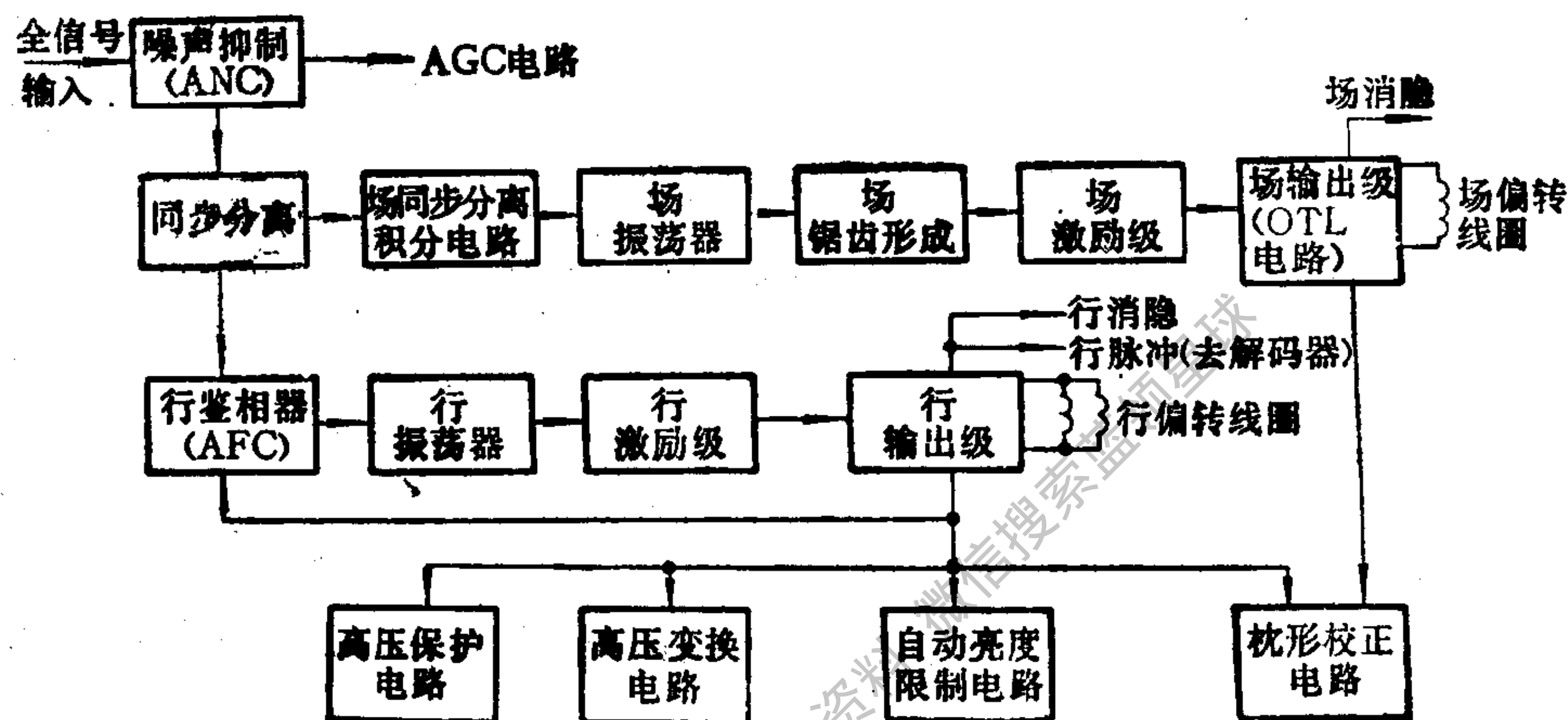


图5-1 行、场扫描系统的基本组成

行、场扫描电路的功能是给行、场偏转线圈提供出与全电视信号中行、场同步脉冲同频同相的行、场锯齿电流，使显象管上的扫描光栅与摄像时的完全一致。扫描电路的附属电路用以产生彩色显象管正常工作所需的各极高压及光栅校正信号。

从图象检波电路输出的全电视信号中，可能混入有脉冲性干扰，它会扰乱同步信号，并影响自动增益控制（AGC）电路的正常工作。所以，全电视信号经过噪声抑制电路消除干扰后，再送到同步分离电路和AGC电路去。在集成电路彩色电视机中，噪声抑制电路一般放在中放集成电路中，但有时也包含在扫描块集成电路中。

同步分离电路是幅度分离电路，用以从全电视信号中切割出复合同步脉冲。它输出的复合同步脉冲一路送到场积分分离电路，分离出场同步脉冲，去控制场振荡器，使之与复合同步脉冲中的场同步脉冲同频同相，实现场扫描同步。另一路送至行鉴相器（AFC）电路，与行振荡器形成的脉冲进行频率和相位比较，产生出的直流误差电压去控制行振荡器的振荡频率和相位，使之与复合同步脉冲中的行同步脉冲同频同相，实现行扫描同步。

行、场振荡器均为可控自激振荡器，当无外同步信号输入时，振荡器依然工作，使荧光屏上仍然呈现光栅，给维修和使用提供了方便。

场扫描电路是由积分分离电路、场振荡器、场锯齿形成电路、场激励级和场输出级等几部分组成的。由场振荡器形成的场频脉冲控制场锯齿波形成电路,得到的场锯齿电压经场激励级放大后,推动场输出级,由场输出级向场偏转线圈提供线性良好、幅度足够的场频锯齿电流。场扫描电路的工作频率低(场频50Hz),在场扫描正程期间场偏转线圈的感抗可以忽略,近似看作是纯电阻。场输出级的负载既是电阻性的场偏转线圈,所以场输出级是工作于放大状态的低频功率放大器。过去,场输出电路常采用扼流圈耦合或变压器耦合的甲类工作方式,但现已几乎被无输出变压器的乙类推挽电路(即OTL电路)所取代。OTL电路具有结构简单、输出波形好和效率高等优点。为了避免场输出电路直接与场锯齿波形成电路连接,造成场振荡器负载重,频率不稳,锯齿波形不好等,通常用场激励级推动场输出级。场激励级一方面起隔离作用,同时将场锯齿电压放大到场输出级所需的推动幅度。并且,由于场激励级提高了整个电路的增益,因此可以引入较深的负反馈和其它补偿电路,进行各种场扫描线性的补偿,使场输出级输出的锯齿电流线性良好。

行扫描电路由行鉴相器、行振荡器、行激励级和行输出级等几部分组成,行扫描电路的工作频率为行频15625Hz,是场频的312.5倍。所以,作为行输出级负载的行偏转线圈,其感抗值比之电阻值高得多,可以近似地把行偏转线圈看成是一个纯电感。根据电工学原理,要在电感线圈中获得锯齿电流,必须在其两端加一个矩形脉冲。由于行输出级需向行偏转线圈提供行频矩形脉冲,故行输出级实际工作于开关状态。行激励级向行输出级提供的激励信号(开关信号)也应是幅度足够大的矩形脉冲,所以行激励级也是工作于开关状态的脉冲功率放大器。由于扫描频率不同,行扫描电路的工作情况与场扫描电路有很大差异。

行、场输出级逆程期间输出的逆程脉冲可以分别作为辅助的行场消隐脉冲,送至显象管去在行场逆程期帮助截止扫描电子束。行输出级送出的行频脉冲还送到解码电路,用来形成色同步选通脉冲。

行、场扫描电路除输出级外,均可实现集成化,现已可用一块集成电路(例如HA11235, AN5435, TA7609P等)完成除输出级外的行、场扫描电路的全部功能。它们只要配接行、场输出级电路,就可组成完整的行、场扫描电路。比之分立元件扫描电路的元件数大为减少,电路性能又大为提高。

行、场输出级电路功率较大,故较难实现集成化。但在小尺寸的黑白电视机中,场输出功率较小,场输出级也可以实现集成化。例如12D4电视机中采用的单片场扫描集成电路KC581C,就包含有场输出级电路。

二、行、场扫描集成电路中的基本单元电路

(一) 集成恒流源电路

恒流源即输出电流不随负载变化的电流源。因此,负载两端或即电源两端电压变化时,其中的电流并不改变。理想恒流源的伏安特性是一条水平直线,不论电压 V 多大,电流 I 始终不变,如图5-2所示。由于晶体管共射电路在线性区工作时,其集电极-发射极电压的变化对集电极电流影响很小,其输出特性接近水平直线,因而,在集成电路中都采用晶体管集电极电流作为恒流源电流。

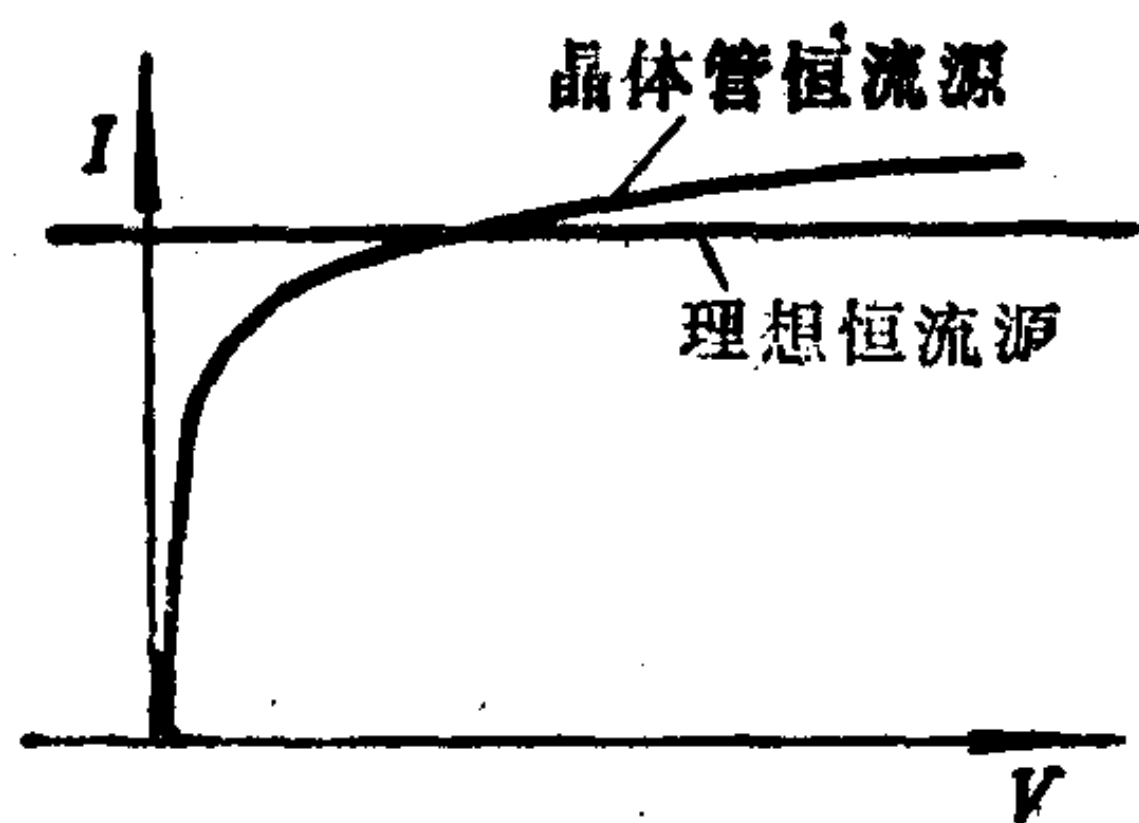


图5-2 恒流源特性

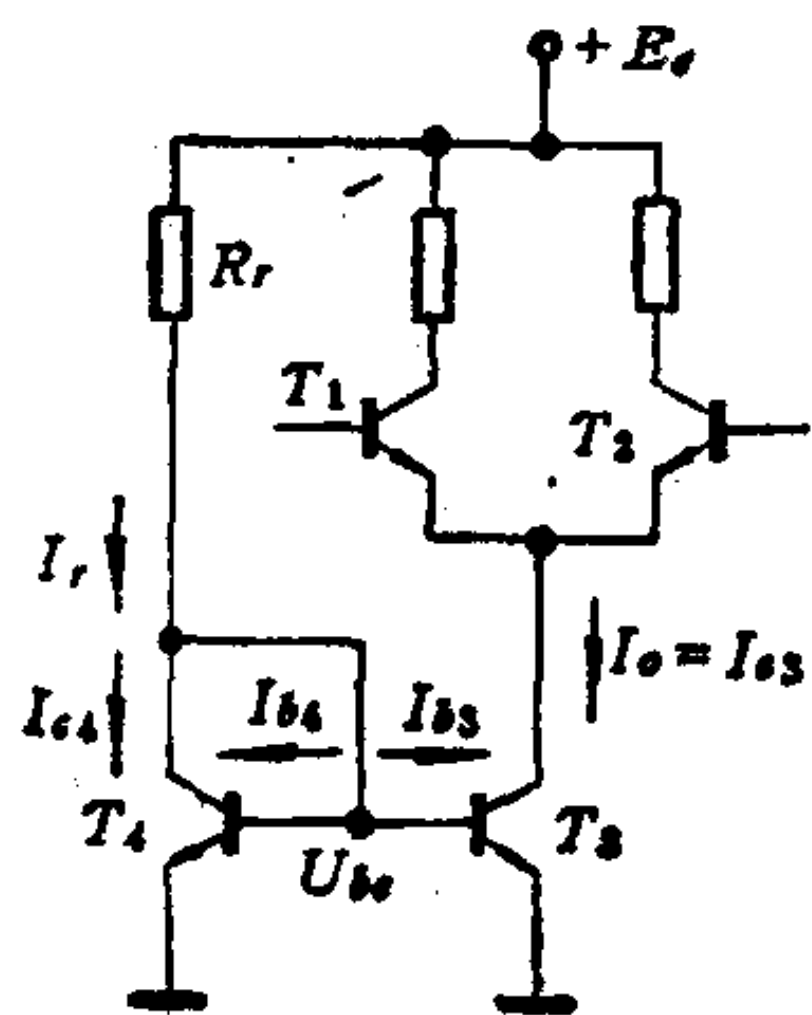


图5-3 镜象恒流源

集成电路中大电阻不易制造，恒流源电路的等效交流内阻很大，可以代替大电阻，作为放大器的有源负载。为了提高差分放大器抑制共模信号和零点漂移的能力，差分放大器射极电路中应接入大电阻。在集成电路中，差分放大器射极上实际常接以恒流源电路。下面，介绍集成电路中常用的几种恒流源电路。

1. 镜象恒流源

图5-3示出了接在差分放大器射极上的镜象恒流源电路。由 T_3 、 T_4 和 R_r 组成镜象恒流源电路， T_3 、 T_4 管集成在一起，因此特性完全相同。由于它们基极相连，发射极均接地，故两管的发射结电压 U_{be} 严格相等，它们的基极电流和集电极电流也必然相等，即 $I_{b3} = I_{b4}$ ， $I_{c3} = I_{c4}$ 。我们称晶体管 T_3 、 T_4 具有镜象对称关系，这是由集成电路的工艺来保证的。

T_4 集电极和基极相连，所以其集电结不会正偏， T_4 工作于线性放大状态。 T_4 集电极通过电阻 R_r 接到电源电压 E_c ， R_r 上流过的电流 I_r 称为参考电流，其值为：

$$I_r = \frac{E_c - U_{be}}{R_r}$$

一般， $U_{be} = 0.7V$ ， $E_c > 10V$ ，可以认为 $E_c \gg U_{be}$ ，上式可简化为：

$$I_r \approx \frac{E_c}{R_r}$$

这表明，参考电流只与 E_c 和 R_r 有关，因此比较稳定。

由图5-3可知：

$$I_r = I_{c4} + I_{b3} + I_{b4}$$

因为 $I_{b3} = I_{b4}$

所以

$$I_r = I_{c4} + 2I_{b4}$$

$$= I_{c4} + \frac{2I_{c4}}{\beta}$$

$$= I_{c4} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

根据晶体管的镜象对称关系，在发射电压相等时，有

$$I_{c3} = I_{c4} = \frac{I_r}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} = \frac{\beta I_r}{\beta + 2}$$

在 $\beta \gg 2$ 时, 恒流源电流为:

$$I_0 = I_{c3} = I_{c4} \approx I_r \approx \frac{E_c}{R_r}$$

可见, 要改变恒流源电流 I_0 , 只要改变电阻 R , 即可。

在一些集成电路中, 要求恒流源电流 I_0 和参考电流 I_r 的值不相同, 一般采用图5-4所示的镜象恒流源电路, 也就是在 T_3 、 T_4 管分别串入电阻 R_{e3} 、 R_{e4} 。由于 T_3 、 T_4 基极连接在一起, 两管发射结电压 U_{be} 相等, 所以可认为 R_{e3} 和 R_{e4} 上压降相等, 即:

$$\begin{aligned} I_r R_{e4} &= I_0 R_{e3} \\ I_0 / I_r &= R_{e4} / R_{e3} \end{aligned}$$

得到:

$$I_0 = \frac{R_{e4}}{R_{e3}} I_r$$

可见, 改变 R_{e3} 和 R_{e4} 的比值, 即可得到 I_0 对 I_r 的不同比值。

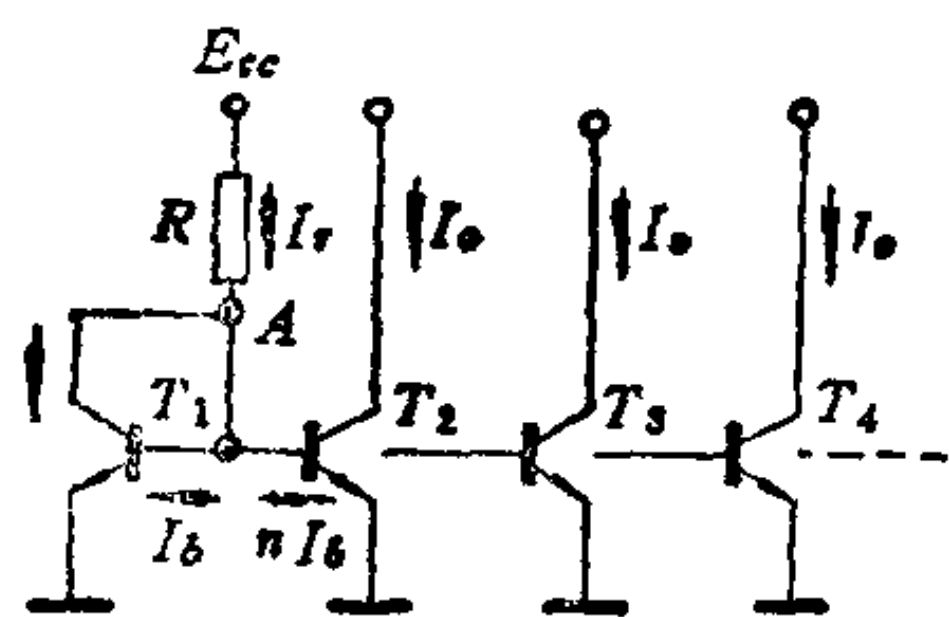


图5-5 多电流恒流源电路

2. 多电流恒流源

在同一块集成电路中, 常常要用到多个恒流源, 这时可采用图5-5所示的多电流恒流源电路。由于各晶体管做在一块基片上, 发射结结构相同, 故各集电极电流 I_{c} 相等。如果输出 n 个恒流源电流, 则根据上面对镜象恒流源的推导可知, 恒流源电流 I_0 与参考电流 I_r 有如下关系:

$$I_0 = \frac{\beta I_r}{\beta + (n+1)}$$

当 $\beta \gg n+1$ 时, $I_0 \approx I_r$ 。

若需要多个电流值不同的恒流源, 可以采用图5-6所示电路。因为各晶体管基极电位相等, 各发射结电压相等, 所以各晶体管射极电阻 R_e 上电压也相等, 当各射极电阻数值不同时, 各恒流源电流也不同, 电流之比等于射极电阻倒数之比。

3. 改进型恒流源

由上面的分析可知, $I_0 \approx I_r$ 的条件是 β 应该很大于2 (或 $n+1$)。若不满足这一条件, 则 I_0 会比 I_r 小, 而且 I_0 大小会受 β 值变化的影响。为此, 可采用图5-7(a)所示的改进型恒流源电路。

设晶体管 T_1 、 T_2 有镜象对称关系, 即

$$I_{b1} = I_{b2} = I_b, \quad I_{c1} = I_{c2} = I_0$$

晶体管 T_1 、 T_2 、 T_3 的 β 值相同, 即

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$$

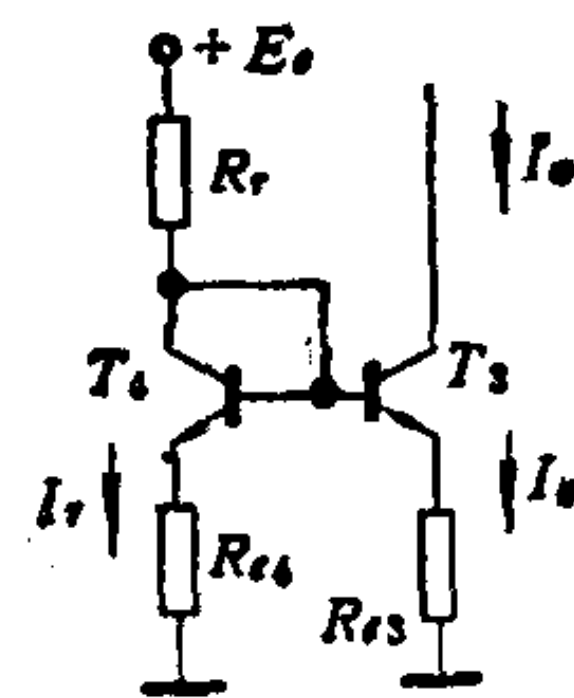


图5-4 射极加电阻的镜象恒流源

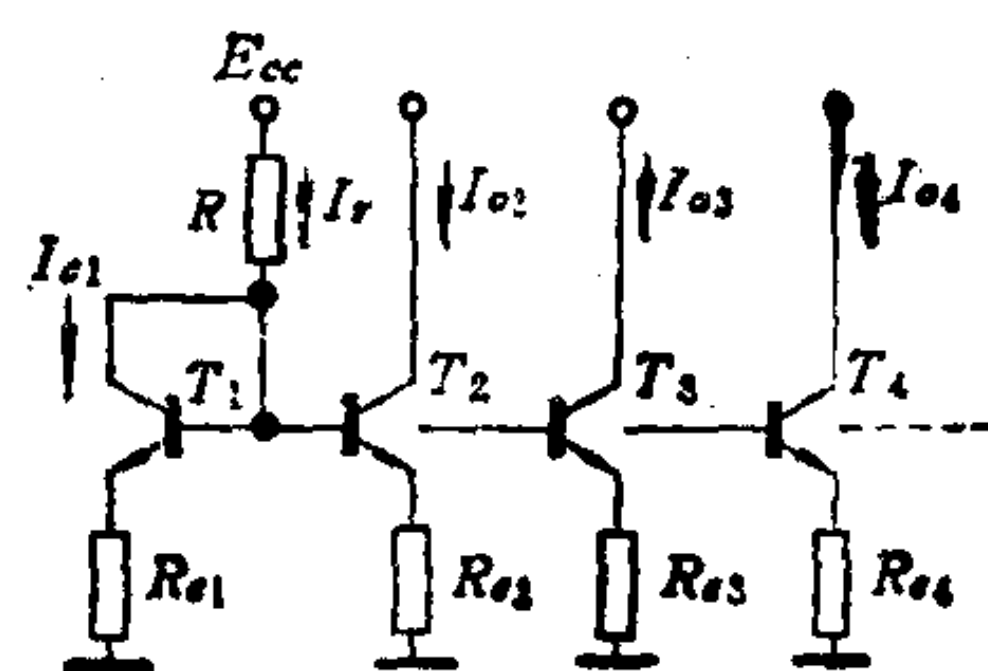


图5-6 电流不同的多恒流源电路

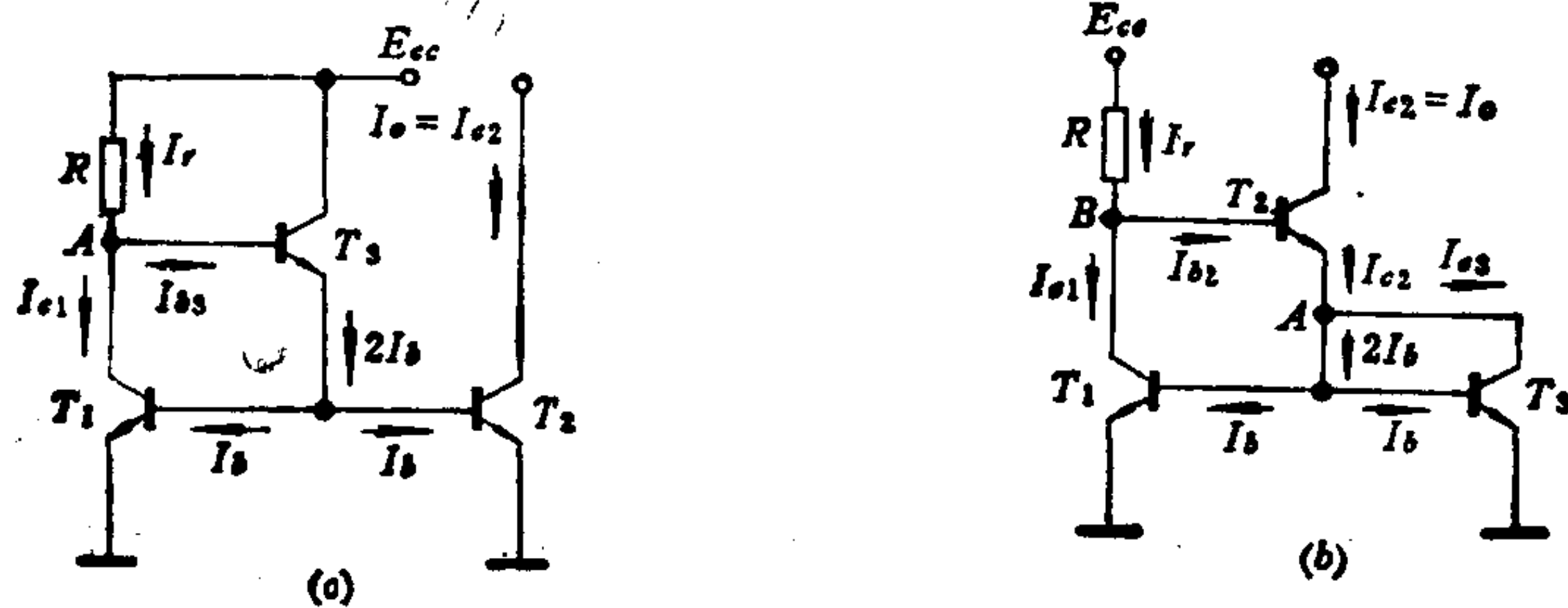


图5-7 改进型恒流源电路

由图5-7(a)可得:

$$2I_b = I_{c3} = (1 + \beta)I_{b3}$$

故

$$I_{b3} = \frac{2}{1 + \beta} I_b$$

而

$$I_r = I_{c1} + I_{c3}$$

$$= I_0 + \frac{2}{1 + \beta} I_b$$

$$= I_0 + \frac{2}{\beta(1 + \beta)} I_0$$

$$= \frac{\beta(1 + \beta) + 2}{\beta(1 + \beta)} I_0$$

故

$$I_0 = \frac{\beta(1 + \beta)}{\beta(1 + \beta) + 2} I_r$$

由上式可知, 只要满足 $\beta(1 + \beta) \gg 2$, 即可得到 $I_0 \approx I_r$ 。它比 $\beta \gg 2$ 的条件容易满足, 使恒流源电流 I_0 值受 β 值影响小得多, 因 β 值不同引入的误差很小。

图5-7(b)是另一种改进型恒流源电路。 T_1 、 T_3 有镜象对称关系, 根据图中标电

流可知:

$$I_0 = I_{c2} = \alpha I_{e2} = \frac{\beta}{1 + \beta} I_{e2}$$

而

$$I_{e2} = I_{c3} + 2I_b$$

$$= I_{c3} + \frac{2}{\beta} I_{c3}$$

$$= \frac{\beta + 2}{\beta} I_{c3}$$

同时,

$$I_{c3} = I_{c1} = I_r - I_{b2}$$

$$= I_r - \frac{I_{c2}}{\beta}$$

$$= I_r - \frac{I_o}{\beta}$$

整理后得到：

$$I_o = \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2)+2} I_r$$

式中， $\beta(\beta+2) \gg 2$ 很容易满足，故 $I_o \approx I_r$ ， β 值不同时引入的误差也很小。

图5-7(b)电路实际是一个具有深度电流负反馈的电流放大器，它能自动维持工作点的稳定，并有很高的输出阻抗，是恒流特性很好的恒流源。例如温度变化使 I_o 增加时， I_{c2} 增加， I_b 和 I_{c3} 随着增加，由于基极电流 I_r 是稳定的〔 $I_r = (E_{cc} - 2U_{be})/R$ 〕，所以 I_{b2} 将减小，从而 I_o 也减小下来，维持稳定值。

(二) 正反馈集成运算放大器

集成运算放大器实际上是一个输入阻抗高、输出阻抗低的高增益直流放大器，图5-8为运算放大器的一般表示法。它有两个输入端，一个称为同相输入端，用符号“+”表示，若输入信号作用在此端，输出信号和输入信号相位相同；另一个为反相输入端，用符号“-”表示，输入信号作用在此端时输出信号和输入信号反相。 K 为运算放大器的开环增益，即

$$K = -\frac{V_o}{V_i}$$

集成运算放大器的基本组成示于图5-9中，前置输入级一般均采用差分放大器，激励级

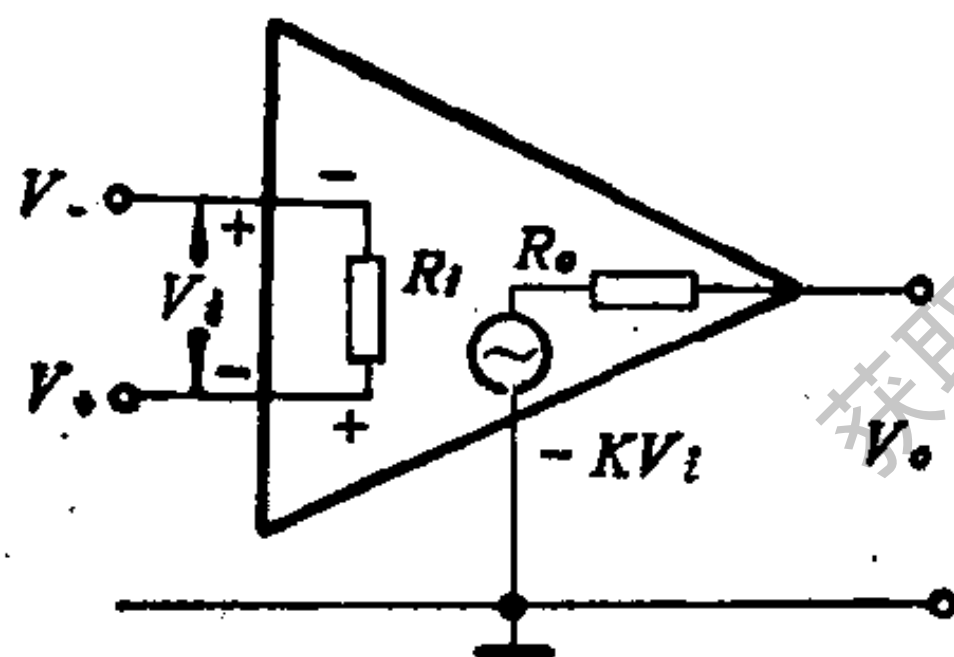


图5-8 集成运算放大器的符号



图5-9 集成运算放大器的基本组成

用以放大信号，推动输出级工作，输出级应有较大的功率输出，并且输出阻抗应很低。

在图5-8所示的基本运算放大器的外电路上加入反馈网路，可构成各种类型的电路。若从输出端反馈到反相输入端，便构成各种负反馈放大器；若从输出端反馈到同相输入端，则构成各种正反馈电路。行、场扫描集成电路中作波形变换及振荡器的电路，就是正反馈的运算放大器。下面，介绍常用的两种正反馈运算放大器。

1. 施密特双稳态触发器

图5-10中，运算放大器的输出通过 R_1 、 R_2 正反馈至同相输入端，它构成了施密特双稳态触发器电路。

由于运算放大器开环增益很高，只要 V_+ 电压略大于 V_- 电压，输出电压 V_o 便升得很高，正反馈回

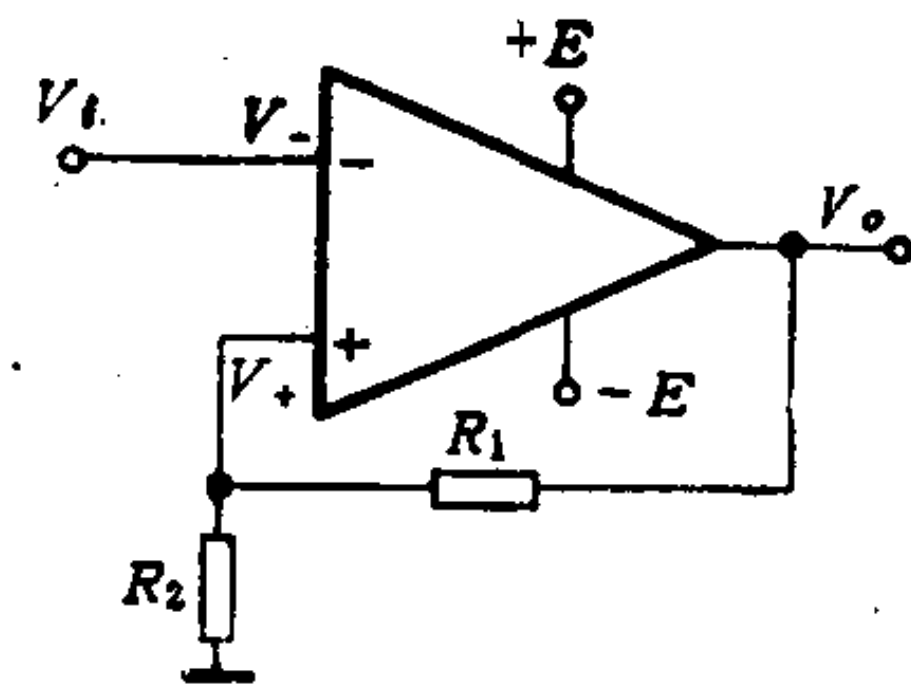


图5-10 施密特双稳态触发器

路的链锁作用使输出电压迅速上升到最大值，近乎电源电压 $+E$ 。同理，当 V_- 电压略大于 V_+ 电压时，输出电压 V_0 便降得很低，通过正反馈迅速下降至最小值，近乎电源电压 $-E$ 。

假设起始 $V_+ > V_-$ ，则 $V_0 = +E$ 。这时 $V_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$ ， V_+ 为高电位 V_H 。若无外

界因素的影响，保持 $V_- < V_+ = V_H$ ，则输出保持为高电平 $+E$ ，这是它的一个稳定状态。若由于外界因素的影响，使 V_- 上升，当 $V_- = V_+ = V_H$ 时， $V_0 = 0$ ，即 V_0 下降，通过正反馈回路作用使输出电压很快下降至最小值，即

$V_0 = -E$ 。这时 $V_+ = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} E$ ， V_+ 为低电位 V_L 。若保持 $V_- > V_+$ ，则输出保持为

低电平 $-E$ ，这是另一个稳定状态。此电路具有 $V_+ > V_-$ ， $V_0 = +E$ 和 $V_+ < V_-$ ， $V_0 = -E$ 两个稳定状态，而 $V_- = V_+$ ， $V_0 = 0$ 的状态是一种不稳定的状态。实际工作时，电路只可能处于两个稳定状态。它的工作情况和分立元件的施密特触发器是一样的，它可用作脉冲整形和电压比较。

2. 自激多谐振荡器

将施密特双稳态触发器和电容充放电电路结合起来，就构成了自激多谐振荡器。自激多谐振荡器电路及其工作波形示于图5-11(a)和(b)。

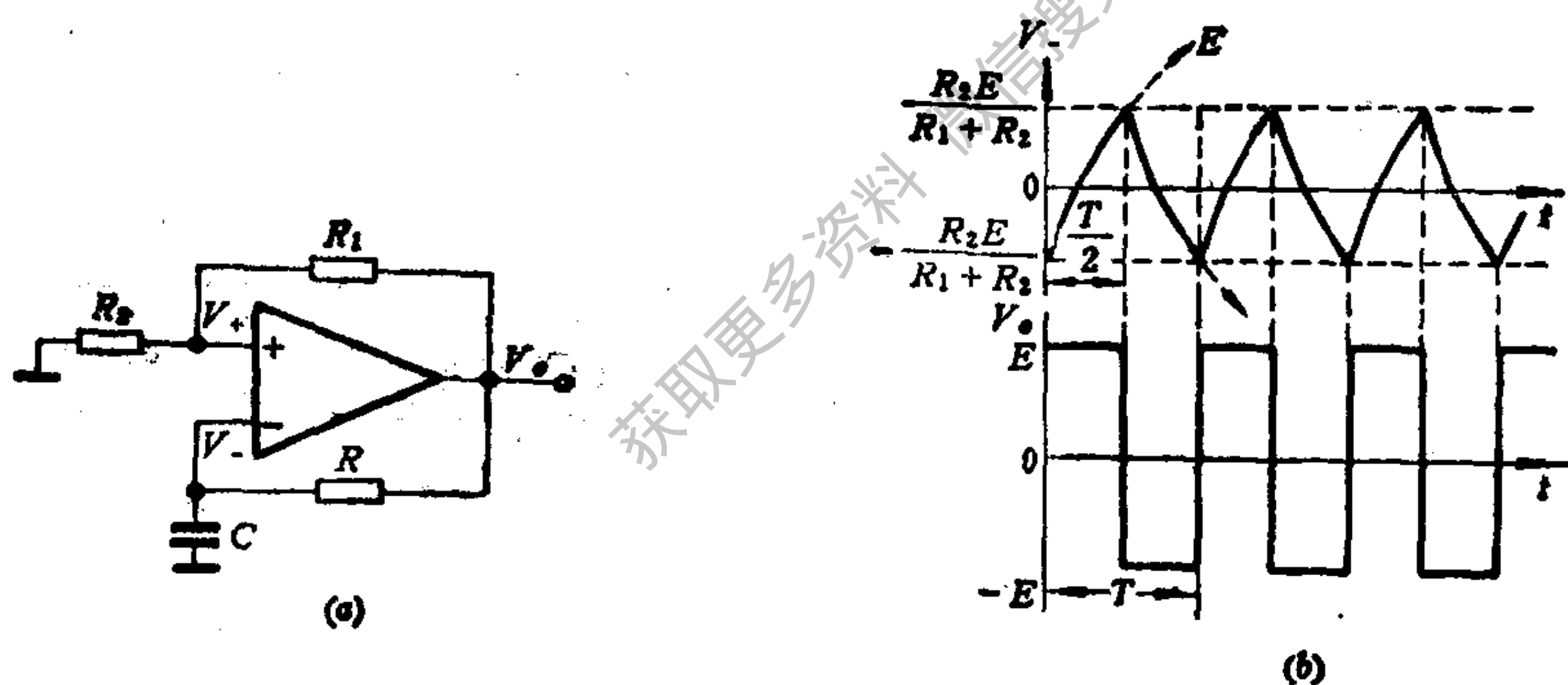


图5-11 自激多谐振荡器及其工作波形

若起始时电容 C 上电压 V_- 很负， $V_- < V_+$ ，则输出电压 $V_0 = +E$ 。此时 $V_+ =$

$\frac{R_2}{R_1 + R_2} E = V_H$ 。输出电压将通过电阻 R 对 C 充电，电容 C 上的电压 V_- 按指数

规律上升，上升的快慢决定于时间常数 RC 。当上升到 $V_- = V_+ = V_H$ 时，输出电压 V_0 开始下降，并通过 R_1 、 R_2 正反馈回路发生链锁反应，使输出电压很快下降到

低电平 $V_0 = -E$ 。此时， $V_+ = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} E = V_L$ 。而后，电容 C 上的电压 $V_- =$

V_H 将通过 R 按指数规律放电，放电速度仍决定于时间常数 RC 。当电容 C 上的电压下降到 $V_- = V_+ = V_L$ 时，输出电压 V_0 开始上升，又发生相反的正反馈链锁反应，使输出电压很快上升到高电平 $V_0 = +E$ ，电容 C 又开始充电，如此周而复始，就产生了自激振

荡。电容C上的电压 V_c 和输出电压 V_o 的波形如图5-11(b)所示，输出波形为对称方波。根据电容充放电公式，可求得自激多谐振荡器的振荡周期为

$$T = 2R \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

当要求振荡器的输出波形不是对称方波时，可设计成电容C的充放电回路的时间常数不相同。

第二节 场输出级电路

近年来，电视机中场扫描输出级均采用OTL电路，下面介绍几种类型的OTL场输出电路。

一、互补对称型OTL场输出电路

图5-12(a)为互补对称型OTL场输出的典型电路。 BG_3 为场激励管， BG_1 、 BG_2 为一对特性相同的互补对称的场输出管。场偏转线圈等效成电阻 R_Y 和电感 L_Y 串联。 C_1 为隔直

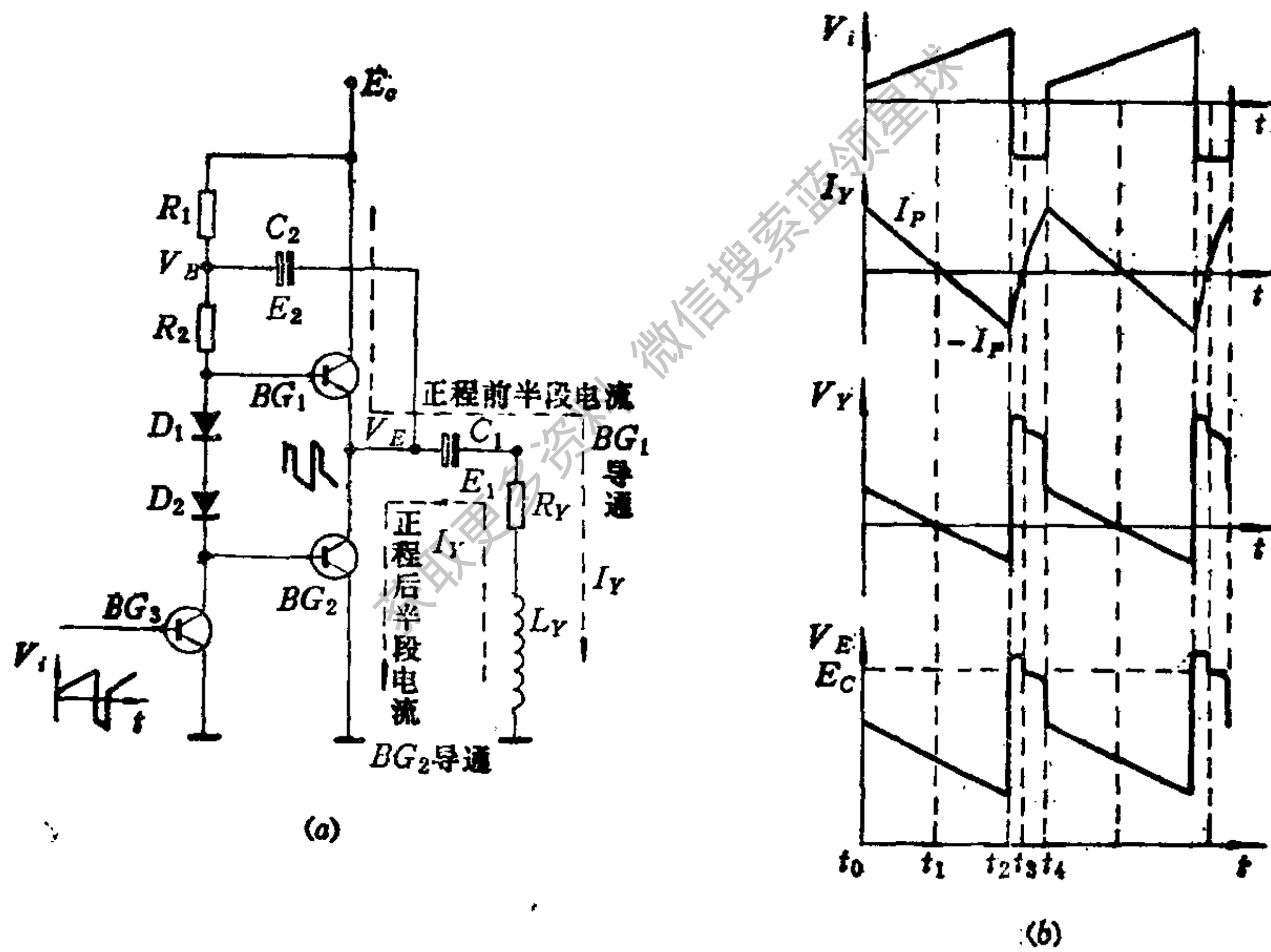


图5-12 互补对称型OTL场输出电路及各点波形

电容， C_1 上静态直流电压 E_1 约等于 $\frac{E_c}{2}$ ，它的容量较大，在电路工作中可认为两端电压不变。 C_2 为自举电容，当 BG_1 工作于大电流状态时， C_2 使 BG_1 基极电位随射极电位的升高而上升，保证 BG_1 有不失真的大电流输出，加大了 BG_1 的动态范围。 R_1 是自举电容的隔离电阻，使 BG_1 基极电位可以上升到高于电源电压 E_c 。 D_1 、 D_2 对场输出管 BG_1 、 BG_2 提供静态偏置电流，使两管静态时处于刚刚导通状态，以避免交越失真。 D_1 、 D_2 导通时交流阻抗很小，在分析电路工作时，可以认为 BG_1 、 BG_2 的基极交流电位相等。

图5-12(b)示出了电路中各点的波形,下面分四个阶段分析电路的工作原理。

(一) 正程前半段 ($t_0 \sim t_1$):

$t=t_0$ 时扫描正程开始, BG_3 基极输入的锯齿脉冲电压 V_i 数值较小, BG_3 集电极电压较高, 使 BG_1 基极电位大于电容 C_1 上的电压 E_1 , 故必然 BG_1 导通而 BG_2 截止。此时, 流过偏转线圈的电流 I_y 由 BG_1 提供。当外加锯齿电压逐渐升高时, BG_1 管基极电位逐渐下降, 使流过偏转线圈的电流也随之下降。当 $t=t_1$ 时, BG_1 截止而 BG_2 开始导通, 这时 $I_y=0$ 。在 $t_0 \sim t_1$ 期间, V_i 线性增长, I_y 由 I_p 线性下降至零, 形成正程前半段的扫描电流。

(二) 正程后半段 ($t_1 \sim t_2$):

$t=t_1$ 时 BG_2 开始导通, 电容 C_1 上电压 E_1 作为电源向 BG_2 供电, 产生反方向的偏转电流。随着 V_i 继续增长, BG_2 基极电位不断下降, 使偏转电流 I_y 不断上升。当 $t=t_2$ 时, I_y 增长至最大值 $-I_p$, 正程结束。

在整个扫描正程期间, 由于频率低, L_y 的感抗值可以忽略, 只考虑线圈电阻 R_y 。所以, 正程期间偏转线圈两端电压 V_y 可以看作是扫描电流在 R_y 上的压降, 因而与扫描电流具有同样的形状, 如图5-12(b)中所示。电压 V_E 与 V_y 相差 $\frac{E_c}{2}$ 的直流电位。

(三) 逆程前半段 ($t_2 \sim t_3$):

$t=t_2$ 时, BG_3 的基极电位有一个大的负跳变, 使 BG_3 集电极电位迅速上升, 导致 BG_2 迅速截止, 偏转电流 I_y 由 $-I_p$ 迅速回到零。由 I_y 迅速变化, 在 L_y 两端感应出一个上正下负的感应电动势, 这电动势使 V_E 电压发生跳变, 超过电源电压 E_c 。通过自举电容 C_2 的作用, V_B 也发生同样的跳变, 使 BG_1 基极电压也超过电源电压 E_c 。这时, BG_1 基极和发射极电位均高于集电极电位, 而且 $V_B = V_E + E_2$, 故 BG_1 基极电位高于发射极电位, BG_1 处于反向饱和导通状态。偏转电流 I_y 通过 BG_2 、 BG_1 迅速减少, 流动方向如图5-13中所示。 $t=t_3$ 时, I_y 减小到零, 逆程前半段结束。

在 $t_2 \sim t_3$ 期间, BG_1 反向饱和导通, 反向饱和管压降为(1~2)V, 使场逆程期间电感上感应出的反峰电压只比电源电压高(1~2)V, 大大地降

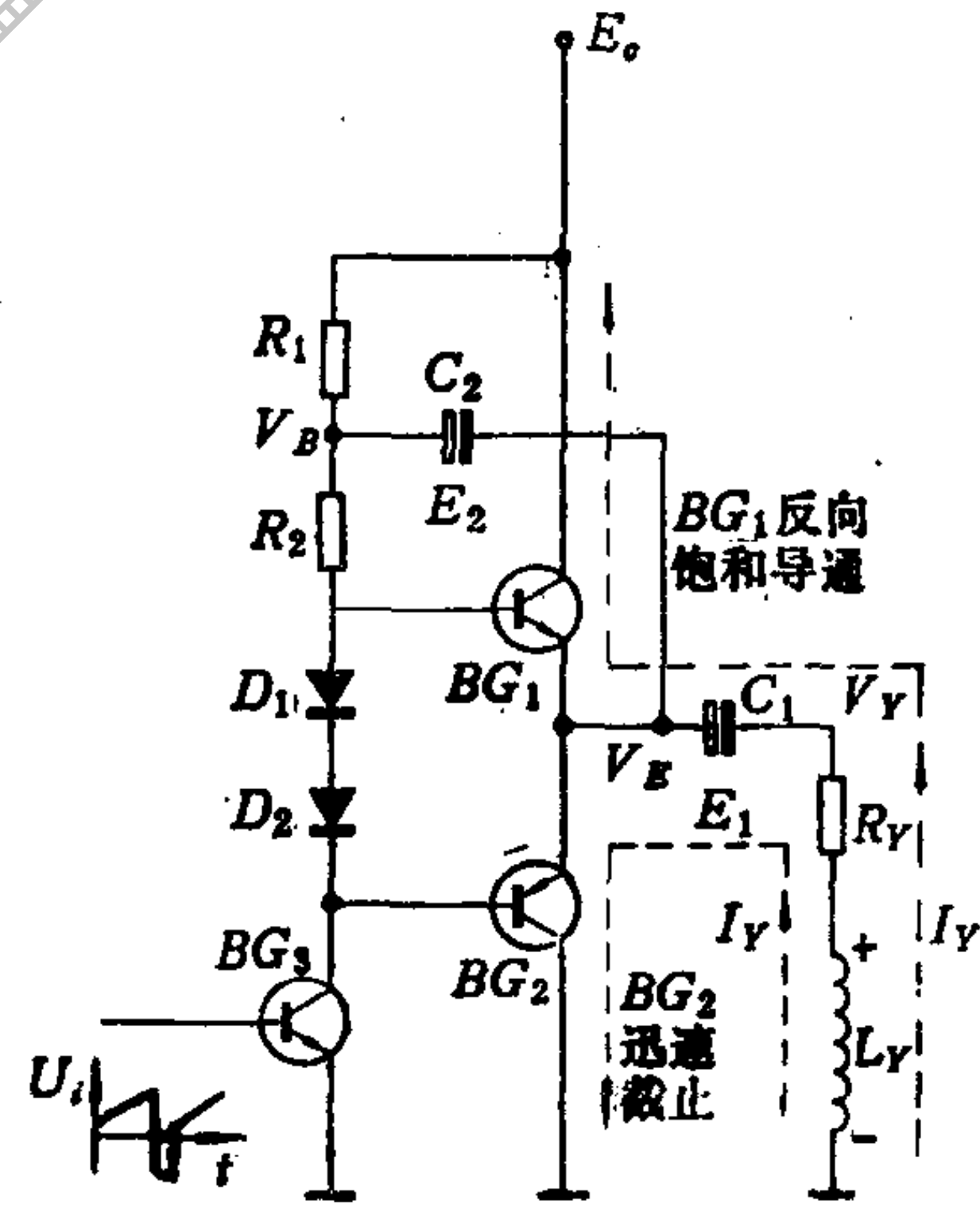


图5-13 逆程前半段偏转电流情况

低了反峰电压, 因而输出管耐压可以降低。

(四) 逆程后半段 ($t_3 \sim t_4$):

t_3 时刻后, 若 I_y 保持为零不变, 则偏转线圈两端的感应电动势将降低, V_E 电压也随之下降, 当 V_E 下降至稍小于电源电压 E_c 时, BG_1 立即变为正向饱和导通, 电源电压 E_c 通过 BG_1 和 C_1 对偏转线圈提供电流, 其等效电路可画成图5-14所示的形式。电流 I_y 不会保持为零而将按指数规律上升, 上升的快慢与偏转

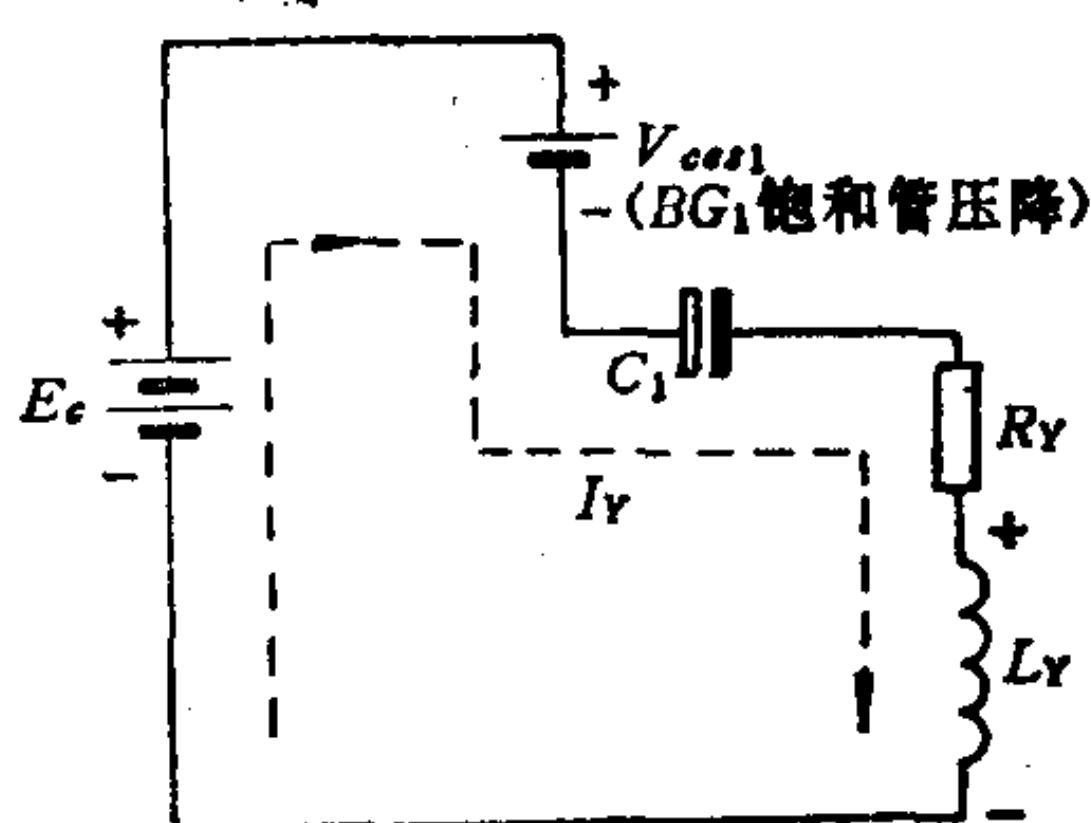


图5-14 逆程后半段等效电路

线圈的时间常数 $\frac{L_Y}{R_Y}$ 及电源电压 E_c 的大小有关。在 $t=t_4$ 时 I_Y 上升到 I_P 。 t_4 时刻以后，

BG_2 基极外加的逆程负脉冲结束，使 BG_2 由截止转为导通， BG_1 基极电位回到 $t=t_1$ 时的情况， BG_1 由饱和进入放大状态，偏转电流按外加锯齿电压的控制规律变化。所以， t_4 时逆程结束，开始另一个正程阶段。

由上面的分析可知，逆程期 T_r 由两段时间组成，但前半段时间很短可以忽略，决定逆程时间的基本上是 I_Y 从零按指数规律上升至 I_P 的后半段时间。为了保证在规定的场

逆程时间内 I_Y 能上升到 I_P ，可以减小场偏转线圈时间常数 $\frac{L_Y}{R_Y}$ 或提高电源电压 E_c 。但是，

一定结构的偏转线圈的时间常数一般为一常数，所以，为满足逆程时间的要求，OTL场输出级需要采用高的电源电压。

二、双电源OTL场输出电路

晶体管的功率损耗等于集电极-发射极电压与集电极电流的乘积，正确地设计晶体管的工作状态是降低功耗的关键。对上面的OTL电路作定量分析可知，为满足场逆程时间的要求 ($\leq 1\text{ms}$)⁶，对场输出级采用高电源电压 E_{CH} ，然而在扫描正程时，作为输出级负载的偏转线圈两端的电压约只有电源电压的40%，这使输出管集电极-发射极间电压很大，造成输出管功率损耗很大。因此，图5-12

所示OTL场输出级的效率很低，约为26%。这里，用图5-15说明这种OTL场输出级功耗的情况。在场扫描正程的前半部分， BG_1 导通，输出的锯齿电流如图5-15(b)所示，此时 BG_1 的功率损耗相应于图5-15(a)中影线区所表明的 BG_1 集-射之间瞬时直流电压 (E_{CH} 减去发射极电压 V_E) 与对应的集电极电流 I_{c1} 的乘积。因为电源电压 E_{CH} 高，影线区高度长，所以功率损耗大。在场扫描正程后半部分， BG_1 截止， BG_2 导通， BG_2 的集电极电流如图5-15(c)所示。 BG_2 的功耗相当于图(a)中水平影线区表明的瞬时电压 V_E 与对应的 I_{c2} 之乘积。

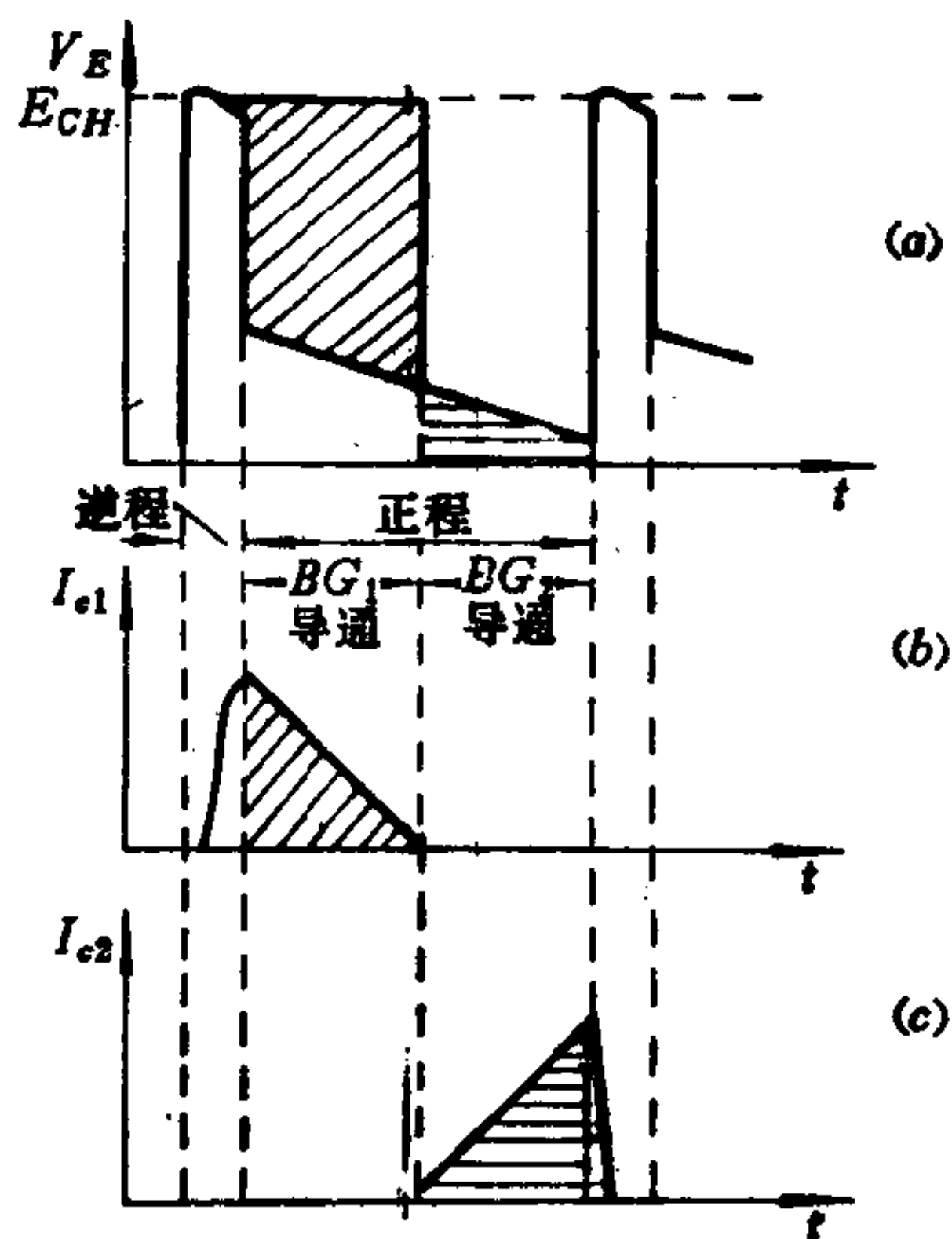


图5-15 表明OTL场输出级功耗的波形

根据上面的分析，可以采用这样的直流供电方法，使场输出级在逆程时加上必要的高电源电压 E_{CH} ，正程时则把供电电压降低一半 $E_c = \frac{1}{2} E_{CH}$ 。这样，即保证了逆程时间

短的要求，又减小了正程时的功率损耗，使OTL场输出级电路效率大为提高。图5-16

中的虚线表示理想的直流供电电压。实际上，在场扫描正程后半部分， BG_1 已经截止，这时即使直流供电电压增大也不会使输出级功耗增大。

基于上述原理，可采用图5-17所示电路实现场扫描正程和逆程直流供电电压的变换。图5-18为图5-17所示电路的波形图。

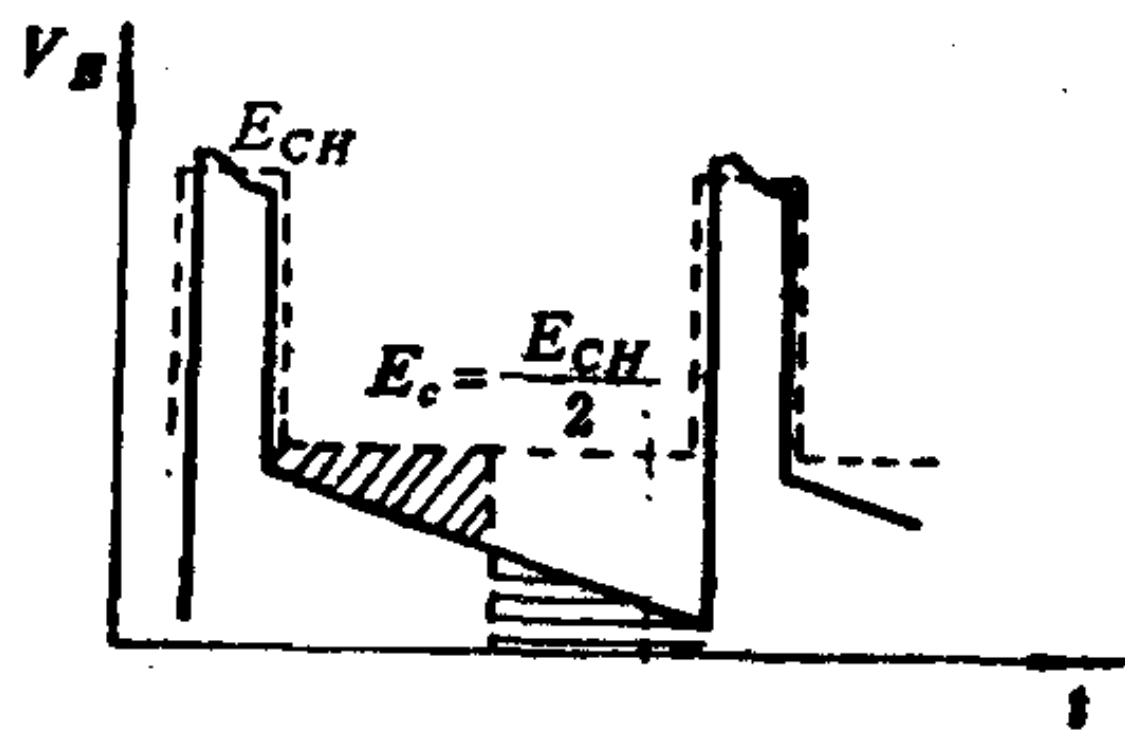


图5-16 理想的OTL场输出级电源电压供给

图5-17中由 BG_1 、 BG_2 等组成互补对称型OTL场输出电路，主体部分与图5-12所示电路基本一样，只是用 R_3 代替了 D_1 、 D_2 来产生直流偏置。图5-17中，由 BG_4 、 D_1 、 D_2 、 C_3 等组成双电源供给电路， $E_{CH}=2E_c$ 。

在正程前半部分， BG_1 导通，电流很大，此电流在 R_4 上的压降使 V_c 电压迅速下降，当 V_c 下降到 E_c 以下时， D_1 、 D_2 导通，使 $V_c \approx V_A \approx E_c$ ，这时供电电压为 E_c 。这段时间内，电容 C_3 上的电压为 $E_{CH}-E_c$ 。由于 D_1 导通，故 BG_4 截止。

在正程后半部分， BG_1 截止， BG_2 导通。 BG_1 截止后， E_{CH} 通过 R_4 使 BG_4 导通，同时使 D_1 截止，电容 C_3 上的电压通过 BG_4 放电。只要设计得 $\beta_4 > \frac{R_4}{R_5}$ ，则 BG_4 是饱和

导通的， C_3 上电压按时间常数 $R_5 C_3$ 的指数规律放电。 V_A 电压随着 C_3 的放电按指数规律升高， D_2 也截止了。在正程后半部分结束时， C_3 上电压放到接近零， $V_A = V_{CH}$ ， BG_4 截止 V_A 通过 D_1 将高电压加至输出级电路， $V_c \approx V_A = E_{CH}$ ，故回程时为高电源电压。图5-18示出 V_E 和 V_A 的波形，对照图5-15可看出， BG_1 导通时集-射之间电压大为减小（见影线区高度），使功率损耗显著减小，OTL输出级的效率提高到约60%。

图5-19为日立CTP-236D型彩色电视中的场输出级电路，它采用双电源互补对称型OTL电路，OTL电路的主要元件和晶体管组合在一块厚膜电路HM623 2中。图中，粗线框内代表厚膜电路，厚膜电路中， T_2 、 T_3 两管基极之间接有热敏电阻，补偿温度变化引起的管子基-射间电压的变化。 T_2 、 T_3 射极之间的两个电阻具有电流负反馈作用，以提高电路工作的稳定性。厚膜电路外接的 $C_{0.10}$ 、 $C_{0.11}$ 为隔直电容， $C_{0.07}$ 和 $R_{0.15}$ 为自举电容和隔离电阻。 $C_{0.17}$ 起高频负反馈作用，防止高频寄生振荡，稳定电路工作。

由 $Q_{0.01}$ 、 $D_{0.01}$ 、 $D_{0.02}$ 和 $C_{0.08}$ 组成双电源供电电路。 $E_{CH}=108V$ ， $E_c=54V$ 。 $C_{0.20}$ 和 $C_{0.21}$ 起高频干扰滤除作用。

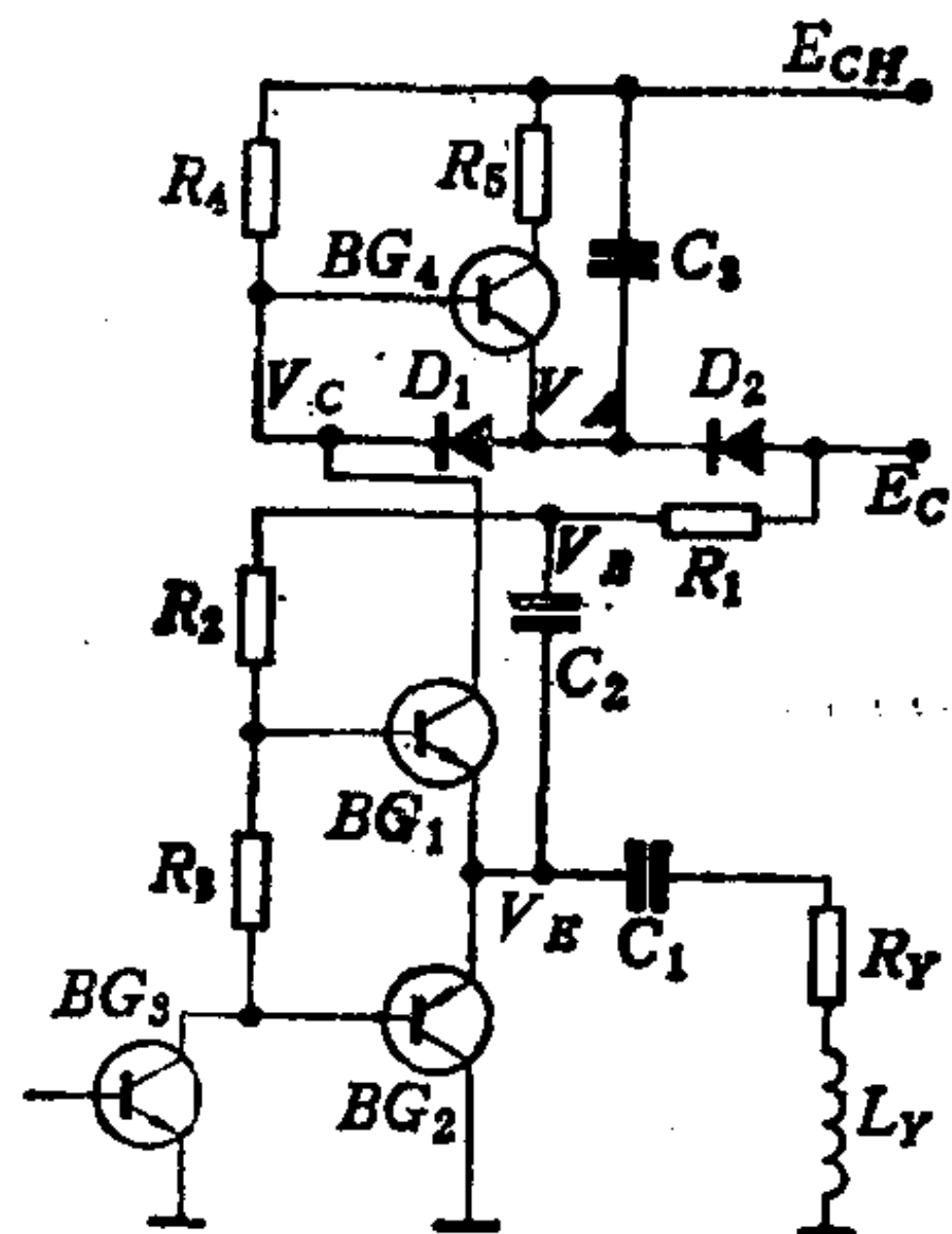


图5-17 双电源OTL场输出电路

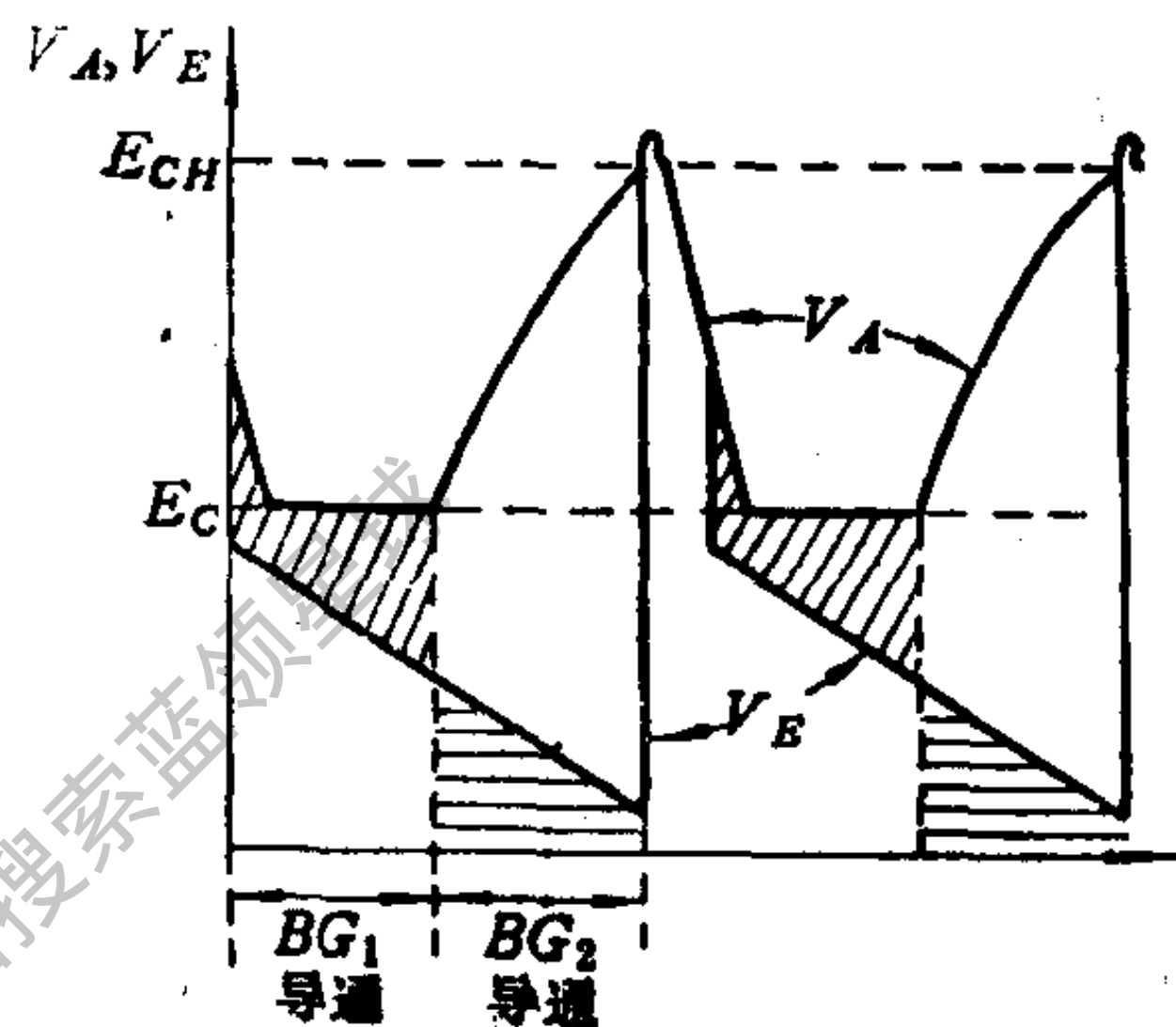


图5-18 图5-17电路的工作波形

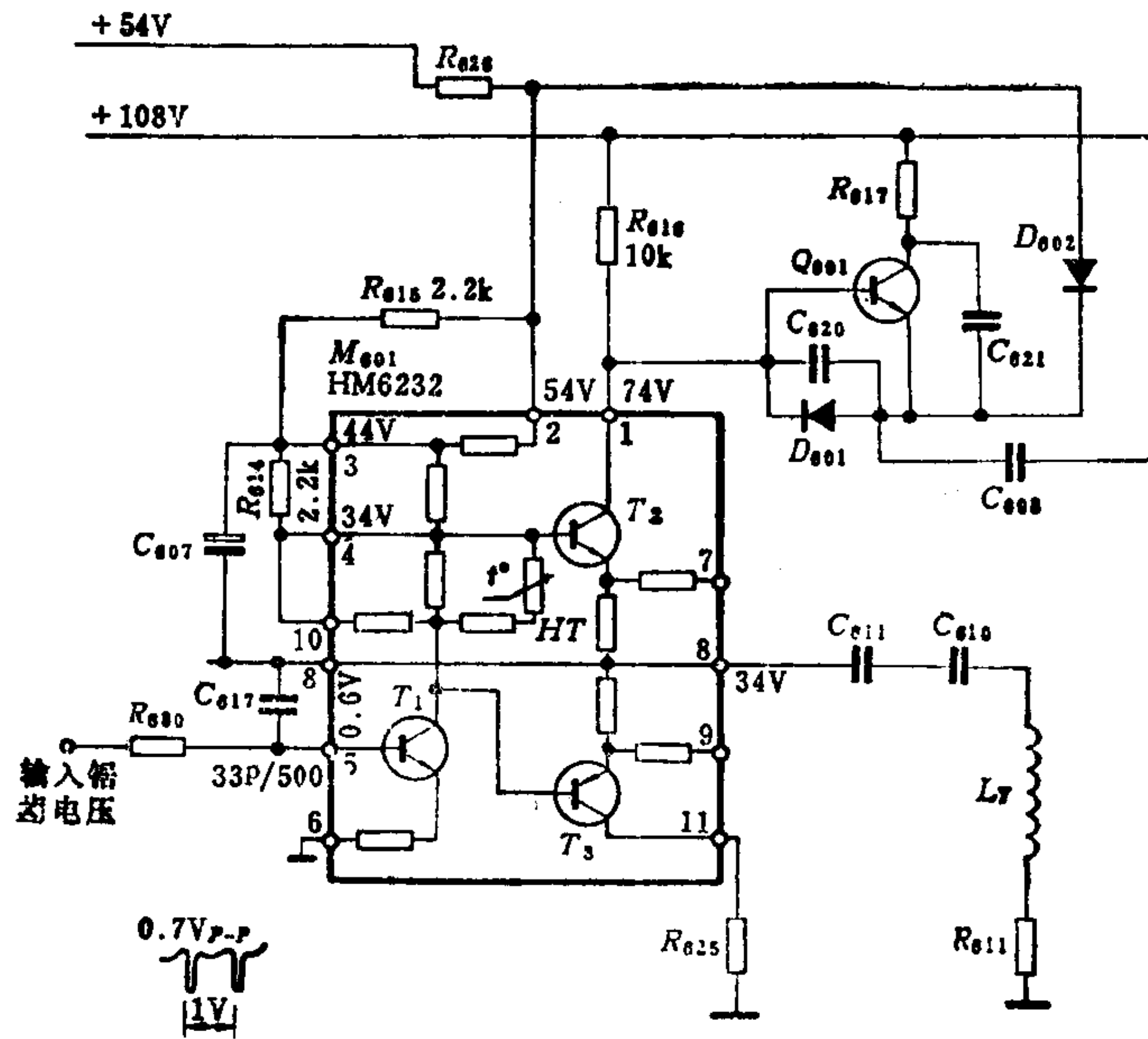


图5-19 双电源OTL场输出实际电路

三、分流调整型OTL场输出电路

图5-20为分流调整型OTL场输出电路，它采用一对同类型的输出管，两管工作状态不同，特性不必对称。 BG_1 工作在乙类状态，只在扫描正程的前半期内工作； BG_2 工作在甲类状态，它即是 BG_1 的激励管，又是功率输出管。所以，该电路又称作自倒相OTL电路。

BG_2 的集电极负载有两路，一路是 R_1 、 R_2 、 R_3 ，另一路是 R_Y 、 L_Y 和 R_4 。 C_1 是隔直电容，静态时 C_1 上充有 $\frac{E_c}{2}$ 的电压。 C_2 是自举电容， R_1 是隔离电阻。在静态时， BG_2 集电极电流的一路流经 R_3 ，给 BG_1 建立一定的直流偏置。下面，仍分四个阶段分析电路的工作原理，电路的各点波形如图5-21所示。

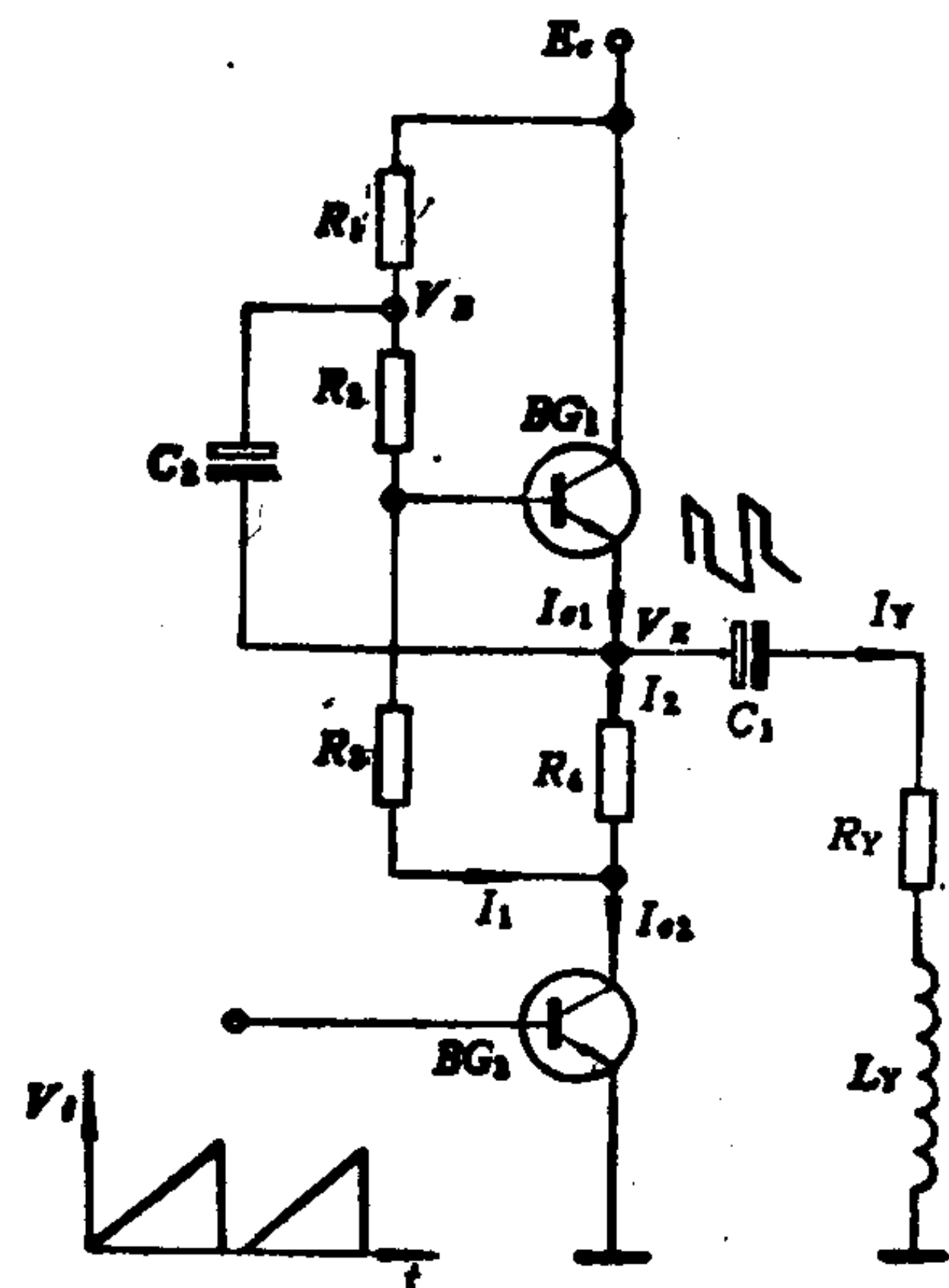


图5-20 分流调整型OTL场输出电路

(一) 正程前半段 ($t_0 \sim t_1$):

外加激励电压 V_i 由零开始增加， BG_2 导通，集电极电流 I_{c2} 分为两路，一路为 I_1 ，由 E_c 经 R_1 、 R_2 、 R_3 流向 BG_2 ，另一路为 I_2 ，经 R_4 流入 BG_2 。这时， BG_1 的电流 I_{c1} 也分为两路，一路即为流入 BG_2 的 I_2 ，另一路则流入偏转线圈形成 I_Y 。各电流之间的关系为：

$$I_{c2} = I_1 + I_2$$

$$I_{c1} = I_Y + I_2$$

在 BG_2 开始导通时， I_{c2} 、 I_1 、 I_2 均较小， BG_2 集电极电压 V_{c2} 比较高， BG_1 基极

电位 V_{b1} 也较高, I_{c1} 较大, 所以, 这时 I_Y 比 I_2 大得多。随着 V_i 的增大, I_{c2} 增大, V_{c2} 下降, 则 V_{b1} 随之下陷, 导致 I_{c1} 减少, 而 I_2 随着 I_{c2} 的增大而增大。两方面作用的结果, 使 I_Y 以较快的速度减小, 形成正程前半段的扫描电流, 电流流动情况如图 5-22 中所示。

$t=t_1$ 时, I_Y 下降至零, 正程前半段结束。这时 BG_1 仍有一部分电流流向 BG_2 , 形成 I_2 , 故此刻 BG_1 并未截止, 截止时刻比偏转电流 I_Y 到达零的时刻晚一些, 即图 5-21 中 t_1' 时刻 BG_1 才完全截止。

(二) 正程后半段($t_1 \sim t_2$):

t_1 时刻后, V_i 电位继续上升, V_{c2} 和 V_{b1} 则随之下降, 使 I_{c1} 继续减小, 经过很短时间, 在 t_1' 时刻 $I_{c1}=0$, BG_1 截止。电容 C_1 通过 R_4 对 BG_2

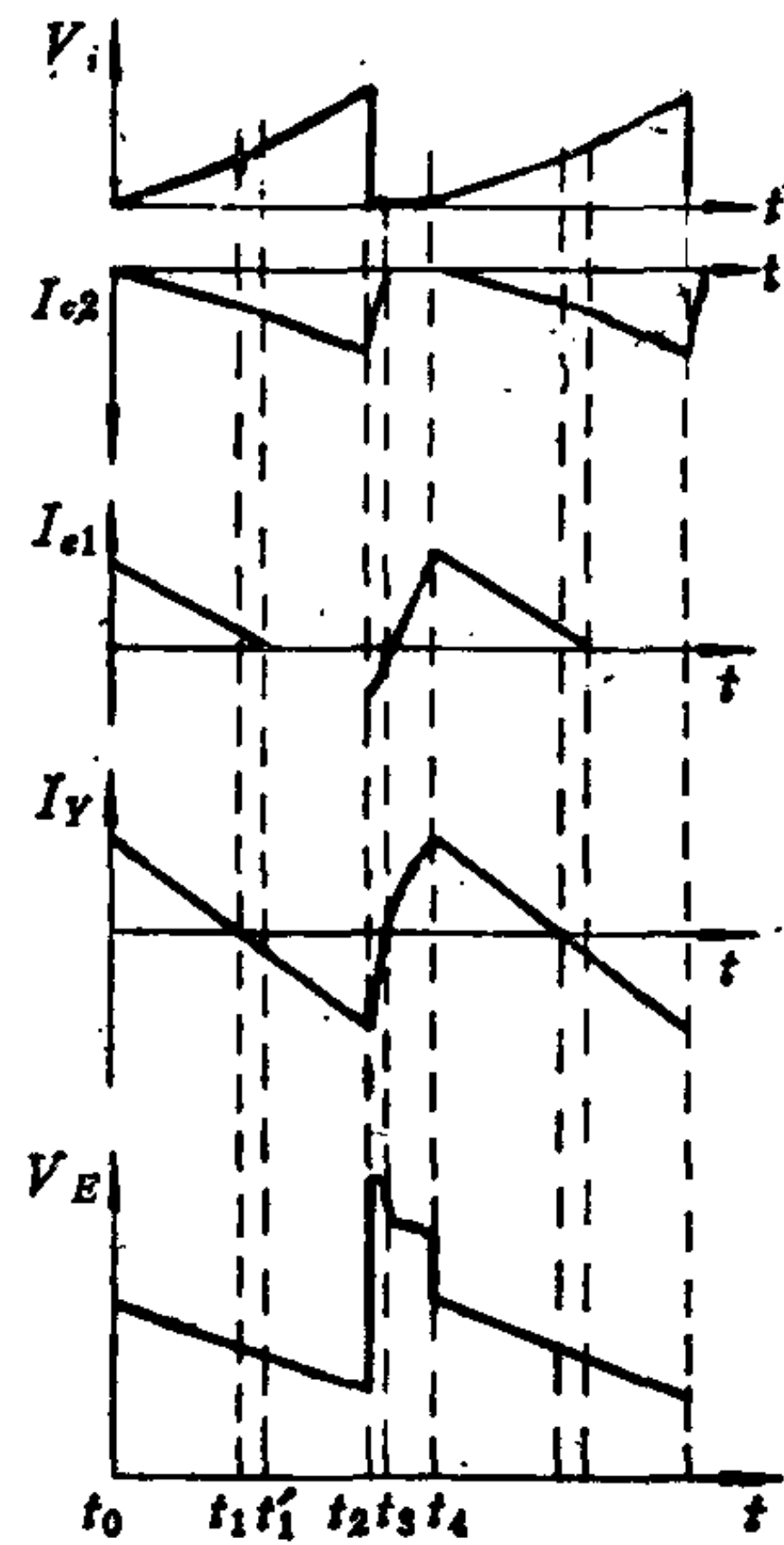


图5-21 分流调整型场输出电路的波形

供电, BG_2 给出反向偏转电流。 t_1' 时刻后, V_i 继续增加, 使反向的 I_Y 不断增大。在 t_2 时刻, V_i 上升到最大值, I_Y 也达到反向最大值, 正程后半段结束。在这期间, 还有由电源 E_c 经 R_1 、 R_2 、 R_3 流向 BG_2 电流, 这部分电流相对来说数值很小, 影响不大, 可予忽略。

(三) 逆程前半段($t_2 \sim t_3$):

t_2 时刻后, V_i 迅速由最大值下降至零, BG_2 迅速截止, 导致 I_Y 随之迅速向零减小, 在偏转线圈两端感应出正极性脉冲电压, 并通过 C_1 、 C_2 耦合到 BG_1 的基极和发射极, 使它们的电位均

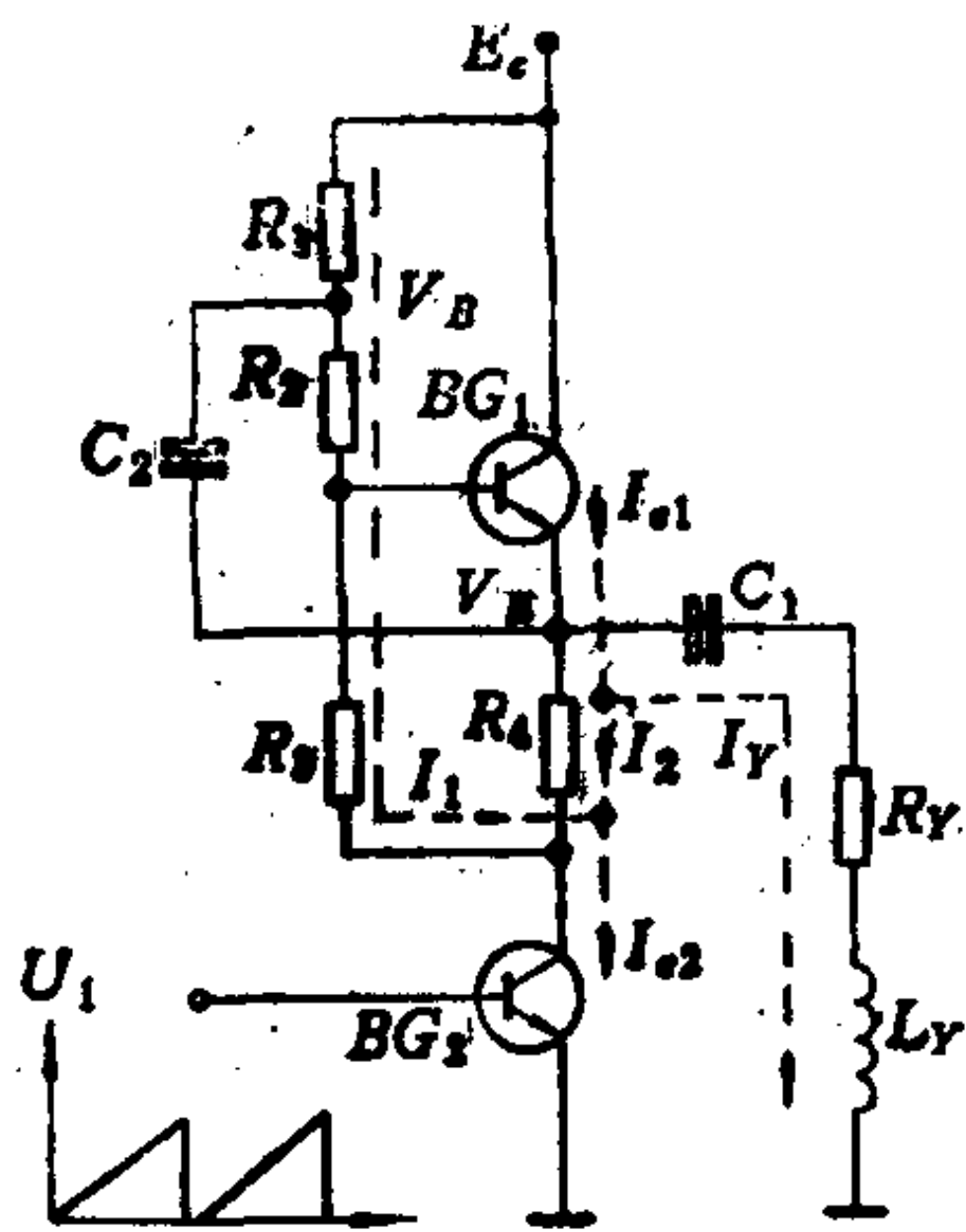


图5-22 正程前半段两管电流流动情况

高于电源电压 E_c , 而且 $V_{b1} > V_E$, 故 BG_1 处于反向饱和导通状态, BG_1 发射极电压 V_E 钳于比 E_c 高(1~2)V上。正在减小的偏转电流分三路, 一路流入 BG_2 , 一路经 C_1 、 C_2 、 R_1 流向电源 E_c , 再一路经反向饱和导通的 BG_1 流向电源 E_c 。在 t_3 时刻 I_Y 减小到零, 逆程前半段结束。

(四) 逆程后半段($t_3 \sim t_4$):

t_3 时刻后, V_i 仍为零, BG_2 仍处于截止状态。若 I_Y 保持为零, 则偏转线圈上的感应电势将下降, 当感应电势的下降使 V_Y 电压比 E_c 稍低时, BG_1 立即变为正向饱和导通, 电源电压 E_c 通过 BG_1 、 C_1 向偏转线圈提供电流, I_Y 由零按指数规律增长。在 t_4 时刻, I_Y 达到最大值, 逆程后半段结束。 t_4 时刻后, V_i 又由零开始增加, 重新开始下一个扫描正程。

由上面的分析可知, BG_1 、 BG_2 两管的工作显然是不对称的。 BG_1 的激励电压是由 BG_2 对输入电压倒相放大后提供的, BG_1 只在正程前半段工作, 而 BG_2 则在整个正程期间都由输入电压激励, 给出扫描功率。它们的输出电流也是不一样的, BG_1 的输出

电流大于 BG_2 的输出。若输入的激励电压是一个线性良好的锯齿波，则形成的偏转电流将是前半部分斜率大，后半部分斜率小，呈折线波形。为了避免这种失真，通常是使激励电压预失真成前半部分上升斜率较小，后半部分上升斜率较大，如图5-21中 V 的波形。这样，场偏转线圈中可获得线性良好的锯齿电流。

图5-23为松下TC-483D型彩色电视机中的场输出电路。由晶体管 Q_{402} 、 Q_{403} 组成分流调整型OTL场输出电路。用 D_{407} 代替电阻为 Q_{402} 提供直流偏置。接入的 D_{406} 为场逆程开始时的偏转线圈电流多提供一个支路，使之由反向最大值减小到零的速度更快一些。 C_{407} 起高频负反馈作用，防止寄生振荡。从输出端偏转线圈上方取出一路输出电压，并从与偏转线圈串联的电阻 R_{426} 上取出一路电压，各经过线性补偿网络 (R_{414} 、 R_{415} 、 C_{408} 和 R_{416} 、 C_{409}) 加工后形成负反馈电压，送至前面的场激励级，起线性补偿作用，使场偏转线圈中场锯齿电流线性良好。

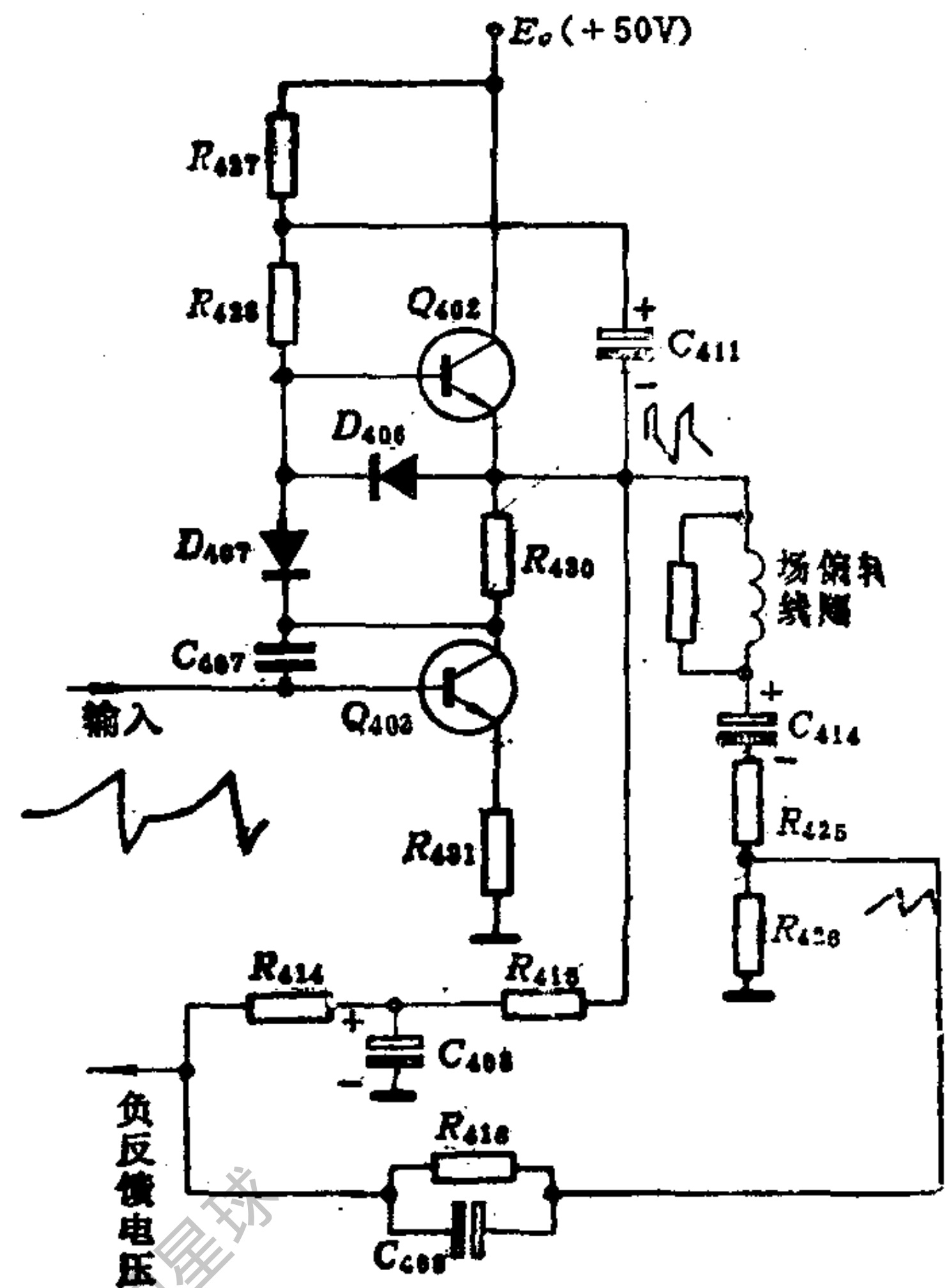


图5-23 分流调整型OTL场输出实际电路

第三节 行输出级电路

图5-24是彩色电视机的典型行输出电路。图中， L_y 为行偏转线圈， C_2 为S形校正电容， L 为线性补偿电感， C_1 为逆程电容（包括偏转线圈的分布电容和外接电容）， B_1 为行激励变压器， B_2 为行输出变压器， BG 为行输出管， D 为阻尼二极管。

当电源接通后， E_c 通过 B_2 的初级绕组、 L_y 和 L 对 C_2 很快充电，使 C_2 上充得近似于 E_c 的电压，其电压极性如图5-24上所示。由于 C_2 容量一般取得较大，对行频来说可以认为交流短路，即上面充的直流电压在行周期内变化很小。因此，可以把它当作一个直流电源。 B_2 的初级绕组电感与 L_y 并联，而 L 与 L_y 串联，由于 B_2 初级绕组电感量比 L_y 大得多，而 L 又比 L_y 小得多，所以在分析电路工作原理时，可忽略它们的影响，只考虑偏转线圈的电感 L_y 。因为行频高，偏转线圈的电阻成分 R_y 相对地较小，也可忽略。这样图5-24电路可以等效成图5-25所示的电路。

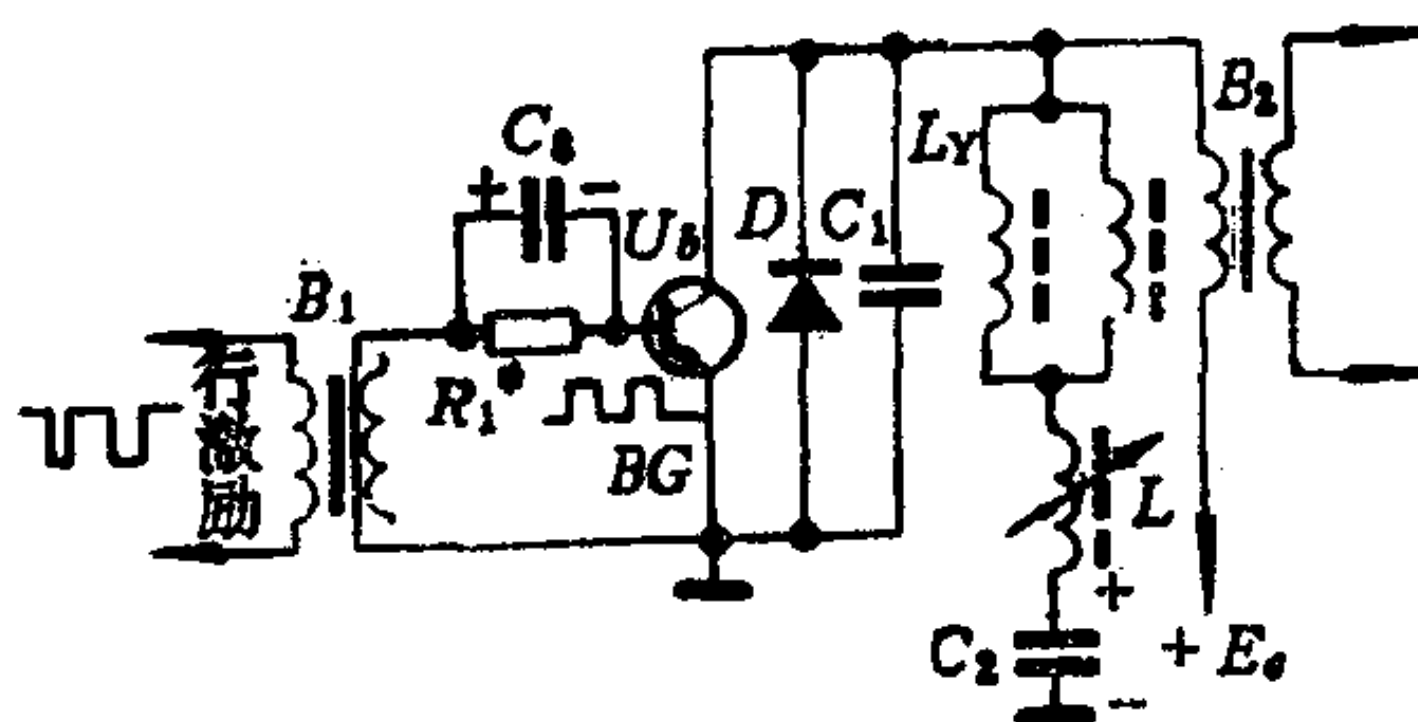


图5-24 典型行输出电路

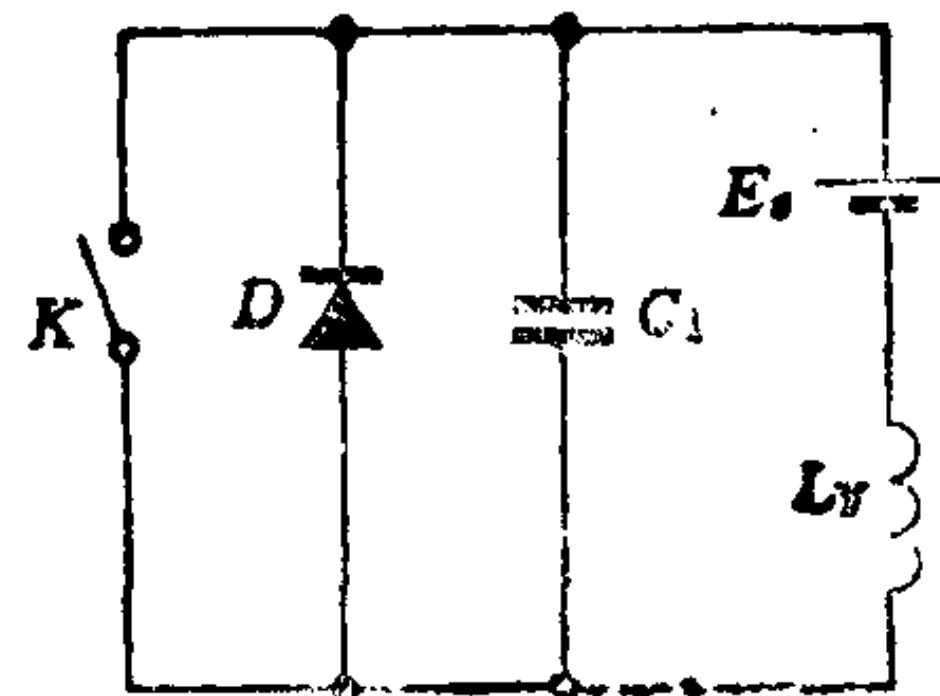


图5-25 行输出级等效电路

由行激励变压器B₁耦合过来的矩形脉冲使行输出管BG工作开关状态，BG基极加上正脉冲时，管子饱和导通，当基极送入负脉冲时，管子处于截止状态，故可将BG管等效为一个开关K。下面根据图5-25所示的等效电路，分析行输出级的工作原理。

一、行输出级工作原理

我们分四个阶段分析行输出级的工作原理，图5-26 (a), (b), (c), (d)为四个阶段的等效电路图。图5-27为行输出级有关电压和电流波形图。

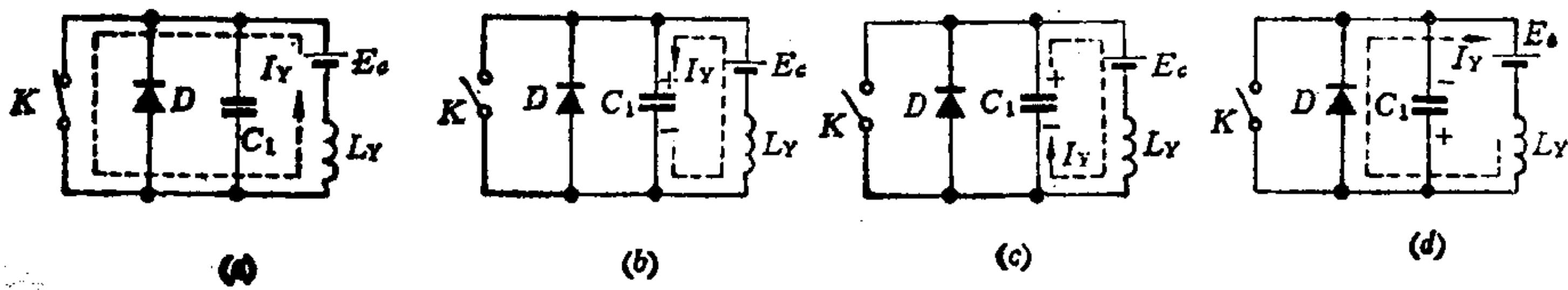


图5-26 行输出级四个阶段的等效电路

(一) 正程后半段 ($t_0 \sim t_1$):

图5-27 (a) 所示是加到行输出管基极上的开关脉冲 V_b ，在 $t_0 \sim t_1$ 期间，行输出管基极输入为正脉冲，行输出管BG饱和导通，相当于开关K闭合，电源 E_c 通过K加在偏转线圈两端，偏转线圈中的电流由零开始随时间线性增长，这时的等效电路如图5-26 (a) 所示。在 t_1 时刻，偏转电流 I_y 上升到最大值 I_p ，形成正程后半段的扫描电流， I_p 值为

$$I_p = \frac{E_c}{2L_y} T_s$$

式中， T_s 为行扫描的正程时间。

在 $t_0 \sim t_1$ 阶段，BG集电极电流 I_c 及 L_y 中的电流 I_y 如图5-27 (b), (d) 所示。在这一阶段中，BG饱和导通，开关K短路，阻尼二极管D也被短路，处于截止状态，逆程电容 C_1 上电压为零。

(二) 逆程前半段 ($t_1 \sim t_2$):

t_1 时刻，输入到行输出管基极的脉冲变为负脉冲，BG迅速截止，相当于开关K断开，等效电路如图5-26 (b)。由于

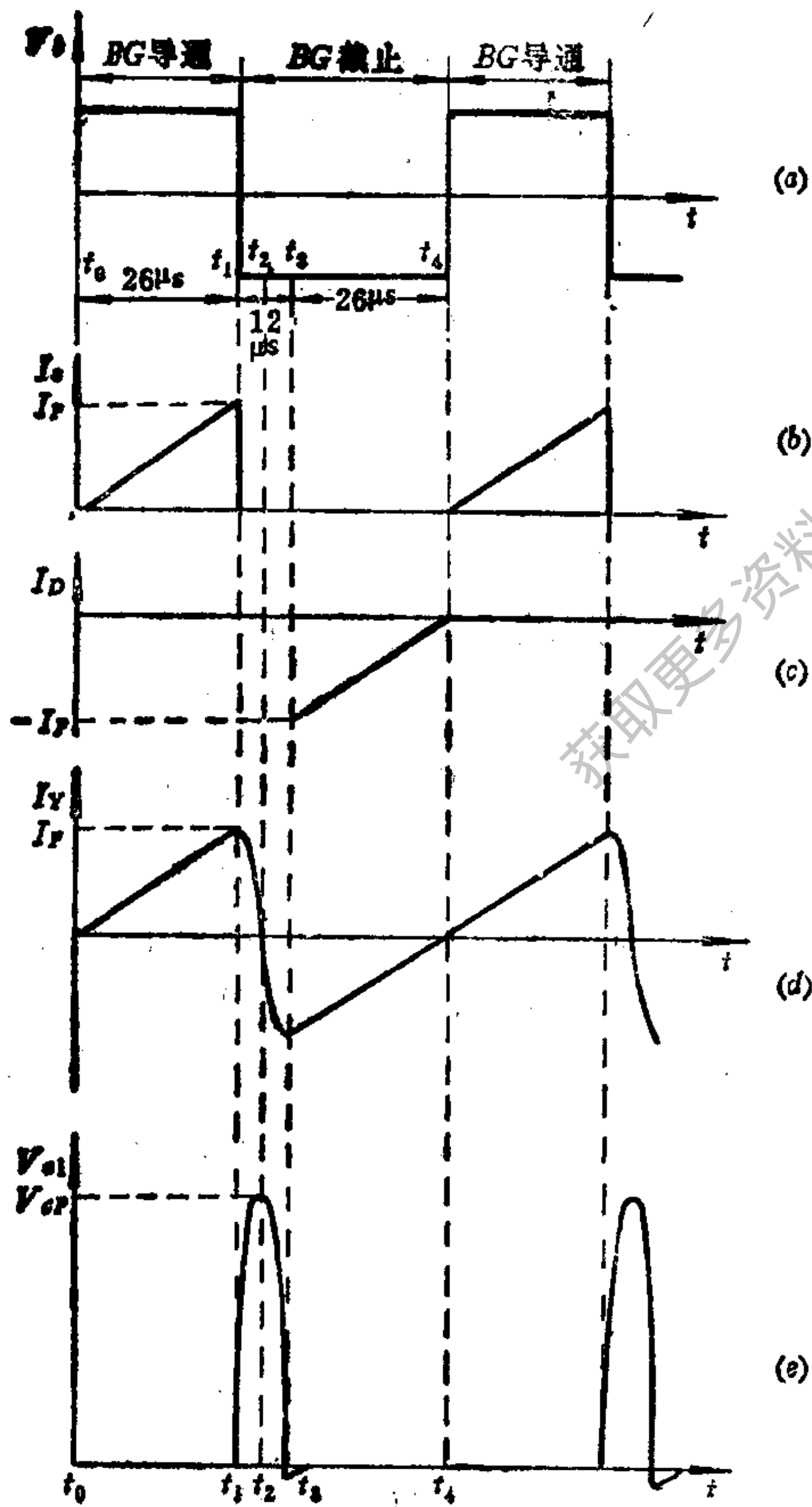


图5-27 行输出级有关电压和电流波形图

电感中电流不能突变，偏转线圈中电流将保持原来的方向继续流动，对逆程电容 C_1 充电，将偏转线圈中的磁场能转变成电容中的电场能。偏转电流 I_y 逐渐减少，电容两端电压不断上升，在 L_y 和 C_1 组成的振荡回路中形成自由振荡，其振荡周期为 $T = 2\pi\sqrt{L_y C_1}$

经过 $\frac{1}{4}$ 振荡周期 ($\frac{T}{4}$) 后, 到达 t_2 时刻, 此时偏转线圈中的磁场能全部转变为电容 C_1 中的电场能, 偏转电流下降至零, 逆程电容两端电压上升到最大值 V_{CP} , 此电压称为逆程反峰电压, 其值为

$$V_{CP} = \frac{\pi E_C}{2} \cdot \frac{T_S}{T_I}$$

式中, T_S 为行扫描正程时间, T_I 为行扫描逆程时间。按实际的 T_S 、 T_I 值计算, $V_{CP} = (8 \sim 10) E_C$ 。

$t_1 \sim t_2$ 阶段的偏转电流和 C_1 上电压的波形, 见图5-27 (d)、(e)。

(三) 逆程后半段 ($t_2 \sim t_3$):

t_2 以后, 行输出管基极仍为负脉冲, BG 仍截止, 开关 K 仍是断开的。 L_y 和 C_1 中的自由振荡继续进行, 进入下一个 $\frac{1}{4}$ 周期, 电容 C_1 通过偏转线圈放电, 将电容中的电场能再变为偏转线圈中的磁场能。 C_1 两端电压开始下降, 偏转电流开始由零反向增大, 这时的等效电路见图5-26 (c)。

这个 $\frac{1}{4}$ 自由振荡周期结束时, 到达 t_3 时刻, C_1 两端电压减小到零, 偏转电流增长到反向最大值 $-I_b$ 。这时电流 I_y 和电压 V_{C1} 的波形见图5-27 (d)、(e)。

在整个逆程阶段, 电容 C_1 上的电压使阻尼二极管一直处于反向偏置状态, 阻尼二极管 D 一直截止。

(四) 正程前半段 ($t_3 \sim t_4$)

t_3 以后, 行输出管的基极仍为负脉冲, BG 保持截止, 开关 K 仍断开。 L_y 和 C_1 中的自由振荡将继续进行, 进入第三个 $\frac{1}{4}$ 周期, 这时偏转电流由反向最大值开始减小, 电容 C_1 被反向充电, 偏转线圈中的磁场能又再转变为电场能。如果电路中不接入阻尼二极管, 这一过程将继续进行下去, 偏转线圈中的磁场能和逆程电容中的电场能反复转换, 在电路中形成自由振荡。但由于阻尼二极管 D 的存在, 使这个自由振荡在进入第三个 $\frac{1}{4}$ 周期后只能持续很短的时间。当电容 C_1 两端反向充上的电压达到阻尼管 D 的开启电压时, 阻尼管导通了, 偏转线圈中磁场能将通过阻尼管泄放, 振荡被阻尼。这时的电路工作情况如图5-26 (d)所示。如果阻尼二极管导通时的电阻 R_D 很小, 则偏转电流将从反向最大值开始线性减小。在 t_4 时刻, 偏转电流减小到零, 阻尼二极管中的电流 I_D 如图5-27 (c)所示。

经过这样四个阶段, 在偏转线圈中形成一个行周期的锯齿电流, 可完成一次行扫描。 t_4 之后行输出管又加上正脉冲, BG 饱和导通, 开关 K 又闭合, 重复开始下一个行扫描周期。

由上面的分析可知, 行输出管需能供出大电流(I_b), 并能承受逆程反峰高压 (V_{CP}),

故必须选用大电流、耐高压的大功率管，并且要求行输出管开关特性好，饱和导通时内阻小，饱和压降小。阻尼二极管与输出管并联，也要选择能通过大电流、承受高反峰电压的二极管。

另外，由行输出级工作原理中还可以看出，行扫描的逆程时间 T_r ，等于 L_y 、 C_1 回路自由振荡周期的一半，即 $T_r = \pi\sqrt{L_y C_1}$ 。这表明， T_r 只与电路参数有关， T_r 确定后，行振荡

周期的变化只能引起行扫描正程时间 T_s 的变化。前面分析中已提到，偏转电流最大值

$$I_b = \frac{E_c}{2L_y} T_s, \text{ 逆程反峰高压 } V_{cb} = \frac{\pi E_c}{2} \cdot \frac{T_s}{T_r}, I_b \text{ 和 } V_{cb} \text{ 均与 } T_s \text{ 成正比。}$$

如果在无外来电视信号输入时修理和调整电视机，将行振荡频率调得过低，则 T_s 增大， I_b 和 V_{cb} 均增大，容易损坏输出管和阻尼管，故在修理和调试中，不要任意降低行振荡频率，尤其要避免长时间使行频低于正常值。

由式 $T_r = \pi\sqrt{L_y C_1}$ 可知，逆程时间 T_r 与逆程电容 C_1 的方根值成正比。另外， V_{cb} 与 T_r 成反比，所以，在 L_y 不变的情况下， C_1 越小 T_r 就越小， V_{cb} 越大。因此，在调试和修理中，不能将逆程电容全部焊掉，以免产生过高的反峰电压而损坏输出管和阻尼管。

二、行输出电路中的失真及其校正

(一) 电阻分量引起的非线性失真及其校正方法

在分析行输出级工作原理时，我们忽略了偏转线圈的电阻 R_y 、输出管的饱和内阻 R_s 和阻尼二极管的内阻 R_D ，认为流过偏转线圈的扫描电流在正程期间完全是线性变化的。实际上， R_y 、 R_s 、 R_D 都是存在的，如果考虑这些电阻的影响，则行输出级的等效电路应画成如图5-28所示的情况。图中电阻 $R = R_y + R_s$ 或 $R = R_y + R_D$ 。

在行输出管导通期，流过偏转线圈的电流 I 将按时间常数 $\tau = \frac{L_y}{R}$ 的指数规律变化。扫

描正程后半段的实际扫描电流与理想线性增长的电流有差别如图5-29(a)所示，行扫描越到右边，扫描速度越慢。它将形成右边被压缩的失真图象，如图5-29(b)所示。

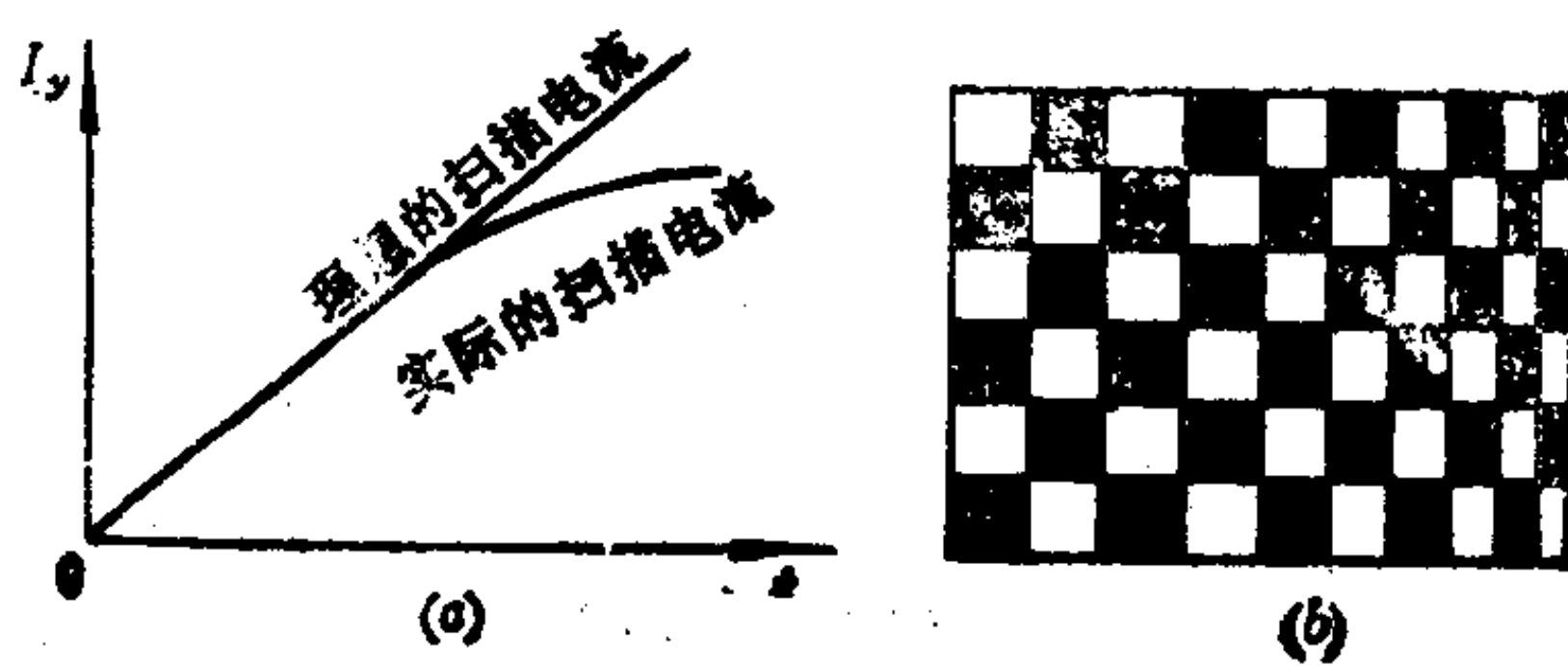
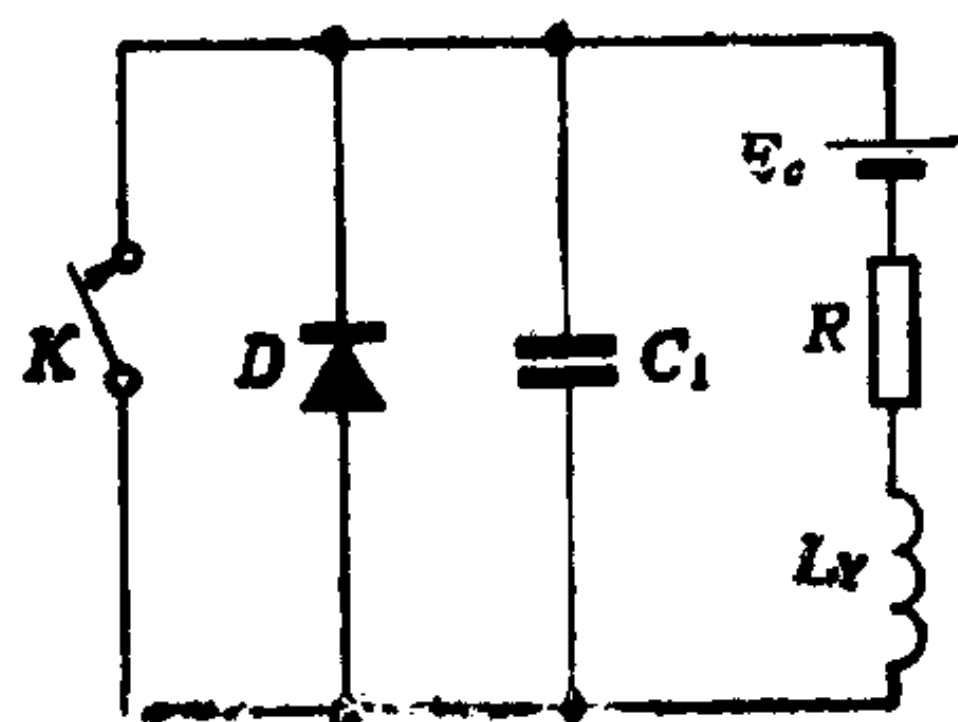


图5-28 包括电阻分量 R 的行输出级等效电路 图5-29 非线性行扫描电流及相应的失真图象

电阻分量的存在引起扫描电流非线性失真的问题，可以这样来理解：当电感 L_y 中串联了电阻 R 时，外加恒定电压 E_c 加在串联的电感和电阻上，偏转线圈电流 I_y 流过电阻 R 时产生压降 $I_y R$ ，随着 I_y 的增加，电阻压降也增大，则电感 L_y 两端电压就不断减小，使 L_y 中电流增长速度变慢，从而形成上部向下弯曲的非线性扫描电流。

为了校正这种上部向下弯的非线性失真，可采用一个磁饱和线圈 L 与偏转线圈串联。

当扫描电流较小时，它的感抗值较大并保持恒定，上面有较大的压降。随着扫描电流的增加，达到某一值后，线圈中的磁芯开始饱和，感抗减小，上面的压降也减小，由此可补偿随扫描电流增加电阻 R 两端电压的增加，使 L_y 两端电压基本保持不变， I_y 保持线性增长。

行线性校正磁饱和线圈的结构如图5-30所示，上面的永久磁铁在线圈中产生一个磁通，调节永久磁铁位置可使线圈中的磁通量变化，也就改变了使校正线圈磁芯开始饱和的电流值，即改变了开始起补偿作用时的扫描电流值，可以调节校正量大小。在正程的前半段，扫描电流方向与后半段的相反，流过校正线圈引起磁通量的减小，不会使磁芯饱和，故此校正线圈对行正程前半段扫描电流的线性没有影响。

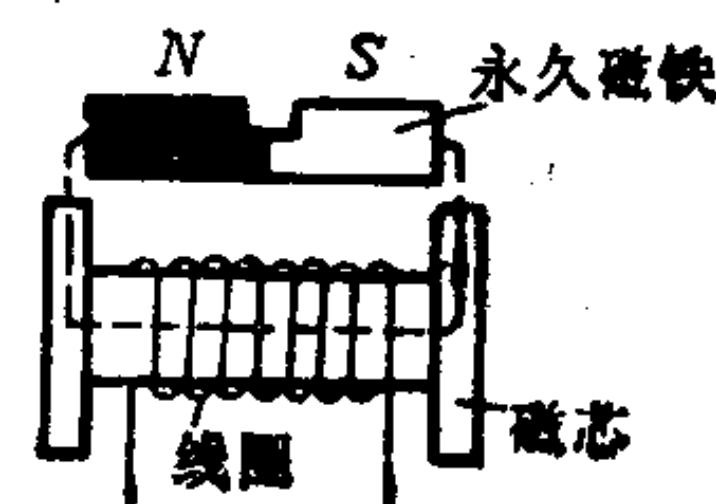


图5-30 行线性校正线圈的结构

行正程前半段的扫描电流也会有非线性，是由偏转线圈电阻 R_y 和阻尼二极管内阻 R_D 造成的，特别是由于 R_D 的非线性。当扫描电流由反向最大值逐渐减小接近零时，阻尼管内阻 R_D 增大，使电流变化率减小，波形变弯曲，造成画面中心区域附近图象水平压缩。补偿这一失真的办法是使行输出管提前导通，使阻尼管接近截止的一段时间内两管同时导通，共同对偏转线圈提供电流，以输出管给出的电流补偿阻尼管电流的减小，如图5-31所示。由图中可看到，为了校正这种非线性，把加给输出管基极的脉冲加宽了 $18\mu\text{s}$ 。在这段时间里，行输出管集-射极间加的是反向电压，行输出管提前反向导通 $18\mu\text{s}$ ，它的反向电流与阻尼管电流共同流向偏转线圈，使 I_y 维持线性变化。所以，实际行扫描电路中，要求加到行输出管基极的矩形脉冲形状如图5-31中所示，正脉冲宽度为 $44\mu\text{s}$ ，负脉冲宽度为 $20\mu\text{s}$ 。

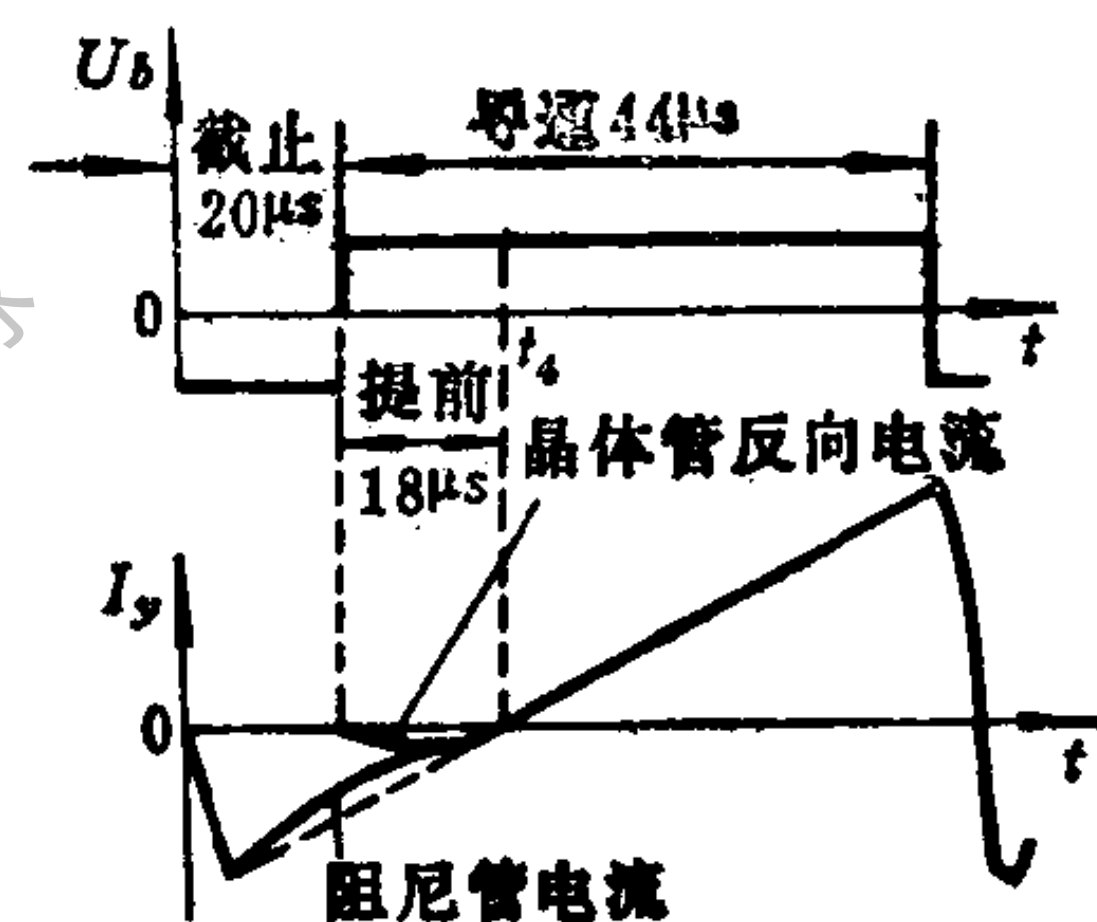


图5-31 行输出管提前导通的补偿作用

(二) 延伸性失真及其校正

在显象管中，电子束在线性变化的均匀偏转磁场作用下进行垂直和水平扫描，电子束的偏转角速度是均匀的，但是，由于显象管屏幕的曲率半径大于电子束的偏转半径，对应同样角度的偏转，在屏幕不同部位上的偏转距离是不相等的。在偏转角度较大时，即电子束扫描至靠近屏幕的边缘时，同样偏转角对应的偏转距离较长。这样，就造成了图象从中间向边缘处逐渐变宽的现象，称为延伸性失真。图5-32示出水平延伸性失真造成的失真图形。要校正这种失真，应使行扫描正程的锯齿电流在两端变化率小些，使扫描电流呈现为图5-33所示的S形，这种校正又称为S形校正。

为了得到图5-33所示的扫描电流，可在偏转线圈电路中串接一个电容，即图5-24中的 C_2 ， C_2 就称为S形校正电容。电路中串入 C_2 之后，在行扫描正程期间， L_y 和 C_2 组成串联谐振回路，其谐振周期约为行周期的4~5倍，使一个行周期内它提供给偏转线圈的电流是它的一周期正弦电流的一小段，叠加到行锯齿电流上，产生如图5-33所示的S形扫描电流。S形校正电容的容量要根据失真程度来选取，电容量越小，S形越明显，校正作用越强。

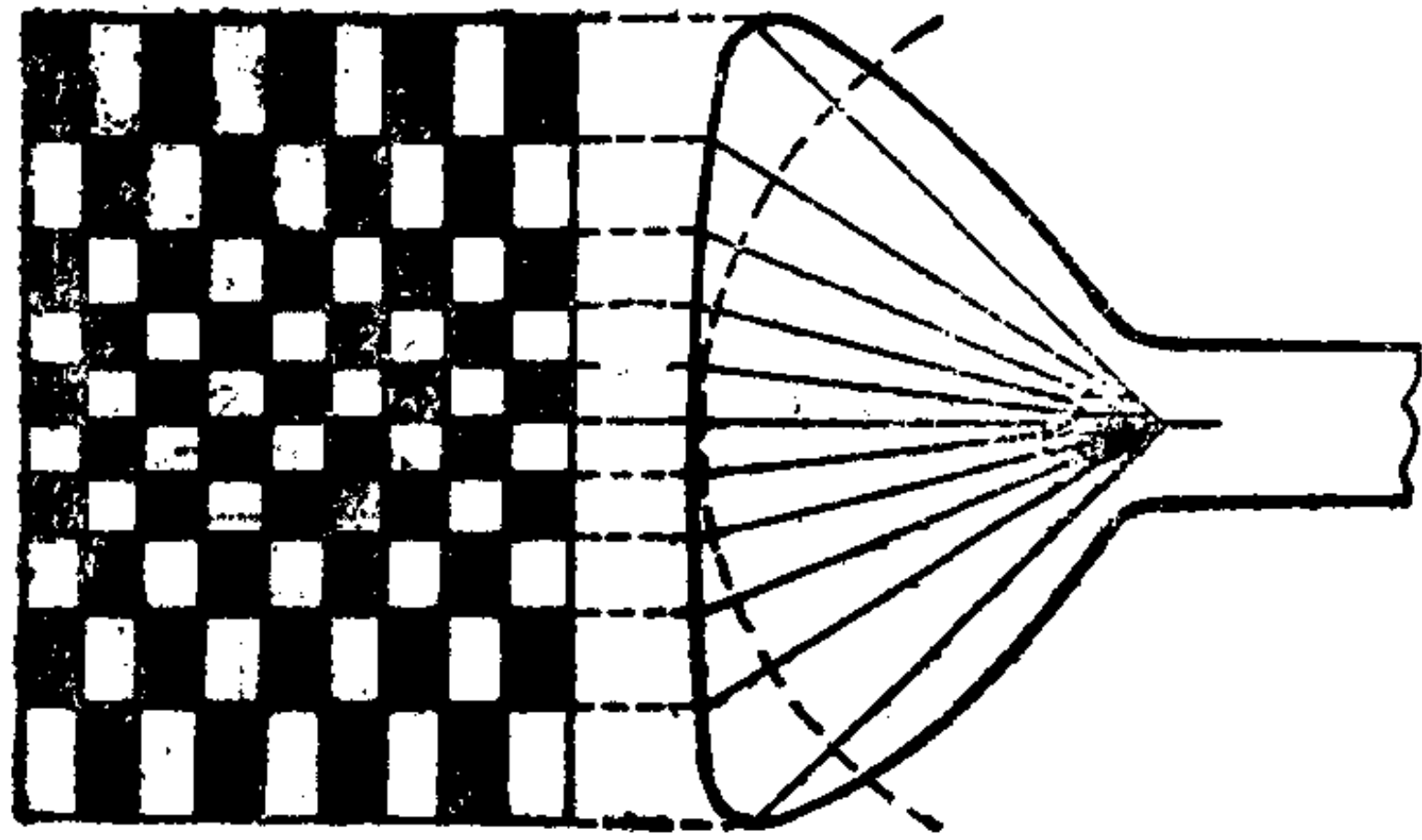


图5-32 水平延伸性失真图形

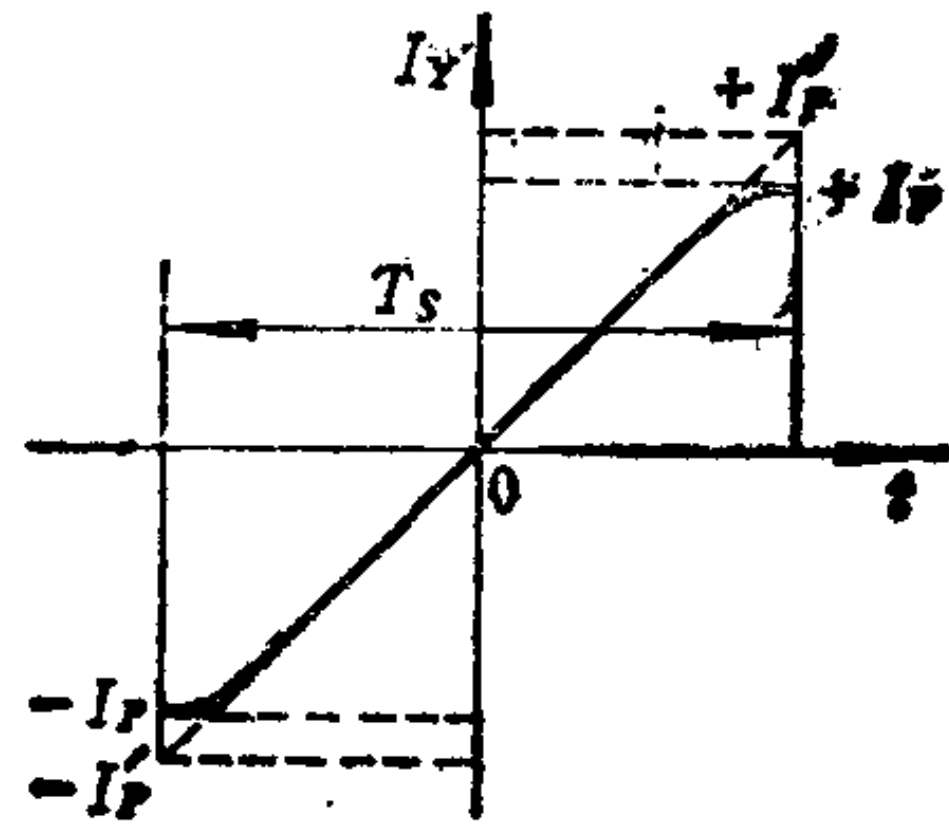


图5-33 S形扫描电流

在大偏转角的显象管中,由于显象管曲率半径大于偏转半径而造成的延伸性失真,还使光栅产生枕形失真,需设置专门的枕形校正电路进行校正,这个问题在下一章再介绍。

三、行输出级实际电路

图5-34为松下TC-483D型彩色电视机的行输出电路,电路组成与图5-24所示的典型电路基本一样。 Q_{551} 为行输出管和阻尼二极管的复合管, C_{565} 、 C_{567} 及 $C_{556} \sim C_{555}$ 六个并联电容组成逆程电容, C_{552} 为S形校正电容, L_{553} 为行线性校正线圈。

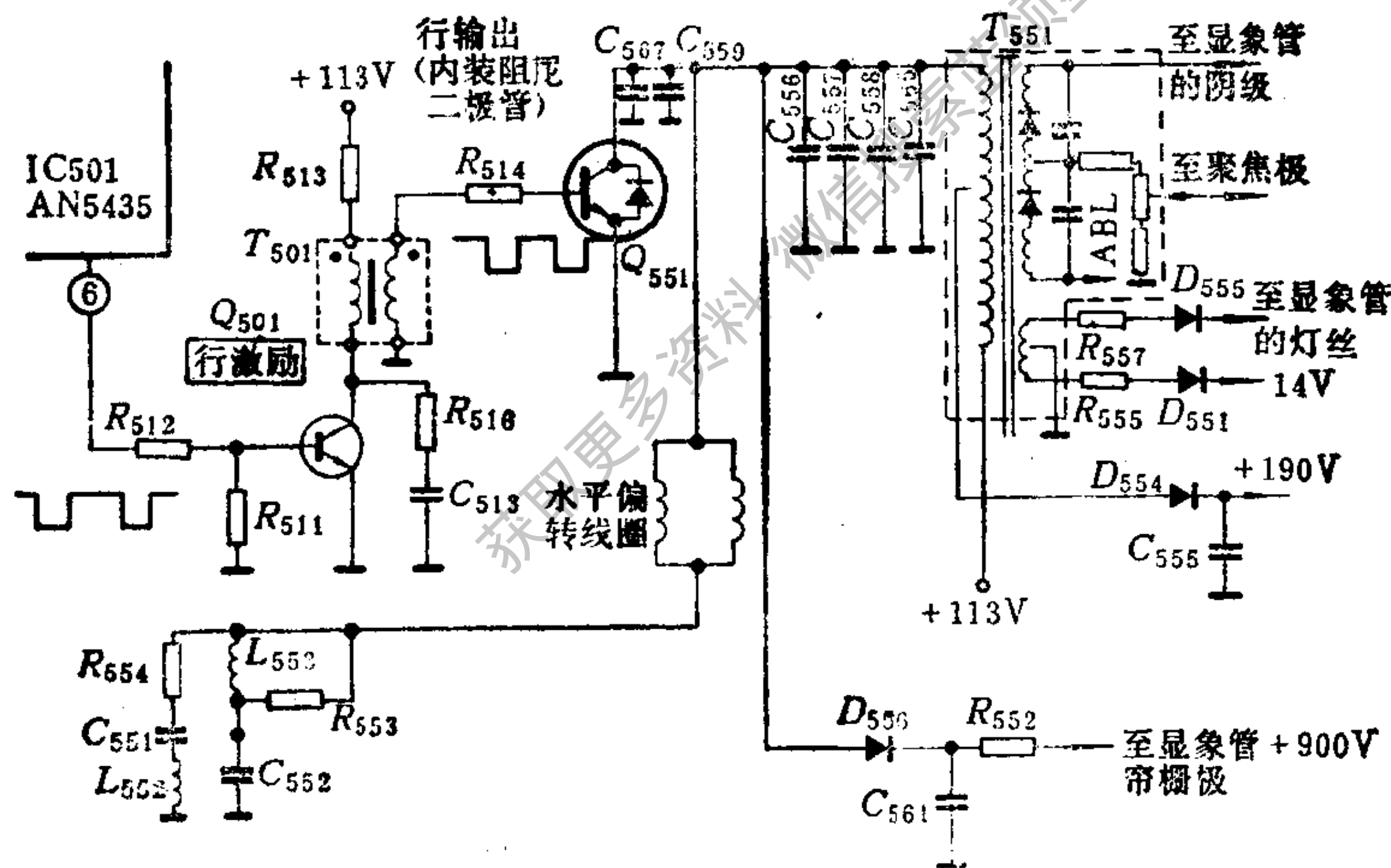


图5-34 行输出级实际电路之一

Q_{501} 为行激励管,它将行振荡器形成的矩形脉冲放大后,通过激励变压器 T_{501} 加到 Q_{551} 的基极上。行激励级是一个脉冲放大器,也工作于开关状态,通常采用反极性激励方式来推动输出级。所谓反极性激励,即激励管截止时输出正脉冲使输出管饱和导通,而激励管饱和导通时输出的负脉冲使输出管截止。因此, Q_{501} 导通时, Q_{551} 截止, Q_{501} 负载较轻; Q_{501} 截止时, Q_{551} 导通, T_{501} 中存贮的磁场能量通过 Q_{551} 泄放。反极性激励可避免产生寄生振荡。实际电路工作时,激励管截止和输出管导通的时间不一定完全一致。如果激励管截止时输出管尚未完全导通,则仍有可能产生寄生振荡。因此,在激励级需加防振元件,图中的 C_{513} 、 R_{516} 即为防振电路。

行激励级必须给出足够功率,使激励变压器能供给行输出管充分的基极电流,使输

出管开关动作迅速。如果发生激励不足的情况，则行输出管饱和不充分，行输出管饱和压降加大，饱和内阻增大，这不但使输出管的功率损耗大大增加，易损坏管子，而且使行扫描电流线性变坏。

T_{551} 为行输出变压器，它将行逆程脉冲耦合到次级，经过变压整流得到多种直流电压，供给显象管及电视机内其它电路用，其电路原理在下一节中介绍。

图5-35为日立CTP-236D型彩色电视机的行输出级电路。 Q_{702} 为行输出管， D_{702} 为阻尼二极管，逆程电容由 C_{713} 、 C_{715} 、 C_{716} 和 C_{732} 共同组成， C_{721} 和 C_{731} 并联组成

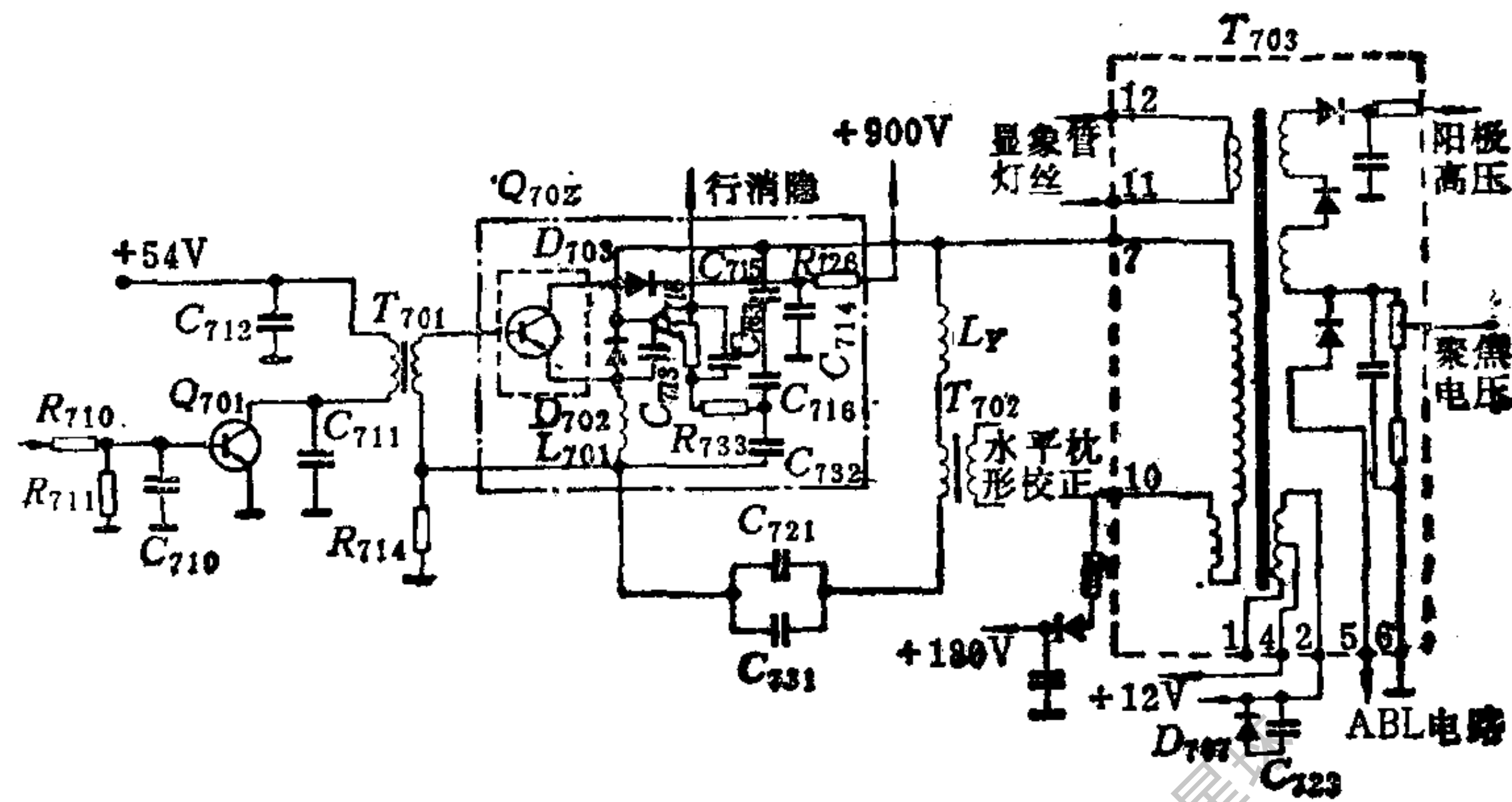


图5-35 行输出级实际电路之二

S形校正电容。 L_{701} 用来抑制行频高次谐波辐射，以避免在图象上出现垂直黑条纹干扰。 T_{702} 将场频锯齿信号耦合到行偏转线圈回路中，用来校正水平枕形失真，其原理在下一章中介绍。

Q_{701} 和 T_{701} 为行激励管和行激励变压器， C_{711} 为防振电容。 T_{703} 及其右边电路为行输出变压器和整流滤波电路。

第四节 行扫描附属电路

一、变压器整流电路

由图5-34可看出，行输出变压器初级构成行输出管的直流通路，变压器初级与偏转线圈及逆程电容则是交流并联的。在行逆程期间，逆程电容上有很高的逆程脉冲电压，所以变压器初级两端也有逆程脉冲高压，经行输出变压器变压后，向次级各绕组提供出脉冲感应电势，由整流电路整流。所以，行输出变压器又称为逆程变压器。

逆程变压器一般有几组绕组，对逆程脉冲进行升压或降压，以得到所需的整流电压值。经整流、滤波输出的直流电压，供显象管各电极使用，并向视放、通道、解码器及高频调谐器等电路提供低压直流电源（例如+12V）。对逆程脉冲整流来得到直流电压有许多优点，主电源不必输出不同数值的直流电压，行频高而滤波容易，这两点使整流滤波电路简单，元件体积小；而且，一旦行振荡器停止工作，显象管高压自动消失，电子束随之不会轰击荧光屏，可以保护显象管不致因荧光屏局部烧灼而损坏。

逆程变压器的工作频率和工作电压都比较高，所以对变压器的材料和结构有较高的

要求。如果采用高导磁率的高频铁氧体做变压器铁芯，铁芯导磁率高，可以减少匝数，使变压器体积小，分布电容小。由于变压器体积小，工作电压高，因而变压器绝缘质量要好。高压包绕组一般用双丝漆包线绕制，并用环氧树脂灌注。高压接线端焊点必须圆滑，防止尖端放电。使用过程中应注意保持高压包清洁，灰尘太多易引起打火。

(一) 倍压整流电路

在上一节行输出电路工作原理中已经讲到，行扫描回程期间，产生的回程脉冲幅度大约为电源电压的10倍。如果行扫描的电源电压为100V，那么回程脉冲电压幅度为1000V左右。彩色显象管的第二阳极高压一般要求(20~25)kV，所以通常要采用升压变压器，把回程脉冲升压后，再经过倍压整流获得阳极高压。采用倍压整流可以在变压器次级电压不太高的情况下，获得高的直流电压，这对减少变压器次级绕组匝数、缩小体积都是有利的。所以，尽管倍压整流电路比较复杂，用的元件较多，但在彩色电视机高压形成电路中曾广泛被采用。

倍压次数较高时，整流器内阻大，负载能力差，高压稳定性不好，所以一般采用二倍压或三倍压电路。下面以二倍压电路为例来说明倍压整流原理。

图5-36(a)为二倍压整流电路，输入为行回程脉冲电压，正脉冲幅度 U_1 比负脉冲幅度 U_2 大得多，可以近似看成是幅度为 U_1 的单极性脉冲。

第一个脉冲出现时，通过 D_1 对 C_1 充电， C_1 上充得电压为 U_1 ，见图5-36(b)。脉冲过去后， C_1 上的电压通过 D_2 对 C_2 充电，充电结果，使 C_1 、 C_2 上的电压均为 $\frac{U_1}{2}$ ，见图5-36(c)。第

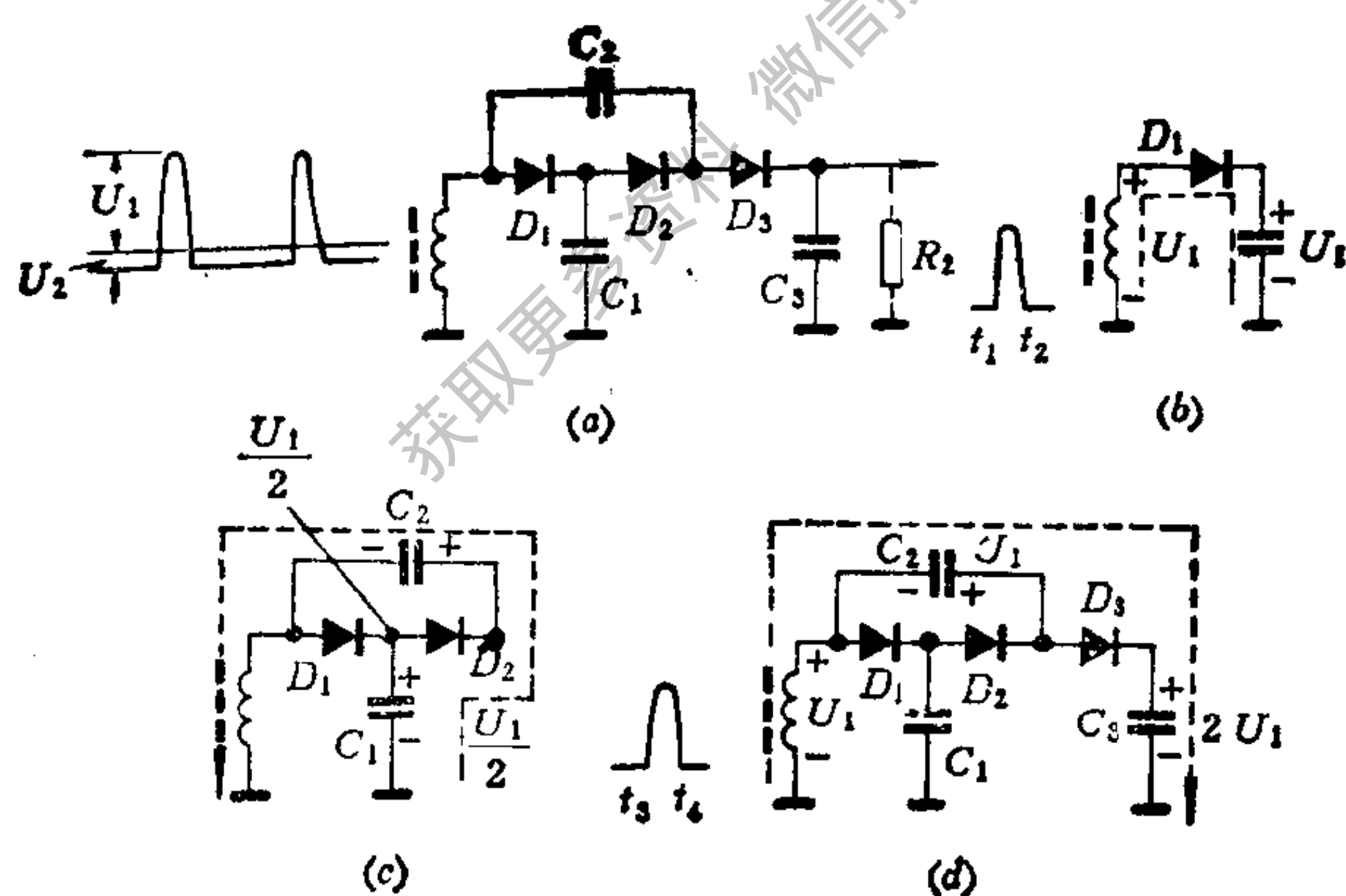


图5-36 二倍压整流电路原理

二个脉冲来到时，又通过 D_1 对 C_1 充电， C_1 又充上电压 U_1 。脉冲过后， C_1 上电压又通过 D_2

对 C_2 充电，将部分电压转移到 C_2 上，使 C_2 上的电压为 $\frac{1}{2}(U_1 + \frac{U_1}{2}) = \frac{3}{4}U_1$ 。如此地经

过若干个脉冲作用后， C_1 、 C_2 均充上 U_1 电压。 C_2 上既然充上 U_1 电压，在随后的回程脉冲作用下，回程脉冲电压和 C_2 上电压叠加起来，通过 D_3 对 C_3 充电，使 C_3 充到 $2U_1$ 电压，取得二倍压整流的效果，见图5-36(d)。

5-37为三倍压整流电路。由上面的分析可知，经过多次脉冲电压作用后， C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 上均可以充上 U_1 电压，随后的回程脉冲电压和 C_2 、 C_4 上的电压迭加后，通过

D_5 对 C_5 充电,使 C_5 充上 $3U_1$ 的电压,实现三倍压整流。

实际电路中,图5-36(a)中的 C_3 和图5-37中的 C_5 是显象管玻壳锥体内壁的石墨导电层与外壁接地的石墨导电层之间形成的电容(约为 $500\sim 1000\text{pf}$)。负载电阻 R_L 是显象管的等效电阻,等于加给显象管第二阳极电压与第二阳极电流之比。彩色显象管的第二阳极电压为 24kV ,阴极射束电流约 $0.8\sim 1\text{mA}$,第二阳极电流大致等于阴极射束电流,所以可得到 $R_L=(30\sim 24)\text{M}\Omega$ 。滤波时间常数 $\tau=RC$,代入上面的值, τ 大于 10ms ,故对行频来说可取得良好滤波效果。

(二) 高次调谐原理

图5-38所示为高压线圈上的脉冲电压波形,在逆程期间为脉冲高压,在扫描正程期间存在着五、六个周期的波动电压。这种波动称为振铃,振铃严重时,不仅要增加功

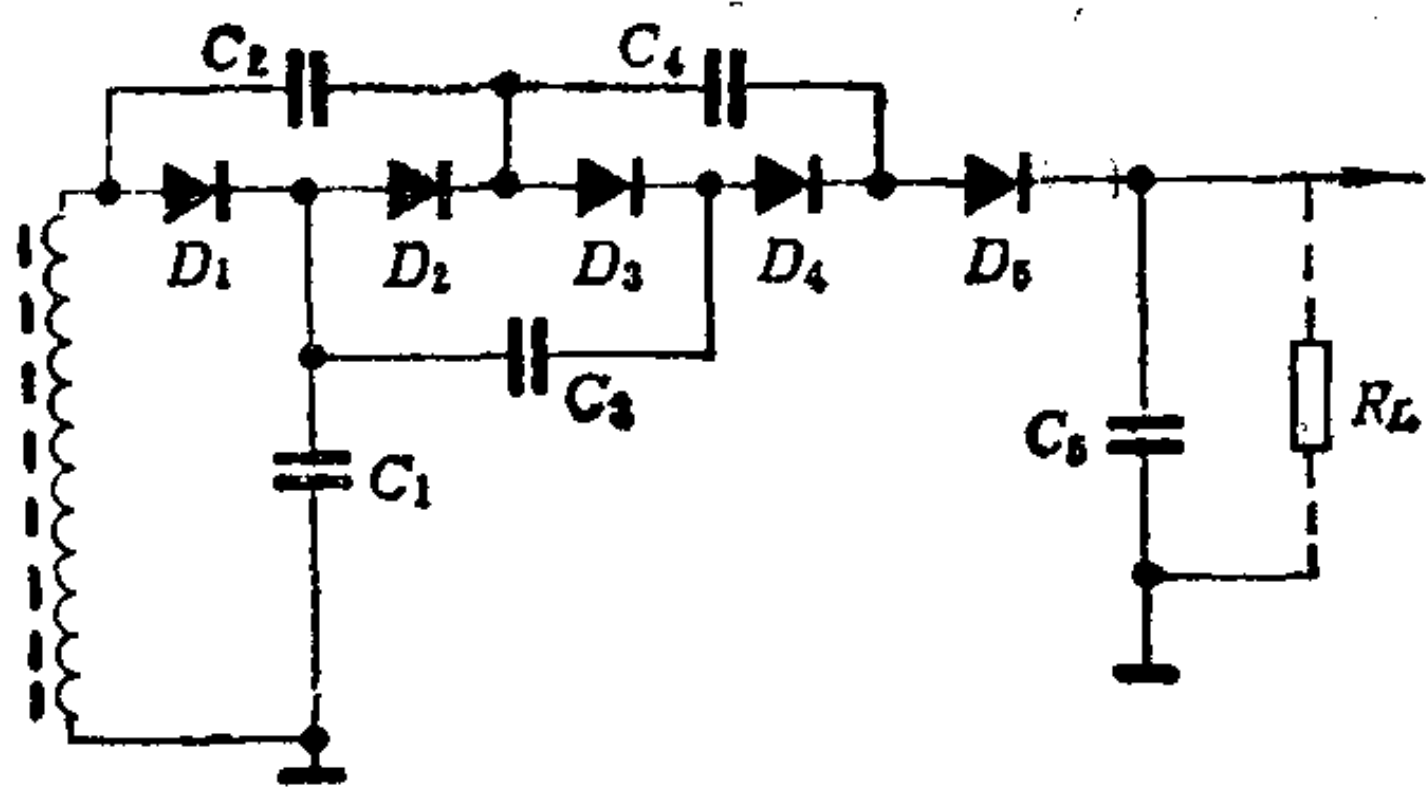


图5-37 三倍压整流电路



图5-38 高压线圈上的脉冲波形

率损耗,而且影响行扫描电流的线性,在光栅上形成几条黑白垂直条纹。所以,对逆程变压器提出了一个指标要求,振铃电压的幅度应小于行逆程脉冲幅度的 20% 。

振铃是一种寄生振荡,是由逆程变压器的漏电感和分布电容、负载电容等组成的 LC 振荡回路引起的。在行输出管导通时,漏电感中也必然存贮磁场能;在行输出管截止时,通过分布电容的充放电而形成振荡;振荡频率为

$$f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

其中, L_s 为变压器初级漏感和次级漏感等效到初级的等效电感之和, C_s 是负载电容和分布电容之串联值。这个振荡与行逆程期间由偏转线圈电感 L_y 和逆程电容 C_1 产生频

率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_y C_1}}$ 的逆程振荡是同时存在的,由于 $L_s < L_y$,而且 C_s 也很小,所以 $f' > f$ 。

这两个振荡同时发生在同一电路中,它们将相互迭加,逆程期间电路中的电流应是两振荡电流之和。适当设计逆程变压器,改变其漏电感和分布电容的大小,可以使 f' 和 f 之间具有一定的比例关系。在实际应用中,常使 $f' = 3f$ 或 $f' = 5f$,即所谓三次调谐或五次调谐,统称为高次调谐。理论分析证明,采用高次调谐,不但可以使振铃现象基本消除,而且能适当降低变压器初级加在输出管集电极上的逆程脉冲幅度或提高整流输出电压的负载能力。

图5-39和图5-40分别示出了三次调谐和五次调谐时逆程的波形。由图5-39可见,三次调谐时两振荡迭加的结果使变压器初级电压(即行输出管集电极电压)比不调谐时减

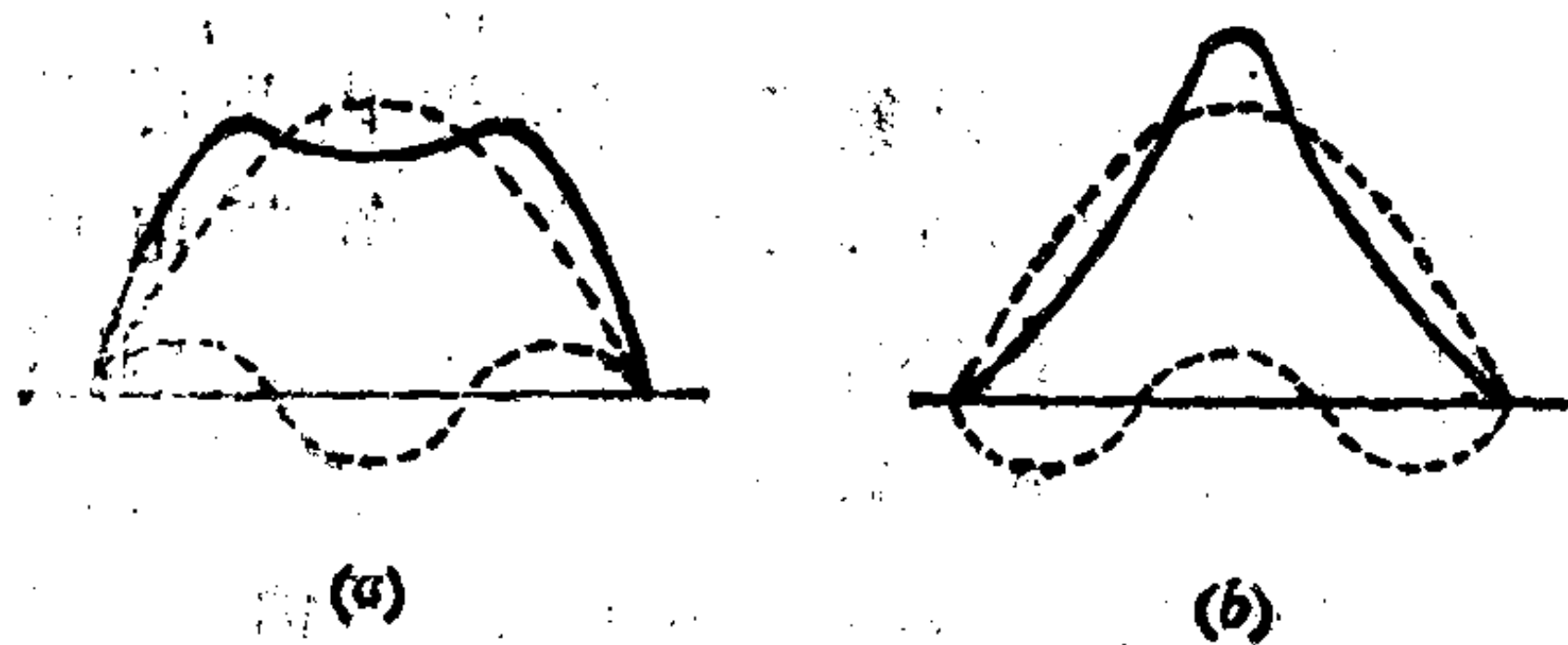


图5-39 三次调谐逆程脉冲波形

小约10~20% [图 (a) 中的实线]，而次级电压却增加了30%左右 [图 (b) 中的实线]。这样，对降低行输出管耐压要求和减少逆程变压器次级绕组匝数是有利的。三次调谐的缺点在于，变压器次级的逆程脉冲波形顶部变窄，使高压整流器的导通时间缩短，因而整流器内阻较大，高压负载能力差。



图5-40 五次调谐逆程脉冲波形

一般，在小屏幕黑白电视中得到采用。

由图5-40看出，五次调谐时的情况与三次调谐正好相反，变压器初级脉冲电压幅度增大，次级电压降低。五次调谐的优点在于，变压器次级逆程脉冲顶部较宽，高压整流器导通时间长，整流器内阻小，负载能力好，高压稳定。彩色电视机中，图象内容的变化往往引起显象管阳极电流的变化，如果高压电路负载能力差，则阳极电流的变化将引起高压幅度有较大的波动，不但使扫描的幅度和线性随之变化，而且会引起聚焦和会聚的恶化。因此，彩色电视中普遍采用五次调谐的高压电路。

(三) 一体化一次升压逆程变压器

采用倍压整流电路获得第二阳极高压时，存在着高压元件多、成本高、可靠性差等问题。同时，由于普通高压二极管热稳定性差，它不能与逆程变压器装在一起，否则将因逆程变压器的温升而导致二极管损坏。所以，整流电路与逆程变压器必须分开安装，因而体积大，难于适应集成化电视机的要求。

七十年代后期，成功地设计出了新型的一次升压式逆程变压整流电路，把高压整流管、逆程及部分电阻、电容紧凑地组装在一起，用环氧树脂灌封成一个整体，称之为一体化一次升压逆程变压器。图5-41 (a) 为这种一体化逆程变压器的外貌图，图5-41 (b) 为一体化变压器的剖面图。实现一体化变压器的关键是高性能的新型高压二极管，它是用玻璃直接沉淀在硅片的P-N结表面制成的。它的功耗只有普通高压二极管的40%，热稳定性好，工作温度可达140℃~150℃，并且体积小，重量轻，寿命长，绝缘可靠。一体化变压器与传统的三倍压高压整流电路比较，重量减轻70%，能直接安装在扫描部分的印刷板上，不需要其它支架，使所占空间减少80%，实现了小型化。元器件也几乎减少一半，可靠性提高了。并且防水密封性好，电气性能稳定。近年来，集成化彩色电视机中几乎全部采用这种一体化一次升压逆程变压器电路。

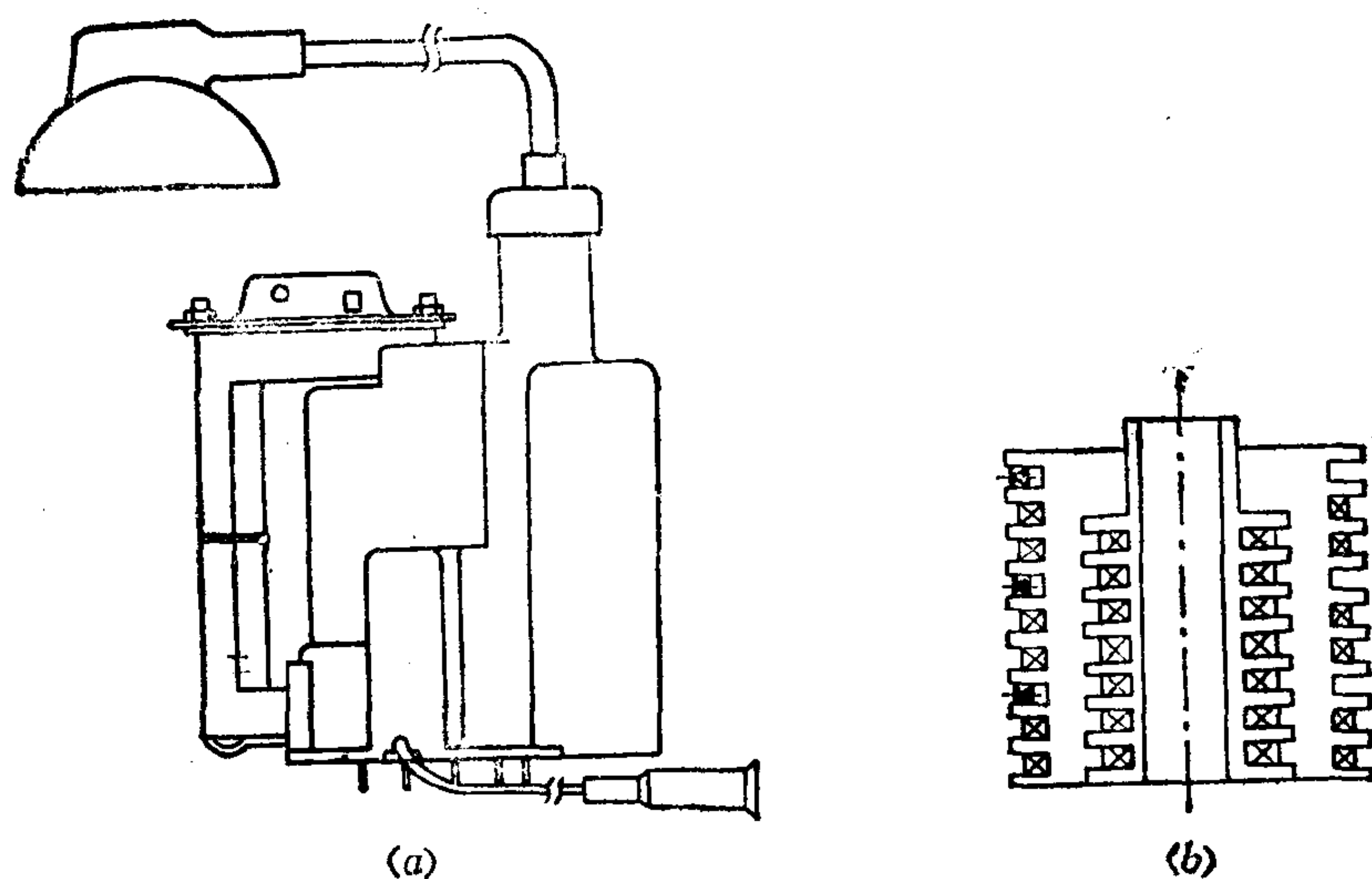


图5-41 一体化逆程变压器

松下TC-483D和日立CTP-236D彩色电视机中的高压整流电路均采用一体化一次升压逆程变压器电路，如图5-34和5-35中所示。逆程变压器次级绕组分成三组，每组之间用一只玻璃二极管串接起来，逆程脉冲电压经每个绕组升压并整流为直流电压，最后形成高压输出。一体化变压器的等效电路及升压过程如图5-42 (a)、(b)所示。

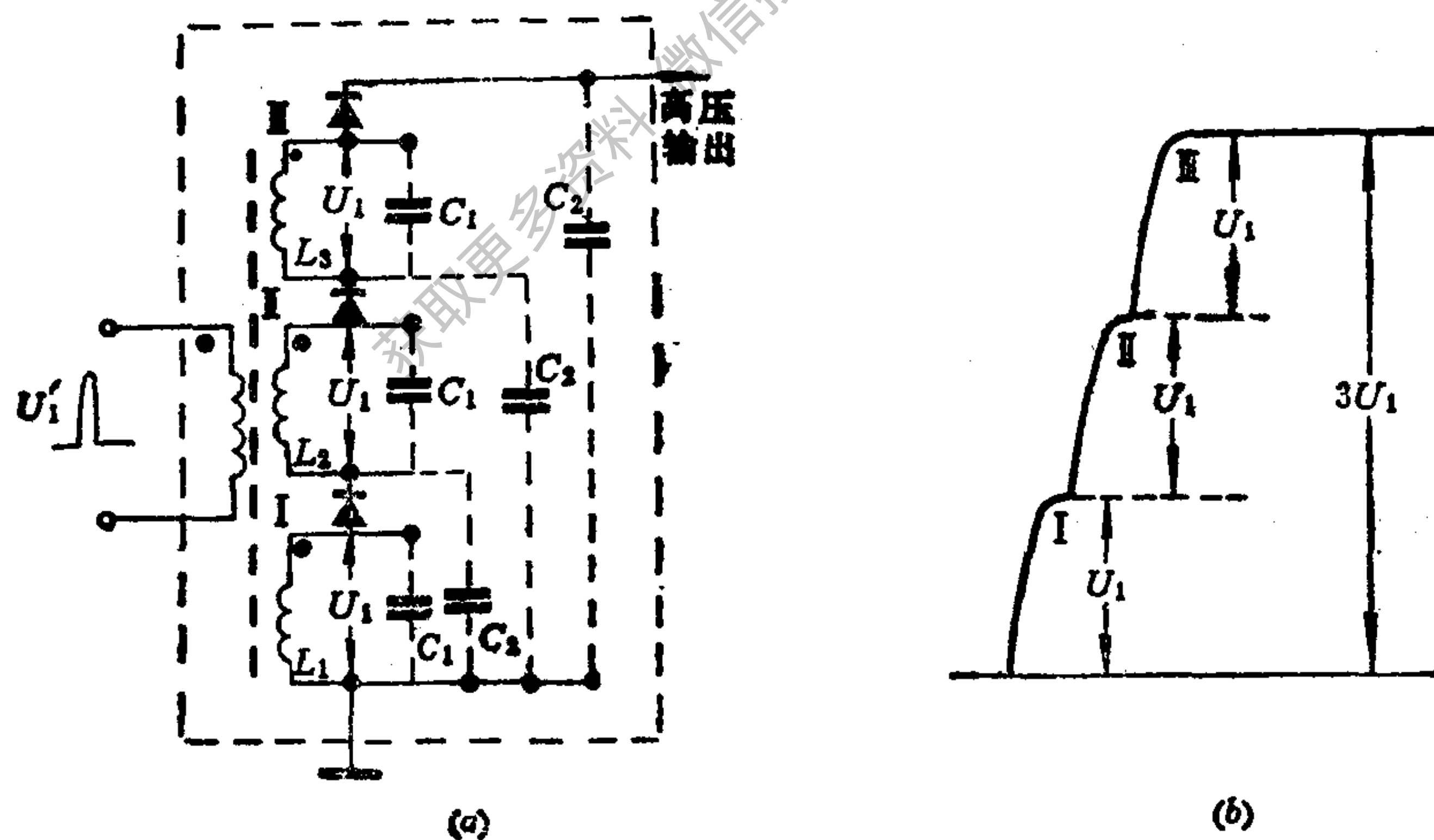


图5-42 一体化变压器等效电路及升压原理

从图5-42 (a) 可看出，从直流来说，各整流单元是串联的，所以能获得 $3U_1$ 的直流电压输出，但对于交流则是并联的，各个绕组线圈下端由于分布电容的旁路作用均处于交流地电位，而上端都感应相等脉冲电压，这样不但使各绕组初次级间变压比较小，从而降低绝缘要求，而且总的等效电容也大为减小，因此可以实现更高次调谐（例如11次、13次调谐），使整流器的负载能力进一步提高，高压更稳定。

(四) 中、低压整流电路

利用逆程变压器的其它次级绕组及不同的匝数比变压后，经整流滤波，还可输出几

种数值的直流电压。现以图5-34所示的中、低压整流电路为例说明其工作情况。

1. 行输出管 Q_{551} 集电极上产生约1000V的逆程脉冲，经 D_{556} 和 C_{561} 整流滤波后得到900V直流电压，经 R_{552} 隔离电阻送至自会聚彩色显象管第一阳极（又称帘栅极）的电压控制电路。

2. 从逆程变压器初级绕组中取出部分逆程脉冲电压经 D_{554} 、 C_{555} 整流滤波后，得到190V的直流电压，给三路视放末级晶体管提供直流电压。

3. 12V电压的整流电路是电视机公共通道、伴音中放和解码器等电路的直流电源，要求输出电流大，电压稳定。因此，用反方向绕制的绕组得到如图5-43所示的负极性逆程脉冲电压，供给12V整流电路。整流电路是对 U_2 进行整流。 U_2 电压低，但在一个行周期中占 $52\mu s$ ，起伏不大，所以整流电路内阻小，输出电压稳定。图5-34上经 D_{551} 整流得到14V直流电压，送至一个稳压电路后产生稳定的12V直流电压。

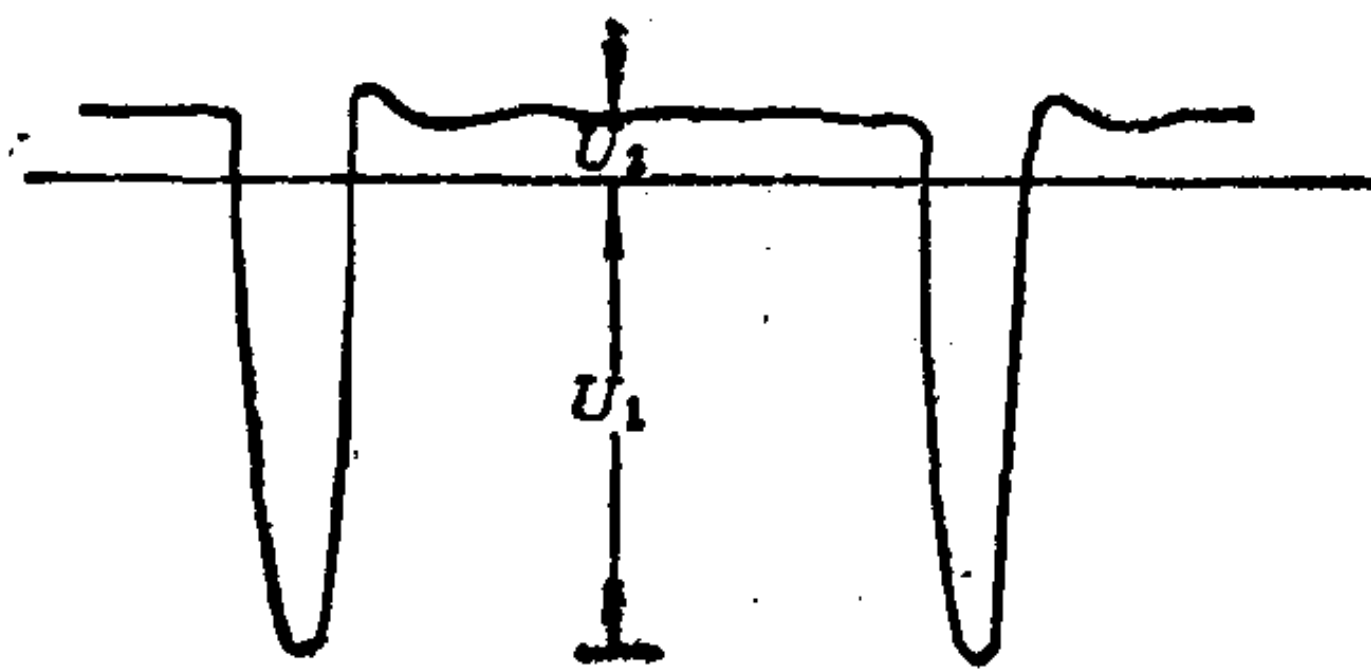


图5-43 负极性的逆程脉冲波形

4. 在逆程变压器次级第二绕组上取出部分直流高压，经电阻分压，从其中的电位器引出显象管的聚焦电压。聚焦电压可调，以获得最佳的聚焦。

图5-34中的电阻 R_{554} 、 R_{513} 、 R_{555} 、 R_{557} 均为保险丝电阻，电流过大时电阻熔断，起保护作用。

二、自动亮度限制电路 (ABL)

ABL电路是电视机中的保护性电路，其作用是自动限制显象管的电子束电流，使之不致太大。当图象亮度过大而使电子束电流过份增大时，第二阳极电流也同样变大，使高压过载，引起高压下降，影响图象质量，并有可能损坏高压整流元件。所以，需设置自动亮度限制电路，使电子束电流不超过某个设计值，以限制最高亮度，确保高压整流电路正常工作，图象稳定。

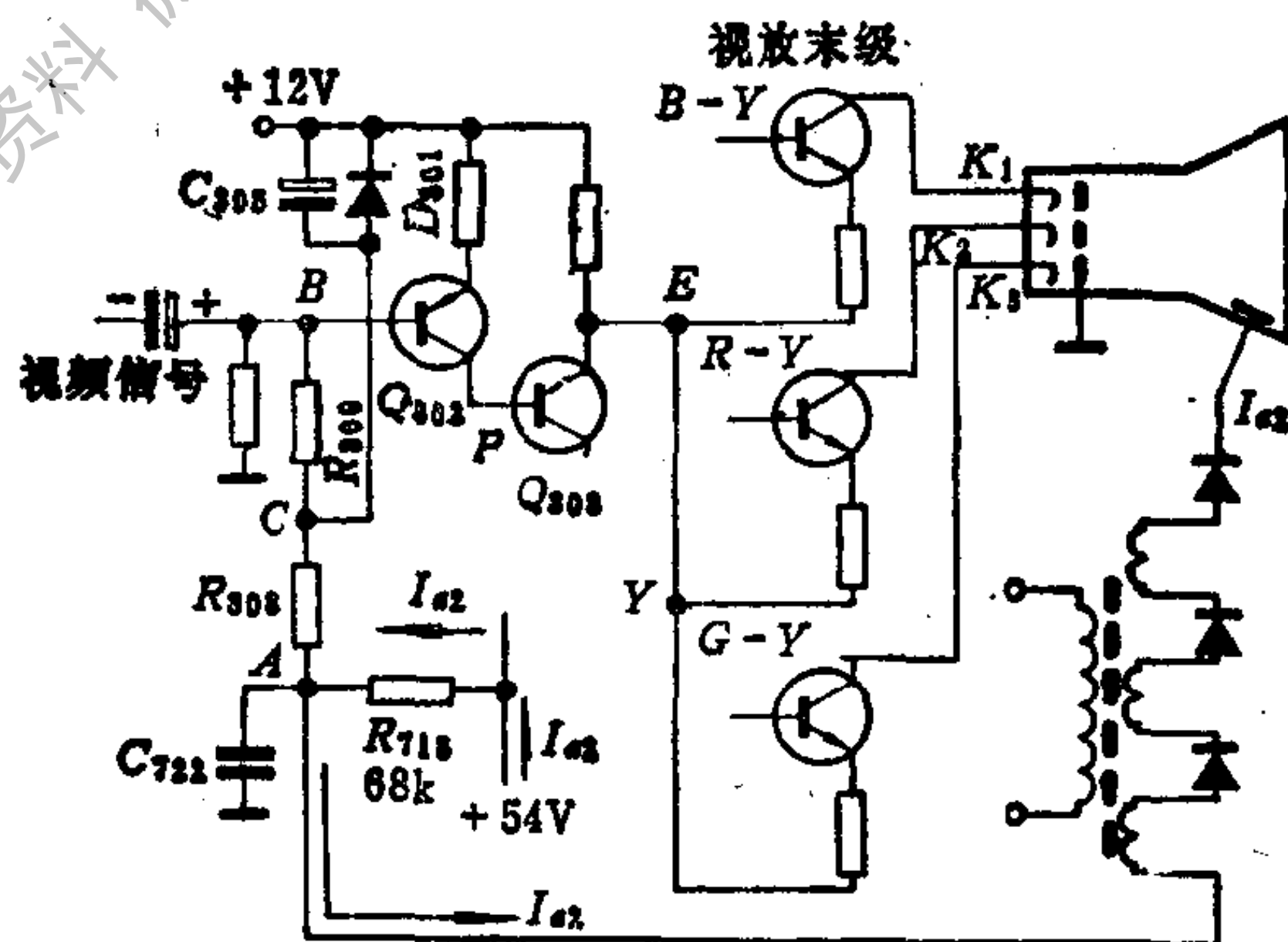


图5-44 实际的ABL电路之一

图5-44为日立CTP-236D型彩色电视机中的ABL电路。图中 Q_{302} 、 Q_{303} 为亮度信号放大管， Q_{303} 发射极输出亮度信号 Y ，它的直流电位影响到加至显象管阴极上的直流电位，即影响到电子束电流的大小。因此，通过控制 Q_{302} 管基极（ B 点）电位，可实现ABL作用。

由图5-44可以看出，第二阳极电流 I_{a2} 从+54V电源流出，经采样电阻 R_{715} 和高压整流电路到达显象管第二阳极。在流经 R_{715} 时产生右正左负的电位降，使 A 点电位下降。在 I_{a2} 小于额定值时， R_{715} 上电压降较小， A 点电位较高， D_{301} 能导通，把 C 点钳在12V上。这样， B 点直流电位也较高，并且不受 A 点电位变化的影响。这时，从 Q_{302}

到显象管阴极的直流通路中各点直流电位正常。一旦 I_{a2} 超过额定值时， A 点电位下降至低于 $12V$ ， D_{553} 反偏截止， B 点直流电位将随着 A 点电位的下降而变低，因而 P 点电位升高， E 点电位随之升高，使三只末级视放管集电极电压升高，即显象管阴极电位升高，电子束电流减小，使亮度降低，自动限制了亮度。电容 C_{722} 能延缓 A 点电压的变化速度，以避免 ABL 电路切掉图象内高亮度的细节。

图5-45为松下TC-483D型彩色电视机的ABL电路。从副亮度调节电位器 R_{559} 取出的直流电压 V_0 送至视放集成电路 AN5612 的④脚，去控制 AN5612 上⑦、⑧、⑨脚输出

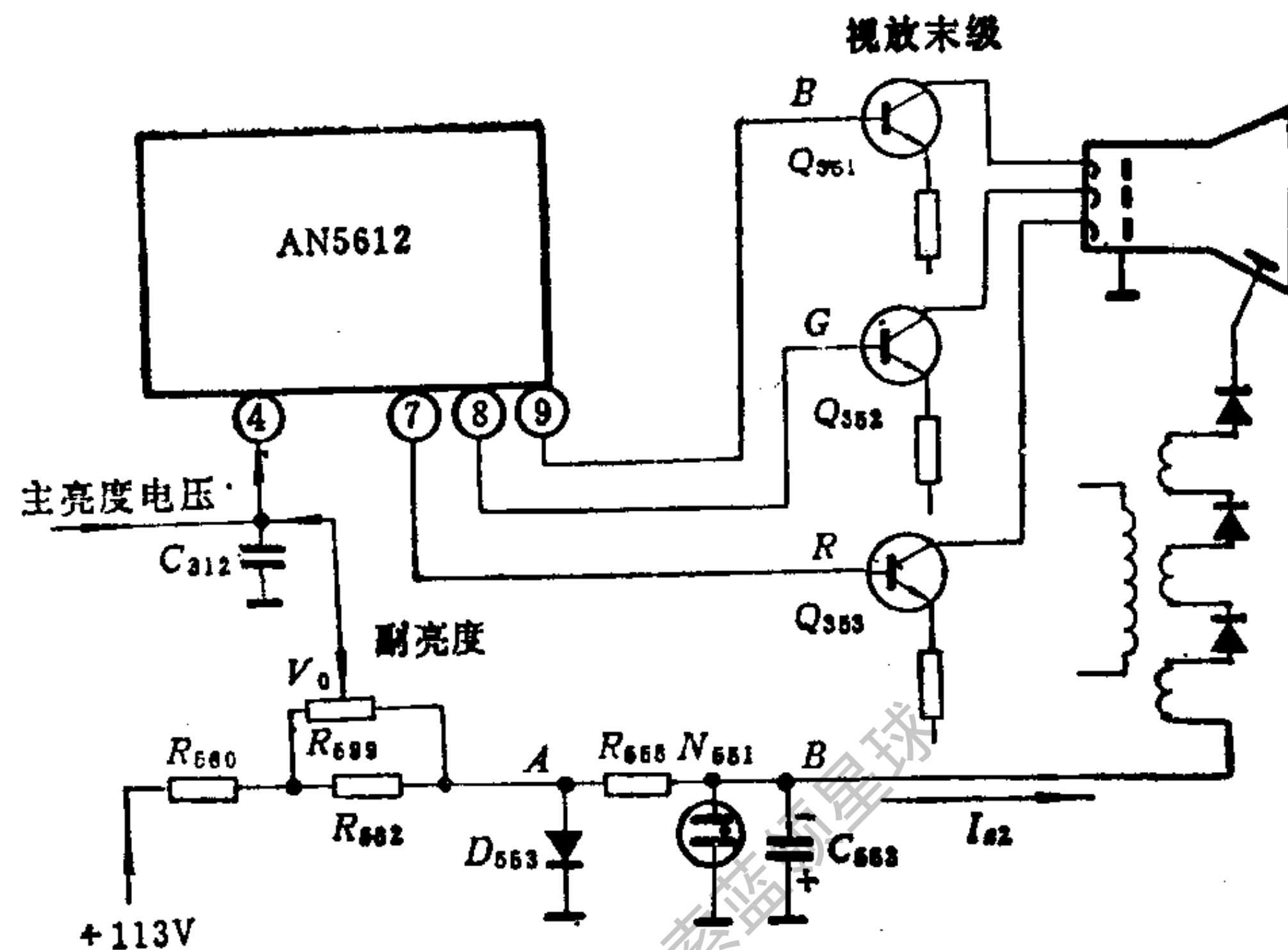


图5-45 实际的ABL电路之二

的三基色信号的直流电平，从而通过三个视放末级改变显象管三个阴极的直流电位。 V_0 较大时，阴极电位较低，电子束电流较大，亮度高。反之，当 V_0 较小时，亮度低。

正常状态时， D_{553} 导通， $V_A \approx 0.7V$ 。这时 R_{558} 上的压降也约为 $0.7V$ ， B 点电位近乎 $0V$ ，即 C_{553} 上的电压约等于零。当 I_{a2} 超过额定值时， I_{a2} 使 C_{553} 充上一定的负电压， $V_B < 0$ ，使 $V_A < 0.7V$ ，于是 D_{553} 截止。 V_A 的下降引起 V_0 下降，使阴极电位升高，电子束电流减小，亮度降低，达到了自动亮度限制。 N_{551} 是气体放电管，使 C_{553} 上的电压不致超过一定值，防止把高亮度细节变得反而较暗。

第五节 HA11235行、场扫描集成电路

图5-46为日立CTP-236D型彩色电视机中使用的行、场扫描集成电路HA11235原理方框图和外围电路，它与图5-19和图5-35所示的场输出电路和行输出电路连结起来，就组成了完整的行、场扫描电路。

HA11235集成电路中的行扫描部分包括行振荡器、行脉冲鉴相器 (AFC)、行激励脉冲形成和行预激励级等。场扫描部分包括场振荡器、场同步触发电路、场预激励级等。

从中放集成电路HA11215输出的彩色全信号加到同步分离级 Q_{703} 基极，由集电极输出分离出来的复合同步脉冲，一路经 R_{742} 送至集成块⑩脚供行脉冲鉴相器用，一路经积分电路 R_{801} 、 C_{801} 分离出场同步脉冲后送至⑦脚内的场同步触发电路，还有一路

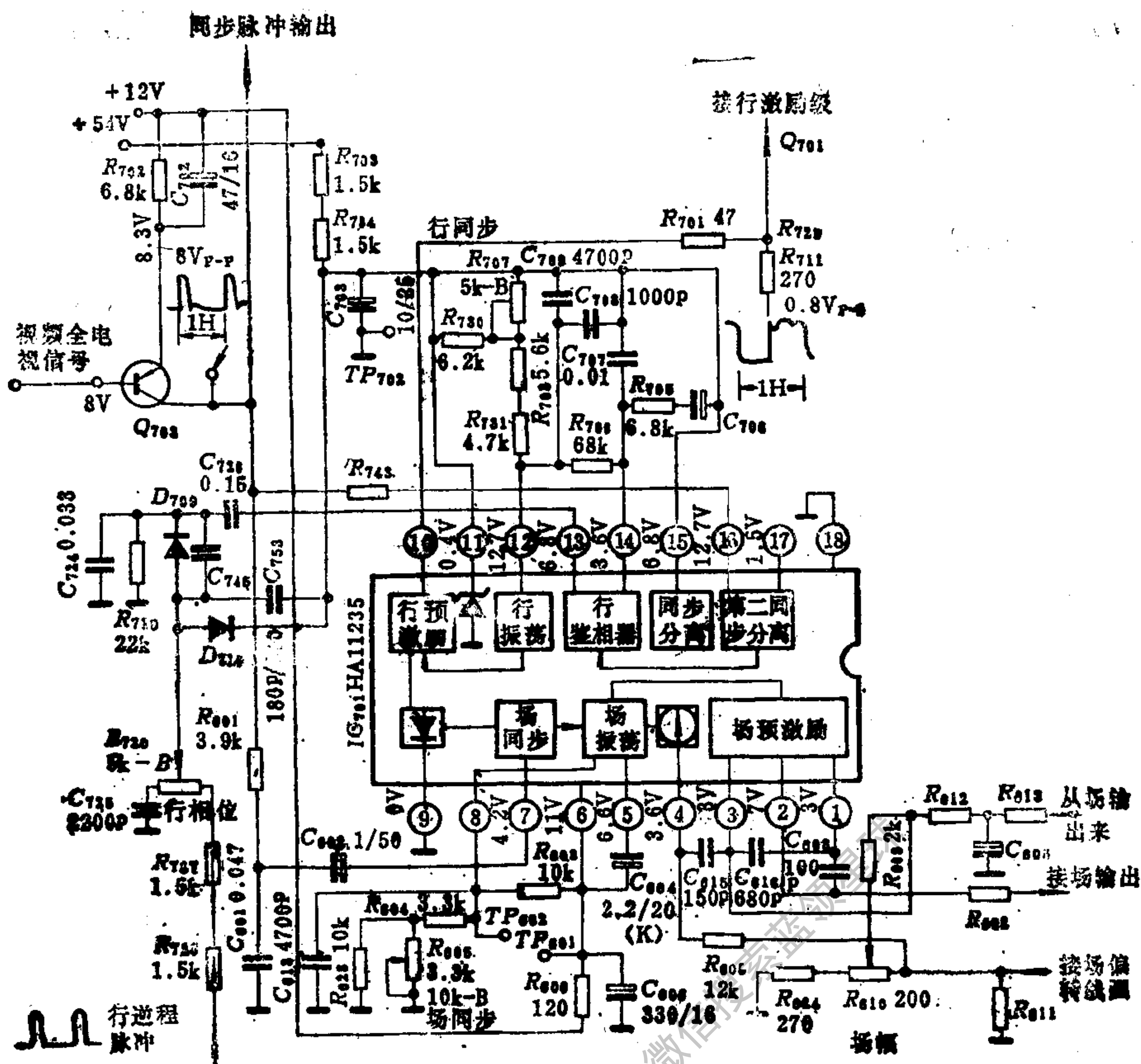


图5-46 HA11235集成电路方框图和外围电路

去视频通道供黑电平钳位用。图5-46中所示HA11235集成电路内部的同步分离和第二同步分离电路没有使用，只利用了它的接脚。

由积分分离电路分离出的场脉冲通过场同步触发电路去控制场振荡器，形成场频锯齿电压，场预激励级再将锯齿电压放大后，由②脚送至厚膜组件HM6236组成的场输出级。由场输出级取得的负反馈信号通过③脚送回场预激励级，实现场线性补偿。

行振荡器形成的行脉冲与加入的复合同步脉冲在行鉴相器中鉴相后，形成直流误差电压，控制行振荡器的振荡频率和相位，使产生的行脉冲的频率和相位与复合同步脉冲中的行同步一致。行振荡器的输出经行预激励级形成一定幅度的所需的行激励矩形脉冲，经⑩脚送至块外行预激励级Q₇₀₁（参见图5-35）。

行预激励级工作与否可受到X射线保护电路的控制，以防止高压过高时（高于27kV）产生的X射线损害人体。当高压过高时，它使行预激励级停止工作而起到保护作用。现在的电路中⑨脚接地，此电路没有使用。

下面，我们来介绍HA11235行、场扫描集成电路的内部电路工作原理。

一、行扫描电路

图5-47为HA11235集成电路中行扫描部分的内部电路和外接元件图，它包括行振荡器（T₁₅~T₂₂）、行鉴相器（T₉~T₁₂）、行激励脉冲形成和行预激励级（T₂₃~T₃₂）

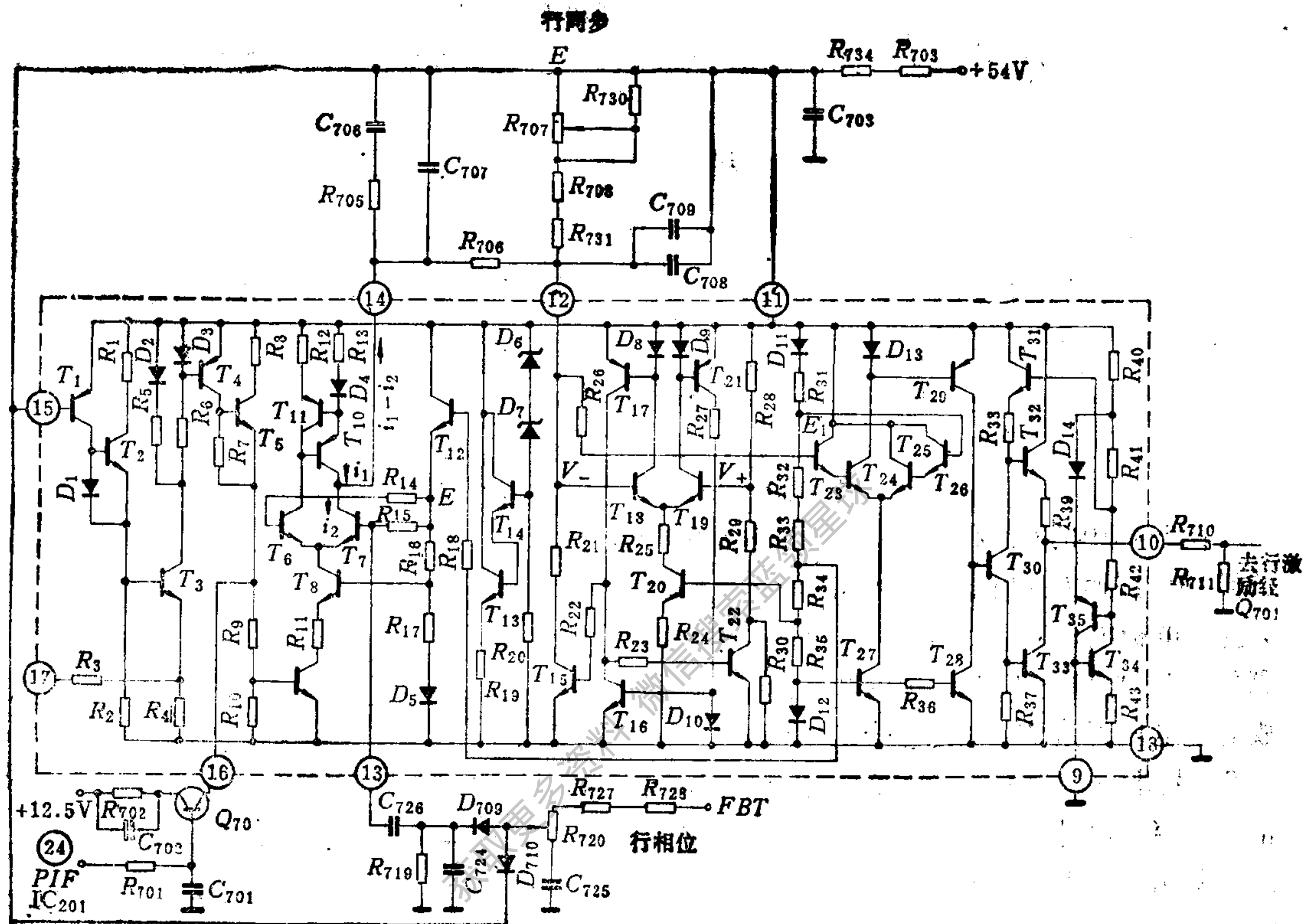


图5-47 HA11235集成电路中行扫描部分内部电路和外接元件图

等主要电路，下面分述之。

(一) 行振荡电路

图5-48画出了行振荡器电路，此电路是由施密特电路和RC充放电电路组成的RC充放电集成振荡器。 T_{15} 和⑫脚外接的 C_{708} 、 C_{709} 、 R_{707} 、 R_{708} 、 R_{730} 、 R_{731} 等组成RC充放电电路，其余部分组成施密特触发器。图5-48电路可画成5-49所示的等效电路， T_{18} 、 T_{19} 构成差分放大器， T_{20} 是它的恒流源。 T_{17} 、 D_8 、 T_{21} 、 D_9 、 T_{16} 、 D_{10} 为三对镜像恒流源，由 $T_{15} \sim T_{22}$ 构成运算放大器。 T_{18} 基极为运算放大器的反相输入端 V_- ， T_{19} 基极为同相输入端 V_+ ， T_{22} 集电极看成是放大器的输出端 V_0 。输出 V_0 通过电阻 R_{23} 作用到放大器的同相输入端 V_+ ，构成了正反馈的施密特触发器。图5-49中电阻 R 相当于图5-48中 R_{707} 、 R_{708} 、 R_{730} 、 R_{731} 的组合，电容 C 相当于 C_{708} 和 C_{709} 的并联。

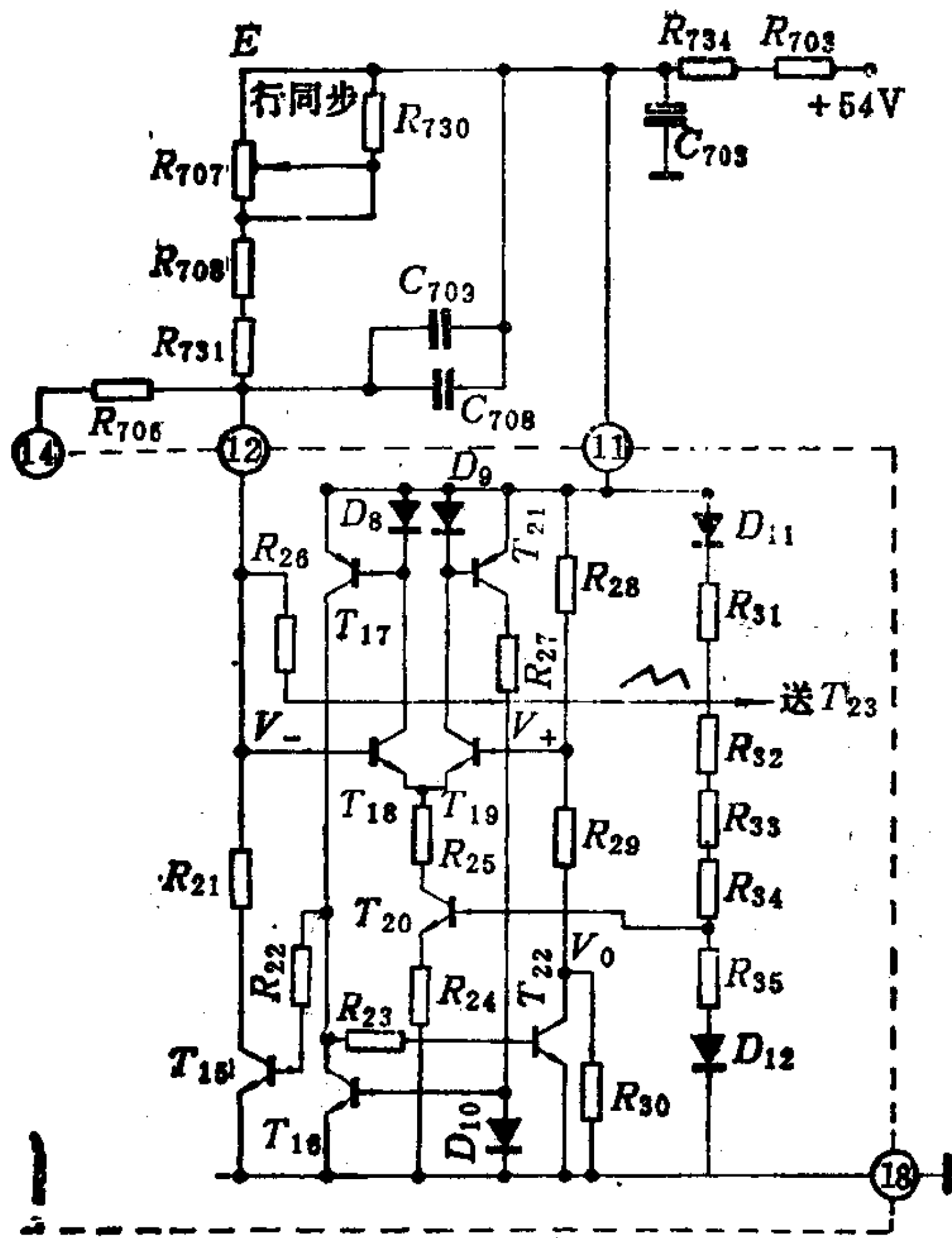


图5-48 行振荡电路

图5-48中的 T_{15} 和 T_{22} 同时受到 T_{17} 和 T_{18} 的激励，因而 T_{15} 集电极输出电压的相位与 T_{22} 集电极电压 V_0 是相同的。 T_{22} 饱和时，放大器输出 V_0 为低电平， T_{15} 也饱和并因 $R_{21} \ll R$ ，故电源电压通过 R_{21} 对电容 C 很快充电。当 T_{22} 截止时，输出 V_0 为高电平， T_{15} 也截止，电容 C 通过电阻 R 缓慢放电。下面结合图5-50所示的振荡器波形图来分析它的工作原理。

若开始时电容 C 上已充得较大电压，则 V_- 较小， $V_- < V_+$ ，这时 T_{18} 截止，因而 D_8 、 T_{17} 也截止； T_{19} 导通，则 D_9 、 T_{21} 、 D_{10} 、 T_{16} 均导通，且电流较大； T_{16} 达到饱和导通，使得 T_{15} 和 T_{22} 均截止， V_0 为高电平；同相输入端 V_+ 也为高电平，其值 V_H 为：

$$V_+ = V_H = \frac{E_c (R_{29} + R_{30})}{R_{28} + R_{29} + R_{30}}$$

由于 T_{15} 截止， C 通过 R 放电，电容 C 上的电压按时间常数 RC 的指数规律下降，电容 C 下端电位将以同样规律上升，即 V_- 上升。当 V_- 上升到 V_H 之前 T_{15} 、 T_{22} 保持截止， V_0 、 V_+ 保持为高电平状态。当电容 C 下端电位上升到使 $V_- = V_+ = V_H$ 时， T_{18} 开始导通， D_8 、 T_{17} 随之导通， T_{17} 向 T_{15} 、 T_{22} 提供基流使它们也导通，输出 V_0 将下降， V_+ 也同时下

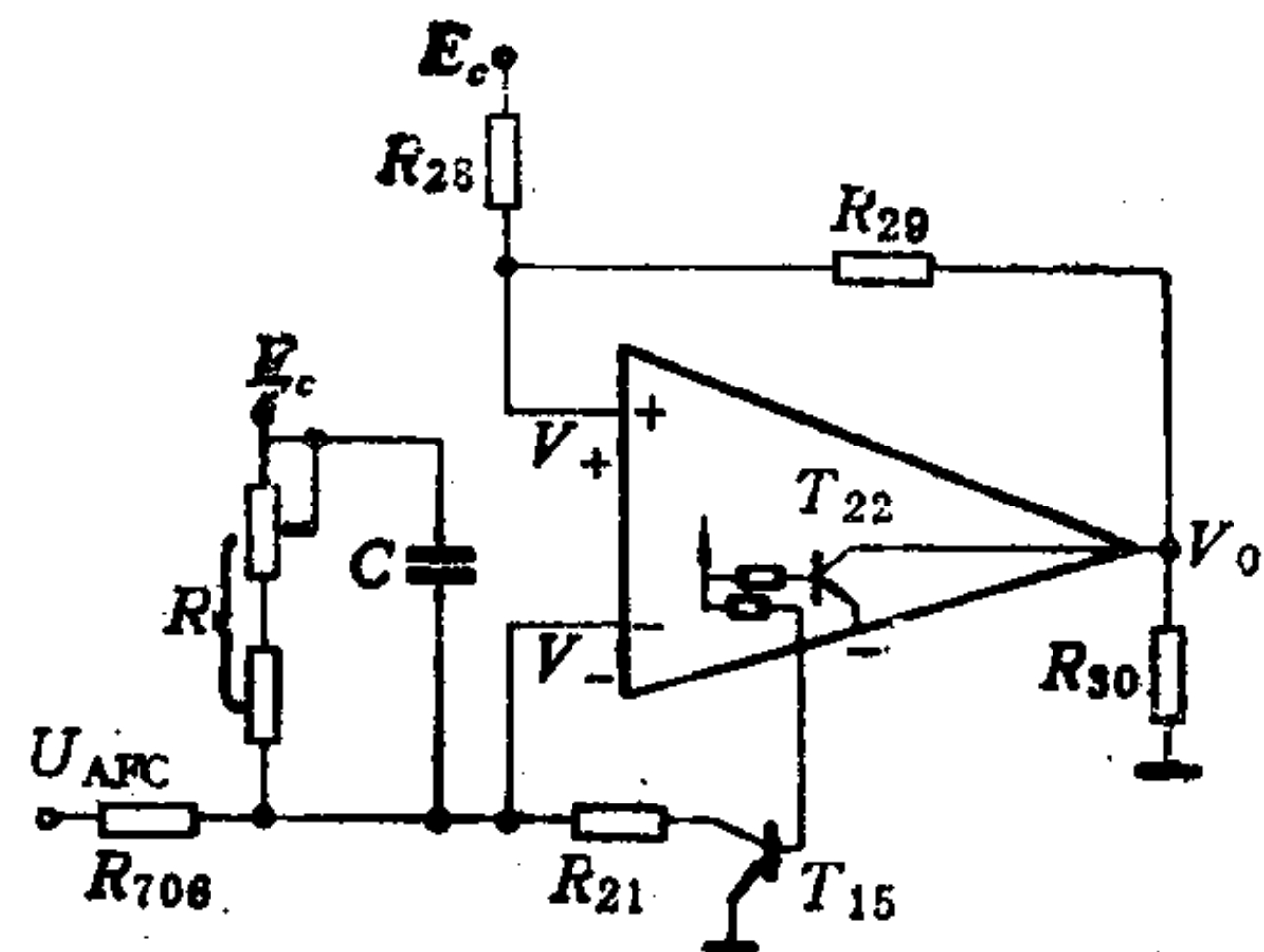


图5-49 图5-48的等效电路

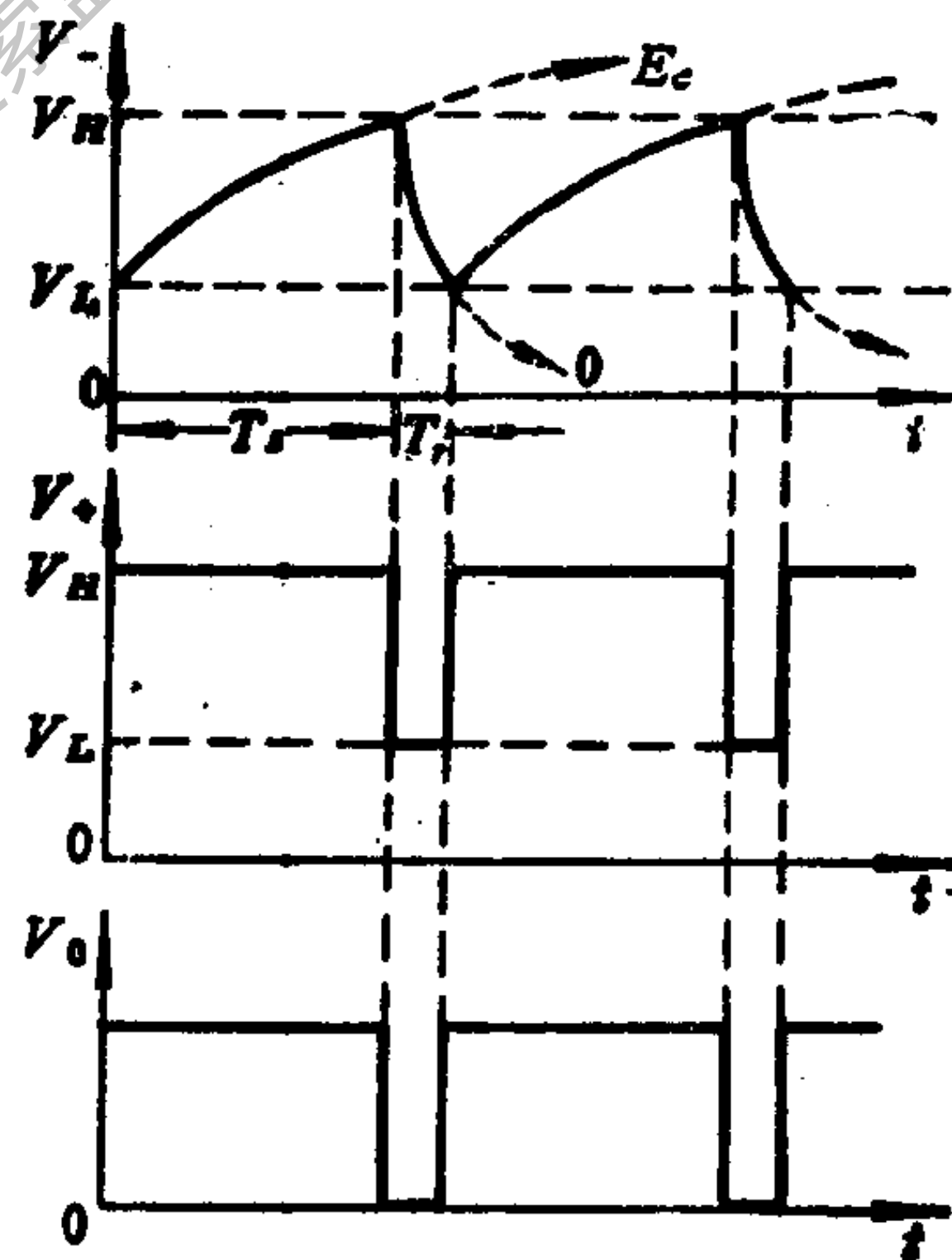


图5-50 行振荡器波形图

降, 使 T_{19} 电流减少, 则 D_9 、 T_{21} 、 D_{10} 、 T_{16} 电流也随着减少, T_{16} 集电极电位升高, 从而使 T_{15} 、 T_{22} 进一步导通, 另外, T_{19} 电流减少的同时 T_{18} 电流进一步增大, 则 D_8 、 T_{17} 电流进一步增大, 也使 T_{15} 、 T_{22} 电流变大, 两方面的作用使 V_0 进一步下降。通过这样的正反馈链锁反应过程, 很快地 T_{18} 导通, T_{19} 截止, T_{15} 、 T_{22} 饱和导通, $V_0 \approx 0$, 同相输入端电压 V_+ 为低电平, 其值 V_L 为:

$$V_+ = V_L = \frac{E_c R_{29}}{R_{28} + R_{29}}$$

此时, T_{15} 饱和导通, 由电源 E_c 通过 R 对电容 C 充电, 充电时间常数 $R_{21}C$ 较小, 电容 C 上电压较快上升, 电容 C 下端的电位较快向 T_{15} 饱和压降变化, V_- 随之下降。在 V_- 下降至 V_L 之前, T_{15} 、 T_{22} 保持饱和状态, V_0 、 V_+ 保持为低电平状态。当 V_- 下降至 $V_- = V_+ = V_L$ 时, T_{19} 开始导通, T_{18} 电流趋于下降, 开始了另一个正反馈连锁反应过程, 很快发展到 T_{18} 截止, T_{19} 导通, 同时 T_{15} 、 T_{22} 均截止, V_0 、 V_+ 又转变为输出高电平状态。如此周而复始, 形成了自激振荡。

由图5-50可看出, 电压 V_- 在高电平 V_H 与低电平 V_L 之间变化, 输出幅度为 $(V_H - V_L)$ 。若以 V_- 指数上升期间为正程时间 T_s , V_- 下降期间为逆程时间 T_r , 按电容充放电规律可求得:

$$T_s = RC \ln \left(1 + \frac{R_{30}}{R_{28} + R_{29}} \right)$$

$$T_r = R_{21} C \ln \left(1 + \frac{R_{28} R_{30}}{R_{28} R_{29} + R_{29}^2 + R_{29} R_{30}} \right)$$

于是, 可求得此振荡电路的振荡周期为 $T = T_s + T_r$, 即振荡频率为 $f = \frac{1}{T_s + T_r}$ 。

由上面的式子可知, 振荡器的振荡频率仅与集成电路内部元件及外接元件数值有关, 与电源电压 E_c 无关。由于集成电路工艺保证了集成电路内部电阻 R_{28} 、 R_{29} 、 R_{30} 比值的精确性, 故可用外接电阻、电容作为改变振荡频率的定时元件。图5-48中 R_{707} 是行频(或行同步)调节电位器。

由行鉴相器输出的误差电压通过 R_{706} 加到振荡器电路, 以改变振荡频率。若通过 R_{706} 来的电压为正, 使②脚电位趋高些, 则可加速 V_- 从 V_L 向 V_H 的变化, 使行振荡器频率升高; 当通过 R_{706} 来的电压为负时, 将延缓 V_- 从 V_L 向 V_H 的变化, 行振荡器频率就降低。

(二) 行鉴相器(AFC电路)

在集成行扫描电路中, 行扫描的同步和分立元件电路一样, 也是利用自动频率控制原理实现的。行鉴相器有两路输入, 一路是同步分离后得到的复合同步脉冲, 另一路是行输出级引出的逆程脉冲经积分后得到的锯齿信号, 它们进行相位比较, 比较后产生的误差信号经积分滤波器后形成直流误差电压去控制行振荡器, 使行振荡器振荡的频率和相位与复合同步中行同步脉冲一致。

图5-51为HA11235中行鉴相电路。从同步分离级 Q_{703} 来的复合同步脉冲通过⑩脚作用到 T_9 基极, 行逆程变压器来的行逆程脉冲由电阻 R_{727} 、 R_{728} 、电位器 R_{720} 及 C_{725}

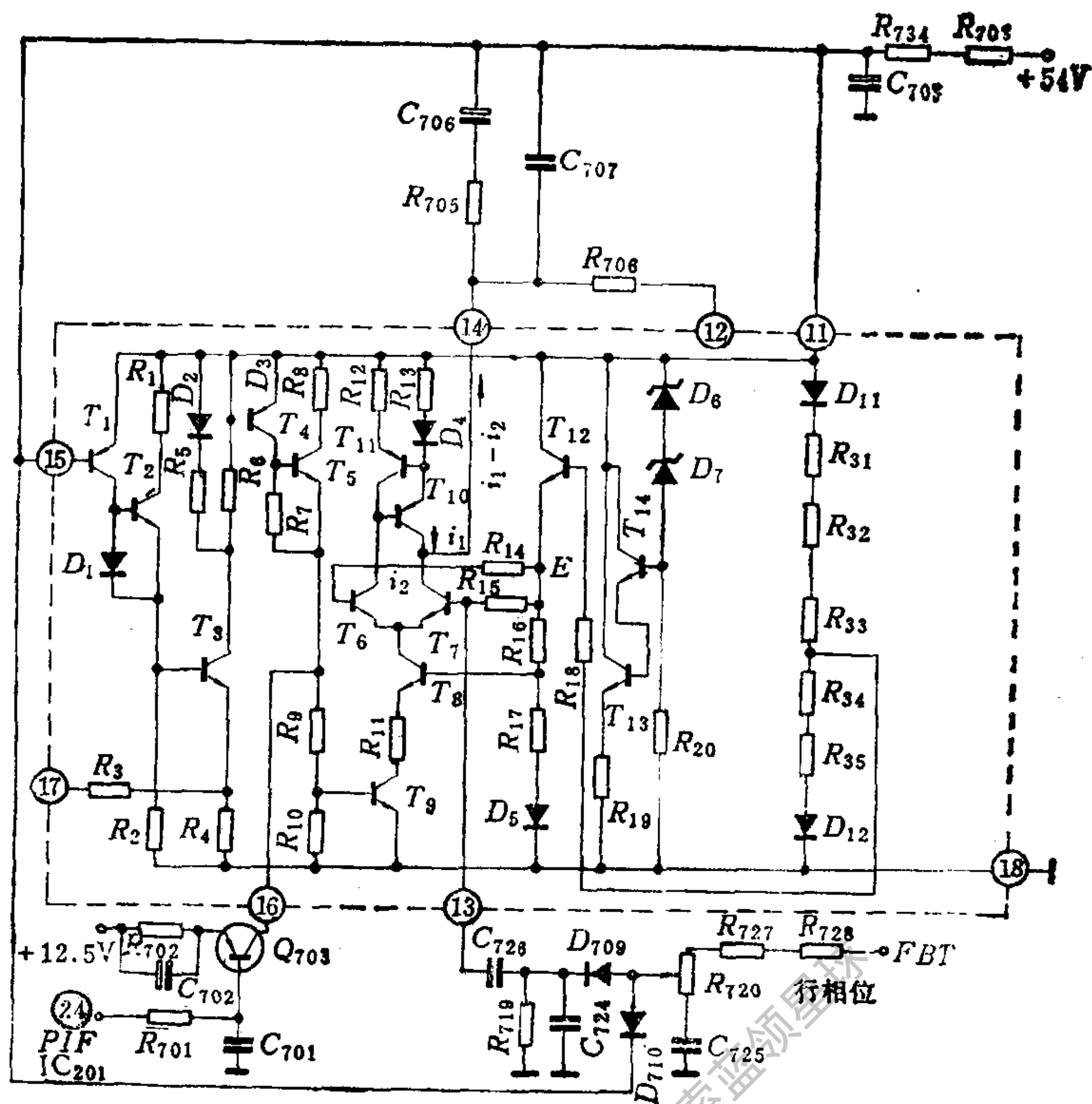


图5-51 行鉴相电路

略为延时，通过 D_{709} 作用到 R_{719} 和 C_{724} 组成的积分电路上。逆程脉冲到来时，略有延时的逆程脉冲通过 D_{709} 对电容 C_{724} 充电，由于时间常数小，电压上升很快。 D_{710} 的存在，使得充电电压的高电平限制于 $E+0.7V$ 。当逆程脉冲结束后， D_{709} 截止， C_{724} 上的电压通过 R_{719} 放电，放电时间常数较大，放电缓慢。因此，在电容 C_{724} 上形成行频负向锯齿电压。此锯齿电压通过 C_{726} 到达⑬脚，加至 T_7 的基极。

T_6 、 T_7 组成鉴相用差分放大器， T_8 为它的恒流源。 D_4 、 T_{11} 、 T_{10} 为改进型恒流源，作为差分放大器 T_6 、 T_7 集电极的有源负载。 T_6 的集电极电流经 D_4 、 T_{11} 、 T_{10} 变换成 T_{10} 的集电极电流 i_1 ，它经⑭脚外接的积分滤波器 R_{705} 、 C_{706} 、 C_{707} 在⑭脚上形成一定的直流电压。当行同步脉冲到来时， T_9 饱和，恒流源 T_8 有电流， T_6 、 T_7 差分放大器可以工作；行同步脉冲过去后， T_9 截止，电路停止工作。下面，分析同时加入负向锯齿波电压时的电路工作情况。

图5-52画出了差分放大式行鉴相器的工作波形， V_1 为行同步脉冲， V_2 为负向锯齿波电压的逆程波形， f_0 为行同步脉冲频率， f 为锯齿波（即行振荡）频率。图5-52(b)为同步锁定的情况，此时 $f=f_0$ ，行同步脉冲正好处于锯齿波逆程中央。当行同步脉冲到来时， T_9 饱和导通，恒流源 T_8 正常工作，产生电流 I_0 。此时 T_6 、 T_7 差分放大器的工作情况由两管基极电压的大小而定， T_6 基极为固定电压 E ， T_7 基极为 E 加上锯齿波电压。当 T_7 基极电压比 T_6 基极电压低 $0.2V$ 时， T_6 导通， T_7 截止， $i_1=I_0$ ， T_7 集电极电流 $i_2=0$ ；当 T_7 基极电压比 T_6 基极电压高 $0.2V$ 时， T_6 截止， T_7 导通， $i_1=0$ ， $i_2=I_0$ 。由图5-52(b)。

可见, T_6 、 T_7 在同步脉冲期间各导通一半时间。因为 i_1 、 i_2 流经⑭脚的电流方向相反, 平均电流 $\bar{i}=0$, 故一个行周期内在积分滤波器上输出的直流误差电压为零, 因此对行振荡器的振荡频率没有影响。

图5-52 (a) 为 $f_0 < f$ 的情况。此时, 锯齿波周期缩短, 逆程提前到来, 行同步脉冲处在锯齿波逆程的后半部分。显然 T_6 导通时间短, T_7 导通时间长, 因此流经⑭脚平均电流

$\bar{i} < 0$, 积分滤波器上输出的直流误差电压为负, 使行振荡器频率降低, 最后达到锁定。图5-52 (c) 为 $f_0 > f$ 的情况。此时, T_6 导通时间比 T_7 长, $\bar{i} > 0$, 输出的直流误差电压为正, 使行振荡器频率升高, 最后达到锁定。

调节 R_{720} 能改变加给积分电路的行逆程脉冲的大小, 同时由于 R_{727} 、 R_{728} 、 R_{720} 和 C_{725} 对逆程脉冲有一定的延时, 使脉冲边沿平缓些, 所以调节 R_{720} 使输出脉冲幅度变化的同时也会影响后面积分电路形成锯齿波上升沿的斜率。当同步锁定时, 锯齿波电压的零点基本处于行同步脉冲的中央, 上升斜率不同的锯齿波过零点时间有差异, 使得在不同锯齿波斜率情况下行振荡器锁定相位也有差异, 从而使画面略为左右移动, 所以 R_{720} 为行相位调节电位器。

(三) 行激励脉冲形成和行预激励级

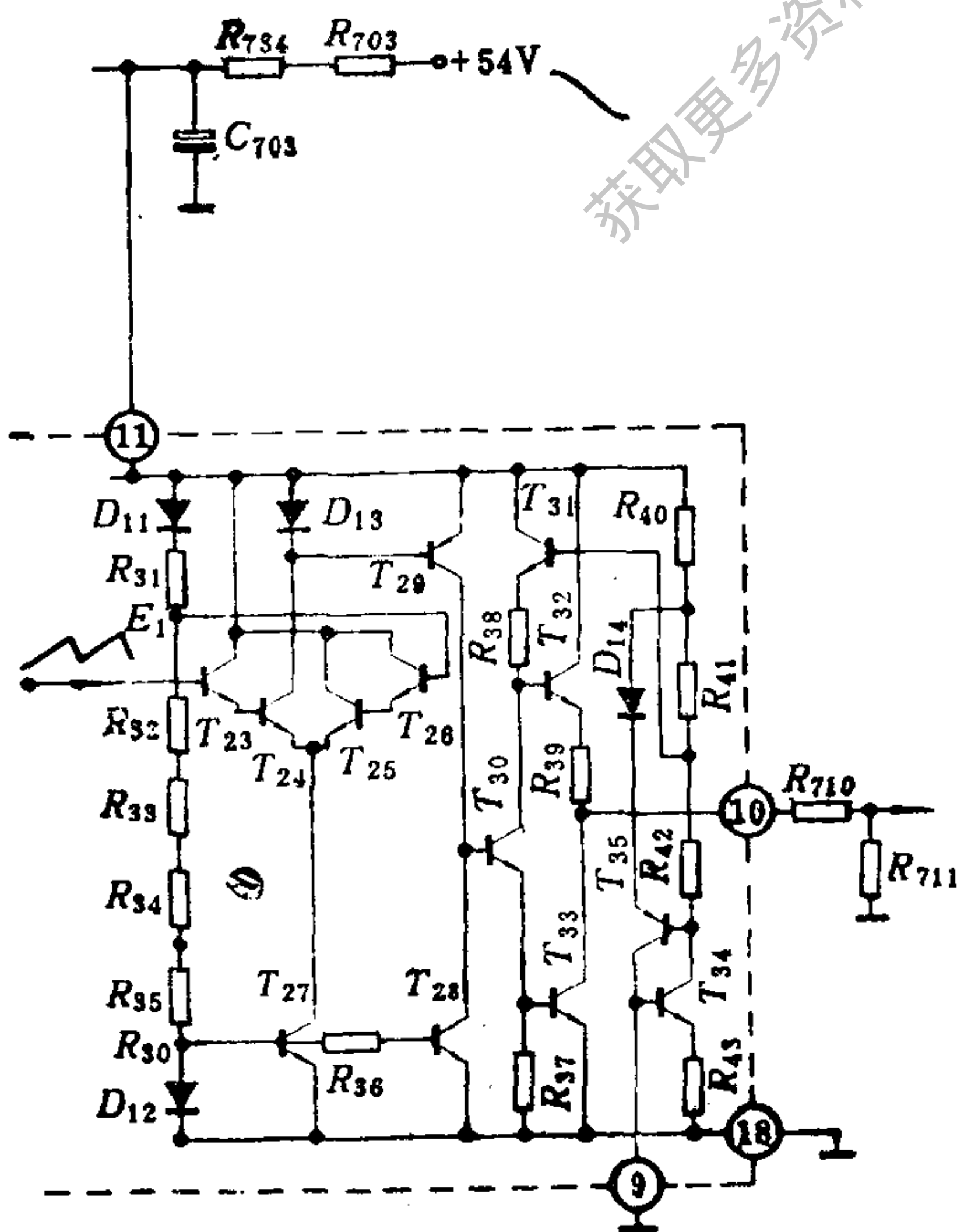


图5-53 行激励脉冲形成和行预激励级电路

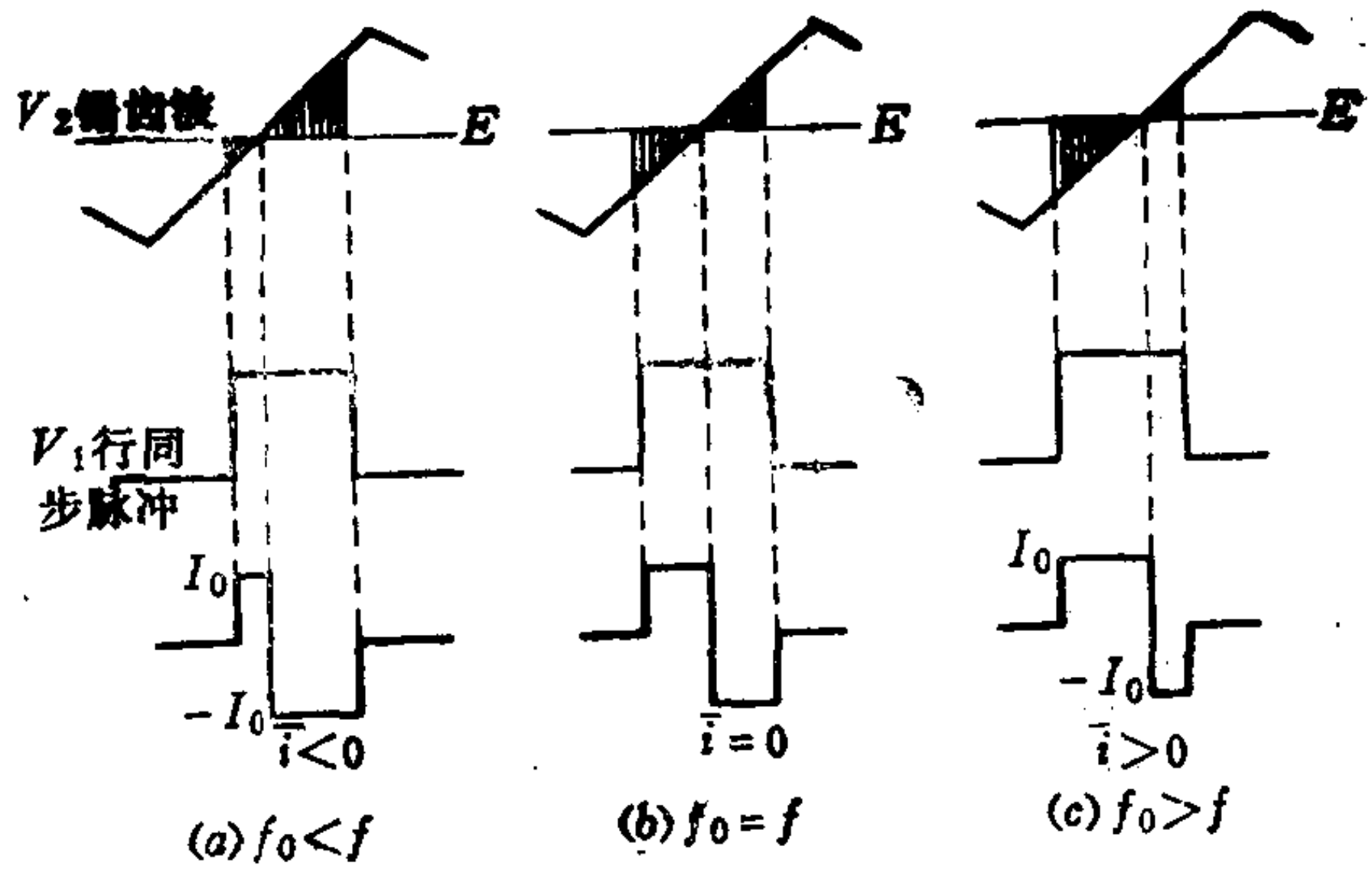


图5-52 行鉴相器的工作波形

这部分电路画在图5-53中。图中 $T_{23} \sim T_{29}$ 为行激励脉冲形成电路, T_{24} 、 T_{25} 组成差分限幅放大器, T_{26} 基极接固定偏压 E_1 , T_{29} 基极输入行振荡电路中 T_{18} 基极处的锯齿电压 V_- (参见图5-47)。由于 V_- 锯齿波幅度很大 ($V_H - V_L$), 当 E_1 设置在 V_H 和 V_L 电平之间时, 差分放大器 T_{24} 、 T_{25} 有双向限幅作用。当 V_- 比 E_1 高 0.2V 时, T_{23} 、 T_{24} 导通, T_{25} 、 T_{26} 截止; 当 V_- 比 E_1 低 0.2V 时, T_{23} 、 T_{24} 截止, T_{25} 、 T_{26} 导通。 T_{24} 的集电极输出通过镜象恒流源 D_{13} 、 T_{29} 作用到 T_{30} 。

T_{30} 、 T_{32} 、 T_{33} 为推挽形式的行预激励级电路, 当 $V_- > E_1$ 时 T_{24} 导通, T_{29} 供给 T_{30} 基流, 使 T_{30} 饱和导通, T_{33} 也饱和导通, T_{32} 截止, 输出为低电平; 当 $V_- < E_1$ 时, T_{24} 截止, T_{30} 也截止, T_{33} 随

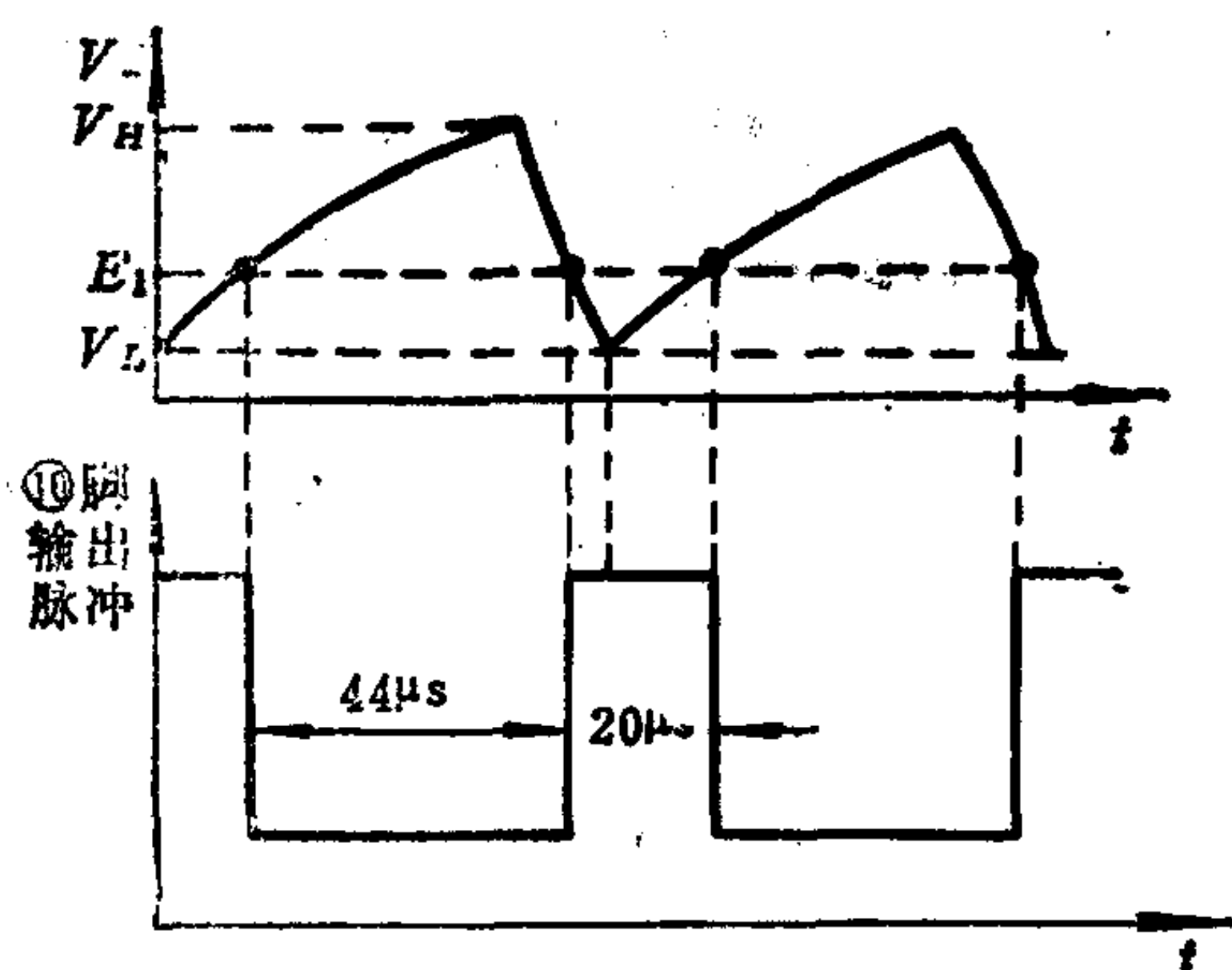


图5-54 行扫描预激励级输出的脉冲波形

之截止, T_{32} 由 T_{31} 供给基流而饱和导通, 输出为高电平. 于是, 从⑩脚输出为矩形脉冲, 如图5-54所示. 矩形脉冲的占空比决定于电压 E_1 , 应将 E_1 设定得使矩形脉冲如图5-54所示, 占空比符合图5-31的要求. 此输出脉冲由⑩脚输出, 通过 R_{710} 去推动行激励级 Q_{701} (参见图5-35).

D_{14} 、 T_{34} 、 T_{35} 为X射线保护电路, 这里没有使用. 将⑨脚接地, 使 T_{34} 、 T_{35} 处于截止状态, 对其它电路工作没有影响.

二、场扫描电路

图5-55为HA11235集成电路中场扫描部分内部电路和外接元件图, 它包括场振荡、场同步电路和场预激励级几部分, 下面分述之.

(一) 场振荡和场同步电路

场振荡电路由图5-55中的 $T_2 \sim T_{11}$ 组成, 它是由正反馈的施密特触发器及外接电容 C_{604} 组成的. C_{604} 通过恒流源 T_{11} 充电, T_8 为它的放电支路. T_5 、 T_6 复合成NPN管, 它和 T_4 组成差分放大器, 它们和 T_2 、 T_7 等构成运算放大器, T_6 基极为运放的反相输入端 V_- , T_4 基极为运放的同相输入端 V_+ ; T_2 的集电极可看作运放的输出端 V_o . 通过 T_3 将输出电压 V_o 作用到运放同相输入端 T_4 的基极, 构成了正反馈的施密特触发器电路. T_4 基极电压 V_+ 的低电平 V_L 由⑧脚外接电阻 R_{603} 、 R_{604} 、 R_{628} 及电位器 R_{605} 决定, V_+ 的高电位 V_H 由 T_3 的工作状态决定. D_2 、 D_3 、 D_4 、 T_9 、 T_{10} 及几个电阻组成分压电路, 各分压点送出的电压均为固定电压. 设 T_{10} 集电极电压为 E_1 , 则 T_3 集电极电压也为 E_1 , 当 T_2 电流很大时, T_3 基极电流也很大, T_3 处于饱和状态, V_+ 近似等于 T_3 集电极电压, 即 $V_+ = V_H \approx E_1$.

设开始时 $V_+ = V_H \approx E_1$, C_{604} 上充有较大的电压, 则 T_6 基极电压 V_- 较小, $V_- < V_+$, T_5 、 T_6 截止, T_4 、 T_7 、 T_2 、 T_3 均导通, T_7 集电极电流给 T_3 提供基极电流, T_3 导通, 因此, C_{604} 要通过 T_8 迅速放电, V_- 随之迅速上升. 当 V_- 上升到比 T_4 基极的 V_+ 高约 $0.3V$ (即 T_5 、 T_6 发射结均有约 $0.5V$ 电压) 时, T_5 、 T_6 开始导通, T_4 电流减小, 使 T_7 、 T_2 、 T_3 电流随之减小. 当 T_2 电流减小到使 T_3 退出饱和, 则 V_+ 随之下落, 使 T_4 电流进一步减小, 开始了一个正反馈链锁反应过程. 电路迅速转换到 T_4 、 T_7 、 T_2 、 T_3 截止, T_5 、 T_6 饱和, T_4 基极电位变为由块外分压电阻决定的低电平, $V_+ = V_L$. 由于 T_7 截止, 故 T_3 也截止, 电容 C_{604} 经恒流源 T_{11} 缓慢充电, 电压 V_- 渐渐下降, 形成了锯齿波. 恒流源 T_{11} 的电流大小由④脚外接的电阻 R_{608} 等决定.

当 V_- 下降到 $V_L + 0.9V$ (使 T_4 发射结有 $0.5V$ 电压) 时, T_4 开始导通. 当电流增加到使 T_3 也开始导通时, V_+ 随之上升, 使 T_4 电流进一步增加, 开始了另一个链锁反应过程, 状态很快转换成 T_5 、 T_6 截止, T_4 、 T_7 、 T_2 、 T_3 、 T_8 导通, C_{604} 又通过 T_8 迅速放电. 这样周而复始, 就形成了场振荡, 振荡波形如图5-56所示. 调节 R_{605} 可使 T_4 基

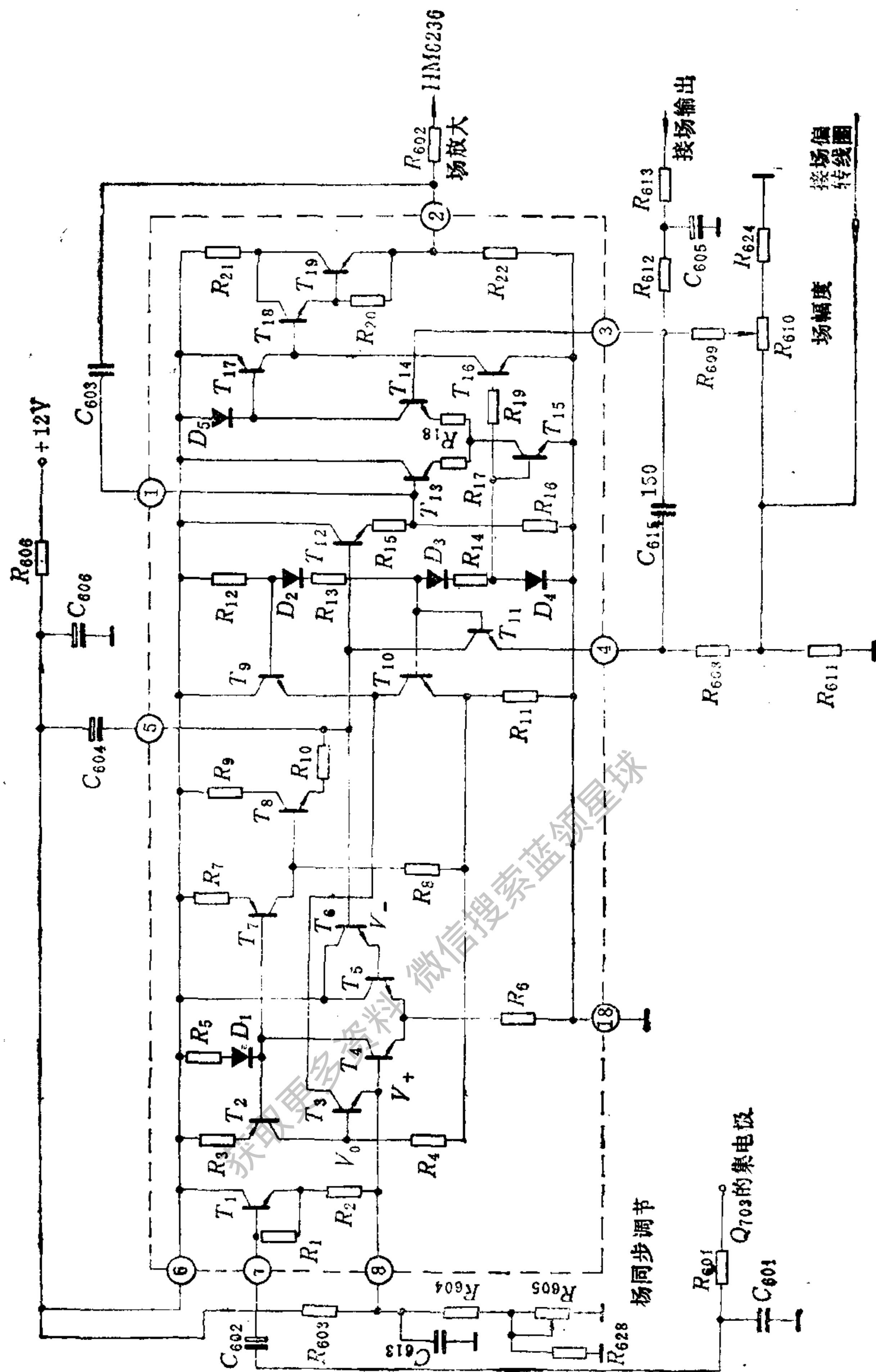


图5-55 HA11235集成电路中场扫描部分内部电路及外接元件图

极电压 V_+ 的低电平 V_L 发生变化，从而 C_{604} 充电时 V_- 下降至 $V_L+0.9V$ 的时间也随之变化，即改变了场振荡器的振荡频率，故 R_{605} 为场频（或场同步）调节电位器。⑧脚的外接电容 C_{613} 容量很小，起延缓转换速度而消除寄生振荡的作用。

图5-55中的 T_1 为场同步触发电路，从同步分离级 Q_{703} 输出的复合同步脉冲经 R_{601} 、 C_{601} 积分后形成正场同步脉冲，通过⑦脚送入 T_1 基极。场同步脉冲未到来时， T_1 处于截止状态，对振荡器工作没有影响。场同步脉冲到来时， T_1 导通，正脉冲通过 T_1 作用到 T_4 基极上，使 T_4 基极电压 V_+ 上升。若场振荡器工作于稳定同步的情况下，场同步到来时，振荡器处于 T_5 、 T_6 导通， T_4 、 T_7 、 T_2 、 T_3 、 T_8 截止的状态下，即 $V_+ < V_-$ ，但 V_- 的下降已经经历了约19ms时间， V_- 和 V_+ 已经比较接近了。场同步脉冲的到来使 V_+

电压瞬时提高到大于 V_- ，强迫 T_4 导通，于是振荡器状态提前转换。这样就使场振荡器的频率和相位与场同步脉冲一致，完成了场同步作用。

(二) 场预激励级

图5-55中 $T_{12} \sim T_{19}$ 为场预激励级。 T_{13} 、 T_{14} 为差分放大器， D_4 、 T_{15} 、 T_{16} 、 D_5 、 T_{17} 为镜象恒流源。由场振荡器输出的负向锯齿电压 V_- 经 T_{12} 射极跟随器送至 T_{13} 基极，由差分放大器放大后从 T_{14} 集电极输出，又经 T_{17} 倒相放大为正向锯齿电压，最后经 T_{18} 、 T_{19} 复合射极跟随器从②脚输出去激励场输出电路。②脚至①脚间的小电容 C_{603} 对高频起反馈作用，抑制高频振荡。从③脚引入负反馈信号送至 T_{14} 基极，用以校正场偏转电流的非线性。

C_{604} 上形成的锯齿波，由于充电时间常数 RC 不够大或者说恒流源恒流特性不完善，使形成的场锯齿电压线性不是很好。另外，又由于放大器的非线性及OTL场输出电路中两管工作不对称等原因，均可能造成场偏转线圈中锯齿电流线性不好，产生如图5-57 (a)所示的上凸形失真，使画面下方图象压缩。其补偿办法可以利用场输出锯齿电流的负反馈来改善线性，并可以使场预激励级输出的锯齿电压具有如图5-57 (b)所示的下凹形状的预失真，进行预校正。

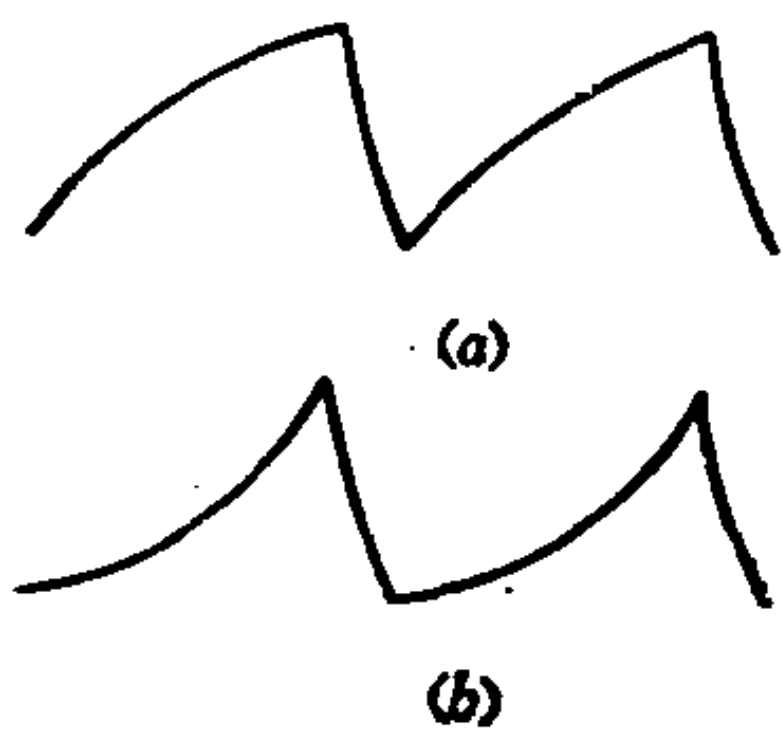


图5-57 场锯齿电流的非线性及其校正波形

小电阻 R_{611} 串接在场偏转线圈中， R_{611} 上流过场锯齿电流，形成正比于场锯齿电流的锯齿电压，此电压经 R_{610} 、 R_{624} 分压后，通过 R_{609} 送至 T_{14} 基极，形成深度电流负反馈。它除了可以补偿场偏转电流非线性外，依靠电位器 R_{610} 可调节反馈深度，从而调节输出场锯齿电流的幅度，故 R_{610} 为场幅度调节电位器。另外，从场输出取出的锯齿脉冲电压经 R_{613} 、 C_{605} 积分后，形成抛物波电压，再经 R_{612} 送到③脚，在那里与经由 R_{609} 送入的锯齿电压相加，一起送至 T_{14} 基极。场线性校正的有关波形见图5-58，图(c)为③脚波形，它使从②脚输出的场锯齿电压具有图(d)所示的形状，用以校正场输出电流的非线性。 C_{615} 两端电压加至差分放大器 T_{13} 、 T_{14} 的基极上，它是防振电容。

从②脚输出的预校正的正向场锯齿电压经 R_{602} 送至场输出厚膜集成电路HM6236 (参见图5-19)。

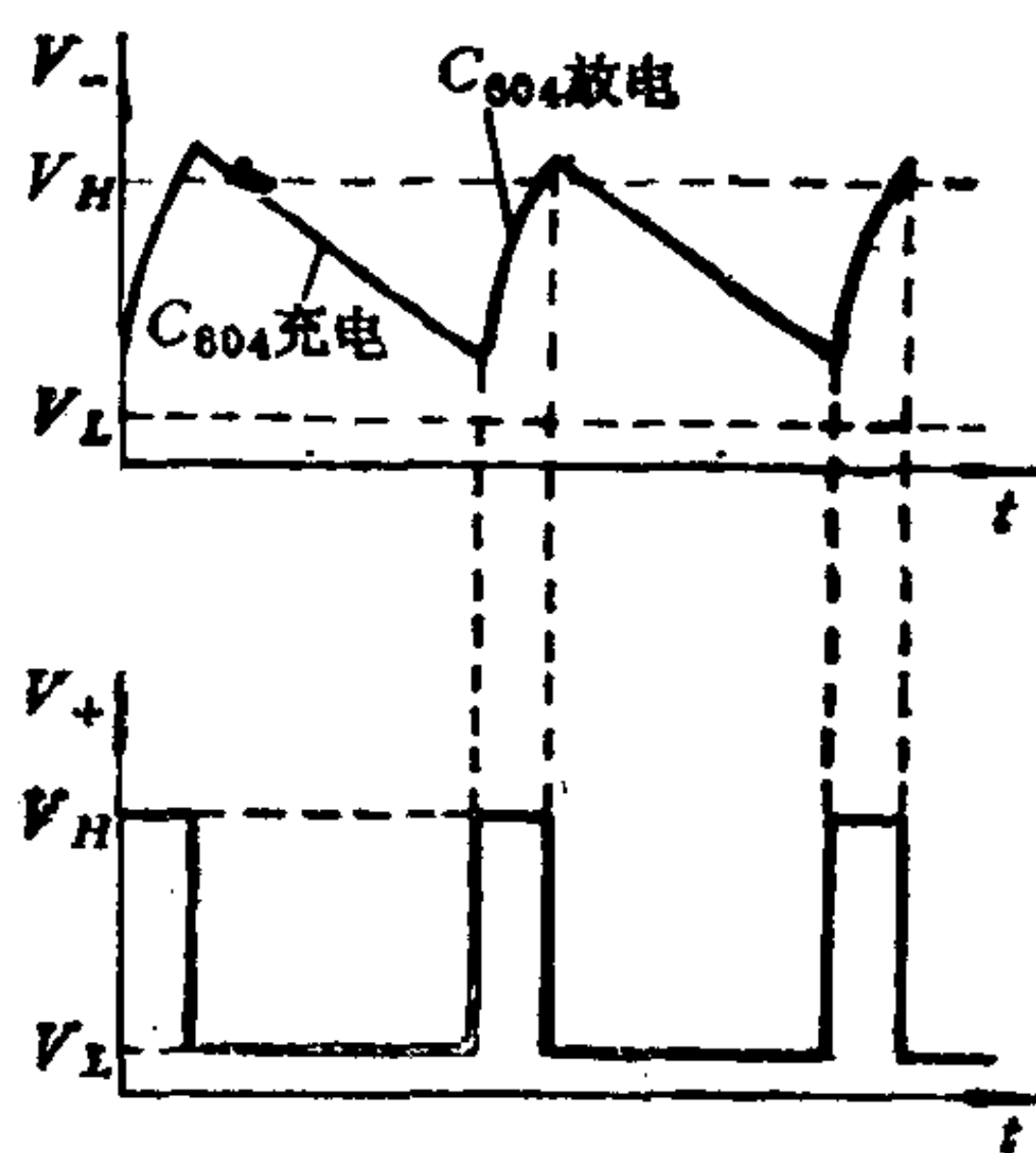


图5-56 场振荡电路波形

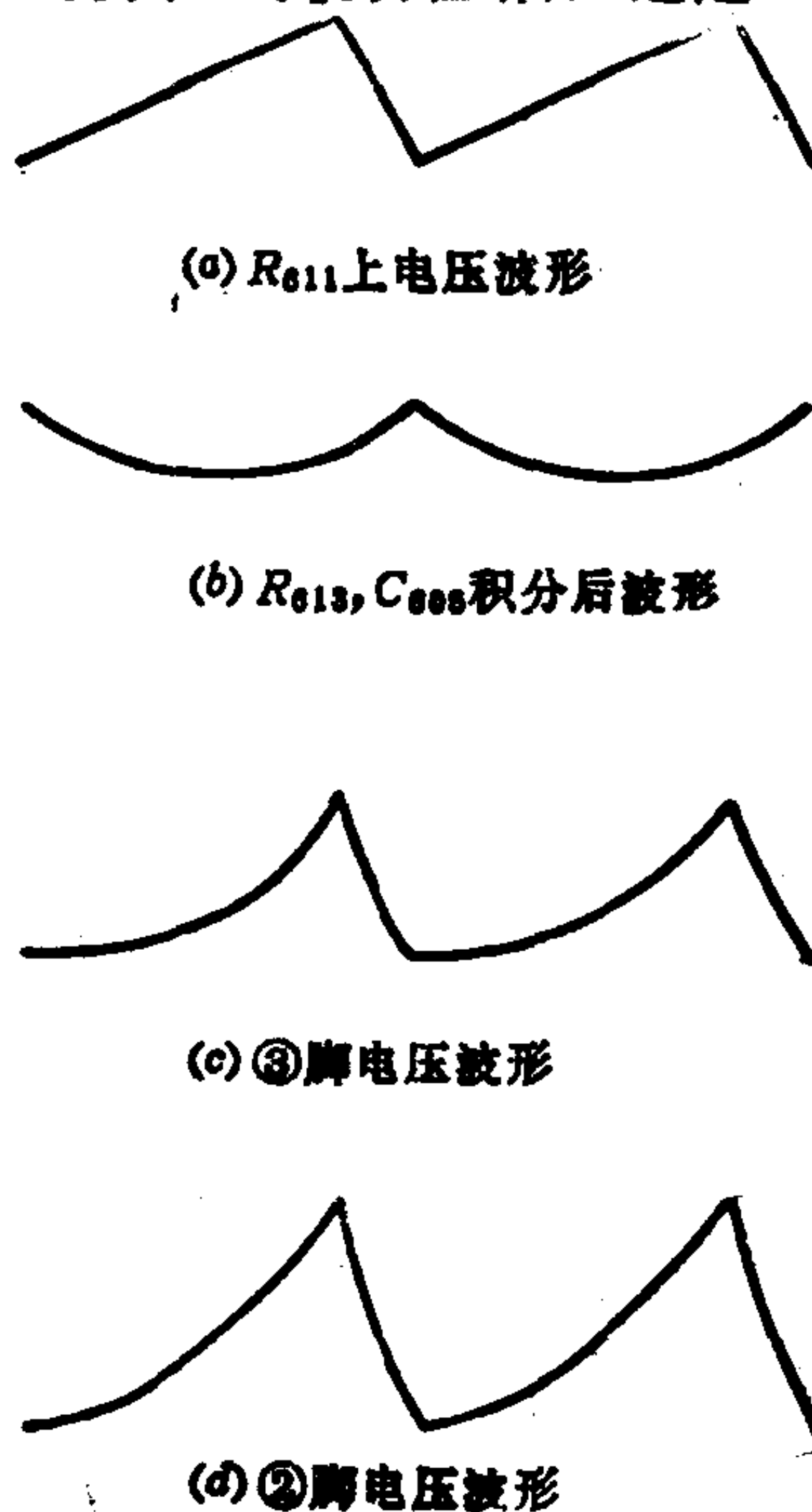


图5-58 场线性校正波形

第六节 AN5435行、场扫描集成电路

图5-59为松下TC-483D型彩色电视机中使用的行、场扫描集成电路AN5435的原理方框图和外围电路，它与图5-23和图5-34所示的场输出和行输出电路连接起来，就组成了完整的行、场扫描电路。

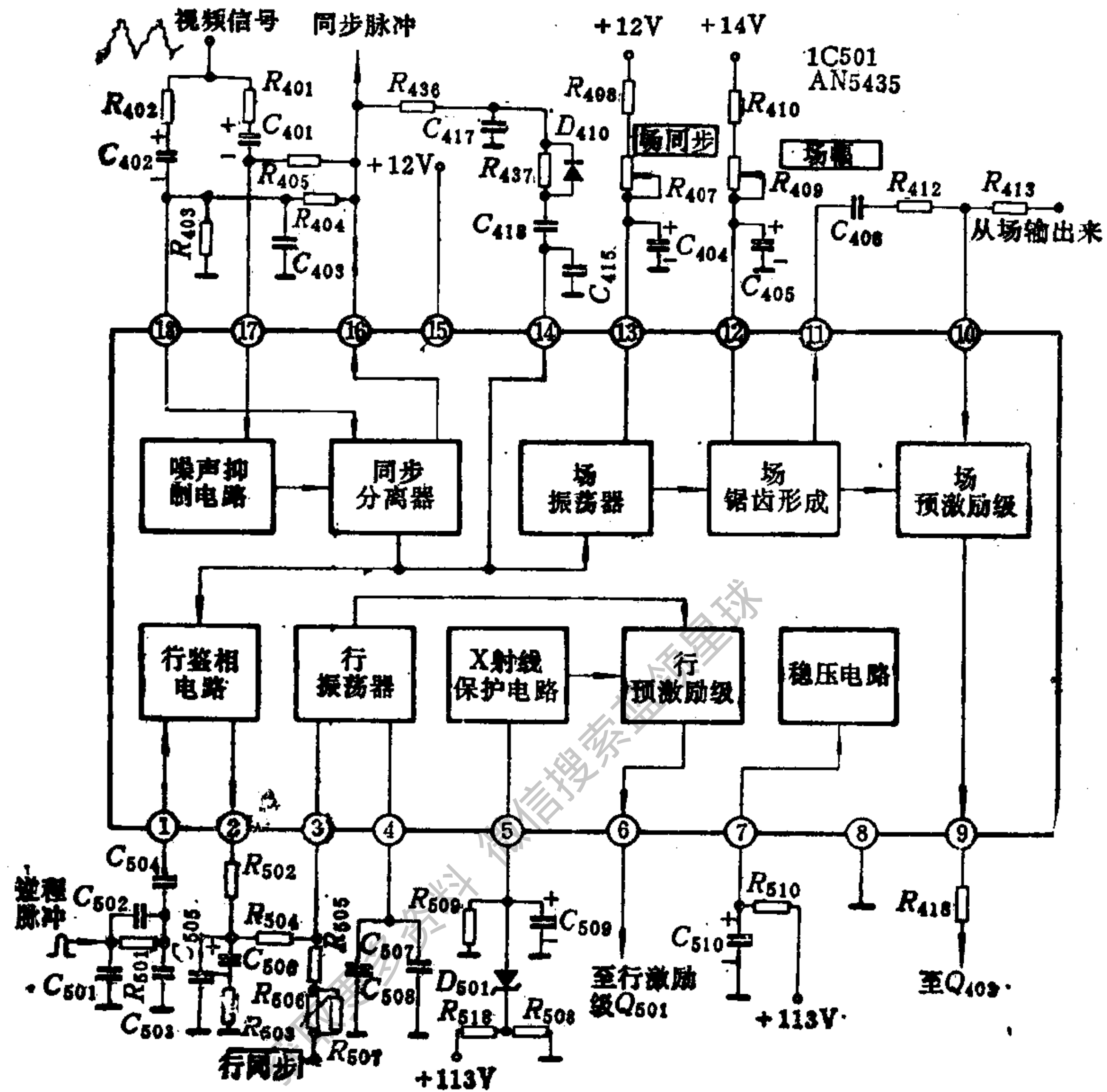


图5-59 AN5435集成电路方框图和外围电路

图象检波器输出的负极性视频全信号经射极跟随器 Q_{102} 缓冲送至AN5435的⑰和⑱脚。⑰脚内接噪声抑制电路，用以消除混入视频信号中的脉冲干扰，防止干扰脉冲从⑱脚内接的同步分离电路中输出。从同步分离电路分离出来的复合同步脉冲分三路输出，一路在块内送至行鉴相电路；一路经⑭脚外的 C_{415} 积分后形成负的场同步脉冲经⑬脚送至场振荡器作为同步触发脉冲；再一路由⑯脚送出，经 R_{436} 、 C_{417} 组成的积分分离电路分离出负场同步脉冲，通过 D_{414} 、 R_{437} 、 C_{418} 从⑭脚送入场振荡器，这是另一路场同步触发脉冲。这样，有两个场同步触发电路，提高了场同步的灵敏度。

AN5435集成电路中的场扫描电路包括场振荡器、场锯齿形成和场预激励级，行扫描电路包括行振荡器、行鉴相器、行预激励级和X射线保护电路。

一、同步分离器和噪声抑制电路

这部分电路如图5-60所示， $T_1 \sim T_9$ 组成同步分离器， $T_{10} \sim T_{15}$ 组成噪声抑制电路。

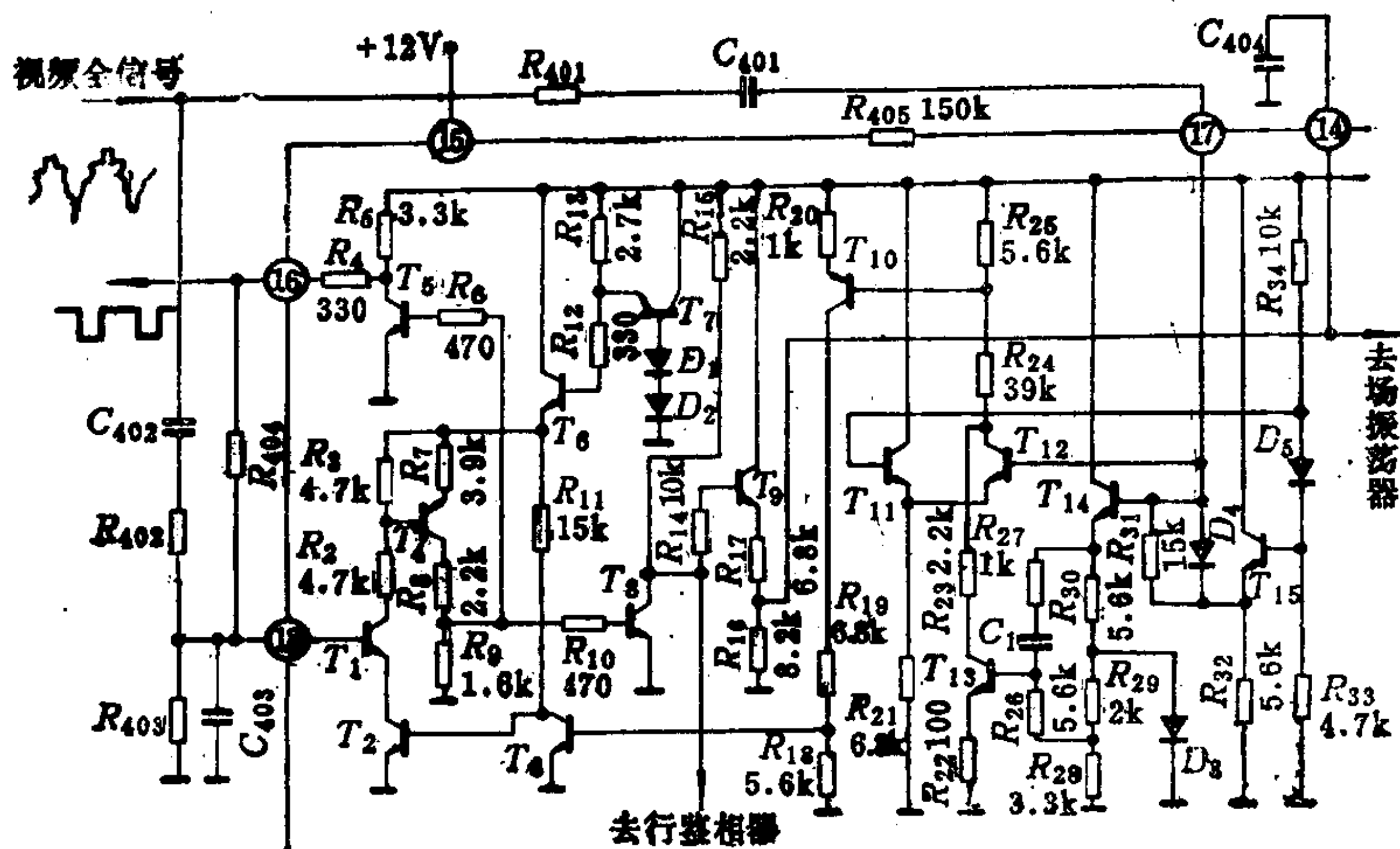


图5-60 同步分离器和噪声抑制电路

负极性视频全信号通过 R_{402} 、 C_{402} 和⑩脚加到 T_1 基极，利用视频全信号中同步信号和图象信号的幅度不同取出同步信号。假定 T_2 基极电位使 T_2 平时导通，同步信号到来时， T_1 、 T_2 导通，在 C_{402} 两端充上约等于同步电平的电压。图象信号期间，由于 C_{402} 两端电压使 T_1 处于反偏而截止， T_2 也随之截止。这时， C_{402} 将通过 R_{403} 、 R_{402} 等缓慢放电，只有下一个同步信号到来时 T_1 、 T_2 才又导通。因此，同步脉冲到来时 T_1 、 T_2 导通， T_1 集电极输出低电平，图象信号期间， T_1 、 T_2 截止，输出高电平， T_1 集电极上给出负极性复合同步脉冲，除送至行鉴相电路外，还经射极跟随器 T_9 送出。通过 T_9 的射极电阻 R_{16} 、 R_{17} 与⑭脚外接电容 C_{415} 的积分作用，分离出负场同步脉冲，送至场振荡器。

另外， T_1 集电极输出的负复合同步脉冲还经 T_4 、 T_5 两级整形、倒相后，由⑮脚输出。⑮脚与⑩脚之间加有 R_{404} 、 R_{403} 、 C_{403} 组成的负反馈电路。由于电容 C_{403} 的存在，使高频负反馈小，此电路使同步分离器工作稳定，并可改善输出同步脉冲的沿。

T_3 基极电位由噪声抑制电路的输出来控制。正常工作时， T_3 截止，对同步分离电路无影响。当输入视频全信号中存在较大脉冲干扰时，噪声抑制电路的输出使 T_3 饱和导通， T_2 截止， T_1 随之截止，同步分离电路暂时停止工作，使干扰不被分离出，防止干扰脉冲扰乱扫描的同步。

现在来分析噪声抑制电路的工作原理。负极性的视频全信号通过 C_{401} 、 R_{401} ，从⑰脚加到 T_{12} 基极。同步脉冲到来时， C_{401} 两端通过 T_{12} 充电到约等于同步电平的电压，它加在 T_{12} 基极上。另外， T_{15} 发射极通过基极上的分压电路得到一个固定电压，而 T_{14} 基极比 T_{15} 发射极最多高出 D_4 的压降值，因此，将使 T_{11} 基极电压比 T_{12} 基极电压高出一个二极管压降。所以，通常 T_{11} 导通， T_{12} 截止， T_{10} 也截止， T_3 基极为低电平， T_3 截止。如图5-61所示，当有干扰脉冲叠加在图象信号上时，设干扰脉冲的电平比同步电平高得多（大于一个二极管压降），干扰脉冲使 T_{12} 基极电压瞬时比 T_{11} 基极电压高，于是 T_{11} 截止， T_{12} 导通， T_{10} 随之导通，使 T_3 基极变为高电平， T_3 饱和导通，使 T_1 、 T_2 均截止，由⑰脚送入的视频全信号中的干扰脉冲便不能通过分离电路，实现了干扰的

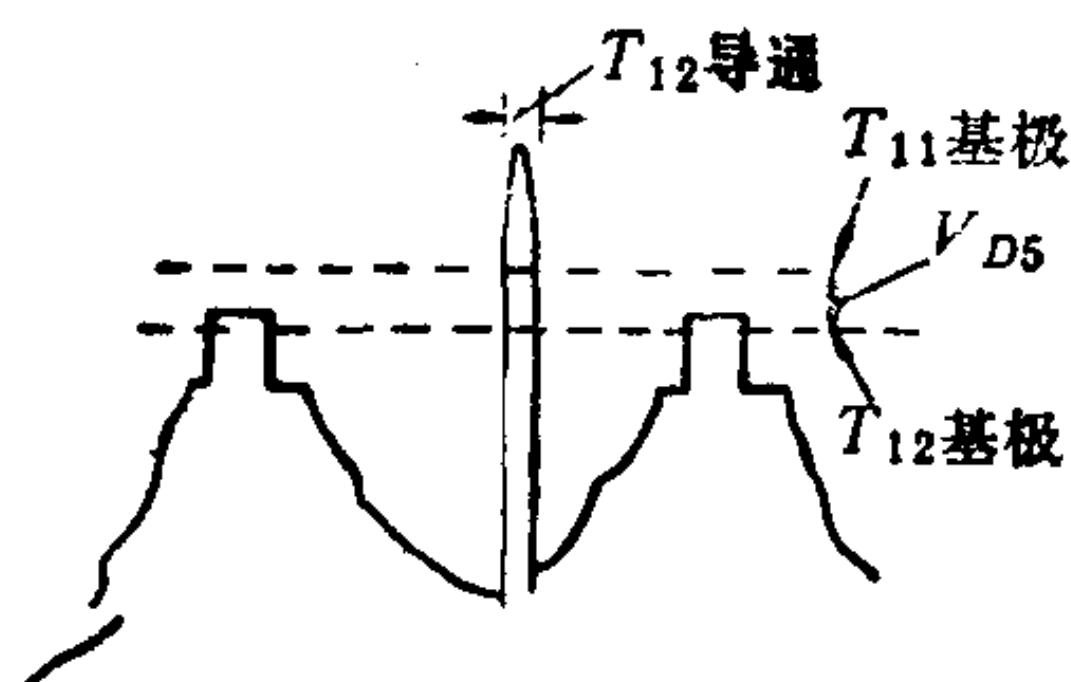


图5-61 有脉冲干扰的视频信号波形

抑制。

二、场扫描电路

(一) 场振荡器和锯齿电压形成电路

这部分电路如图5-62所示， $T_{16} \sim T_{23}$ 为场振荡器， T_{24} 、 T_{25} 、 T_{55} 、 T_{79} 为场锯齿电压形成电路。

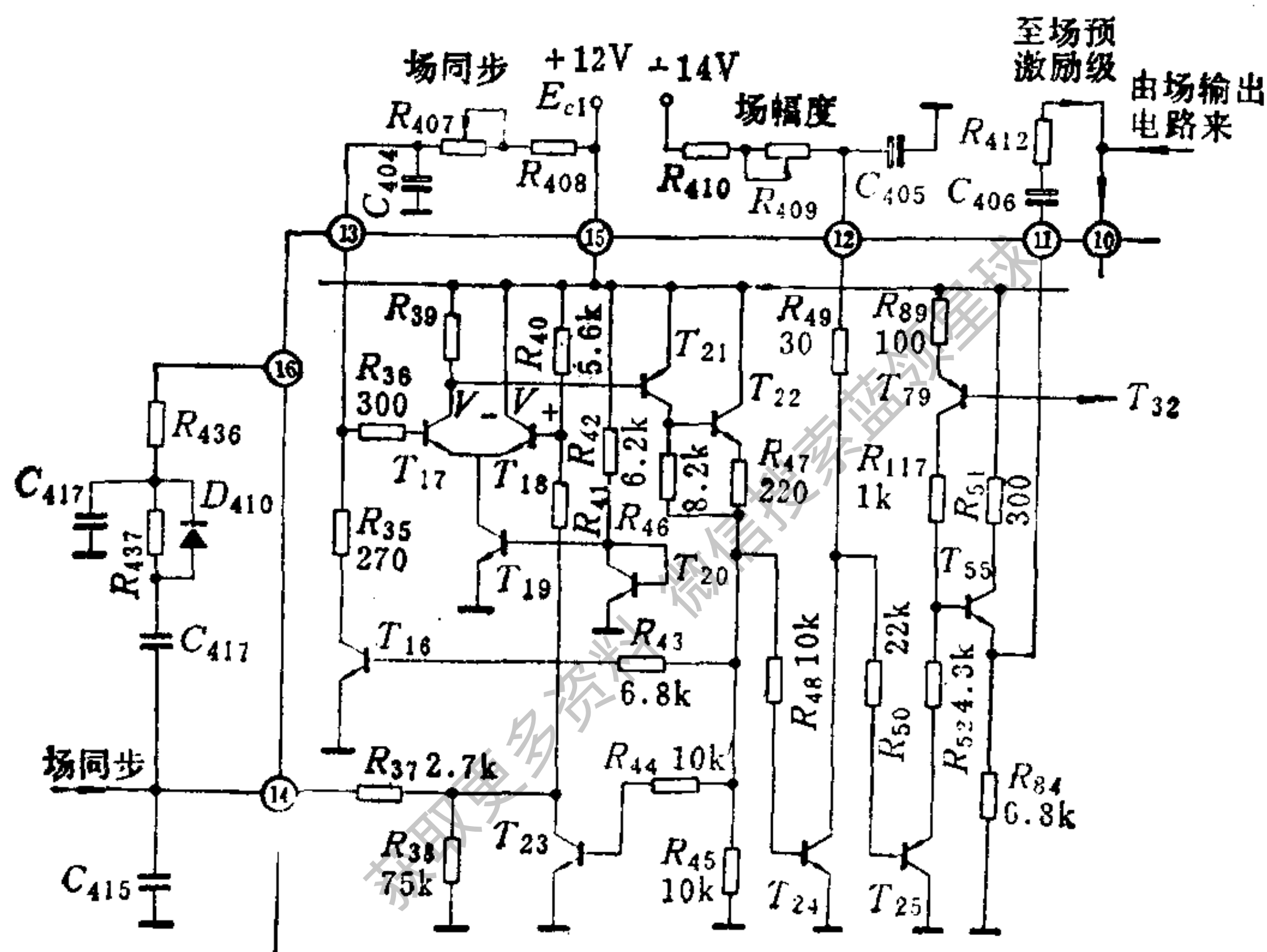


图5-62 场振荡器和锯齿电压形成电路

场振荡器由施密特电路和RC充放电电路组成。通过⑬脚外接的 C_{404} 、 R_{408} 、 R_{407} 和内部电路中的 T_{16} 、 R_{55} 构成RC充放电电路。 T_{17} 、 T_{18} 组成差分放大器， T_{19} 、 T_{20} 是它的恒流源，输出从 T_{17} 集电极引出。因此， T_{17} 基极为 V_- ， T_{18} 基极为 V_+ 。 T_{17} 集电极输出通过 T_{21} 、 T_{22} 射随极加到 T_{23} 基极， T_{23} 集电极输出为 V_0 ， V_0 通过 R_{41} 反馈至 V_+ 端，构成正反馈的施密特电路。

设开始时 C_{404} 上没有充上电压， $V_- \approx 0$ ， $V_- < V_+$ ，则 T_{18} 导通， T_{17} 截止， T_{21} 、 T_{22} 、 T_{23} 也截止， T_{23} 截止使 V_0 为高电平， V_+ 也为高电平，其值为：

$$V_+ = V_H = 12V \frac{R_{41} + R_{38}}{R_{40} + R_{41} + R_{38}}$$

同时， T_{22} 截止， T_{16} 也截止，电源电压通过 R_{408} 、 R_{407} 对 C_{404} 充电。随着 C_{404} 充电电压的上升， V_- 也升高。当升高到 $V_- = V_+ = V_H$ 时， T_{17} 开始导通， T_{21} 、 T_{22} 、 T_{23} 、 T_{16} 也随之导通， T_{23} 导通使 V_0 下降， V_+ 下降， T_{18} 电流随之减小， T_{17} 进一步导通，发

生正反馈链锁反应，很快使 T_{18} 截止， T_{17} 导通。此时， T_{23} 饱和导通， $V_0 \approx 0$ ， V_+ 下降至低电平，其值为：

$$V_+ = V_L = 12V \frac{R_{41}}{R_{40} + R_{41}}$$

同时， T_{18} 也饱和导通， C_{404} 通过 R_{55} 和 T_{18} 很快放电， V_- 很快下降。当下降至 $V_- = V_+ = V_L$ 时， T_{17} 电流开始减小， T_{18} 开始导通，又发生另一个正反馈的链锁反应，恢复成 T_{18} 导通， T_{17} 截止的状态。如此周而复始，就形成了振荡，振荡波形如图5-63所示。

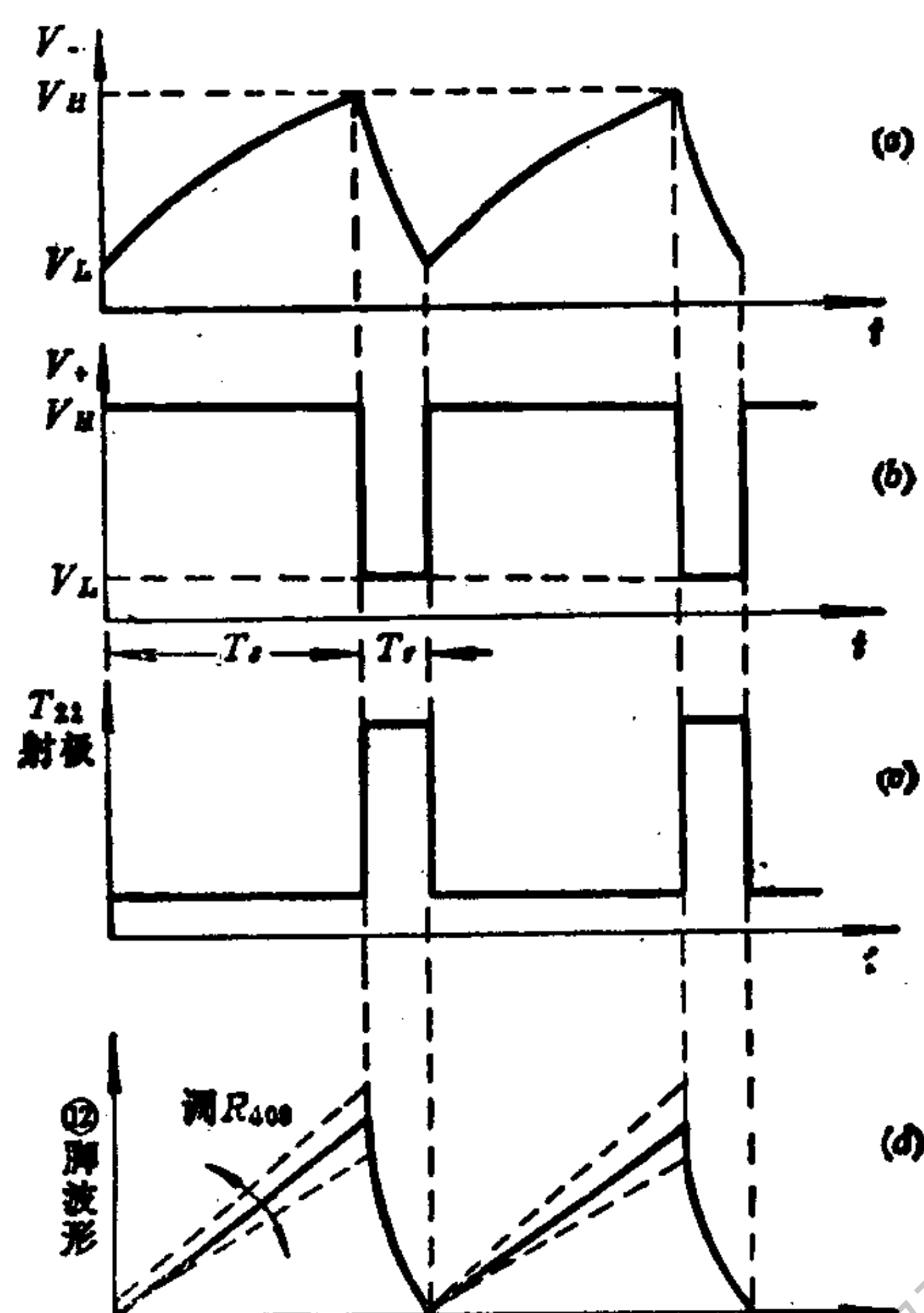


图5-63 场振荡波形图

调节电位器 R_{407} 可改变 C_{404} 充电速度，使 V_- 从 V_L 上升至 V_H 的时间 T_s 发生变化，因而改变了振荡频率。所以， R_{407} 为场同步（或场频）调节电位器。

从⑭脚同时送入的两个负场同步脉冲经 R_{37} 送至 V_+ 端，使 V_+ 电位突然下降。在稳定同步的情况下，场同步脉冲到来时，场振荡器处于 T_{17} 截止， T_{18} 导通的状态，此时 $V_- < V_+$ ，但 V_- 上升已经经历了约19ms的时间。负场同步脉冲的到来使 V_+ 突然下降， $V_- > V_+$ ，因而振荡器提前转换为 T_{17} 导通、 T_{18} 截止的状态，强迫振荡器的振荡频率和相位与场同步脉冲一致，达到场扫描同步。

在一个场振荡周期内， T_{22} 的状态为截止或导通， T_{22} 射极输出的波形如图5-63(c)所示，是场频矩形脉冲。此脉冲送至锯齿电压形成电路 T_{24} 的基极， T_s 期间 T_{24} 截止，电源电压通过 R_{410} 、 R_{409} 、对 C_{405} 充电； T_r 期间 T_{24} 饱和导通， C_{405} 通过 R_{49} 和 T_{24} 很快放电。所以， T_{24} 集电极输出为正向场锯齿电压，如图5-63(d)所示。此电压通过 T_{25} 、 T_{55} 两级互补射极跟随器后，经⑩脚外接的电容、电阻，再从⑩脚送回至块内的场预激励级。

T_{79} 和 T_{33} 构成镜象恒流源（参见图5-64），用作 T_{25} 的射极负载。

场锯齿电压形成电容 C_{405} 的充放电时间由加在 T_{24} 基极上的脉冲来控制，充电时间为 T_s ，放电时间为 T_r 。调节电位器 R_{409} 可改变 C_{405} 充电速度，在 T_s 时间内 R_{409} 小时 C_{405} 充电速度快，形成的锯齿电压幅度大，反之亦然，电压波形如图5-63(d)所示。所以， R_{409} 为场幅度调节电位器。

(二) 场预激励级

这部分电路由 $T_{26} \sim T_{36}$ 组成，如图5-64所示。 T_{28} 、 T_{29} 和 T_{30} 、 T_{31} 构成复合PNP管差分放大器， T_{32} 、 T_{33} 是它们的恒流源，镜象恒流源 T_{26} 、 T_{27} 为它们的集电极负载。由⑩脚送入的锯齿电压加在 T_{28} 基极，经差分放大器放大后由 T_{30} 集电极（同相输出端）输出，再经 T_{35} 、 T_{36} 两级射极跟随器后由⑨脚输出，送至场输出级中的 Q_{403} 管（参见图5-23）。

⑩脚输入的电压是由两个信号电压叠加而成的，一个是锯齿电压形成电路经⑪脚、 C_{406} 、 R_{412} 送入的正向锯齿电压，另一个是从场输出引出的负向锯齿电压经 R_{415} 、 C_{408} 积分形成的抛物电压，两者合成为锯齿抛物电压，如图5-65所示。这种预失真的锯齿电压用以校正场扫描电流的非线性。

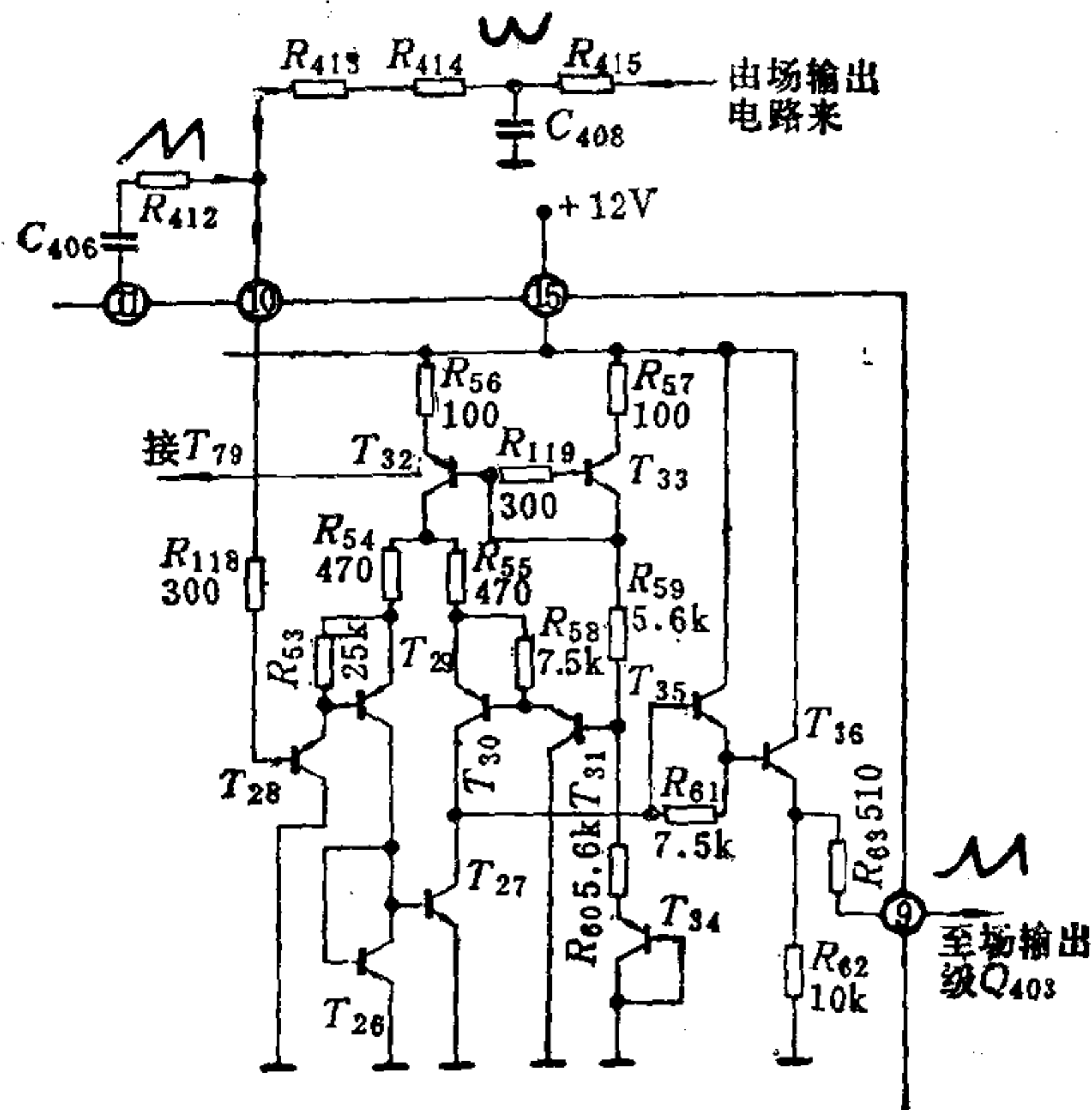


图5-64 场预激励级电路

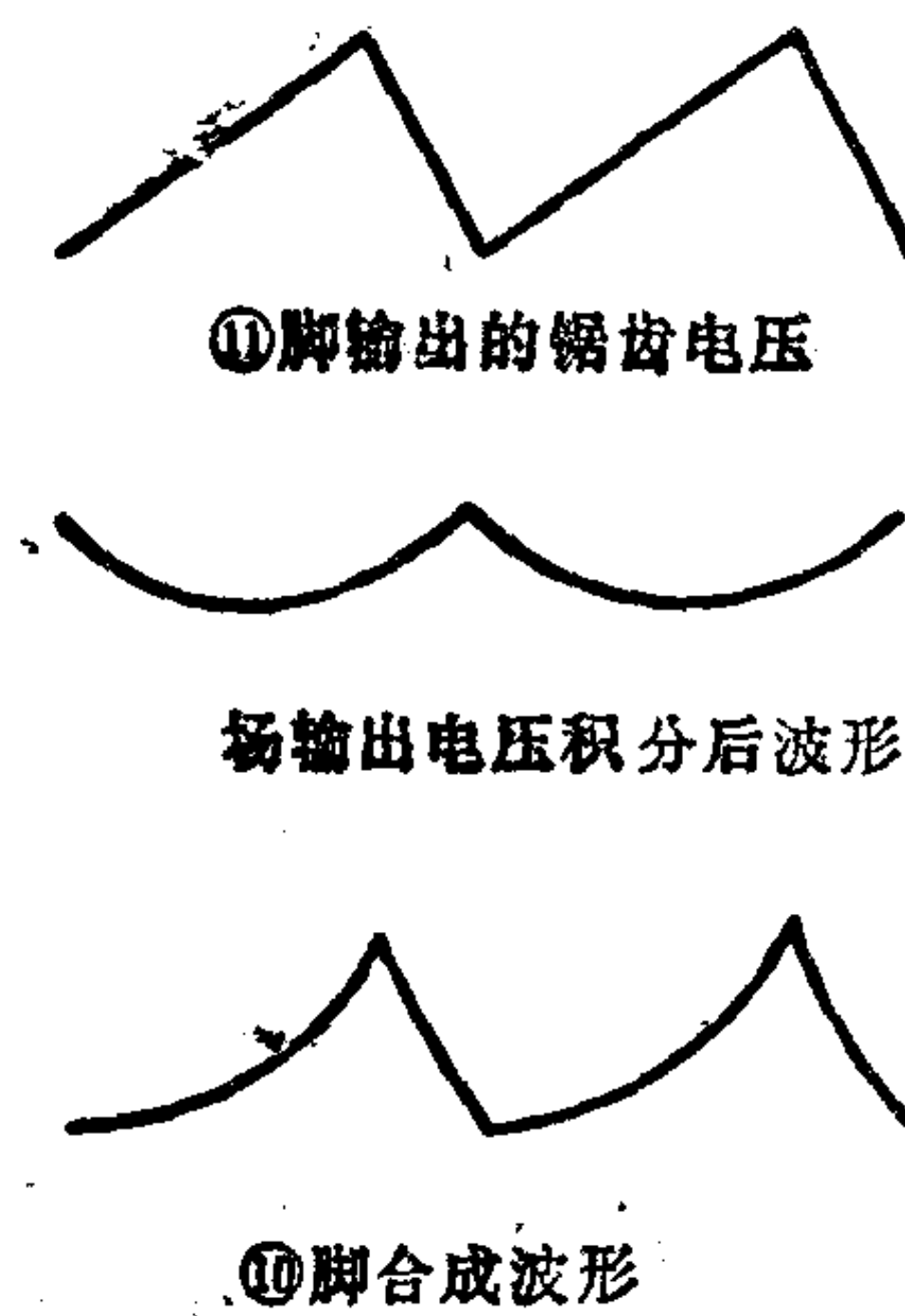


图5-65 场锯齿抛物电压的形成

三、行扫描电路

(一) 行振荡器和行预激励级

这部分电路如图5-66所示， $T_{52} \sim T_{54}$ 、 $T_{56} \sim T_{72}$ 为行振荡器， $T_{73} \sim T_{77}$ 为行预激励级。

行振荡器是恒流源充放电式集成振荡器，由施密特电路和电容恒流源充放电电路组成。它和前面分析的RC充放电集成振荡器的不同之处，仅在于电容的充放电方式。

$T_{64} \sim T_{72}$ 组成施密特电路。 T_{65} 、 T_{66} 为差分放大器， T_{67} 、 T_{68} 为它的恒流源，镜像恒流源 T_{64} 、 T_{69} 作为 T_{65} 集电极负载。 T_{65} 基极为 V_- ， T_{66} 基极为 V_+ ， T_{71} 集电极输出为 V_0 ， V_0 通过 R_{100} 反馈至 V_+ 端，构成具有正反馈的施密特电路。

$T_{59} \sim T_{63}$ 组成复合管改进型恒流源，向外接定时电容 C_{507} 、 C_{508} 提供充电电流。 T_{57} 、 T_{58} 为差分放大器， T_{56} 是它的恒流源， C_{507} 、 C_{508} 通过 T_{58} 和恒流源 T_{56} 放电。

另外， $D_7 \sim D_{11}$ 及 T_{78} 组成稳压电路，它输出的固定电压 V_s 供给电路中各部分使用。

设刚开始时 C_{507} 、 C_{508} 上电压很小，即 V_- 很小， $V_- < V_+$ 。这时， T_{65} 导通， T_{66} 截止，故 T_{64} 、 T_{69} 、 T_{70} 、 T_{71} 均截止，输出 V_0 为高电平，使 T_{72} 导通。 T_{72} 级的输入阻抗为 $R_0 = (1 + \beta)(R_{105} + R_{106})$ ，使 V_+ 的高电平 V_H 为：

$$V_+ = V_H = V_s \frac{R_{100} + R_0}{R_{101} + R_{100} + R_0}$$

此时， T_{72} 射极也为高电平，使 T_{57} 基极电位大于 T_{58} 基极电位， T_{57} 导通， T_{58} 截止，

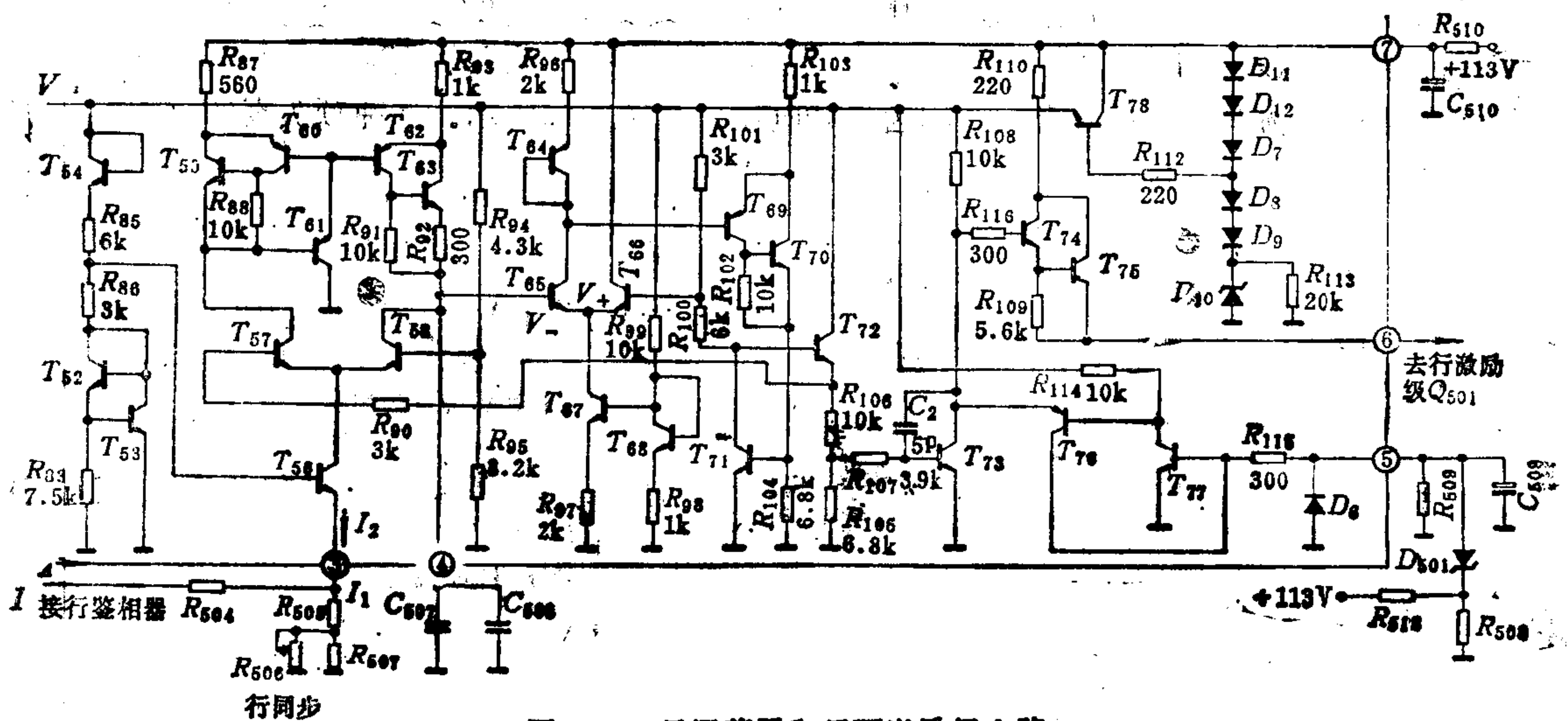


图5-66 行振荡器和行预激励级电路

由 $T_{59} \sim T_{63}$ 组成的恒流源对 C_{507} 、 C_{508} 充电，电容上电压线性上升， V_- 电位也随之上升。当上升到 $V_- = V_+ = V_H$ 时， T_{65} 开始导通， T_{64} 、 T_{69} 、 T_{70} 、 T_{71} 也随之导通， V_+ 下降，使 V_+ 下降， T_{65} 电流随之变小， T_{65} 电流进一步增大，发生正反馈的链锁反应，很快使 T_{65} 导通， T_{64} 截止。于是， T_{64} 、 T_{69} 、 T_{70} 均导通，并使 T_{71} 饱和导通， $V_+ \approx 0$ ， V_+ 下降至低电平 V_L ，其值为：

$$V_+ = V_L = V_s \frac{R_{100}}{R_{101} + R_{100}}$$

此时， T_{72} 截止，其射极输出为零电位，使 T_{57} 基极电位低于 T_{58} 基极电位， T_{57} 截止， T_{58} 导通， C_{507} 、 C_{508} 通过 T_{58} 放电，放电电流等于 T_{58} 恒流源电流 I_2 ，使 V_- 线性下降。当下降至 $V_- = V_+ = V_L$ 时，又发生另一个正反馈链锁反应，变成 T_{65} 截止， T_{64} 导通的状态。如此周而复始，形成振荡。图5-67为振荡器的有关波形图， T_{72} 射极输出行频矩形脉冲送至行预激励级。

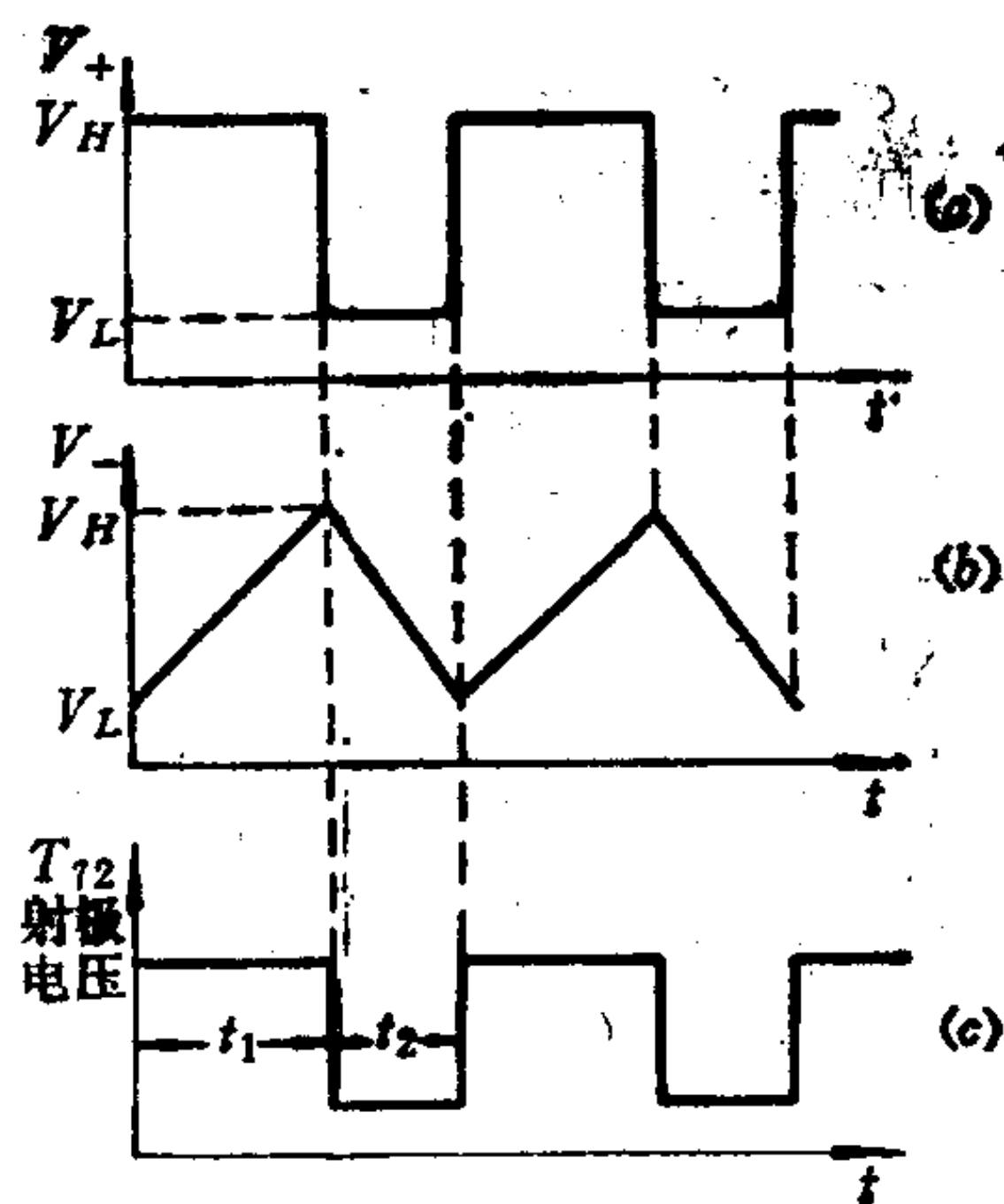


图5-67 行振荡器波形图

C_{507} 、 C_{508} 放电的快慢决定于 T_{58} 恒流源电流 I_2 的大小。 T_{58} 基极上为固定电压 V_s 经 $T_{52} \sim T_{54}$ 组成的分压电路提供出，所以， T_{58} 射极电位也是固定的。恒流源电流大小决定于③脚外接的射极电阻值，调节电位器 R_{506} 可以改变 T_{58} 恒流源电流 I_2 的大小，因而改变了 C_{507} 、 C_{508} 的放电速度，使 V_- 从 V_H 下降至 V_L 的时间发生变化，即 t_2 的宽度发生变化，改变了行振荡器的振荡频率。所以， R_{506} 为行同步（或行频）调节电位器。

③脚还通过 R_{504} 与②脚相连（参见图5-68），行鉴相器输出的直流误差电流 I_A 对行振荡器振荡频率也有影响。由于③脚上的 T_{58} 射极电位是固定的，可以认为图5-66中电流 I_1 是固定的。放电电流 I_2 是 I_1 和 I_A

之和。当 $I_A=0$ 时，鉴相器输出对振荡器的频率没有影响；当 $I_A<0$ ，即为流入振荡器方向的电流时，使 I_2 减小，电容放电时间变长，使振荡频率减小；当 $I_A>0$ ，即为流出振荡器方向的电流时，使 I_2 变大，电容放电时间缩短，使振荡频率增加。因此，达到了控制振荡频率的效果。

从 T_{72} 射极输出的行脉冲通过 T_{73} 整形倒相后，经 T_{74} 、 T_{75} 两级射极跟随器缓冲，由⑥脚输出，送至行激励级 Q_{501} （参见图5-34）。

T_{76} 、 T_{77} 为 X 射线保护电路。+113V 直流电压作为比较电压，当它高到异常的情况时，表征阳极高压已超过规定值，会产生有害于人体的 X 射线。正常状态时 R_{508} 上分压得到的电压低于 D_{501} 的稳定电压， D_{501} 截止， T_{76} 、 T_{77} 也截止，对其它电路工作无影响。当 113V 电压过高时， D_{501} 导通，⑤脚直流电位上升， T_{76} 、 T_{77} 导通，使 T_{74} 基极电位下降，导致 T_{74} 、 T_{75} 均截止，行预激励级无输出，行激励和行输出也停止工作，无高压输出，起到了保护作用。并且， T_{77} 导通时向 T_{76} 提供基极电流，使 T_{76} 导通， T_{76} 集电极电流又流入 T_{77} 基极，这是一个正反馈环路，使 T_{76} 、 T_{77} 开始导通后很快发展为两管均饱和导通，并保持这一状态。只有当重新开机并排除故障后， T_{76} 、 T_{77} 才又保持截止状态。

(二) 行鉴相器电路

图5-68画出行鉴相器电路，它由 $T_{37} \sim T_{51}$ 组成。 T_{44} 、 T_{45} 为鉴相用差分放大器，它们的射极通过 T_{38} 接镜像恒流源 T_{39} 、 T_{40} 。 T_{37} 、 T_{38} 为差分式比较放大器， T_{38} 基极接固定电位， T_{37} 基极加有由同步分离器来的负极性同步脉冲。同步脉冲没来时， T_{38} 截止、 T_{37} 导通， T_{44} 、 T_{45} 差分放大器不工作。负同步脉冲到来时， T_{37} 截止， T_{38} 导

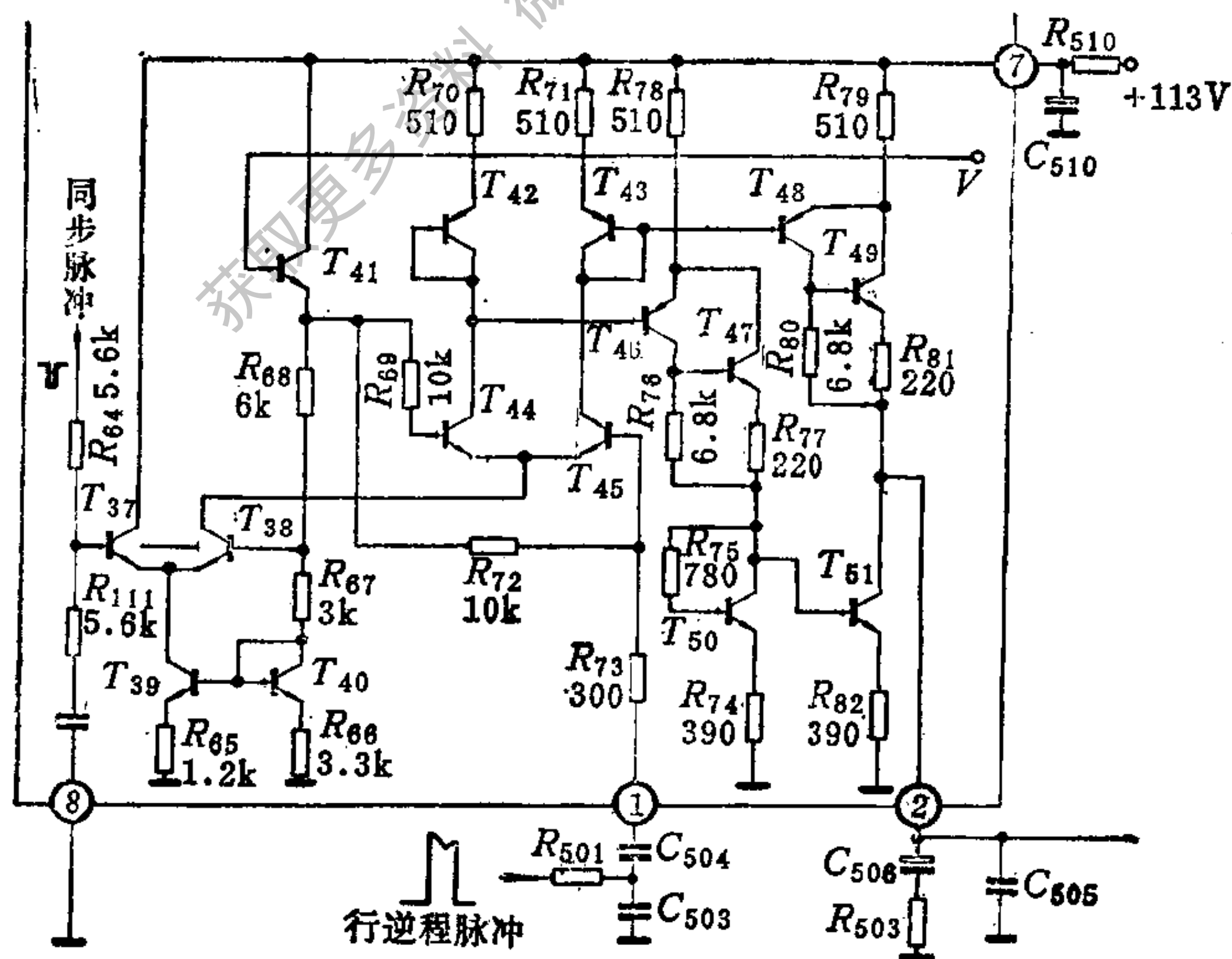


图5-68 行鉴相器电路

通，差分放大器射极上有恒流源，可以正常工作。

T_{44} 、 T_{45} 基极都接至 T_{41} 射极，有同样的直流电位。另外，行逆程脉冲经 R_{501} 、 C_{503} 积分后形成的负向锯齿电压，通过 C_{504} 加到 T_{45} 基极上，使 T_{45} 基极电压相对于 T_{44} 基极电压有高低变化。同步脉冲与锯齿电压间的时间关系如图5-69中所示。在同步脉冲到来期间内，当 T_{44} 基极电位高于 T_{45} 基极电位时， T_{44} 导通， T_{45} 截止， T_{42} 、 T_{46} 、 T_{47} 、

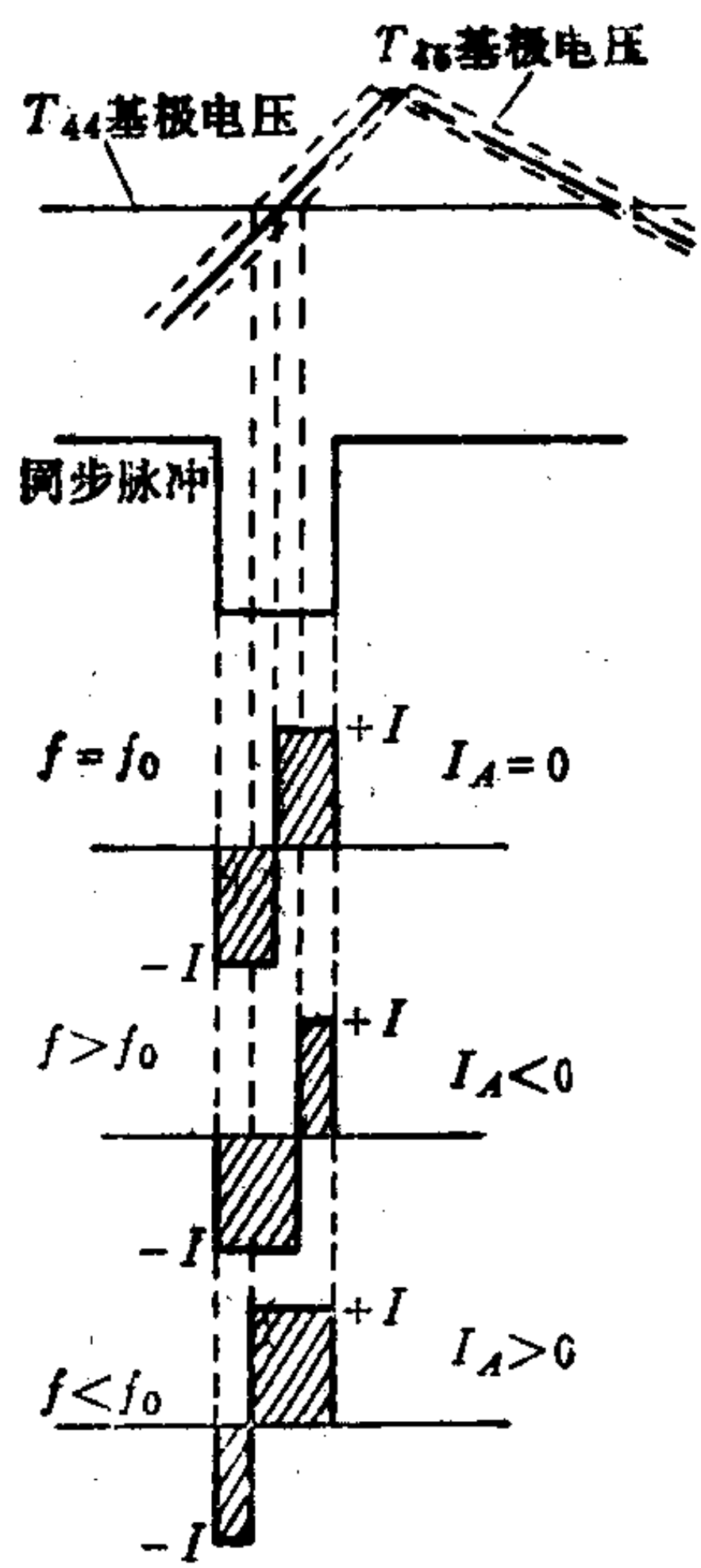


图5-69 行鉴相器工作波形图

T_{50} 、 T_{51} 均导通，从②脚向块内流入电流；当 T_{45} 基极电位高于 T_{44} 基极电位时， T_{44} 截止， T_{45} 导通， T_{43} 、 T_{48} 、 T_{49} 均导通，从②脚向块外流出电流。电路设计得使流入、流出电流的幅度相等，因此，如果同步脉冲期间流入、流出电流的时间相等，则外接积分滤波器输出的直流电流为零。图5-69中示出了行鉴相器工作波形。设 f_0 为行同步脉冲频率， f 为锯齿波频率（即行振荡频率），由图中可看出，当 $f=f_0$ 时， T_{44} 、 T_{45} 导通时间相等， $I_A=0$ ，对振荡频率没有影响。当 $f>f_0$ 时， T_{44} 比 T_{45} 导通时间长， $I_A<0$ ，根据前面的分析可知，这时行振荡器频率 f 会降低，直至达到 $f=f_0$ 锁定为止。当 $f<f_0$ 时， T_{44} 比 T_{45} 导通时间短， $I_A>0$ ，将使行振荡频率升高，最后也达到 $f=f_0$ 锁定为止。

第七节 扫描集成电路的故障及检修

电视机中的扫描电路是使显象管产生稳定的、没有几何畸变的光栅，它包括同步分离电路，行、场扫描电路，高压电路，以及由行逆程脉冲提供出其他直流电压的电路，这部分电路的许多故障会直接反应在屏幕上，容易从图象上作出判断。

一、故障现象

(一) 不同步

图象上下翻滚。

屏幕上出现斜影带。

屏幕上出现斜影带并有黑横条上下翻滚。

(二) 图象垂直方向有畸变

光栅垂直尺寸不足，出现一条水平亮带或一条水平亮线。

图象垂直方向有畸变，线性失真。

(三) 图象水平方向有畸变

光栅水平尺寸不足，出现一条垂直亮带或一条垂直亮线。

图象水平方向有畸变，线性失真。

(四) 无光栅

二、故障原因

场扫描不同步时表现为图象上下翻滚。造成场扫描不同步的原因可能是场同步信号没加到场扫描电路上；场频偏离50Hz太远，超出了场同步捕捉范围；或者自动增益控制或同步分离电路不正常，使脉冲宽度较宽的场同步信号分离不良。前两种原因的判别方

法可以借助于旋转场同步旋钮，若能使图象稳定或上、下缓慢翻滚，说明场振荡频率在正常范围内，是场同步信号没有送入场振荡级；若不能使图象稳定，在可旋转的整个范围内图象总向下翻滚或向上翻滚，说明场振荡频率偏离50Hz太远。若调节场频旋钮时虽能同步住，但图象有上、下微微抖动，则可能是场积分网络的时间常数过大，使场同步头幅度减小，造成虽能同步但很临界的情况。

行不同步时表现为屏幕上出现斜影带，图象向左或向右斜向撕裂。造成行不同步的原因可能是没有行同步脉冲或行AFC电路不正常，行振荡频率偏离15625Hz太远。判别其原因的简便方法也是旋转行同步旋钮，观察图象。若能使图象稳定或短暂稳定，说明行振荡频率在正常范围内，是行同步脉冲没有送至行扫描电路，或是AFC电路有故障。若旋转行同步旋钮时图象倾斜撕裂的方向不改变，需着重检查行振荡电路部分。

当屏幕上出现斜影带，并且有黑横条上下翻滚时，说明行、场同时都不同步。这种故障一般出在同步分离级，或是复合同步没有分离出来，或是分离出来脉冲幅度过小。除此之外，当通道部分AGC失控而造成同步头压缩时，也可能导致行、场都不同步。这时，可直接观察画面情况，若虽不同步但图象对比度正常、线条清晰时，一般故障不在AGC而在同步分离级或AFC等处；若图象很淡且模糊时，一般应怀疑AGC有故障。当然，检查同步信号最好的办法是用示波器观测预视放输出的全电视信号是否正常，也可用万用表测量中放AGC电压，再转动天线或切换至空频道，观察AGC电压是否变化来进行判断。

场扫描电路有故障表现为图象垂直方向光栅不正常，若显象管屏幕上出现一条水平亮线，原因可能是场振荡级停振，放大级或输出级晶体管损坏，或者场偏转线圈断线等。垂直方向线性不好和幅度不足，常常是由于晶体管工作点变化而进入非线性区工作，或者各种反馈电路有故障，以及集成电路不良等。对于输出级采用双电源供电的电视机，该部分电路出故障也可能使图象上部线性变差。

行扫描电路有故障表现为图象水平方向光栅不正常，或者无光栅。无光栅的现象可能是行振荡级停振，激励级、输出级损坏，或者高压电路本身有故障使高压消失等造成的。由于目前的彩色电视机均设有高压和行输出级保护电路，若这些电路出现异常而使高压保护电路动作，也可能造成无光栅的故障。除此之外，显象管电子束截止或电源电路故障也会导致无光栅。一般，应先区分故障是否在行扫描电路，方法是先断开保护电路进行判断，若电源部分正常而仍无光栅，说明故障在行扫描电路。可以检查行激励级和输出级是否有过热元件，可测量电压，观察波形。若光栅上出现一条垂直亮线的故障，说明行扫描电路及高压电路正常，可能是行输出负载开路，例如行偏转线圈或枕形校正线圈断线等。光栅上有一条垂直亮带，即行幅度拉不开时，可能是行偏转线圈局部短路，逆程电容漏电，输出管或阻尼二极管性能不良等原因造成的。

三、日立CTP-236D型机扫描电路故障检修

为了较具体地说明故障检修方法，这里先以日立CTP-236D型机为例进行介绍。该机采用HA11235扫描电路集成块，场泵电源（ Q_{601} ），并有一级同步分离级（ Q_{703} ）在集成块外。

（一）场不同步

场不同步故障的检修流程简示于图5-70中。

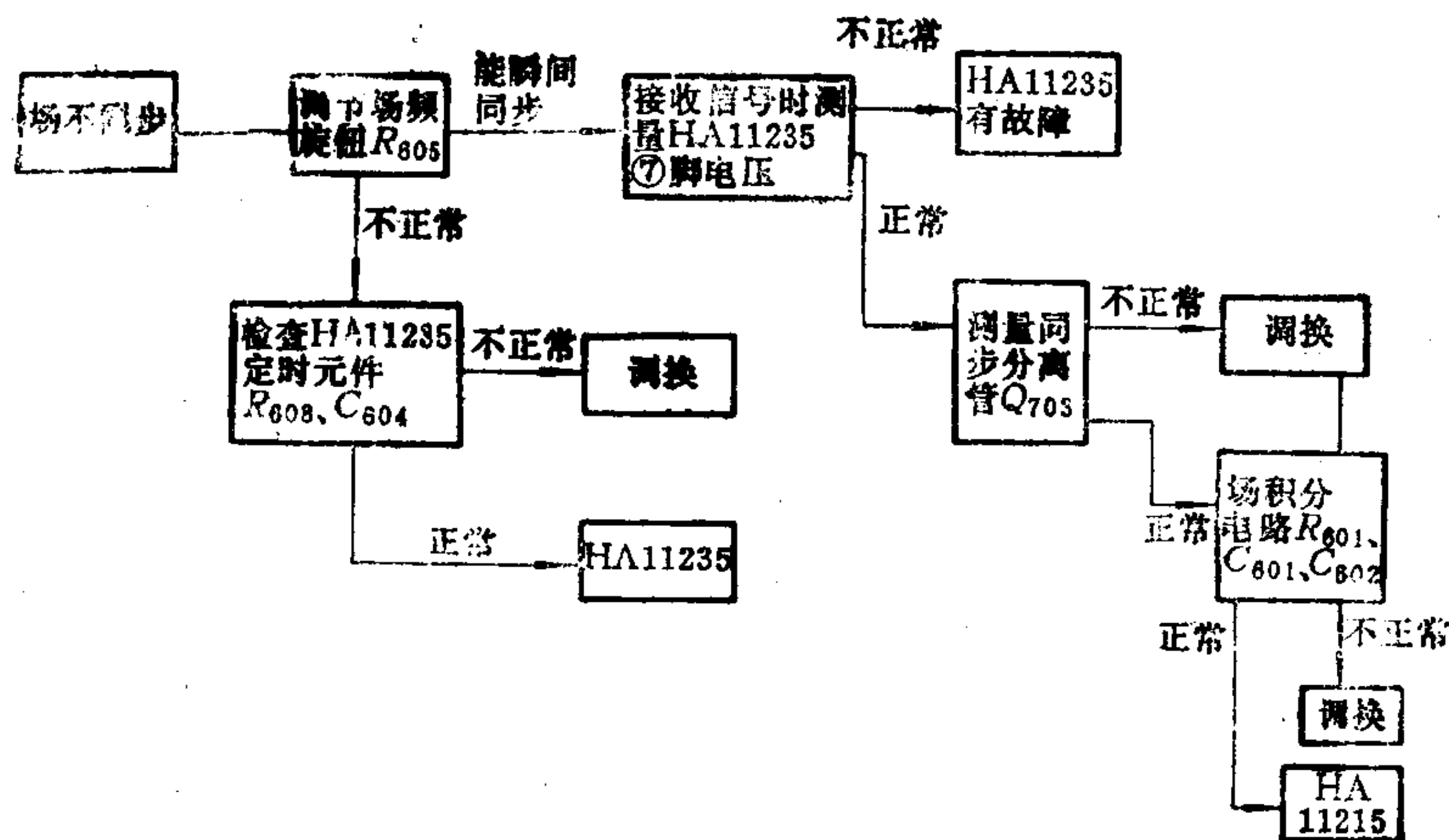


图5-70 场不同步故障检修流程图

应首先调节场频旋钮 (R_{605})，根据屏幕情况判断故障原因。若能瞬间同步，故障可能在积分电路、同步分离，可进一步测量HA11235⑦脚电压。若电压不正常，可能是HA11235有故障；若正常，则向前检查同步分离级Q703，测量Q703各极电压或用示波器观测输入、输出波形。若Q703电压正常，可能⑦脚外围元件损坏，例如 R_{601} 、 C_{601} 、 C_{602} 。

当调节场频旋钮 R_{605} 总不能同步时，需检查场振荡电路，例如测量④、⑤、⑧脚电压，判断外围元件例如定时元件 C_{604} 、 R_{603} ，及 R_{603} 、 C_{603} 、 R_{604} 等是否损坏。

(二) 行不同步

行不同步故障的检修流程示意如图5-71所示。

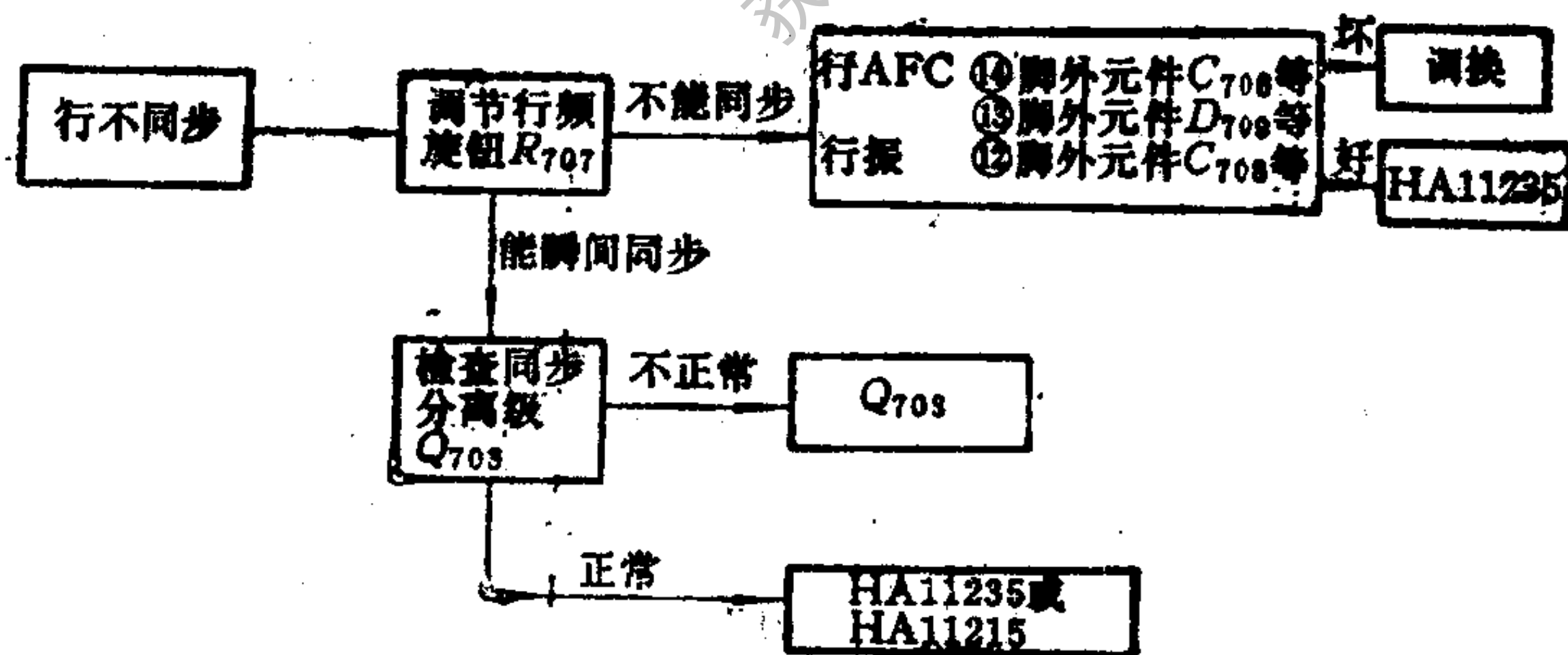


图5-71 行不同步故障检修流程图

需先调节行频旋钮 R_{707} 以判别大致的故障部位。当调整 R_{707} 能出现瞬时同步时，说明行振荡电路正常，应进一步检查同步分离级Q703，测量各极电压或用示波器观测波形。若Q703正常，可断定是HA11235本身故障所致。当调整 R_{707} 总不能同步时，说明行振荡电路或行AFC电路有故障，须测量⑫、⑬、⑭脚的电压，并检查周围元件 C_{709} ， C_{708} 、 R_{708} 等损坏时，行振荡器不能正常工作； C_{706} 、 C_{705} 、 R_{705} 、 R_{706} 等损坏时，则AFC电路便不正常； D_{709} 、 C_{726} 等损坏时，比较用的行锯齿波加不到⑬脚，无法进行AFC

控制。检查结果若上述元件完好时，则可能是HA11235集成块损坏。

(三) 行、场均不同步

这种故障的原因范围较窄，因为行、场扫描的公共部分只有同步分离级 Q_{703} 。该级电路如图5-72所示。测量 Q_{703} 各极电压或用示波器观测波容易判明管子的工作状态。若 Q_{703} 完好，需用示波器观测彩色全电视信号(SXCT)波形，或检查AGC电路。

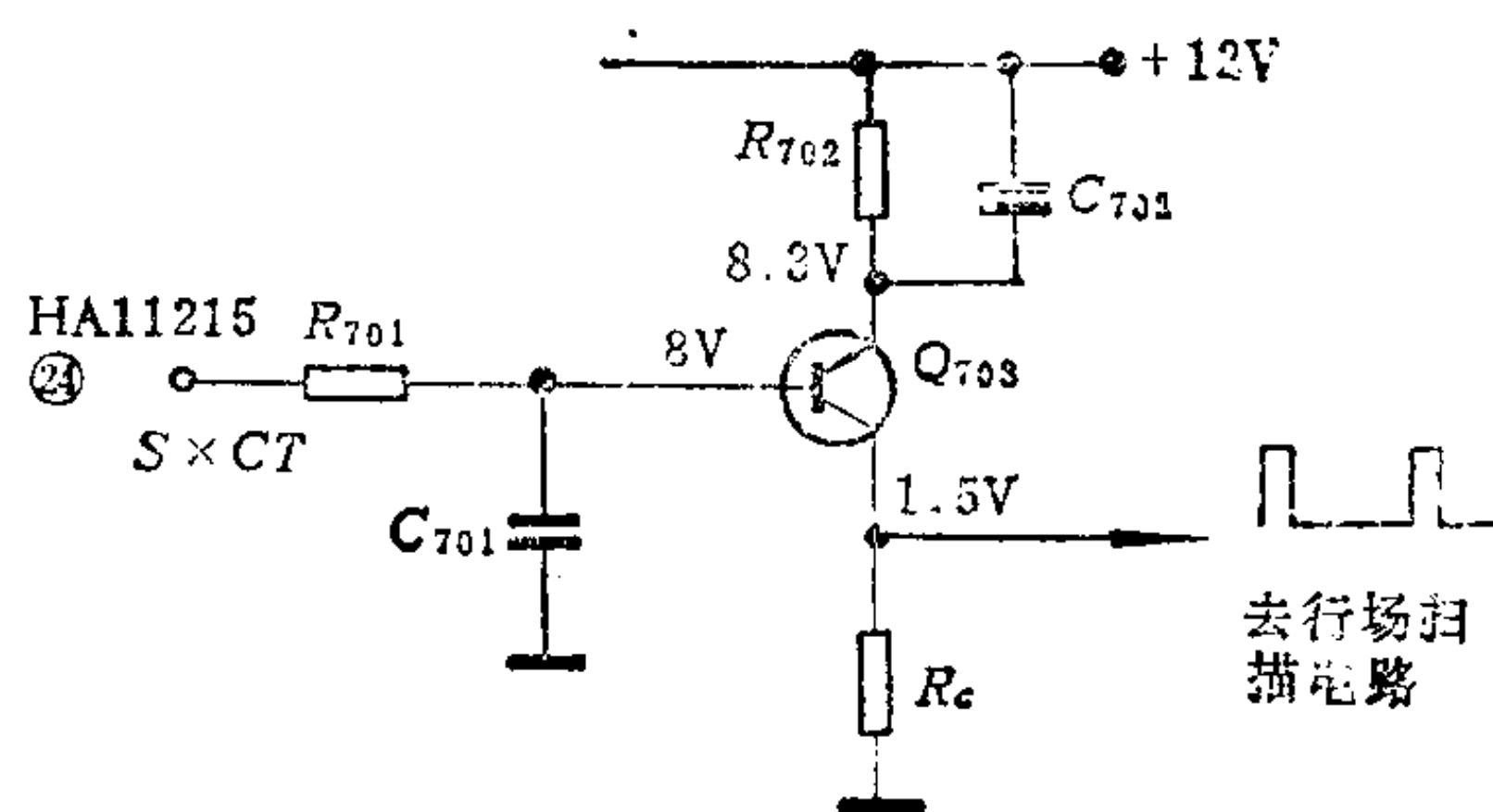


图5-72 同步分离级

(四) 场扫描电路故障

故障为只出现水平亮线时，应先检查场输出级是否有过流现象，即检查场输出级的易熔电阻。例如 R_{626} 。如果 R_{626} 熔断，表明场输出级电流过大。原因一般为输出管损坏，场偏转线圈耦合电容击穿等。易熔电阻损坏不能随便换上新的，必须找出电流过大的原因，排除故障才能换上好的。

若末级电流不大，可先测量场振荡电路是否起振。图5-73示出了发生水平亮线或垂直方向尺寸偏小故障时的检修流程。图5-74扼要示明了有关电路。

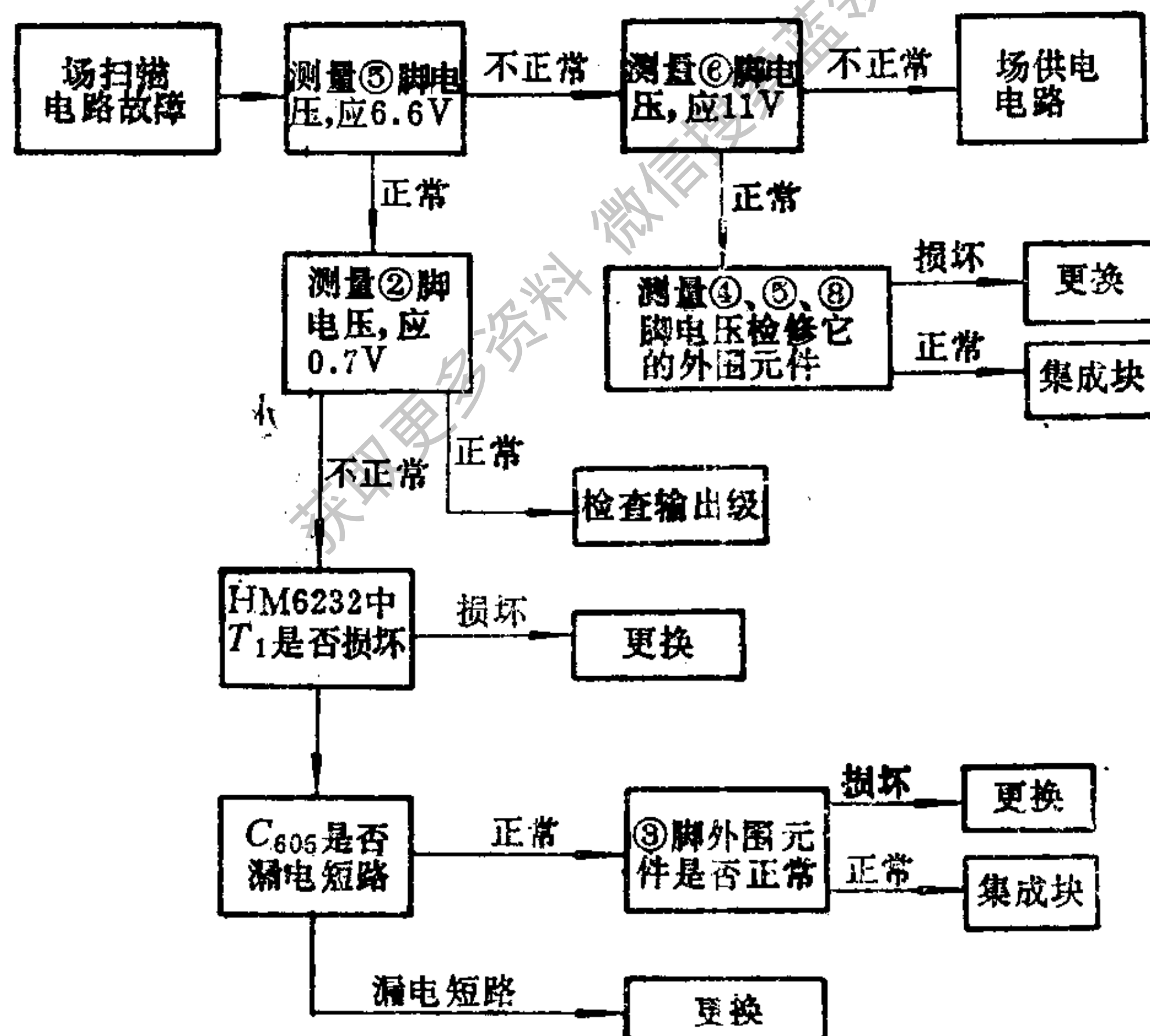


图5-73 场扫描故障检修流程图

先测量⑤脚电压。若电压正常，说明场振荡正常；若不正常，可再测量⑥脚电源电压。若电源正常，说明振荡级不正常，需检查④、⑤、⑧各脚的外围元件，例如 R_{608} 、 C_{604} 、 R_{609} 、 R_{604} 等。若⑤脚电压正常，再测量②脚电压。若电压正常，说明场激励正常，故障在输出级，需检查HM6232。若②脚电压不正常，可能是HM6232中的 T_1 损坏，或者 C_{605} 漏电短路。 T_1 和 C_{605} 都良好时，最后需测量③脚电压，并检查外围元件，例如 R_{613} 、 R_{621} 等。

当日立CTP-236D型彩色电视机图象上部压缩并出现回扫线时，须检查场泵电源电

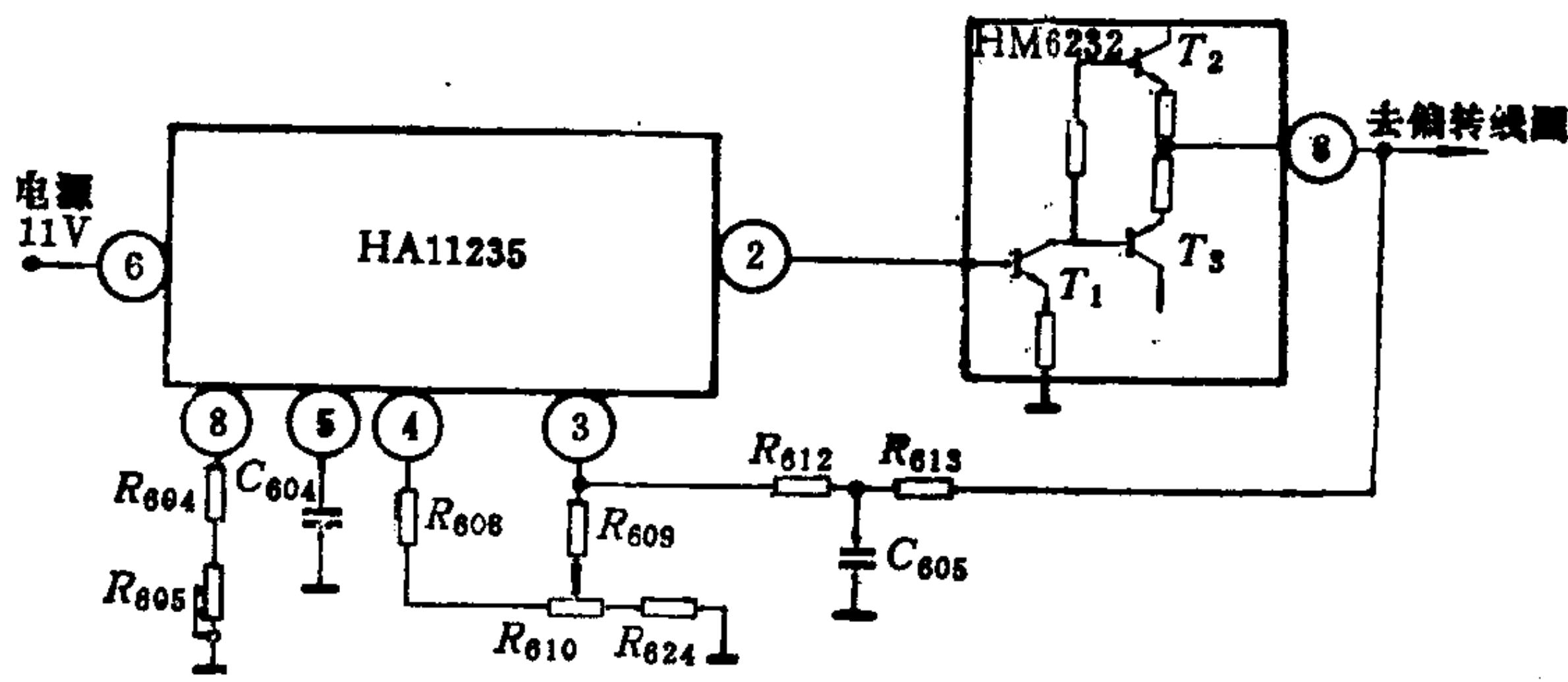


图5-74 场扫描有关电路

路。如果 C_{608} 容量变小或开路, D_{601} 、 D_{602} 损坏或泵管 Q_{601} 损坏,都可能造成上述故障。

(五) 行扫描电路故障

行扫描电路典型故障现象是无光栅,故障检修流程如图5-75所示。

断开保护电路(焊开 R_{729}),若电源电压108V不正常,应检查电源电路。若电源电压基本正常,可进一步检查+12V电源。+12V正常,说明行扫描电路正常,造成无光栅故障可能是高压变换器 T_{703} 损坏或显象管其他电极的电压(例如加速极、阴极、灯丝等)有故障。这时,一般应能听到伴音。若无+12V电压,可检查行振荡电路,测量⑫、⑩脚电压或观察波形。如果判断为停振,须进一步查明其原因。如果行振荡正常,应继续

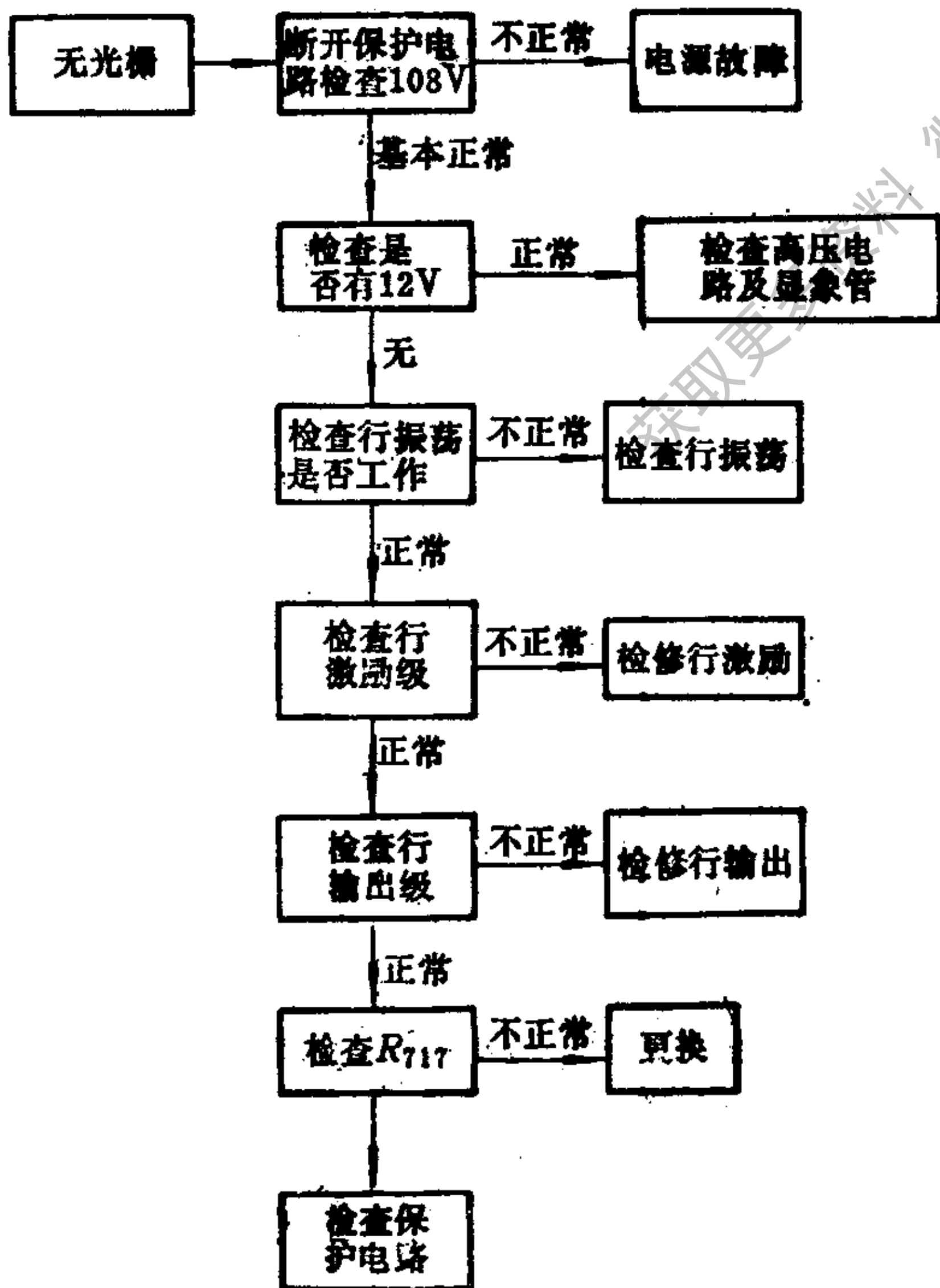


图5-75 行扫描电路异常造成无光栅故障检修流程图

检查行激励级 Q_{701} 及周围元件,继而检查行输出级 Q_{702} 、 R_{717} 等。当上述电路都正常时,则需检查保护电路,例如 CP_{701} 、 Q_{704} 、 D_{708} 等。

图象水平方向有畸变时,是行线性不良。如果伴随有行输出级电流大,是元件变值或漏电造成的,例如逆程电容 C_{713} 、 C_{715} 、 C_{716} 、 C_{714} 等漏电。因为行输出级负载元件漏电所消耗的功率只能由行输出管的电流提供,所以功率消耗大时,行输出级电流随之增加。当电流超过一定值后,输出管会脱离开关状态而进入放大状态,使图象右边压缩,严重时右边会出现垂直亮带。推动管或输出管的放大倍数下降而造成激励不足时,也会出现这种故障现象。出现这类故障时行输出管会发烫,需留心检查。

四、松下TC-483D型机扫描电路故障检修

参照以上的基本检修流程,这里对松下TC-483D型彩色电视机扫描电路的故障再

作简单介绍。该机采用的IC501为AN5435集成块，同步分离级在块内，场输出为分立元件分流调整型OTL电路，采用场泵电源为逆程提供高电源电压，行激励、行输出为分立元件电路。

(一) 行、场不同步

检查地点是同步分离器。

彩色全电视信号SXCT从AN5435的⑮脚输入，⑯脚送已分离后的复合同步信号，⑭脚为场同步信号。

场不同步的检查流程是 测量⑭脚电压，检查 C_{415} ；再测量⑯脚电压，检查外围元件 R_{404} 、 C_{403} 、 R_{403} ；最后测量⑮脚电压，检查外围元件 R_{402} 、 C_{402} 、 C_{401} 、 C_{403} 。

行不同步时应检查①、③脚上及与AFC有关的元件 C_{501} 、 C_{502} 、 C_{503} 、 C_{504} 、 C_{505} 、 C_{506} 及 R_{501} 、 R_{502} 、 R_{505} 、 R_{504} 等。

行、场都不同步时需测量⑮脚电压，检查外围元件 C_{402} 、 C_{403} 、 R_{402} 、 R_{403} 等。若元件完好，故障在AN5435。

(二) 一条水平亮线，无垂直扫描

检查地点是场扫描电路和50V电源。

⑬脚外 R_{408} 、 R_{407} 、 C_{404} 为定时元件，影响场振荡的频率；⑫脚外 R_{410} 、 R_{409} 、 C_{405} 为锯齿波形成元件；⑪脚输出与⑩脚输入的反馈信号同时送至块内电路放大后，⑨脚输出场激励信号，送至 Q_{402} 、 Q_{403} 输出级。检查顺序为场电源→场振荡→场激励→场输出；另外，要检查场泵电源（ Q_{401} 等）。检修流程示于图5-76中。

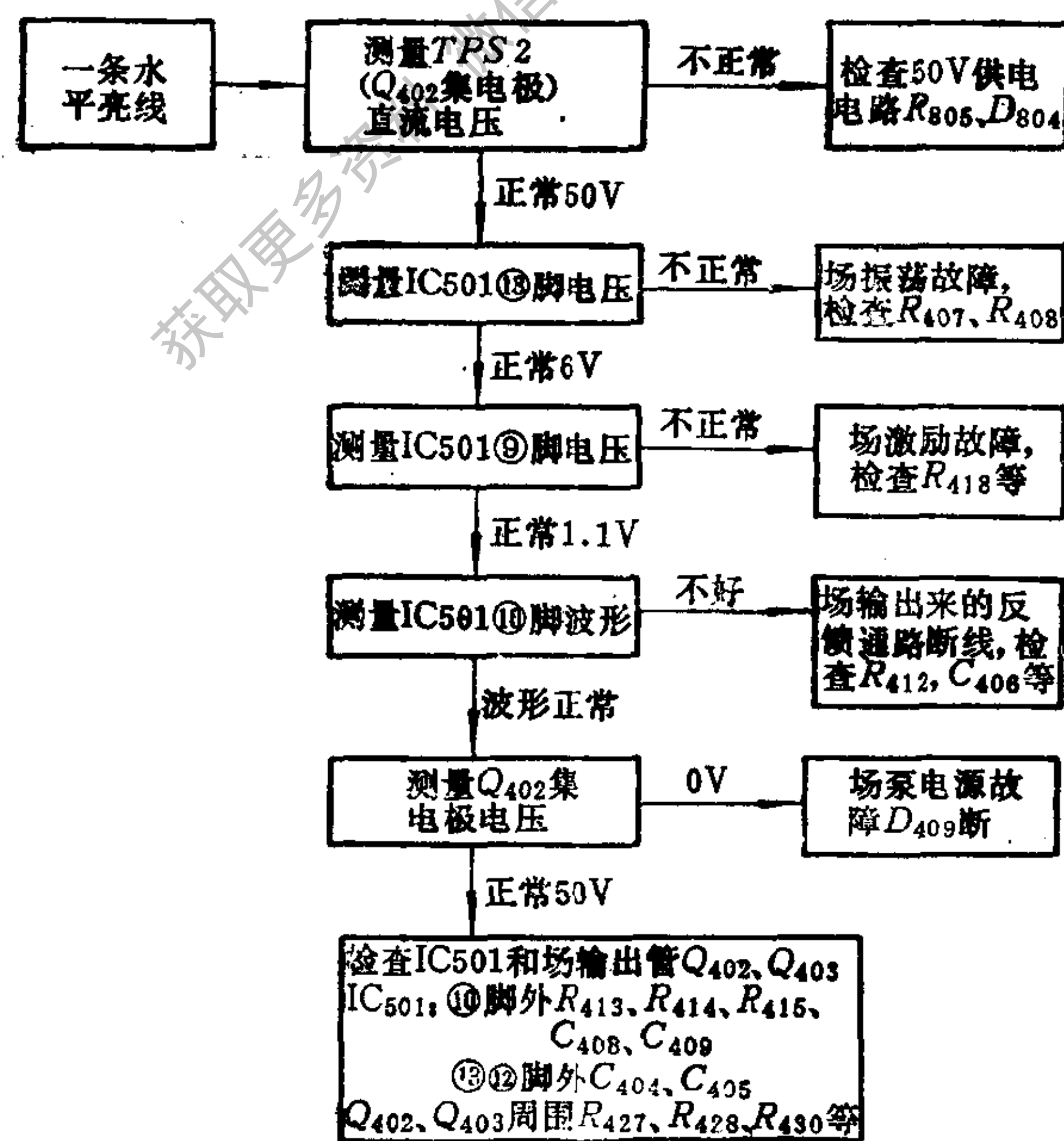


图5-76 一条水平亮线故障检修流程图

(三) 无光栅，行扫描电路故障

检查地点是行扫描电源和行扫描电路。

④脚外 C_{507} 、 C_{508} 影响行振荡工作，⑥脚送出激励信号， Q_{501} 是行推动级、 Q_{551}

是行输出级，由开关电源提供出113V直流电压， D_{808} 等为电源保护电路， Q_{552} 为+12V电子稳压器。检查顺序为断开保护电路来排除电源故障→行振荡→行激励→行输出→+12V，并检查保护电路等。检修流程示于图5-77中。

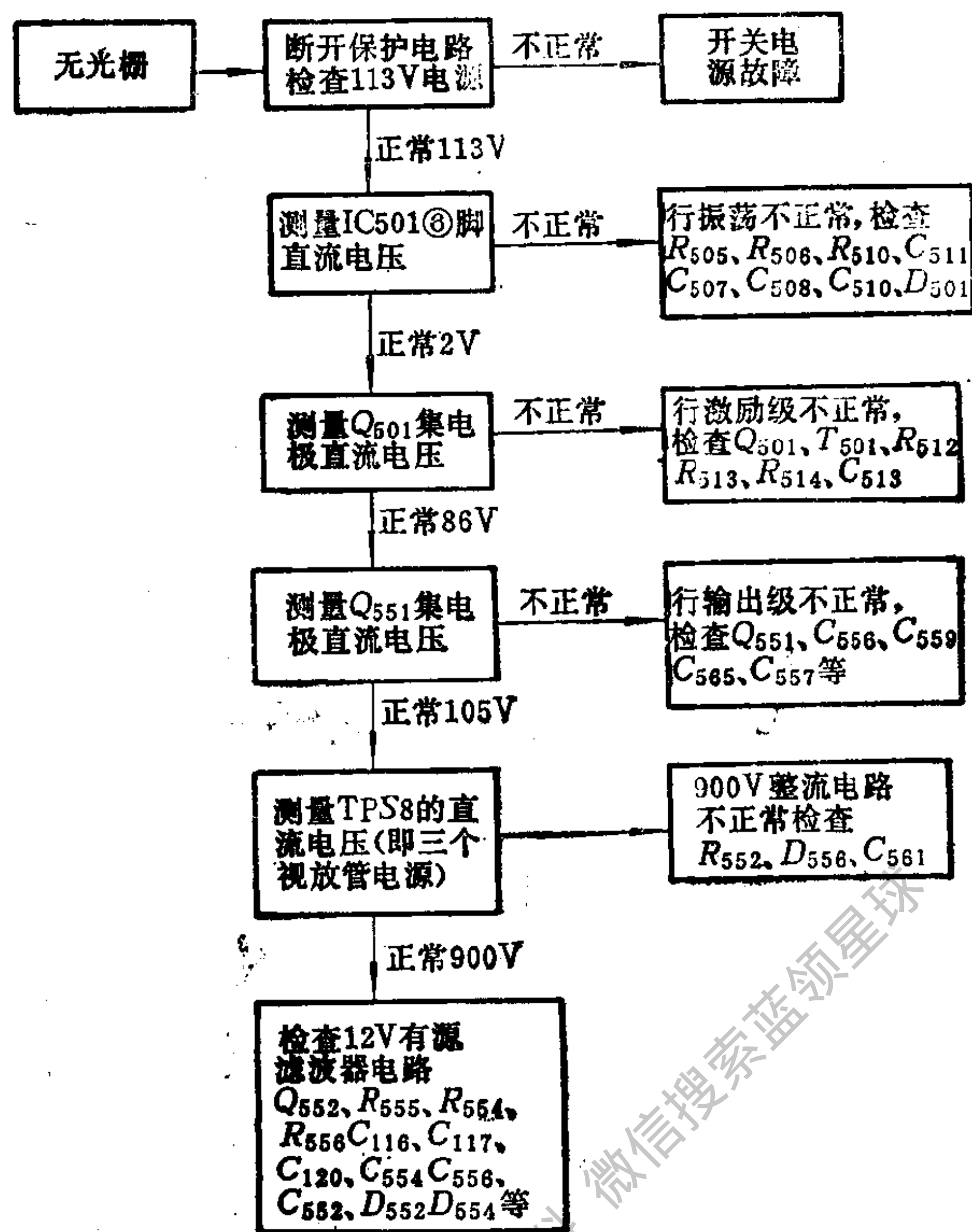


图5-77 无光栅行扫描故障检修流程图

第六章 彩色显象管及其附属电路

第一节 概 述

彩色显象管是彩色电视机中的终端部件，重现彩色图象的质量在很大程度上决定于彩色显象管的性能。

彩色显象管是一种阴极射线管，目前广泛使用的彩色显象管是由三基色荧光粉相嵌组成的复合式三色显象管。管内的三条电子束在三基色信号分别控制下将红、绿、蓝三幅基色图象同时显示在屏幕上。三基色图象的象素在屏幕上精密相间，几乎是重合的。由于人眼分辨力有限，感觉到的是三基色图象以空间混合形成的彩色图象。

七十年代之前广泛使用三枪三束荫罩式彩色显象管和单枪三束荫条式彩色显象管，它们显示彩色图象的性能均较好，但它们的会聚电路复杂，调整麻烦，使用不便。七十年代初期出现了自会聚彩色显象管，使彩色显象管的调整、安装工作与黑白显象管一样简便。近年来，自会聚彩色显象管在彩色电视机中已得到普遍应用。本章重点介绍这种彩色显象管。

需要指出，自会聚彩色显象管是在三枪三束和单枪三束两种彩色显象管的基础上发展起来的，所以，了解这两种彩色显象管的结构特点和工作原理，对于学习自会聚管的结构和工作原理是极有帮助的。本节先对这两种管子作一简单介绍，下节再详细讲述自会聚彩色显象管。

一、三枪三束荫罩式彩色显象管

(一) 结构和工作原理

图6-1为三枪三束荫罩式彩色显象管的结构简图。它有三支独立的电子枪，排列成鼎字形，如图6-2所示。在三基色信号的控制下，三支电子枪发出强度分别随三基色信号大小而变化的电子束。显象管的荧光屏上涂有三角一组、共上百万个能发红、绿、蓝三基色光的荧光粉小点，这些小点在每行中按R、G、B的顺序排列，而且上下行间的R、G、B位置相互错开，如图6-3所示。按正三角形形状相邻的每三个基色小点组成一个三色点组，对应于一个象素。荧光粉点极小，相距很近，当它们被电子轰击而发光时，对每个三色点组人眼看到的是三基色混合而成的一种颜色，在整个荧光屏上40万个左右的三色点组共同组成一幅彩色图象。

要正确的重现彩色图象，要求三条电子束只能各自轰击它所对应的荧光粉点，即红枪电子束只轰击红荧光粉点，绿枪电子束只轰击绿荧光粉点，蓝枪电子束只轰击蓝荧光粉点。为此，在距荧光屏后面约1厘米处安置了一个选色部件——荫罩板。荫罩板是厚度约为0.15mm的金属网板，网板上约有40万个小孔，每个小孔与荧光屏上的一个三色点组相对应。这些小孔称为定色孔或荫罩孔，一个定色孔也就对应于一个象素。

结构上，使三支电子枪的安装方位略向管轴倾斜，倾斜角度约 1° ，可使三条电子束

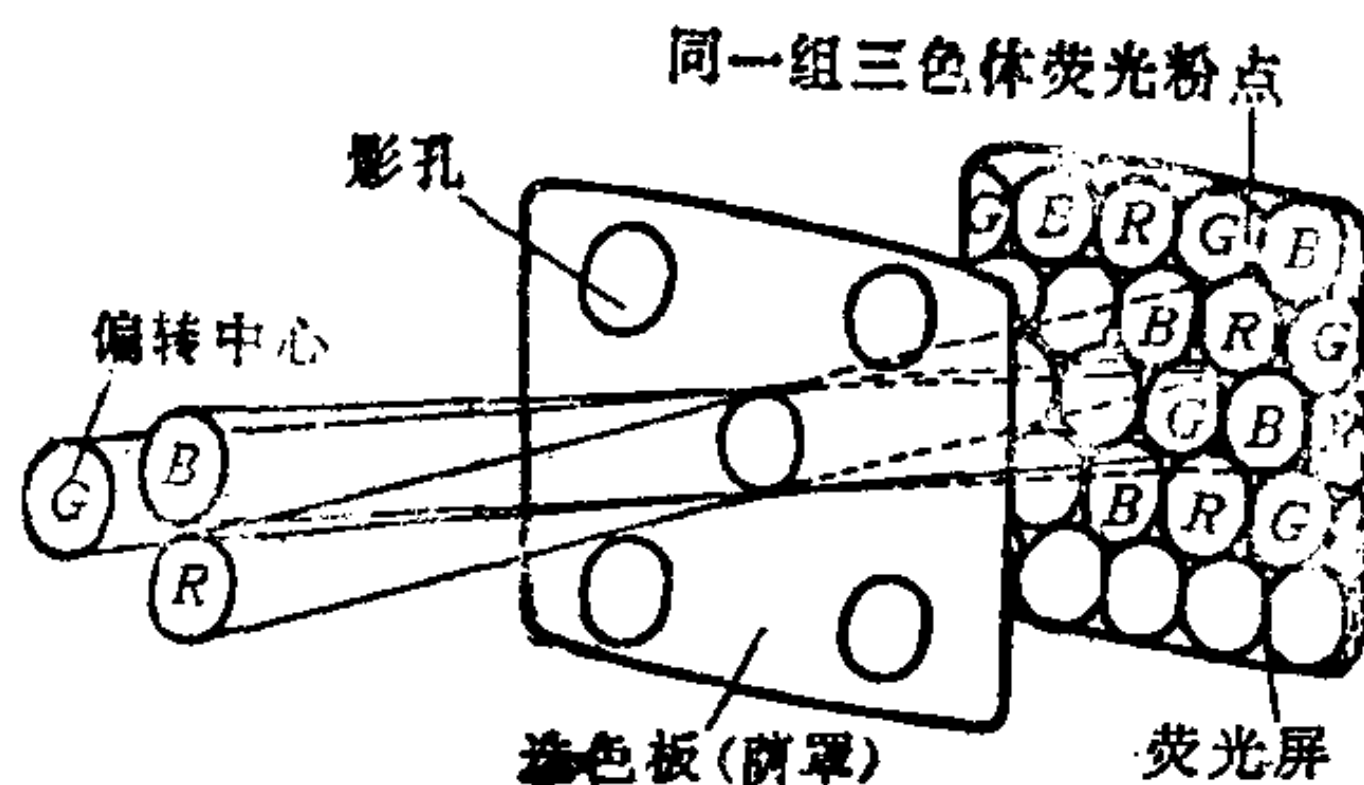
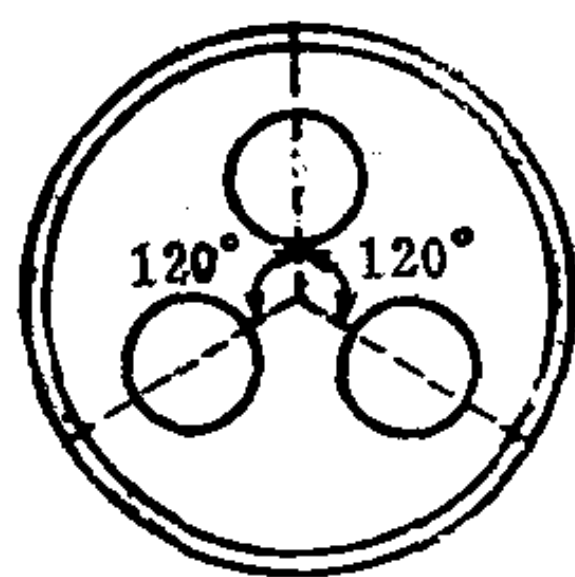
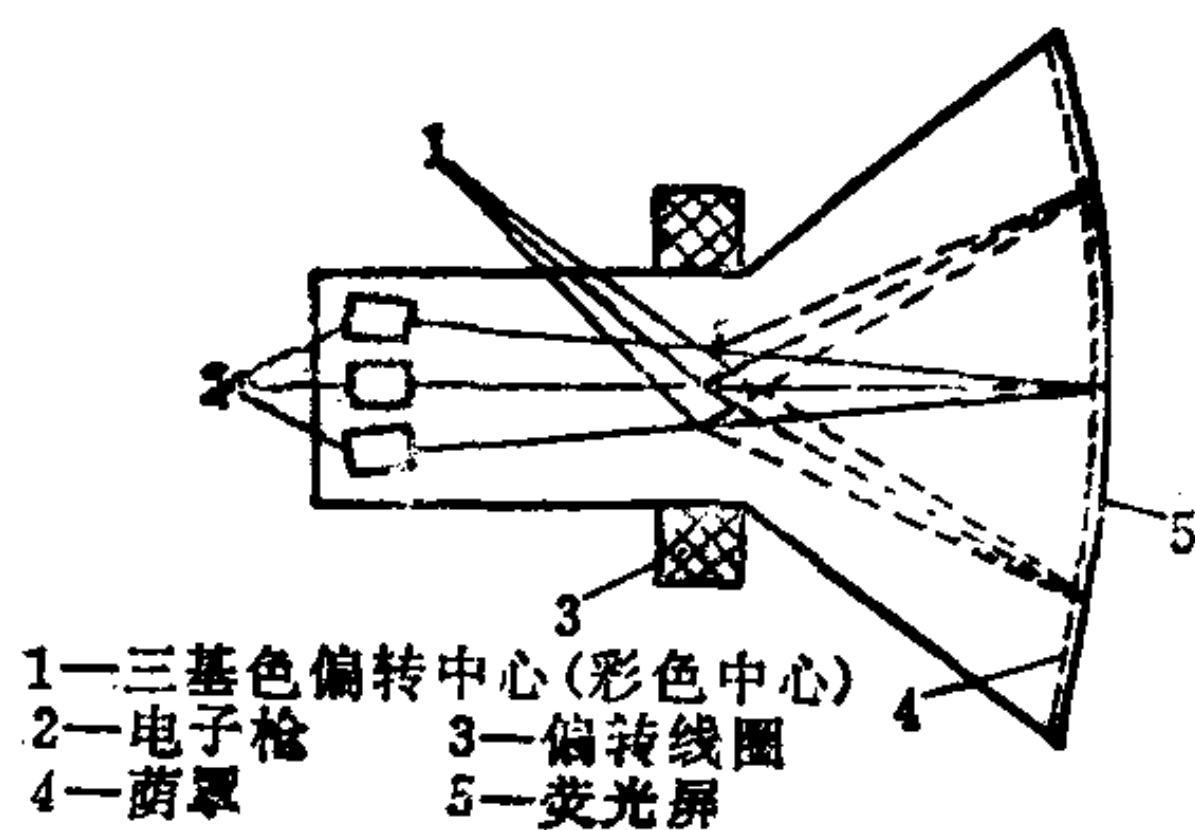


图6-1 三枪三束荫罩式彩色显象管结构简图

图6-2 三支电子枪位置配置

图6-3 荫罩板的作用

在偏转时总能正好会聚在荫罩板的一个个定色孔上。这样，三条电子束总是同时穿过某定色孔，各自准确地打在相应的荧光粉点上，如图6-3所示。实际上，每条电子束的截面积并不刚好等于定色孔的面积，而是要大得多，各电子束可同时覆盖几个定色孔，只要显象管安装、调整精确，通过几个定色孔的电子束仍是各轰击相应的荧光点，不会轰击其它基色荧光点。由此可知，每条电子束的电子总量中只有一部分穿过定色孔到达荧光屏，另一部分被荫罩板所吸收。而荫罩板的“透射率”是较低的，仅约15%~20%。这样会产生两个不良后果：1. 使轰击荧光屏的电子束电流减小，荧光屏亮度不够高。为保证达到一定亮度的要求，必须将显象管的加速阳极电压提高到25kV，电子束电流提高到1mA左右；2. 荫罩板吸收电子束中的一部分电子后，会发热变形，影响会聚，使显象管工作不稳定。

(二) 会聚误差及校正原理

由上面所述可知，要正确重现彩色图象，三条电子束必须会聚在同一荫罩孔上，分别轰击相应的荧光粉点，这一性能称为会聚。在无偏转的情况下的这种性能称为静会聚，在偏转过程中的这种性能称为动会聚。

静会聚就是在图象中心部分的会聚。设计彩色显象管结构时是保证了中心部分的会聚的，但电子枪安装的位置误差会引起静会聚误差。对此，可以利用与时间无关的静电场或静磁场对电子束进行定量移位来进行校正。在各类彩色显象管中，一般利用安置在管颈上、位于电子枪附近的几块永久磁铁，由它们产生的磁场来校正静会聚误差。通过调节永久磁铁的方位，改变它们所形成磁场的大小和方向，可达到静会聚良好。

静会聚调好后，三条电子束在荧光屏中心部分已能会聚于一个个荫罩孔上。但当电子束上下、左右偏转时，由于荧光屏的曲率半径比偏转中心到屏面中心的距离大如(图6-4)所示，因而随着电子束的偏转，三条电子束将在未到达荫罩板前会聚。偏转角越大时，处在图中偏转球面上的会聚点离荫罩板也越远。结果，偏转后三条电子束将会通过不同的荫罩孔轰击荧光粉点，不能使同三色点组的荧光点发光，使三基色图象不能很好重合，造成套色不准的现象。

另外，三枪三束管的三条电子束是按品字形排列的，蓝束在上边中间，红、绿束在下边左、右两侧，它们与矩形荧光屏的相对位置不同，这种差异也会引起会聚误差。

如果不进行动会聚误差校正，三枪三束管的三个基色光栅将如图6-5所示。为了看得清楚和便于分析，图中是将基色光栅的误差夸张了。从图中可见，三条电子束形成的基

色光栅形状不同，光栅形状与电子束的位置有关。蓝束在上方，光栅形状左右是对称的，但上下不对称，上小下大。红、绿光栅则是上下、左右均不对称，红光栅上大下小，左小右大，绿光栅是上大下小，左大右小。红、绿光栅形状相互间左右镜象对称。这种三基色光栅形状的不同，表明了三条电子束偏转时动态会聚误差的情况。

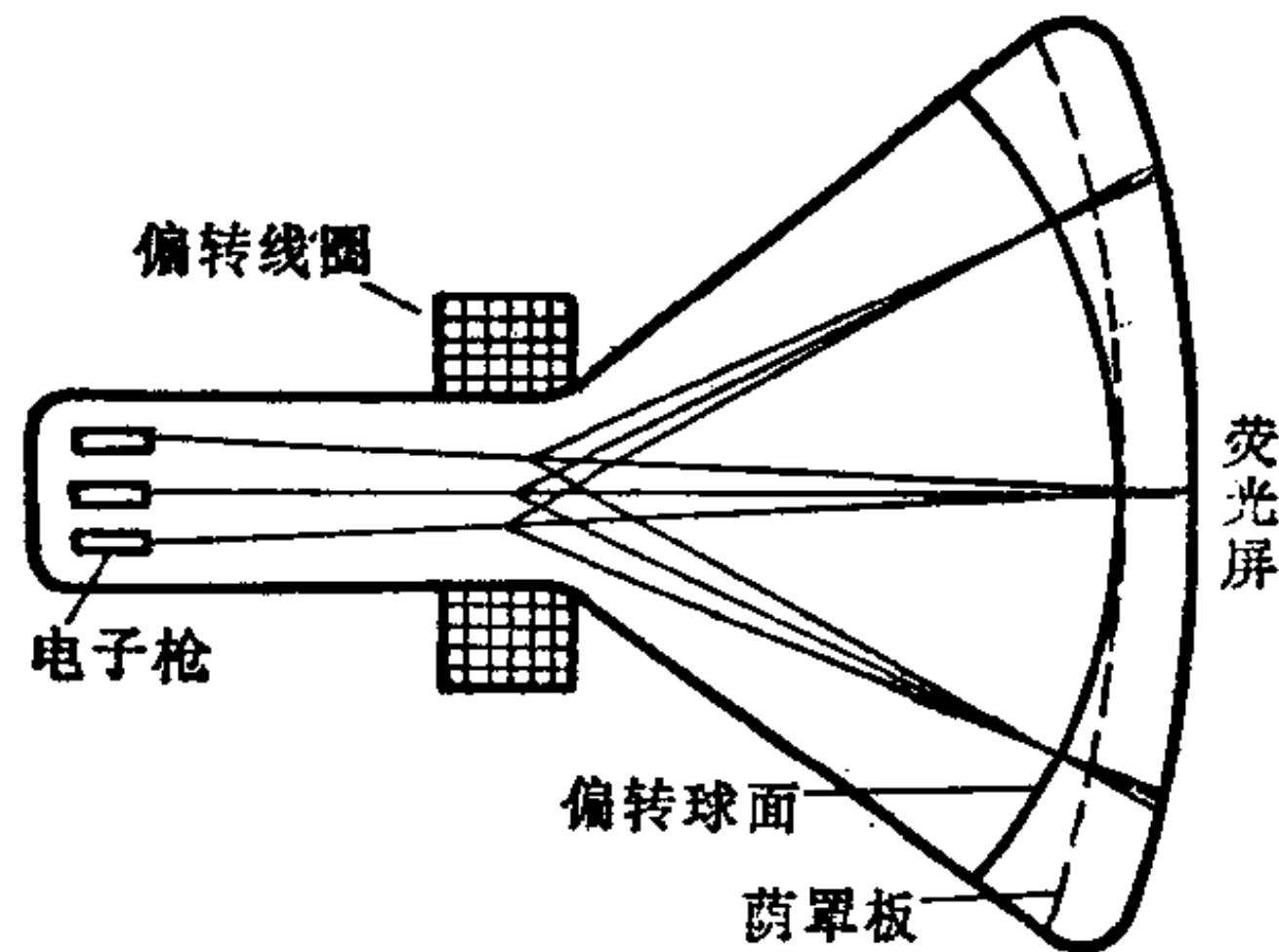


图6-4 动态会聚误差示意图

动态会聚误差的校正是利用一定波形的行频和场频电流在线圈中产生的动态磁场，使电子束产生一定的附加动态移位来实现的。水平方向的动态会聚误差用行频会聚电流校正，垂直方向的动态会聚误差用场频会聚电流校正。根据上面对动态会聚误差的分析可知，进行动态会聚误差校正时，使三条电子束动态移位的校正电流波形是不同的。

图6-6绘出了红、绿、蓝三条电子束水平会聚电流波形。蓝束在水平方向上位于中间位置，光栅形状左右是对称，离中心越远偏离越大，故校正电流应为左右对称的行频抛物波。红束在水平方向上偏向左侧，光栅形状左右不对称，左小右大，所以校正电流也是左小右大的倾斜抛物波。同理，绿束的校正电流也应是倾斜抛物波，但其倾斜方向与红束相反，如图6-6中所示。倾斜抛物波电流是用锯齿电流和抛物电流相加得到的，两者大小比例不同，倾斜情况也就不同。

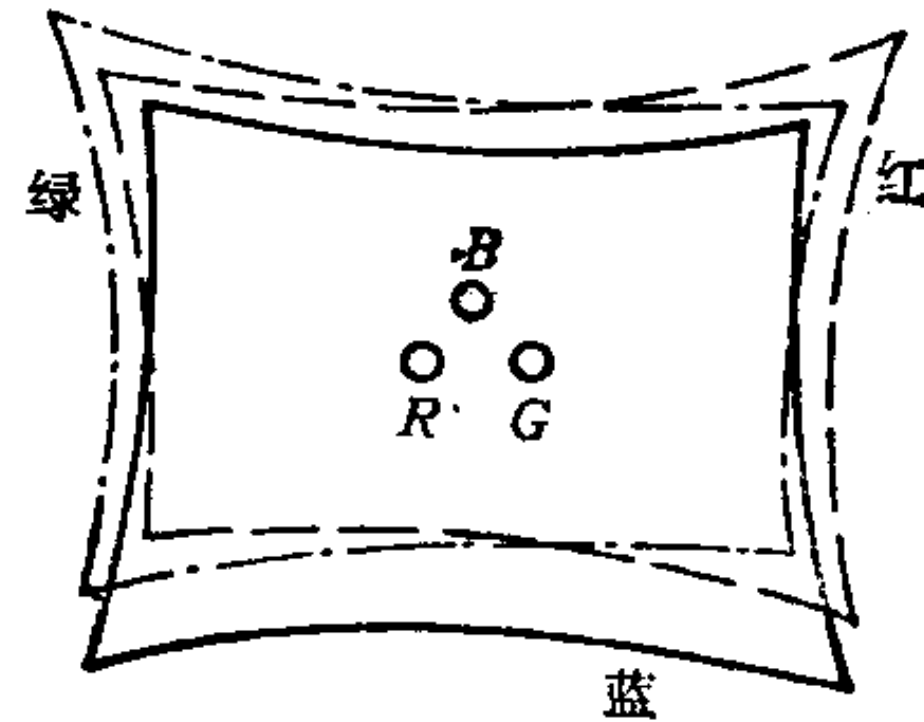


图6-5 三枪三束管三基色光栅形状

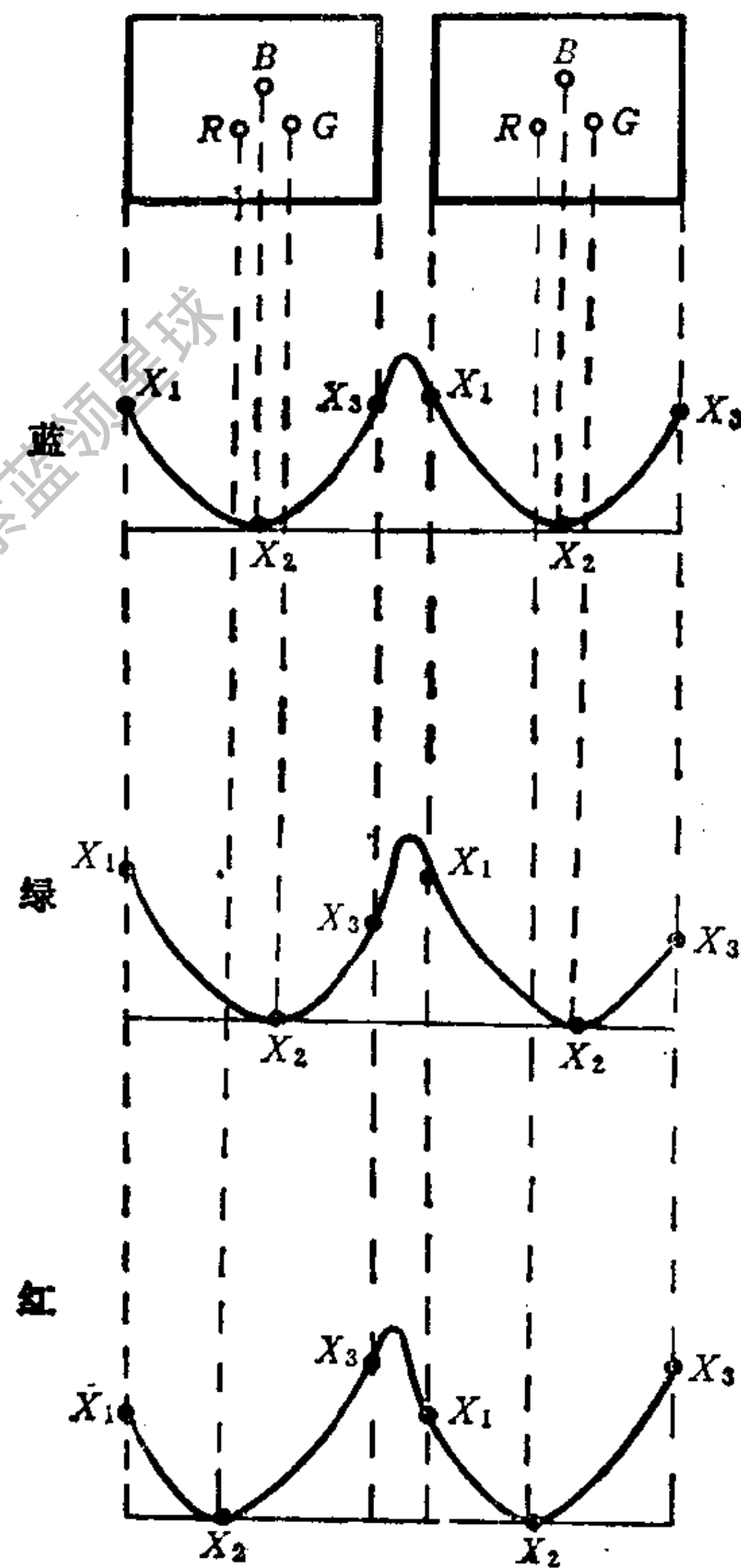


图6-6 红、绿、蓝水平会聚电流波形

图6-7绘出了红、绿、蓝三条电子束垂直会聚电流波形。垂直方向上蓝束在中心点上方，红、绿束在中心点下方的同一垂直位置上。三条电子束相对于荧光屏的垂直方向均不对称，故它们垂直会聚误差校正电流均为倾斜抛物波。红、绿束校正电流波形是一样的，蓝束校正电流波形与红、绿束上下镜象对称，如图6-7所示。

由上面的分析可看出，三枪三束管需要较多的动态会聚电流形成电路，而且会聚调整时需分别调整三条电子束校正电流的幅度和倾斜度（锯齿电流和抛物电流的比例），故调整旋钮多，调整复杂。三枪三束管会聚电路的复杂性给生产和维修带来了很大不便，

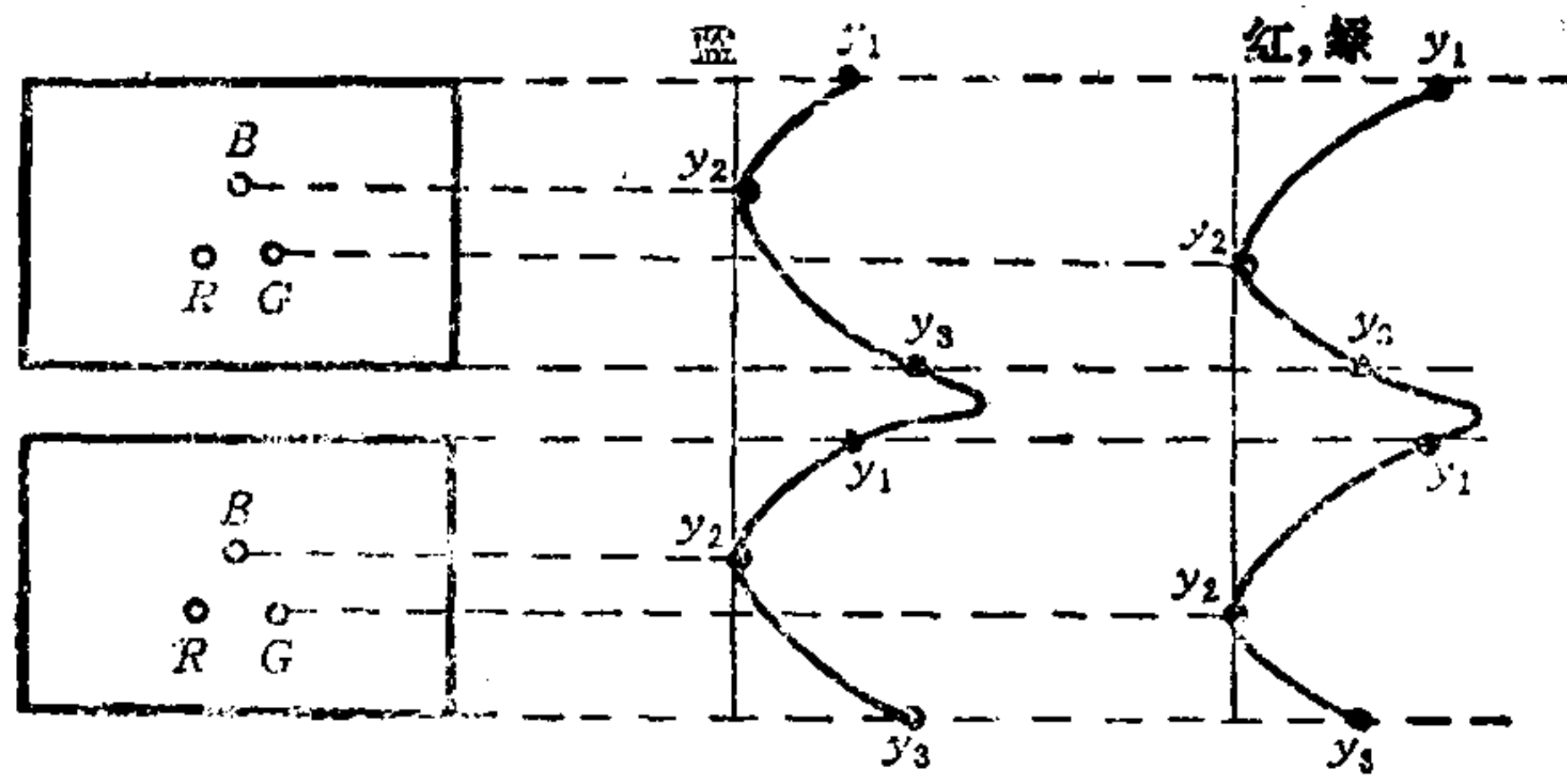


图6-7 红、绿、蓝垂直会聚电流波形

这是这种管子主要缺点。此外，由于三支电子枪封装在一个管颈内，管颈较粗，故需要较大的偏转功率。再则，荫罩板的“透射率”较低，易吸收电子束电子而发热变形，影响亮度和会聚，工作欠稳定。

针对三枪三束的缺点，人们研制出了单枪三束彩色显象管。

二、单枪三束彩色显象管

单枪三束显象管中用同一支电子枪发射三条电子束，电子枪的结构是静电聚焦的四极式枪，它具有三个独立的、按直线排列的阳极和栅极，其它各电极则是三条电子束公用的，其结构示意图如图6-8所示。

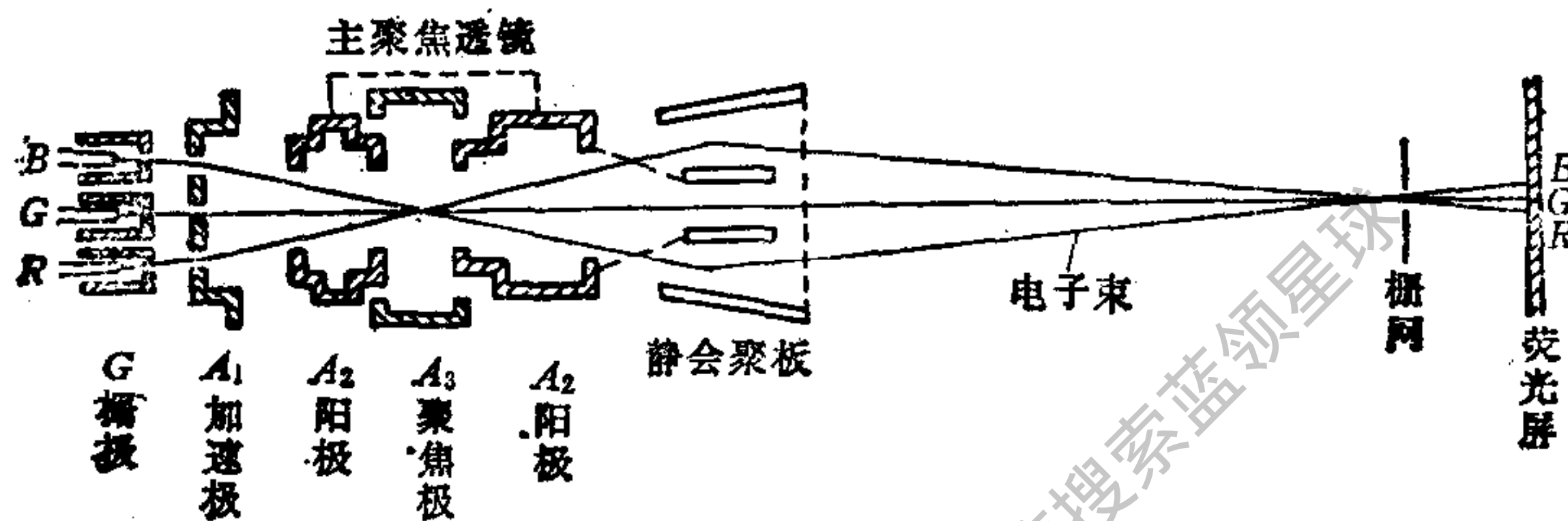


图6-8 单枪三束彩色显象管结构示意图

单枪三束管的荧光屏上也涂敷着红、绿、蓝三种荧光粉，它们是垂直条状排列的。离荧光屏1cm处有一片金属网板，称作荫栅板。荫栅板的作用也是使三条电子束只能轰击各自所属的荧光粉条，发出相应的三基色光，实现彩色图象的重现。

图6-8中示出了三条电子束射向荧光屏的路径，由三个阴极发射的三条电子束先在主聚焦透镜的焦点平面处相交，然后分别射向静会聚板。静会聚板共有四块，中间两块加有与第二阳极一样的高压，外面两块的电位较第二阳极电位低约1kV（可调）。中间绿束位于管子的轴线上，穿过静会聚板的中间两块，由于它们等电位，所以绿束仍作直线运动。红、蓝两电子束穿过有电位差的静会聚板之间，由于中间板比两侧的电位高，所以电子束向中间折射。三条电子束在荫栅板的隙缝处会聚后又散开，分别射向荧光屏上相应的荧光粉条。

单枪三束管的三个阴极水平排列，并且绿束位于管轴上，所以绿束基色光栅不需要会聚校正。红、蓝电子束沿水平方向位于绿束两侧，相对于绿束只有水平位置差异，故只需要进行水平会聚校正。因此，这种管子的动会聚电路及调整均较简单。

由于单枪三束管只有一个电子枪，所以，对于相同管颈来说，单枪管的电子枪直径是三枪管电子枪直径的2.2倍。单枪管电子透镜的有效直径比三枪管大，故单枪管电子束聚焦质量好。这样，单枪管的电子束密度也较大。同时，单枪三束管用条状栅网选色，其“透射率”约为30%，比荫罩板高，所以单枪三束管可以提高重现图象的亮度。

以上分析说明，单枪三束管比荫罩管有不少优点，但单枪三束管也有一些缺点。例如条状栅网机械强度差，易振动，影响图象质量的稳定性。受机械强度限制，栅网的隙缝数目难以做得很多，故水平分辨力不是很高。单枪三束管的屏面为圆柱面形，与三枪三束管的球面形相比，画面形状欠自然。另外，尽管单枪三束管的动会聚电路及调整比荫罩管简单得多，但在会聚调整中仍需花费相当时间，对于大规模生产来说，仍然十分不利。1970年世界上成功地制成了第一只与偏转线圈紧密配套，能实现自动会聚的彩色显象管，为彩色显象管技术开辟了新的道路。目前，这种显象管已得到了广泛的应用。

第二节 自会聚彩色显象管

自会聚管只需配上一个精密环形偏转线圈，几乎不再需要作动会聚误差校正，就能使三条电子束在整个荧光屏范围内具有良好的会聚，使彩色显象的安装、调整工作几乎同黑白显象管一样简便。近年来，自会聚管发展迅速，品种很多，但其基本结构和工作原理大致相同。

一、自会聚管的构造特点

(一) 精密一字形排列电子枪

自会聚管的电子枪是三枪一体化结构，电子枪除了有三个独立阴极，以便分别输入三基色信号和进行白平衡调整外，其它各电极都是采用公共引线，图6-9为自会聚管电子枪结构图。三个独立阴极排列成一字形，彼此间距离很小，因而会聚误差小。栅极为单片三孔栅极，使束与束之间的距离只取决于所用模具的精度，而不受装架工艺的影响，因而三条电子束的定位很精确。

在电子枪顶部，装有四个磁环，如图6-10所示，其中两个磁环位于两个边束的阳极孔上，并与阳极孔同心，起磁分路作用，使两个边束形成的光栅尺寸减小，称为磁分路器。另外两个磁环位于中心束的上下方，起增强磁场的作用，使中心束光栅尺寸增大，称为磁增强器。四个磁环总的的作用是使红、绿、蓝三个基色光栅重合。

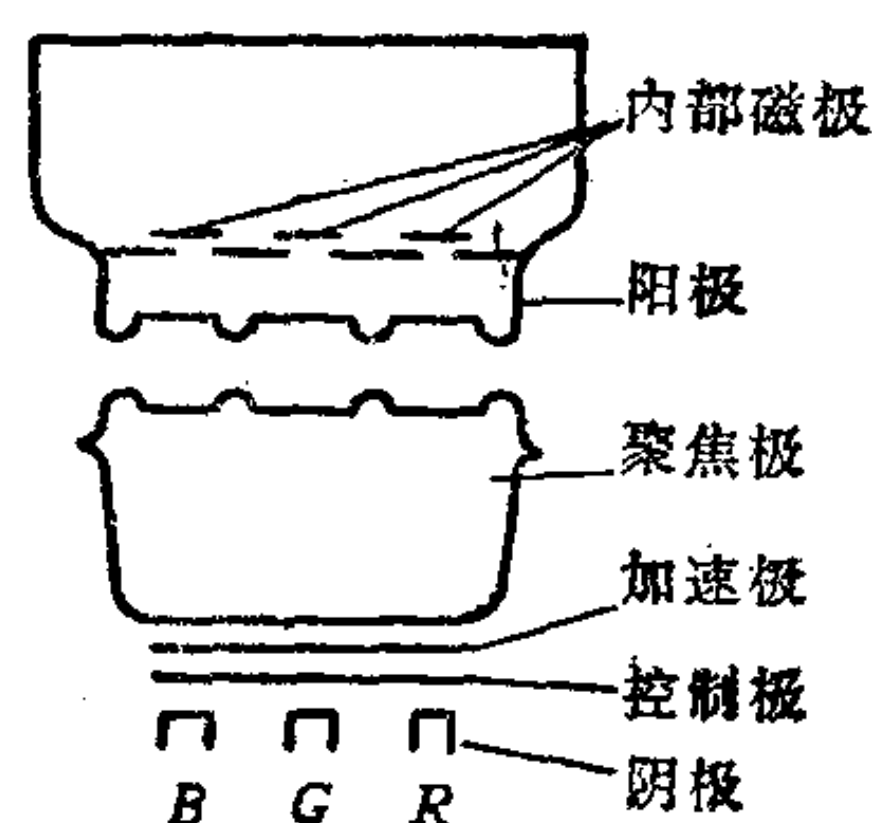


图6-9 自会聚管电子枪结构图

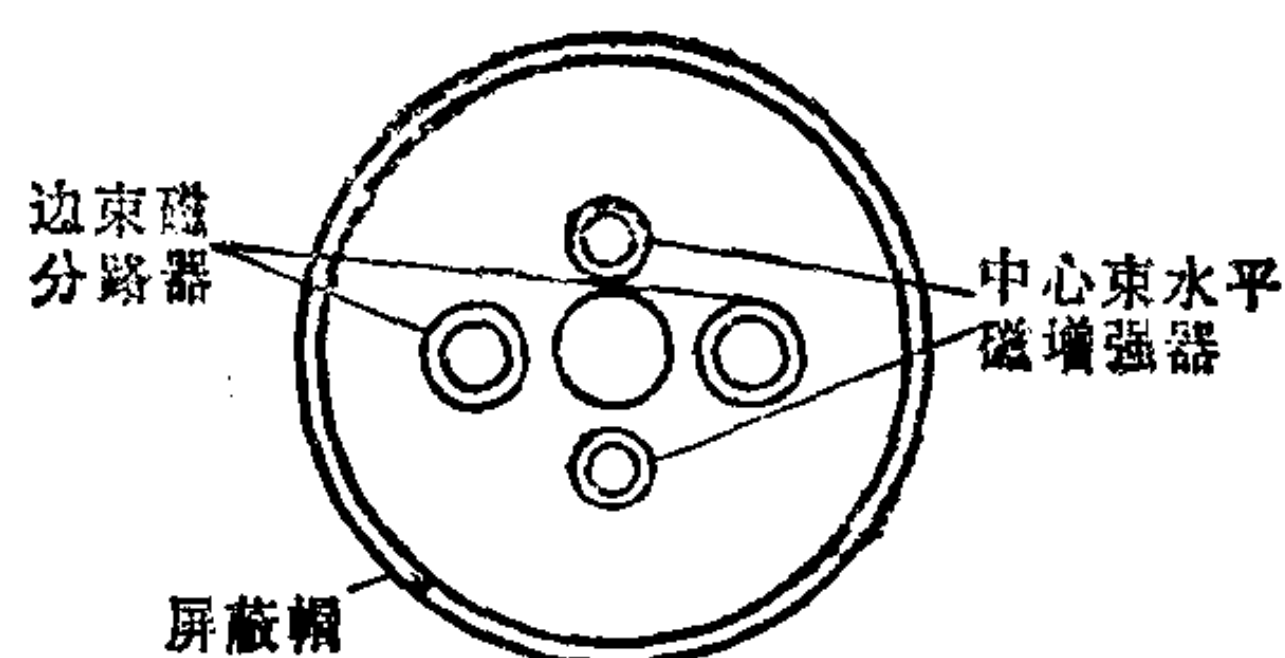


图6-10 磁增强器和磁分路器

(二) 开槽荫罩和条状荧光屏

自会聚管的选色板采用开槽式荫罩或称荫槽板，如图6-11(a)所示。与之相对应的荧光粉排列成如图6-11(b)所示的条状形式。这样，既保持了单枪三束管条状荧光屏制造较容易的优点，又克服了条状栅网机械强度较差的缺点。

条状形式的荧光屏可以采用黑底管技术，即在荧光粉条以外部分涂上石墨，使其不

会反射杂散光，从而提高图象的对比度。由于石墨层不反射杂散光并能吸收杂散电子，因而可选用透光率高的玻璃屏，并可应用较大的荫槽孔，这就使图象亮度显著提高。

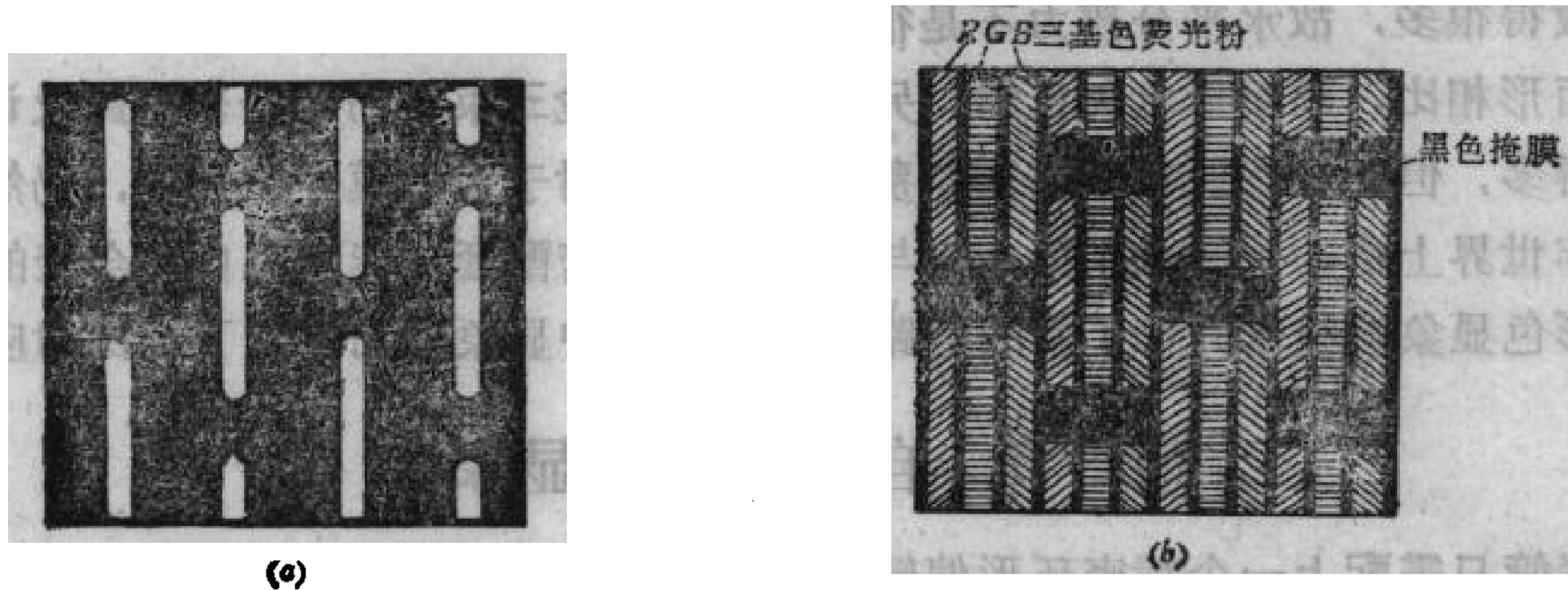


图6-11 开槽荫罩和条状荧光屏

(三) 动会聚校正型偏转线圈

自会聚管采用的是特制的环形精密偏转线圈，从结构上能产生出三条电子束动会聚所需的会聚磁场，使三条电子束在整个荧光屏上自动会聚，故这种偏转线圈称为动会聚自校正型偏转线圈。这种线圈一般是低阻抗的，圈数少，体积小。水平和垂直两对偏转线圈绕在预先刻槽的环形塑料骨架的沟槽内，骨架与磁芯胶接在一起。所以，磁场分布十分精确。在生产时，根据显象管会聚要求，将线圈形状、匝数精密设计好，绕成后将它固定在管颈上，与显象管组成一个整体，配套供应，以后使用时一般不需要再作会聚等调整。

二、自会聚管的自会聚原理

在均匀偏转磁场中，一字形排列管的三条电子束如果满足在荧光屏中心部分的会聚，则偏转后，在左右边缘出现与电子枪排列顺序相反的失会聚基色光栅，离屏中心愈远，失会聚愈严重，如图6-12(a)、(b)所示。为了克服这种动会聚误差，可以采用非均匀偏转磁场进行校正。经过计算和实验知道，垂直偏转磁场应为桶形分布，水平偏转磁场应为枕形分布。

(一) 垂直偏转桶形磁场的作用

图6-13示出了垂直偏转桶形磁场的会聚校正作用。桶形磁场除了有使电子束作垂直偏转所需的水平主磁场分量外，还有一定的垂直附加磁场分量，可使电子束产生附加的水平方向偏移。

设电子束方向是由纸面向外射出的，因而水平主磁场方向向左时电子束向上偏转，向右时电子束向下偏转。图6-13(a)表示电子束向上偏转时的情况。桶形磁场的水平分量使三条电子束向上偏转，而桶形磁场的垂直分量在蓝束、红束位置上方向相反，在绿束位置上为零，故附加地使蓝束向左偏移，红束向右偏移，绿束无水平方向附加偏移。结果，使红、蓝束向绿束靠拢。三条电子束垂直方向偏转距离愈大时，垂直偏转桶形磁场的垂直分量也愈强，对红、蓝束附加的偏移量也愈大。这样使图6-12(b)所示的上半部分动会聚误差得到校正。

图6-13(b)表示电子束向下偏转时的情况。桶形磁场的水平分量与图6-13(a)中相反，它使三条电子束向下偏转。然而，在蓝束、红束位置上桶形磁场的垂直分量方向不

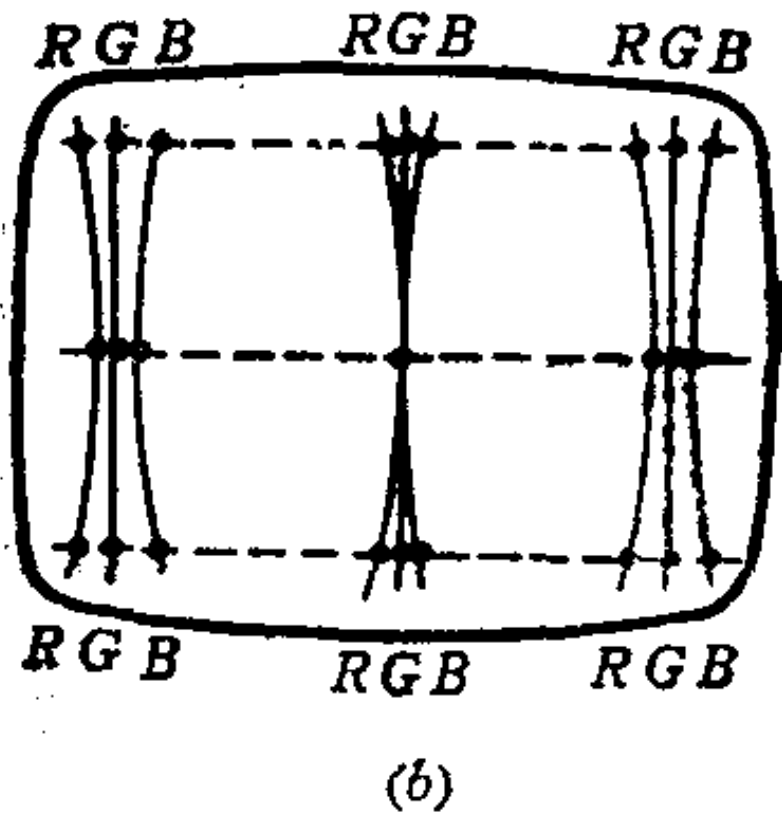
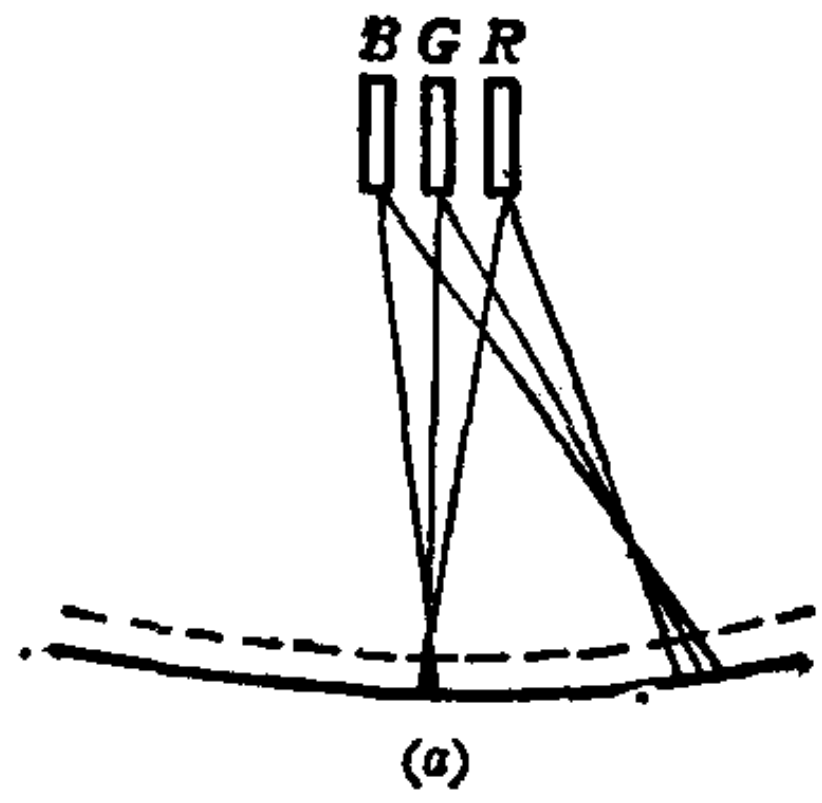


图6-12 一字形排列电子枪的三基色光栅的失会聚情况

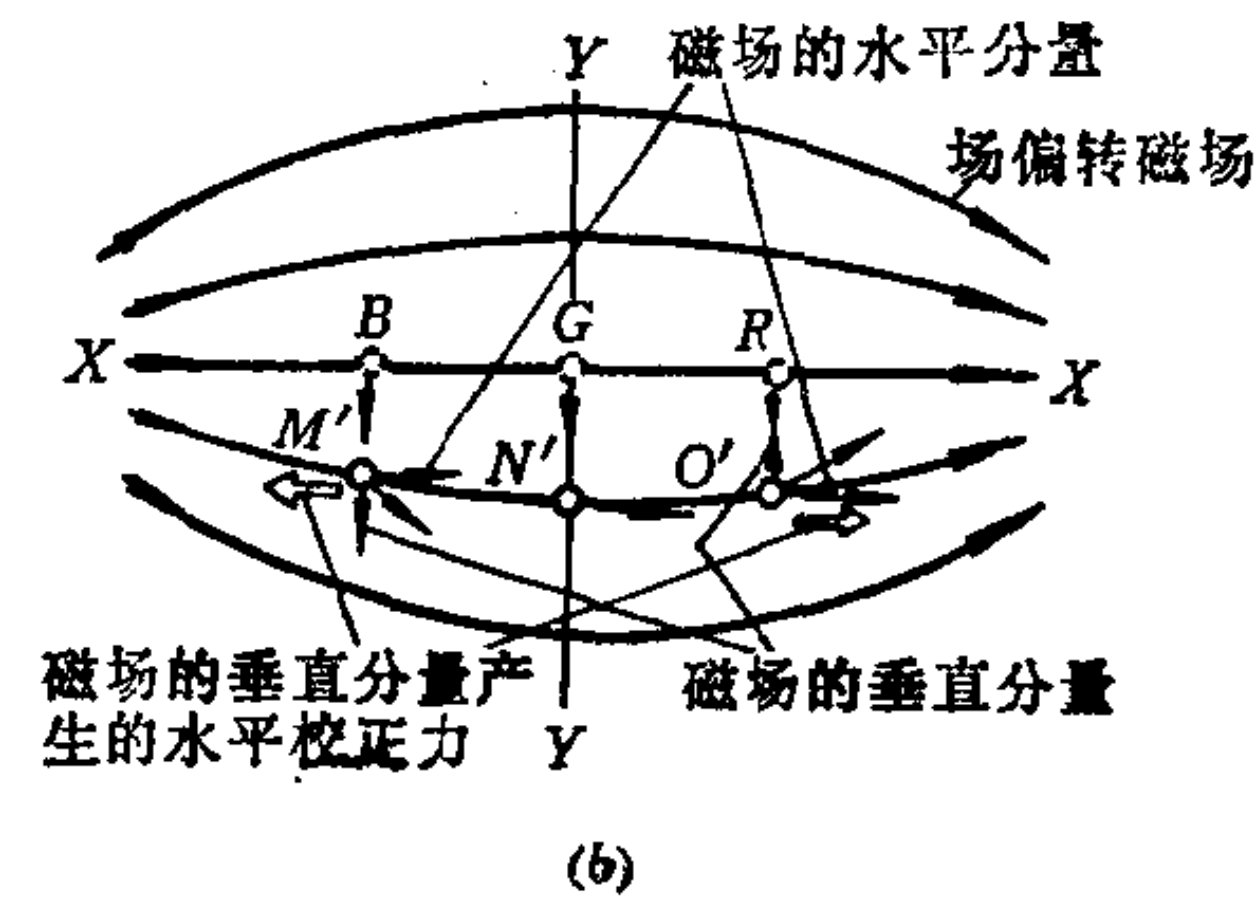
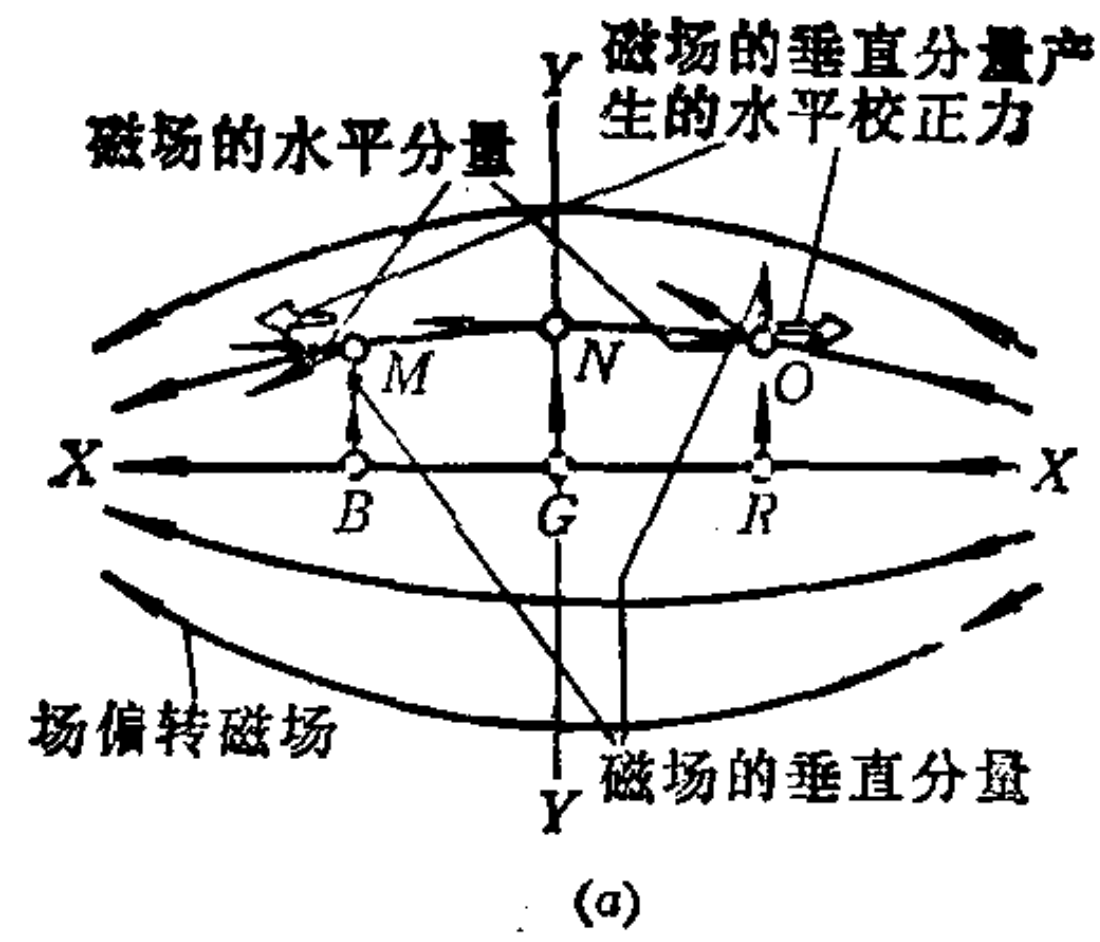


图6-13 垂直偏转桶形磁场的会聚校正作用

变，仍使蓝束附加向左偏移，使红束附加向右偏移，偏移量也随偏转距离的增加而增大，因而使光栅下半部分的动会聚误差得到校正。

当垂直偏转磁场的桶形分布情况设计得合适时，可使两边束在荧光屏垂直方向上显示的曲线〔见图6-12 (b)〕校正为直线。由于磁场的桶形分布，左右两个边束处的磁场强度比中束处的强，使得垂直偏转时，绿束偏转幅度比红、蓝束稍小些。在垂直偏转桶形磁场作用下，得到的光栅情况如图6-14所示。

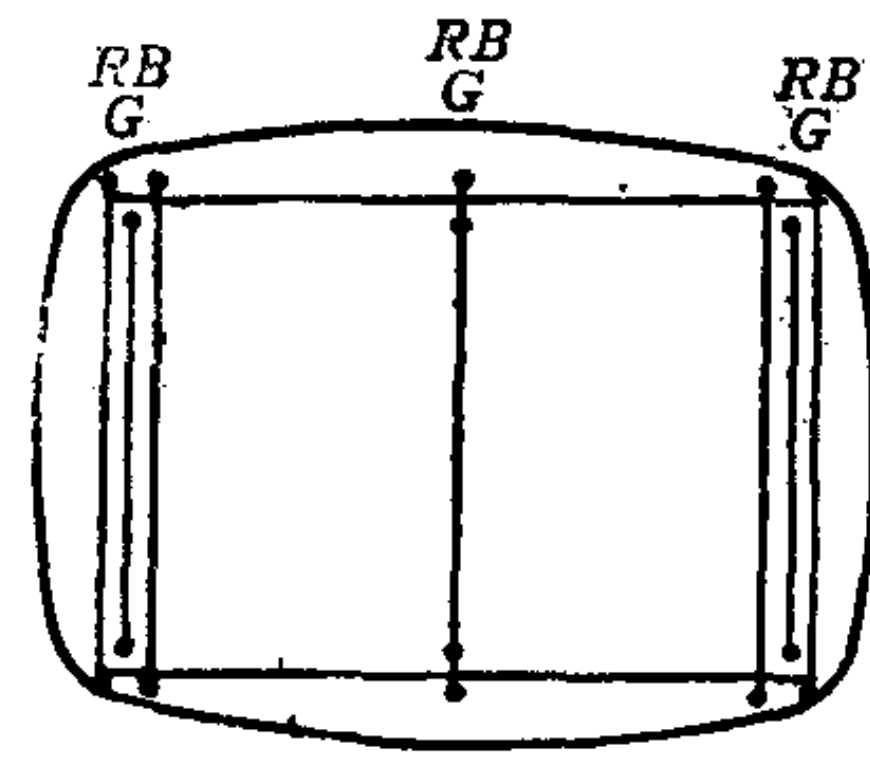


图6-14 垂直偏转桶形磁场动会聚校正后的光栅

(二) 水平偏转枕形磁场的作用

图6-15示出了水平偏转枕形磁场的会聚校正作用

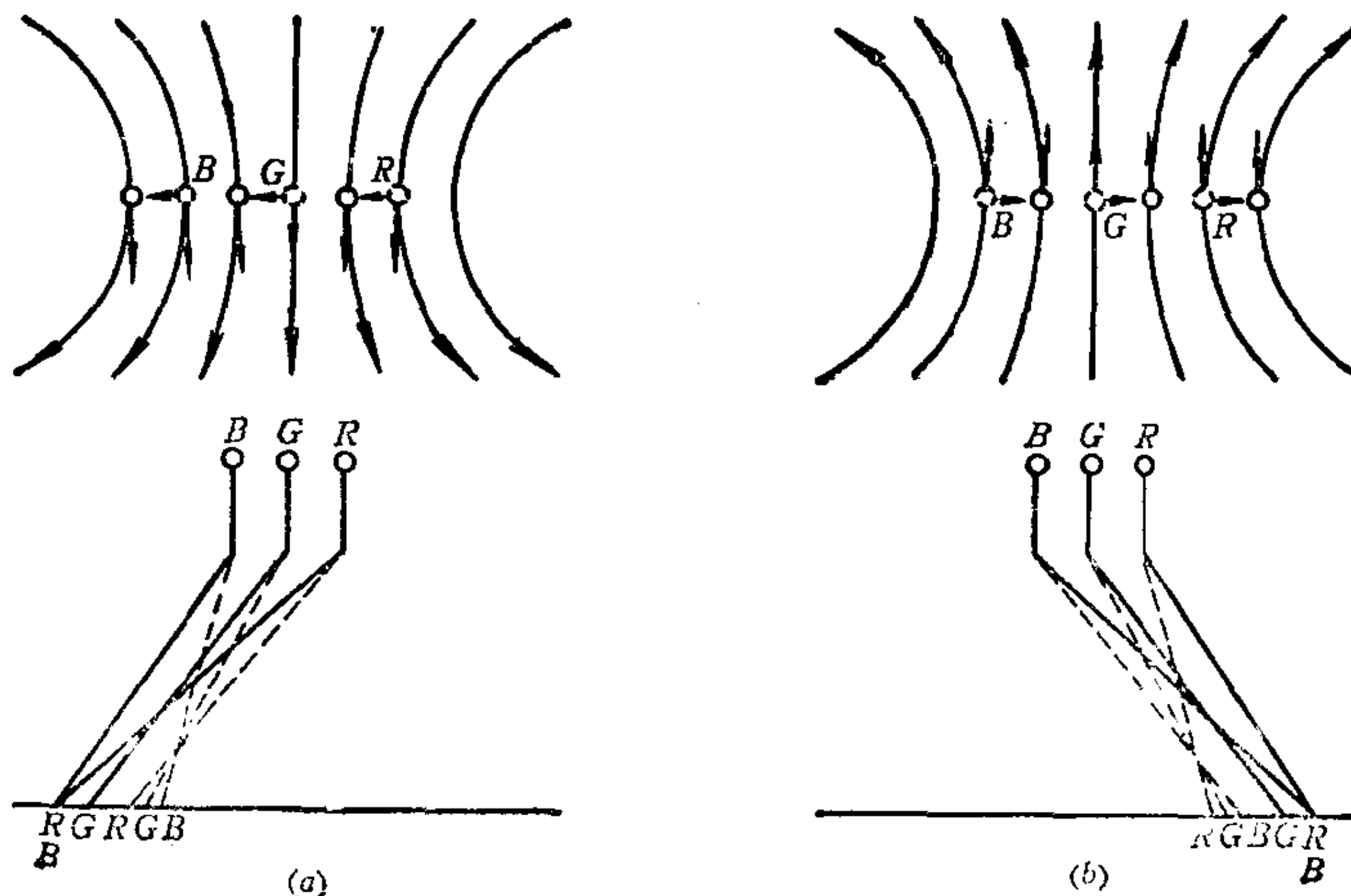


图6-15 水平偏转枕形磁场的会聚校正作用

用。枕形磁场中两边束处的磁场也比中间的强。图(a)、(b)中的虚线表示在水平偏转均匀磁场作用下产生的偏转和失会聚情况。红束、蓝束在左、右偏转时，偏离绿束的方向相反。

图6-15 (a)中实线表示枕形磁场时电子束向左半边水平偏转时的情况。这时水平偏转主磁场方向是向下的。蓝束通过较强的主磁场，因而受到较大的偏转，红束向左偏转时经过中间稍弱的磁场受到较小的偏转，绿束位于中间最弱的磁场中，偏转量最小。可见，红、蓝束在枕形磁场中水平偏转情况与均匀磁场中的正好相反。因此，它可使红、蓝束光栅靠近。图6-15 (b)表示电子束在右半边水平偏转的情况。这时红束通过较强的磁场，受到较大的偏转，而蓝束向右偏转时通过中间的弱磁场区，受到较小的偏转，绿束还是处于中间最弱的磁场中，偏转量最小。可见，在向右偏转过程中，红、蓝束在枕形磁场中的偏转情况与均匀磁场中的也相反，同样地使红、蓝束光栅靠近。因此，只要磁场的枕形分布设计得合适，可以实现红、蓝光栅重合，但绿色光栅较小。

结果，在垂直和水平偏转的非均匀磁场综合作用下，对图6-12 (b)的失会聚光栅可校正成红、蓝光栅重合并与绿光栅平行，但绿光栅比红、蓝光栅小些，如图6-16所示。这个剩余的光栅尺寸误差，可用管子内部的磁增强器和磁分路器进行校正。

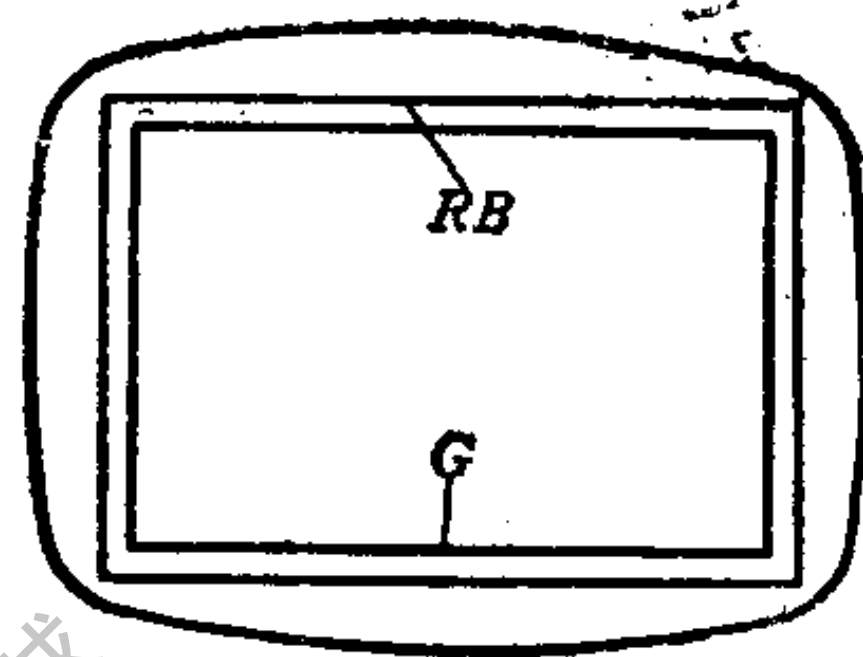


图6-16 水平和垂直非均匀磁场
动会聚校正后的光栅

(三) 磁增强器和磁分路器

为了扩大中束光栅而缩小两边束光栅，使三束光栅完全重合，在自会聚管内部设置了中束磁增强器和边束磁分路器，磁极安排见图6-10。由于管颈上的偏转线圈后方总有一些漏磁存在，故电子枪内的磁增强器和磁分路器就设置在这个位置上。

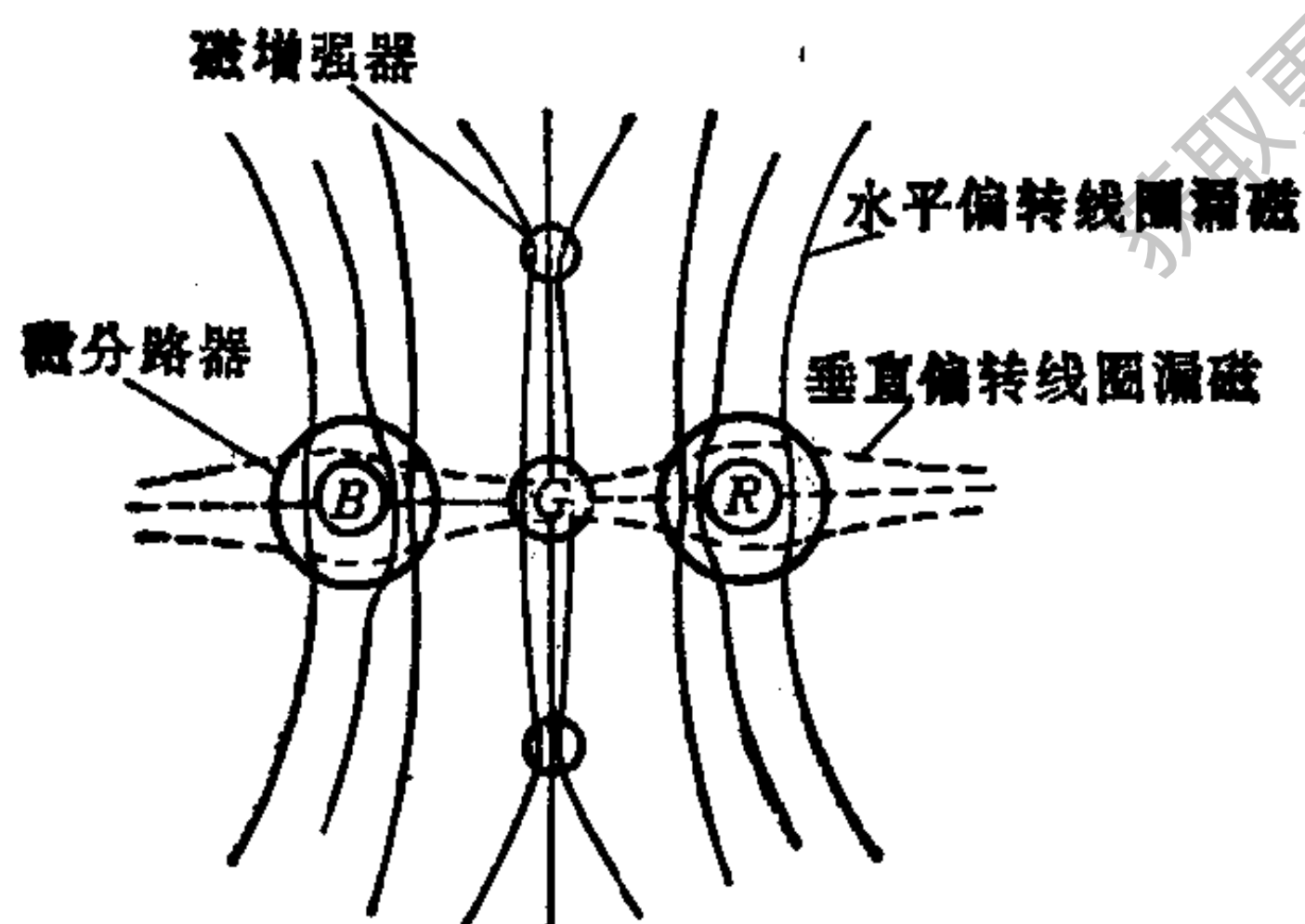


图6-17 磁增强器和磁分路器的作用
大，补偿了中束光栅和两边束光栅的尺寸差别，使绿光栅和红、蓝光栅完全重合，实现了自会聚。

当垂直和水平偏转漏磁场穿过内部磁极时，其磁场分布如图6-17所示。在红、蓝电子束周围因有磁分路器，磁力线被旁路一些，减小了两边束的偏转量，而绿束因有上、下磁增强器，使纵向磁场向绿束集中，加强了纵向磁场。同时，由于左、右磁分路器的作用，使绿束的横向磁场也得到增强。所以，绿束的水平偏转量和垂直偏转量相对于两边的红、蓝束都大，补偿了中束光栅和两边束光栅的尺寸差别，使绿光栅和红、蓝光栅完全重合，实现了自会聚。

三、偏转线圈的调整

在自会聚管中，利用了严格轴对称的垂直偏转桶形磁场和水平偏转枕形磁场来实现自会聚。但是，这是假设电子枪中心与偏转线圈磁场中心完全重合的。如果偏转线圈安装位置发生偏移，使两者的中心不重合，则会严重影响会聚质量。

当偏转线圈中心偏上或偏下时，左右两个边束形成的光栅相互反向旋转，使三基色光栅不重合，引起的失会聚如图6-18(a)、(b)所示。图(a)是偏转线圈中心偏下时的失

会聚情况，图(b)为偏上时失会聚情况。

当偏转线圈中心偏左或偏右时（从管子的后方向前看），会出现三基色光栅幅度不一样，会聚被破坏，如图6-19(a)、(b)所示。图(a)为偏转线圈中心偏右时的失会聚情况，这时相当于红束向左偏离而靠近中心，无论是水平枕形磁场还是垂直桶形磁场都是中心磁场较弱，边缘磁场较强。所以，这时红色光栅最小，蓝色光栅最大，绿色光栅居中。当偏转线圈中心偏左时，则必然形成图6-19(b)所示的光栅失会聚情况。

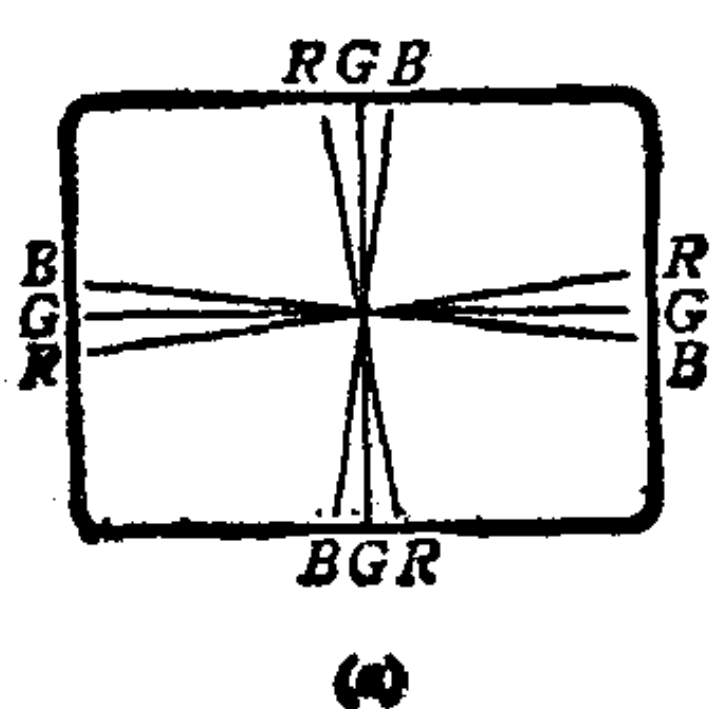


图6-18 偏转线圈中心偏下或偏上时三基色光栅失会聚情况

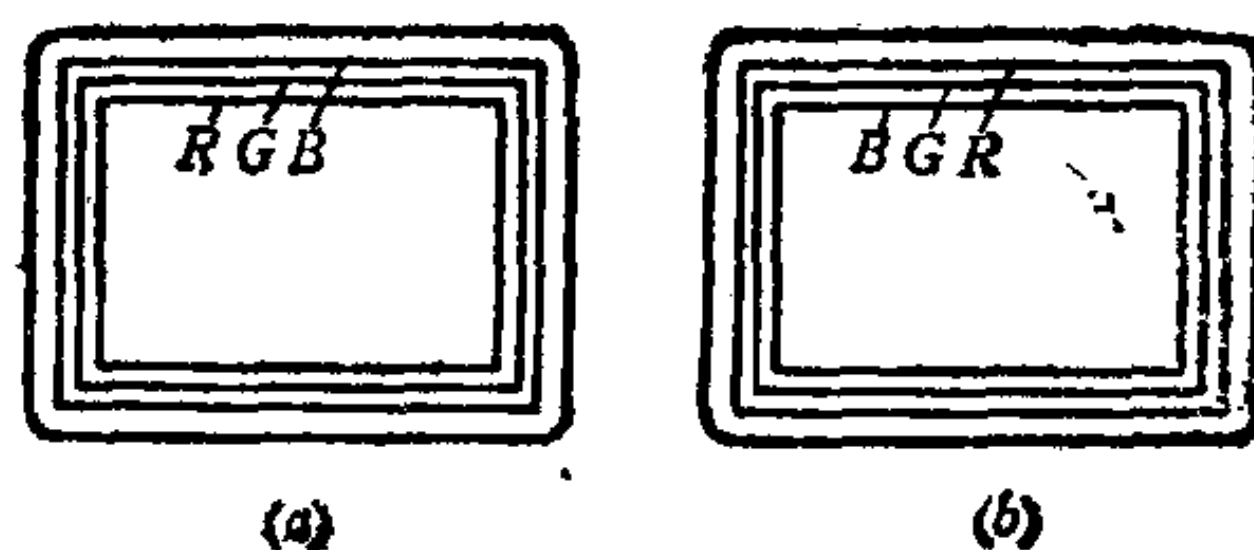
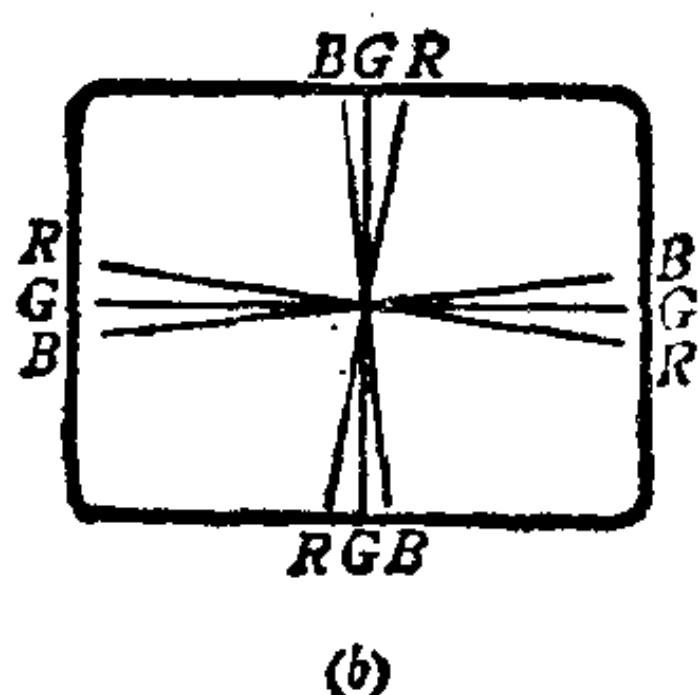


图6-19 偏转线圈中心偏右或偏左时三基色光栅失会聚情况

使用自会聚管的电视机，当发现光栅有会聚误差时，需调整偏转线圈位置，调整时要应用方格信号，具体调整步骤如下：

(一) 若屏幕上出现如图6-18所示的失会聚情况，可将偏转线圈向下或向上稍稍移动。方法是用一个橡皮楔子甲从下部或上部逐渐插入偏转线圈和锥体之间，直到通过中心的三基色垂直线和水平线重合为止。

(二) 若屏幕出现三基色光栅大小不同的失会聚情况，调整方法也是使用橡皮楔子，使偏转线圈向左或向右移动，具体方法如下：

1. 若出现图6-19(a)的失会聚情况，首先在相当于时钟3点钟位置逐渐插入橡皮楔子乙，直到三基色光栅重合为止。然后，在相当于时钟7点钟和11点钟的位置插入橡皮楔子丙和丁，将偏转线圈固定，并将橡皮楔子甲拔掉，如图6-20(a)所示。

2. 若出现图6-19(b)的失会聚情况，首先在相当于时钟9点钟位置逐渐插入橡皮楔子乙，直到三基色光栅重合为止。然后，在相当于时钟1点钟和5点钟的位置插入橡皮楔子丙和丁，将偏转线圈固定，并把橡皮楔子甲拔掉，如图6-20(b)所示。

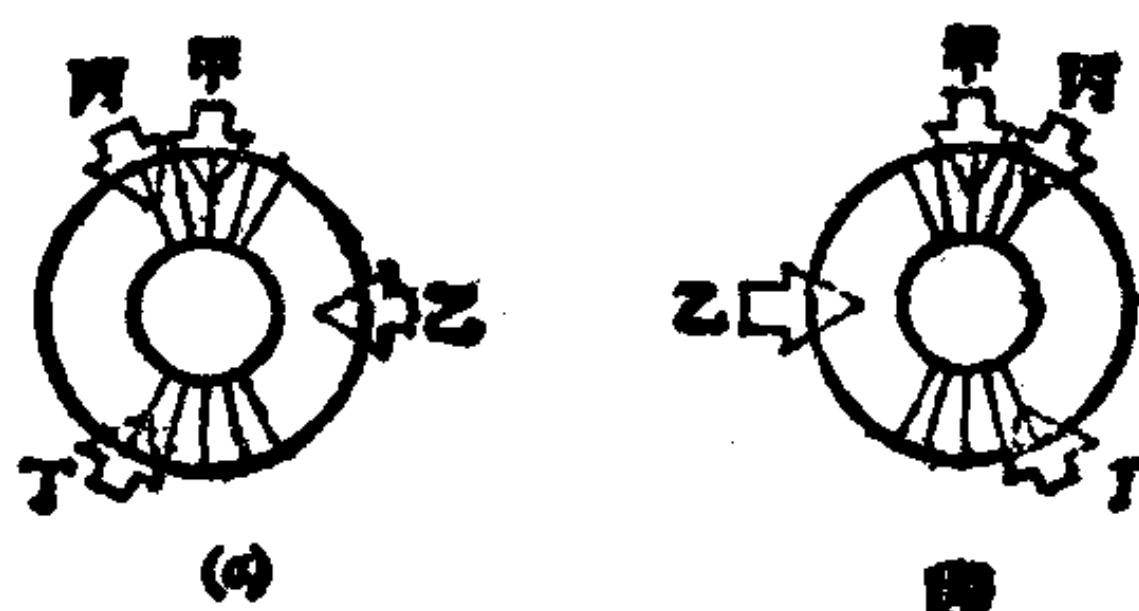


图6-20 三基色光栅大小不同的调整方法

全部调完后，用胶合力很强的胶带将橡皮楔子粘紧。

四、色纯度和静会聚调整

自会聚管虽然可以自动校正动会聚误差，但考虑到管子制造和安装过程中的误差，静会聚和色纯度的调整还是需要的。

(一) 色纯度的调整

色纯度是指彩色显象管显示单基色光栅的纯净程度。具体地说，就是要求红、绿、蓝三条电子束分别只轰击其对应的红、绿、蓝荧光粉，而不轰击到其它荧光粉。在绿束

和蓝束截止时，要求呈现纯红色光栅；同样，红束和绿束截止时，要求呈现纯蓝色光栅；红束和蓝束截止时，呈现纯绿色光栅。否则，就叫做色纯不好。显然，色纯不好会使重现图象彩色失真。自会聚彩色显象管为条状荧光屏，只存在横向色纯不好的问题，故只需使三电子束作水平方向的移动就可调整色纯。

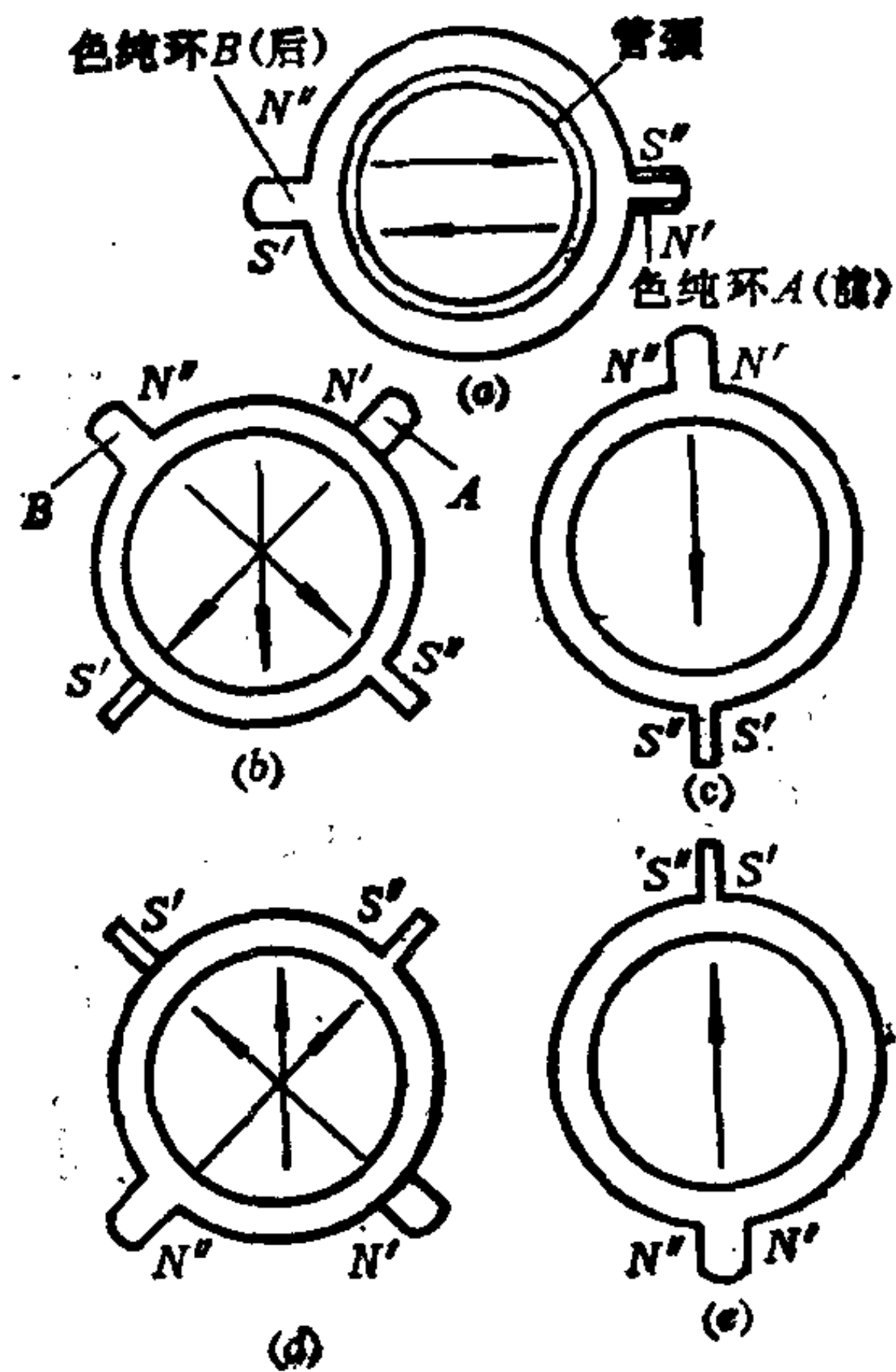


图6-21 色纯调整原理 (后视图)

色纯度通常用套在管颈上的两色纯环(或称色纯磁铁)进行调整。色纯环沿径向充磁，圆环的突耳作为充磁极性的标志，大突耳表示N极，小突耳表示S极，如图6-21所示。两片色纯环以图6-21(a)所示的位置为开始点，在 180° 范围内相对转动时，在管颈内形成强度不同的垂直方向(向上或向下)磁场，如图6-21(b)~(e)所示。它使三条电子束在水平方向受力而同时移动。因此，改变两色纯环的相对位置，即可改变三条电子束在水平方向移动的方向(向左或向右)和大小，从而实现自会聚管的色纯度调整。

色纯度调整的具体步骤如下：

1. 从解码视放板拔下(G-Y)插头，在荧光屏上出现中间为紫色的垂直带，两边分别为淡黄色和浅蓝色，如图6-22(a)所示。
2. 逐渐拉出偏转线圈，荧光屏两侧出现两个椭圆形彩带，如图6-22(b)所示。
3. 旋转两色纯磁铁，使两侧的椭圆面积相等并对称，如图6-22(c)所示。
4. 逐渐把偏转线圈向锥体方向推进，直到屏幕两边的淡黄和淡蓝色椭圆部分逐渐消失，整个屏幕呈现均匀的紫色为止。
5. 重新插上(G-Y)插头，观看呈现的白色光栅是否纯净。如果不太满意，可以再稍调整偏转线圈及色纯磁环，直至白色纯度最好为止。然后，将偏转线圈固定螺钉旋紧。
6. 将(G-Y)，(B-Y)两插头全断开，观察红色光栅的纯度，如果不够满意，则需再微调偏转线圈和色纯磁环。

从整机来说，为了达到最佳色纯，必须兼顾三种基色的色纯，最后应调整得使三种基色的色纯均较满意。

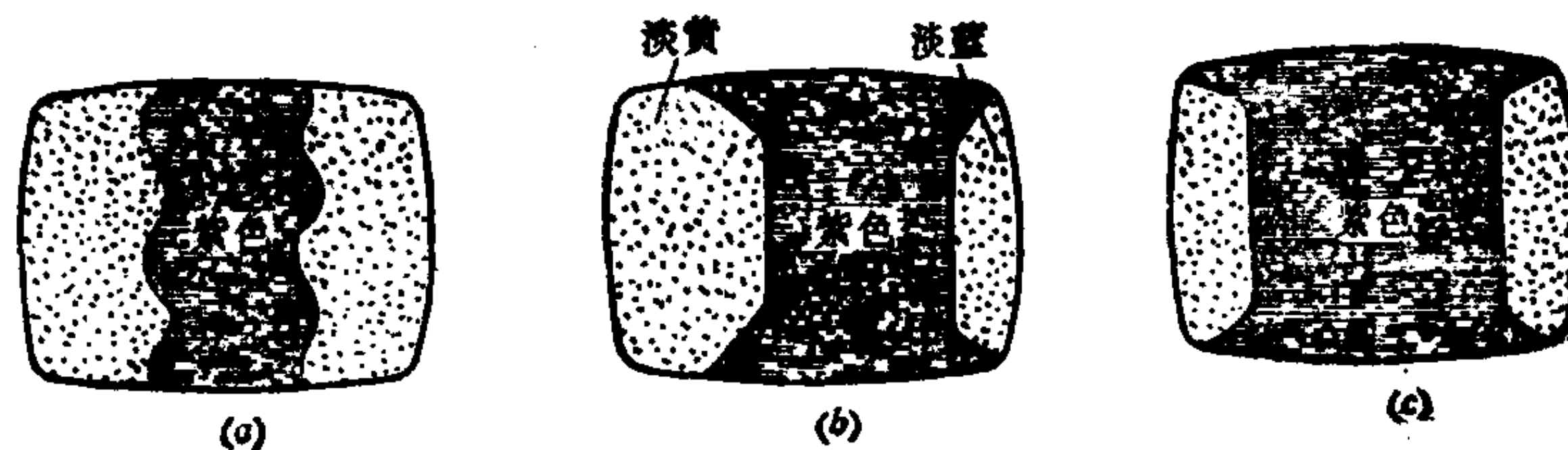


图6-22 色纯度调整

(二) 静会聚调整

由于管子制造和安装工艺的误差，可能使自会聚管的两边束位置相对于中束不对称，或者三条电子束不在一直线上，从而产生静会聚误差。

自会聚管的静会聚误差校正磁铁是由两片四极磁铁和两片六极磁铁前后迭装在一起组成的，它们的形状和磁场分布情况如图6-23所示。磁铁的中间区域不存在磁场，因而对绿束没有影响，只对红、蓝两个边束有作用。图6-23(a)、(b)表示两片四极磁铁的磁场情况，它们可以使红、蓝两边束作等量反向移动。通过对两个磁环作相对转动的调整，可改变两边束反向移动的移动量。而两个磁环同方向一起旋转时，则可以改变两边束的移动方向。这样，通过四极磁铁的作用，可以使红、蓝两边束的光栅重合起来。

图6-23(c)、(d)表示两片六极磁铁的磁场情况，它们可以使红、蓝两边束作等量同方向移动。通过对两个磁环作相对转动的调整，可改变两边束同向移动的移动量。而两个磁环同方向一起旋转时，则可以改变两边束的移动方向。因此，六极磁铁的作用是将已重合的红、蓝光栅同方向转动，使它们与绿光栅重合，从而红、绿、蓝三基色光栅在中心部分会聚。

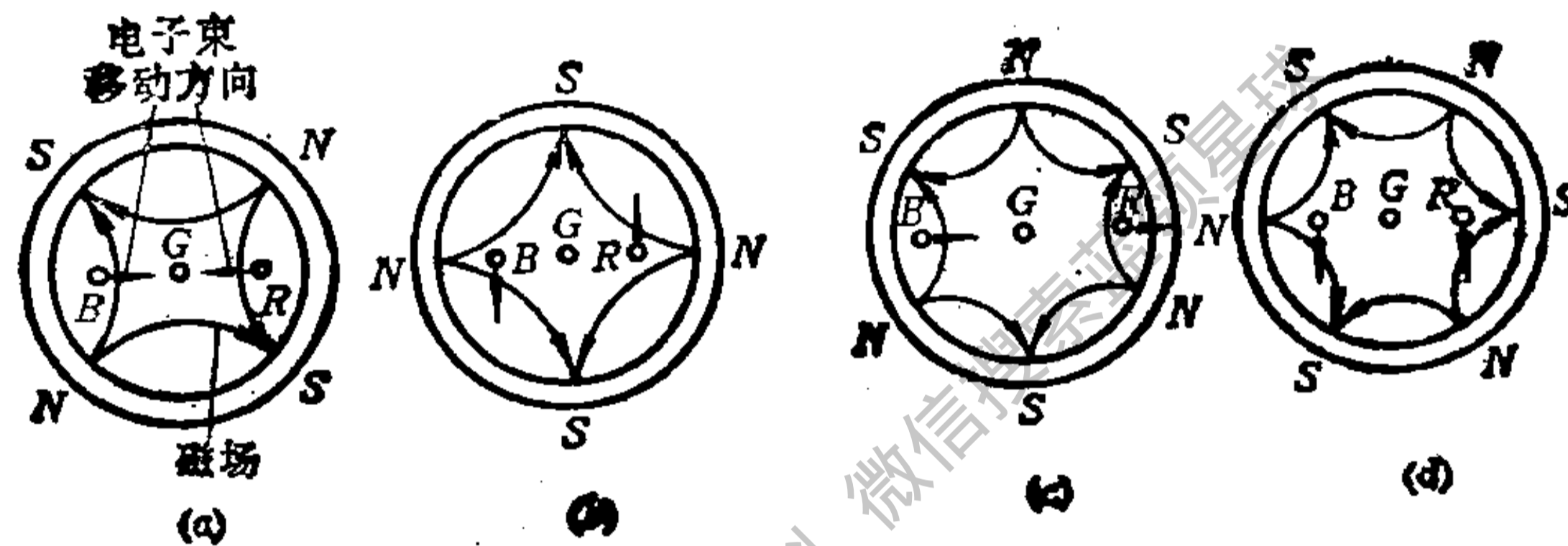


图6-23 静会聚磁铁的磁极和作用原理

静会聚调整时应使用方格信号，注意观察中央部位的十字线，具体调整步骤如下：

1. 先拔掉(G-Y)插头。使两片四极磁铁处于图6-23(a)所示的位置，将它们以相反方向等角度微量转动，使屏幕中心区域内垂直红、蓝线重合，呈现紫色垂直线。

2. 同时转动两片磁铁，使屏幕中心区域内水平红、蓝线重合，呈现紫色水平线。

3. 插上(G-Y)插头。使两片六极磁铁处于图6-23(c)所示的位置，将它们以相反方向等角度旋转，使在屏幕中心区域的绿色和紫色垂直线重合，呈现白色垂直线。

4. 一起转动两片六极磁铁，使绿色和紫色水平线在屏幕中心区域重合，呈现白色水平线。

5. 观察屏幕中心区域，如果静会聚效果不十分满意，可重复1到4步骤的调整，直到满意后，将各磁环位置固定。

静会聚的调整有时对色纯稍有影响，故静会聚调

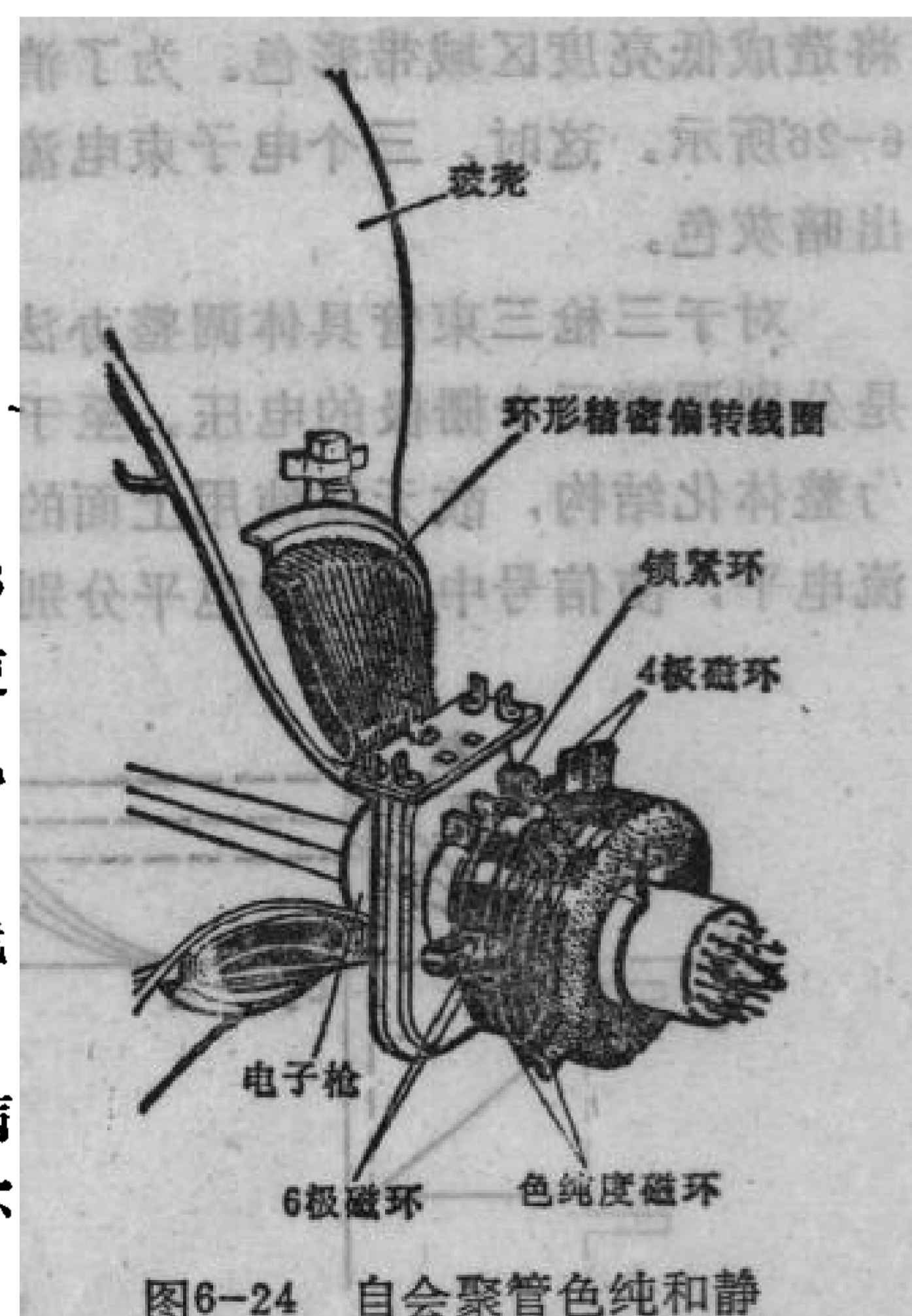


图6-24 自会聚管色纯和静会聚磁铁的位置

好后，还应检查一下色纯情况，如有变化可再进行微调，以达到最佳状态。

自会聚管的色纯和静会聚调整磁环均安装在管颈上，其安装位置如图6-24所示。通常，色纯和静会聚在出厂前已调好并固定住了，在使用时不需进行任何调整。如果由于运输等原因，使色纯和静会聚有所变化，只需微调一下即可。

第三节 白平衡调整

白平衡是彩色电视机质量的一个重要指标，它不仅对黑白图象的重现是重要的，也是正确地重现彩色图象的前提条件。

所谓白平衡，是要求彩色电视机在显示黑白图象时，或者显示彩色图象中的黑白景物时，不论信号电平高低如何，黑白画面上均不出现某种彩色色调。

如果彩色显象管三条电子束的调制特性曲线一样，而且三基色荧光粉的发光效率也一样，就能完全实现白平衡。但是，由于管子制造工艺不可避免地存在误差等原因，三条电子束的调制特性不可能完全一样。如图6-25所示，三条调制特性曲线的斜率和截止点均不相同。另外，三种基色荧光粉的发光效率也是不相同的，所以，必须设置白平衡调整电路。白平衡调整分为暗平衡调整和亮平衡调整。

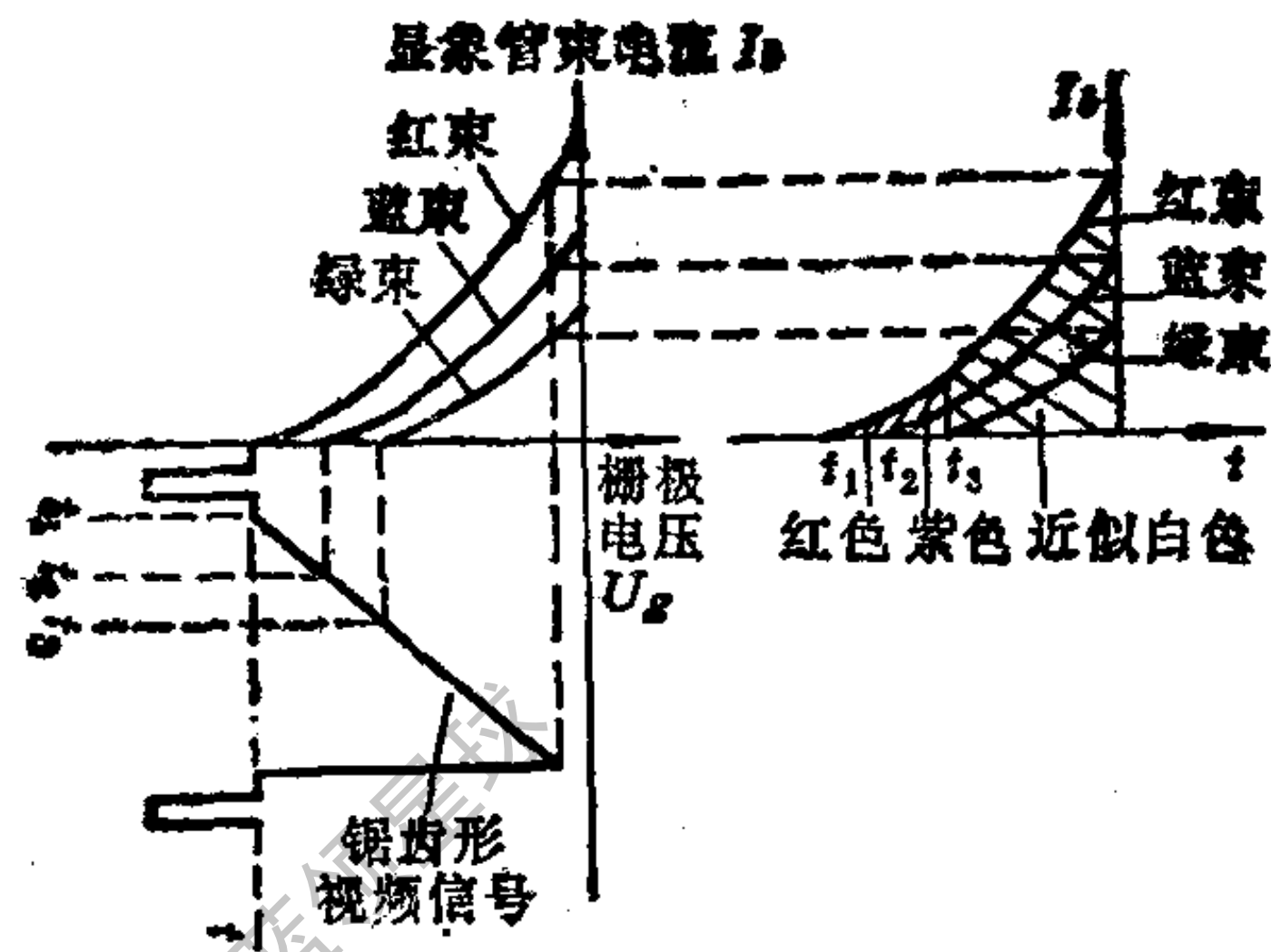


图6-25 彩色显象管的三条调制曲线

一、暗平衡调整

由图6-25可看出，当三条电子束受相同的视频锯齿信号控制时，输出的电子束电流却不同。尤其是在输入电压较低时，由于调制曲线的截止点不同，三个电子束电流的差异将造成低亮度区域带彩色。为了消除这种现象，需要把三个截止电平调整到一致，如图6-26所示。这时，三个电子束电流在同一低电平上出现，使低亮度区的图象能正确显示出暗灰色。

对于三枪三束管具体调整办法，是分别调整三个加速阳极电压；对于单枪三束管，是分别调整三个栅极的电压。至于自会聚管，除了三个阴极是独立的之外，其余各极均为整体化结构，故无法使用上面的办法达到暗平衡。这里，可以调节三个视频信号的直流电平，使信号中的消隐电平分别移到三条调制特性曲线的相应截止电平上，如图6-27

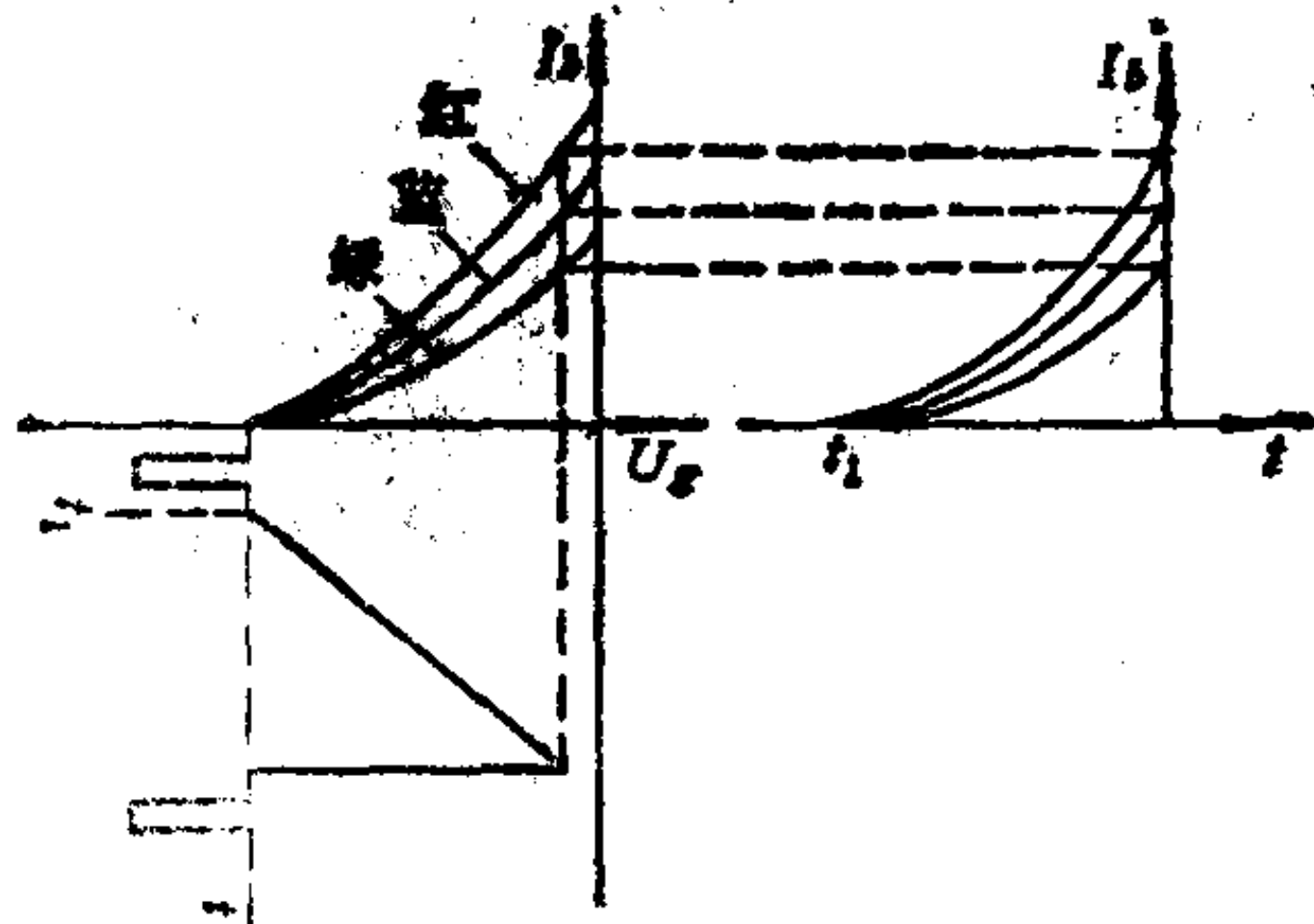


图6-26 暗平衡调整后的三条调制特性曲线

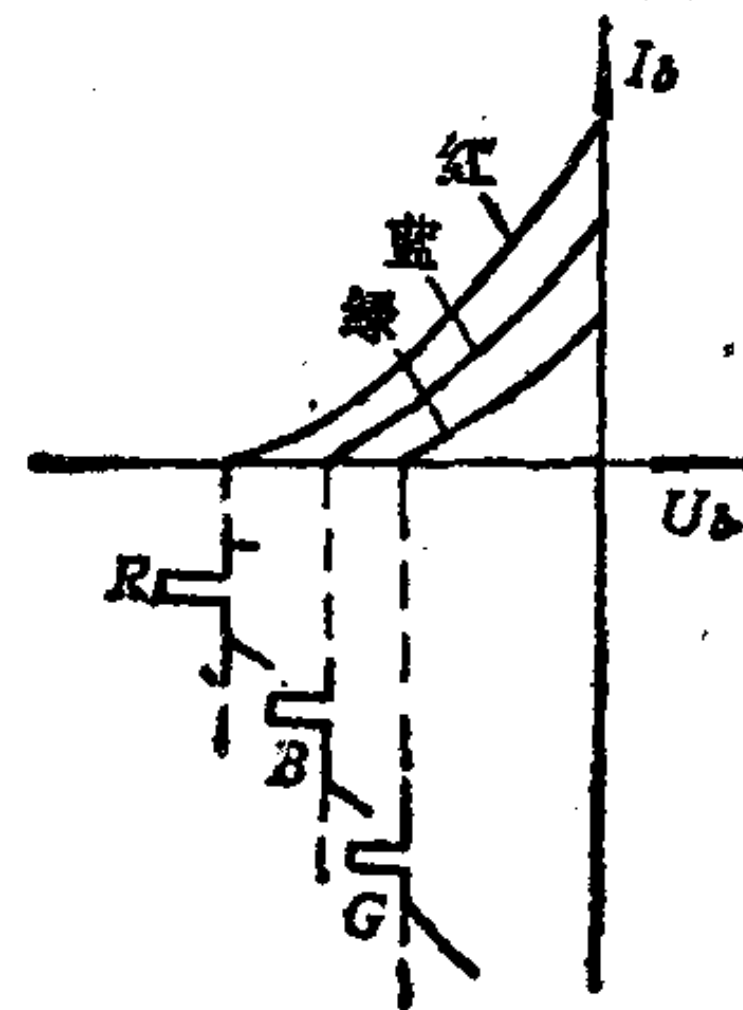


图6-27 自会聚管的暗平衡调整原理

所示。当三基色信号加到自会聚管三个阴极上时，图象暗处三基色电流能同时出现，从而也可以实现暗平衡。

二、亮平衡调整

亮平衡调整是为了保证彩色显象管在重现亮度较高的黑白图象时，屏幕上也不出现彩色色调。调整方法是改变三基色激励信号的幅度，以补偿调制特性斜率的不同和荧光粉发光效率的差异。例如红荧光粉发光效率最低，可以增大红色激励信号。一般只调两个基色信号的幅度，使三基色信号幅度的比例达到合适即可。

图6-28为一种自会聚管的白平衡调整电路。由前级来的R、G、B三基色信号分别送入三个末级视放管 Q_{351} 、 Q_{352} 、 Q_{353} 的基极，经它们倒相放大后送至显象管的三个阴极。

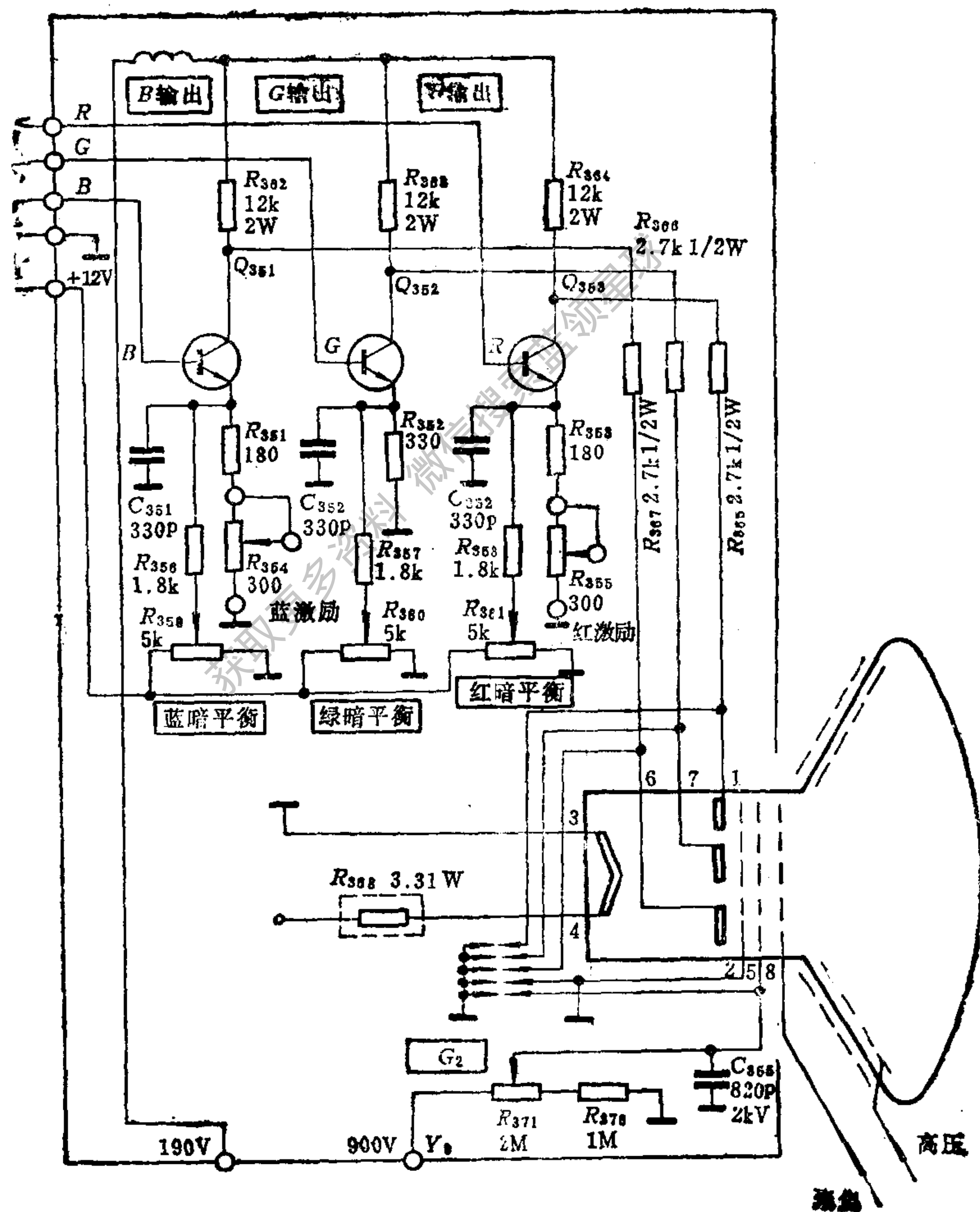


图6-28 白平衡调整电路

R_{359} 、 R_{360} 、 R_{361} 为暗平衡调整电位器，它们的两端接+12V直流电压，中心端分别接到 Q_{351} 、 Q_{352} 、 Q_{353} 的射极，调节三个电位器可以改变三个末级视放管的直流工作点，使输出的三路视频信号的直流电平可调，以实现暗平衡。

R_{354} 、 R_{355} 为亮平衡调整电位器，调节它们可以改变 Q_{351} 、 Q_{353} 射极电流负反馈量的大小，即调节了红路和蓝路输出信号幅度，可使三路信号的幅度比例合适，达到了亮平衡。

进行白平衡调节时，可送入阶梯信号，此时显示的图象应是若干条灰度不同的竖条。调节暗平衡电位器，使竖条中最暗的几条不带颜色；调节亮平衡电位器，使竖条中最亮的几条不带颜色，亮暗白平衡的调整可能相互有影响，需反复微调若干次，直到在从亮到暗各级灰度范围内都能正确实现白平衡为止。

第四节 光栅枕形校正电路

由于显象管荧光屏的曲率半径大于电子束偏转的球面半径，将引起光栅延伸性失真，使荧光屏上出现的扫描光栅不是理想的矩形而呈枕形。这种枕形失真的特点是偏转角越大，光栅延伸失真越严重。所以，在四个角上的伸展得最远，如图6-29所示。彩色显象管的动、静会聚调好之后，屏幕上三基色光栅虽然重合了，但仍存在光栅枕形失真的问题。

黑白显象管的枕形失真是在显象管外的偏转线圈四周加上一些小块永久磁铁来校正的。彩色显象管不能采用这个办法，因为加上永久磁铁会破坏会聚和色纯。因此，需要设置专门的校正电路，在偏转线圈中注入校正电流来校正枕形失真。

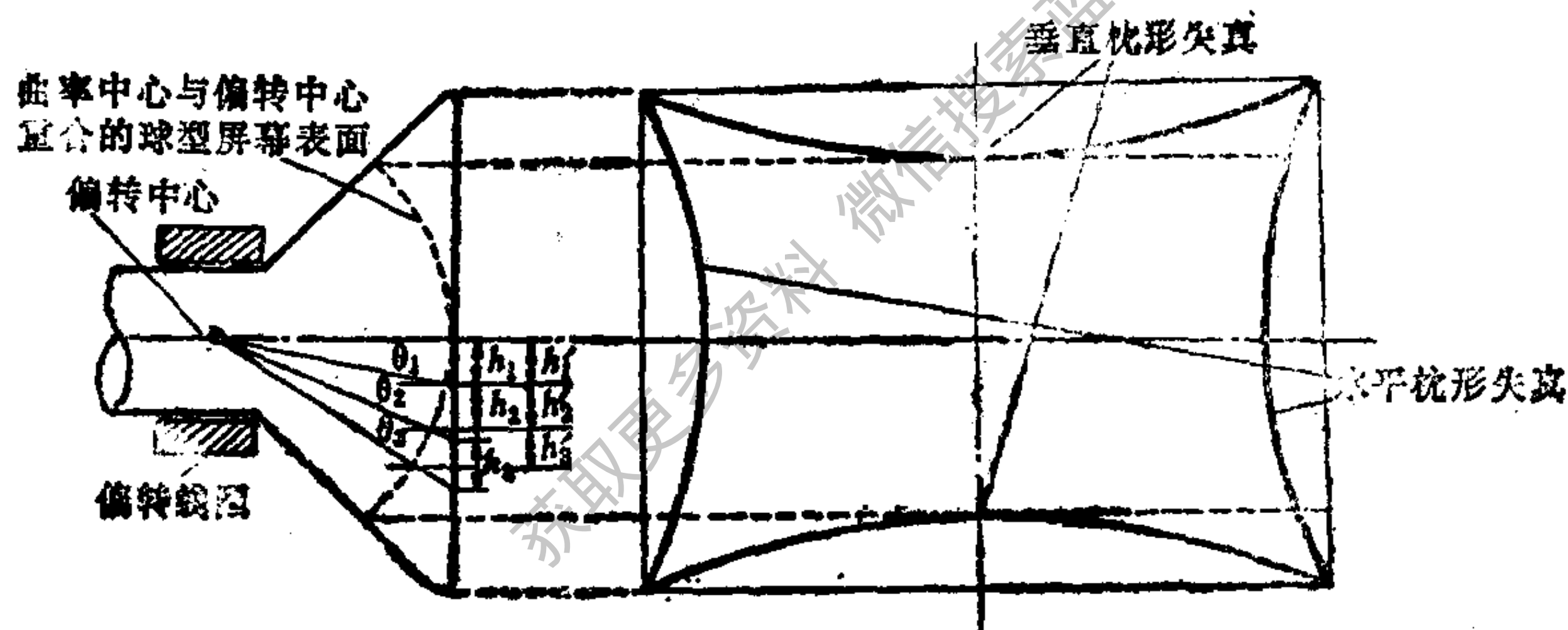


图6-29 枕形光栅形成原理图

自会聚管的偏转磁场是特定的非均匀磁场，所形成的枕形光栅有其特点。水平偏转枕形磁场会使电子束产生附加垂直偏转，形成垂直桶形畸变的光栅（中间高度大于两侧的高度），与由于光栅延伸失真产生的垂直枕形失真（中间高度小于两侧）正好相反，具有补偿作用。而垂直偏转桶形磁场使电子束产生附加的水平偏转，光栅产生水平枕形失真（中间宽度小于上、下边宽度），使由于光栅延伸失真产生的水平枕形失真加剧，故一般偏转角不太大的自会聚管的枕形失真光栅如图6-30(a)所示。所以，采用自会聚显象管时，无需进行垂直枕形失真校正，只要进行水平枕形失真校正。

水平枕形失真光栅的特点是左右两侧向里弯曲，其变化规律近似于一个对称抛物波。为校正这种失真，可用一个场频抛物波去调制行扫描电流，波形如图6-30(b)所示。被调制后的行扫描电流在一场中幅度是不等的，在一场的中部幅度较大，而开始端和终端幅度较小，正好可以补偿水平枕形失真。

目前常采用的是磁饱和电感法水平枕形校正电路，图6-31为这种电路的原理图。图

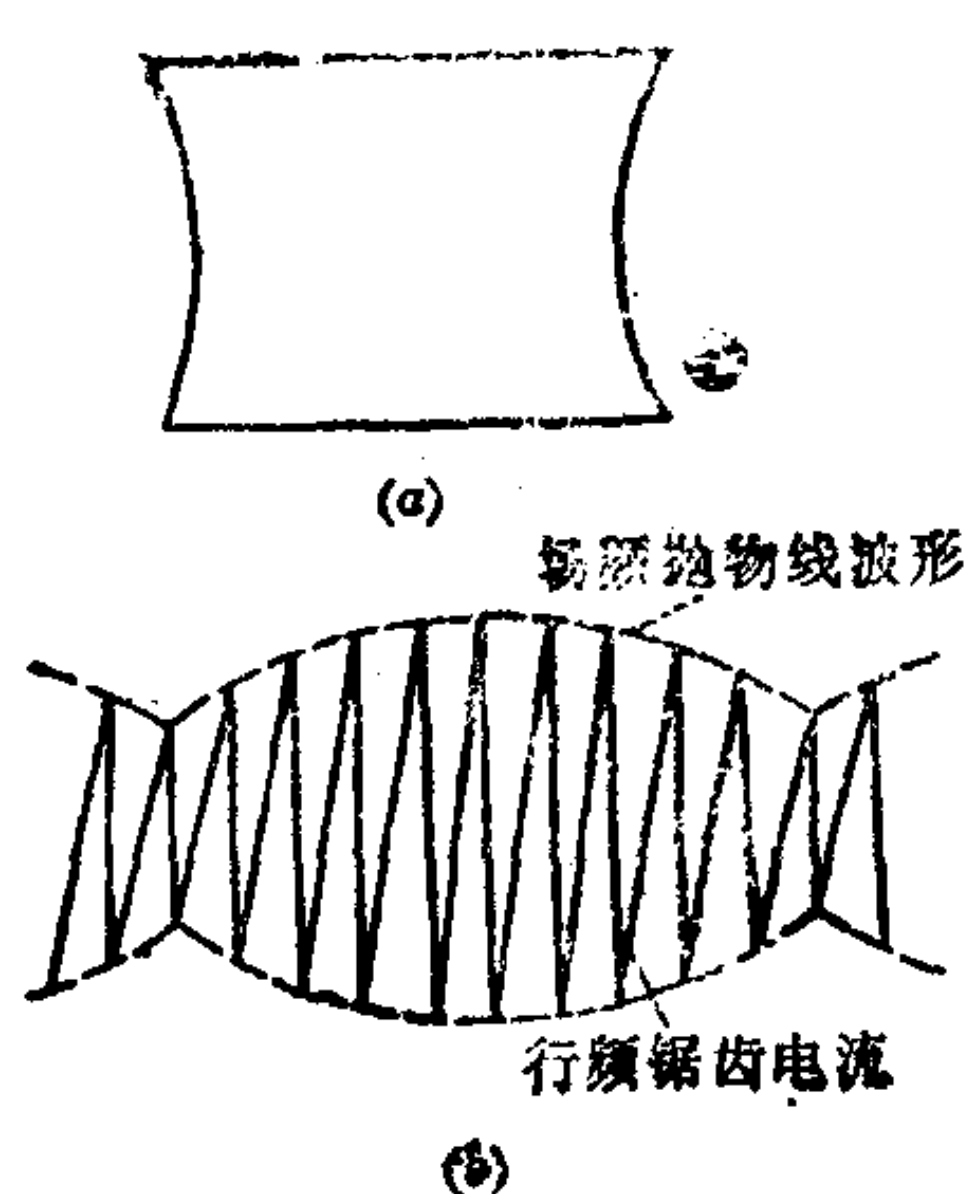


图6-30 水平枕形失真光栅及校正电流波形

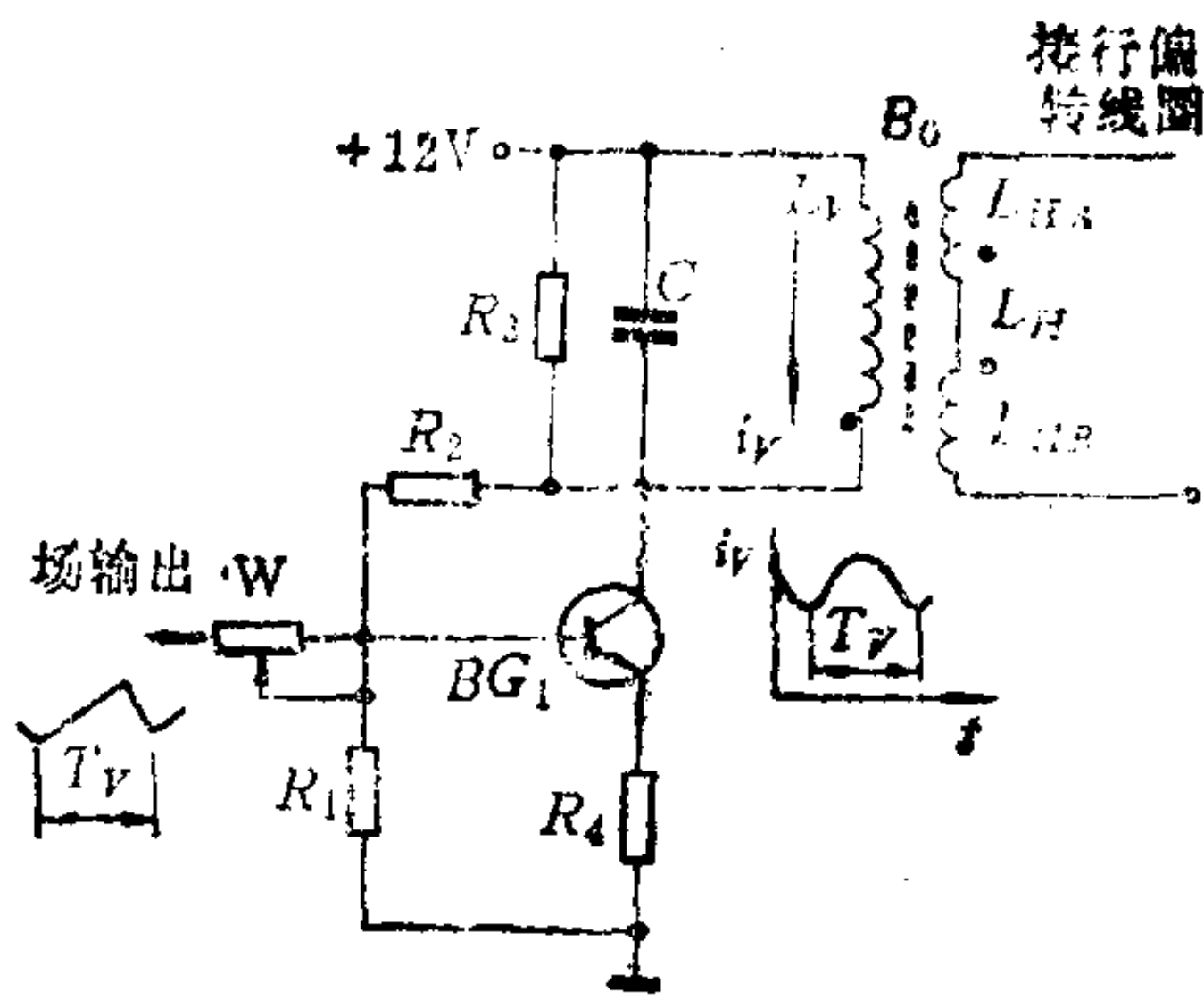


图6-31 水平枕形校正电路

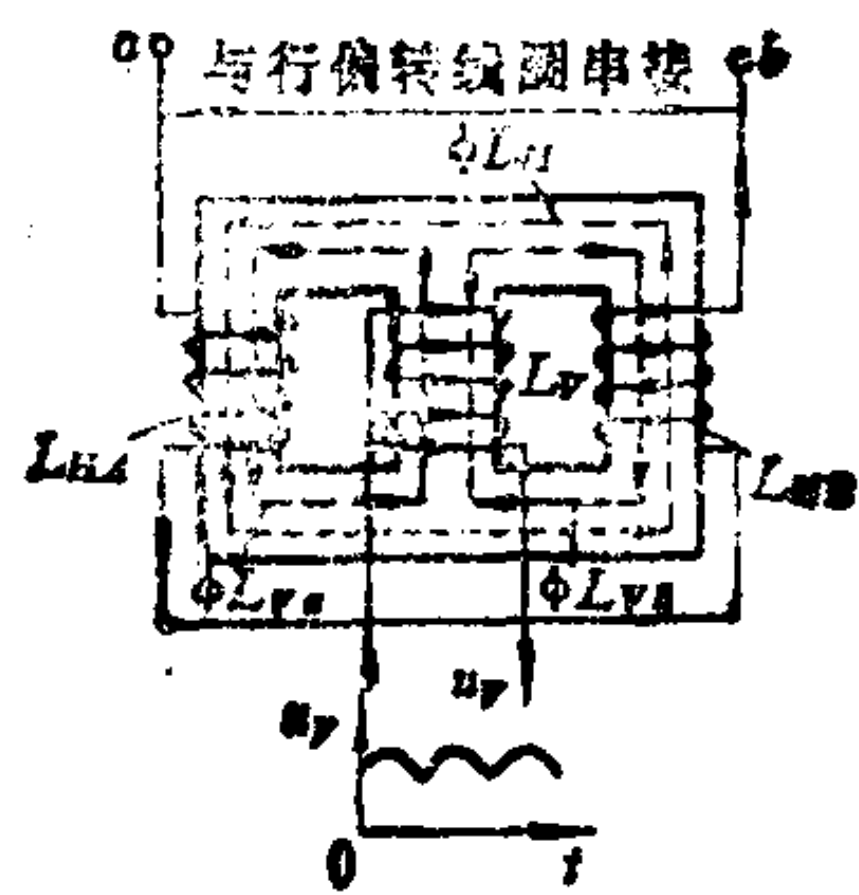


图6-32 磁饱和变压器

中 B_0 是磁饱和变压器，其结构如图6-32所示。变压器初级线圈 L_V 绕在磁芯中间，其中流过带有直流的场频抛物电流。直流电流分量在变压器磁芯中建立的直流磁通使磁芯处于饱和状态。次级线圈 L_H 分为两个部分 L_{HA} 和 L_{HB} ，分别绕在磁芯的左右两侧，相反连接后串接在行偏转线圈电路中。由于两侧绕组的绕向相反，因此，行扫描电流在中心磁芯中产生的磁通是反向的， L_{HA} 和 L_{HB} 中的电流在 L_V 中不产生感应电流，即行扫描电流不会影响场扫描电流。

当场锯齿电压加到 BG_1 基极时，集电极输出一个倒相的锯齿电压，作用在 L_V 两端，产生场抛物电流 i_V 。它产生的磁力线在变压器中通过左右两侧磁芯。由于磁芯在 BG_1 直流电流作用下已处于饱和状态，场抛物电流的流入使磁芯更饱和，从而使 L_H 的电感量随场抛物电流的变大而减小。因 L_H 与行偏转线圈串接，所以 L_H 电感量随 i_V 作抛物形变化，使行偏转电流的幅度也作相应的改变。 i_V 最小时， L_H 最大，这时行偏转电流幅度最小， i_V 最大时， L_H 最小，这时行偏转电流幅度最大。于是行扫描电流的幅度受场抛物波调制，形成图6-30(b)所示的行扫描电流。调节电位器 W 可以改变输入 BG_1 的场锯齿电压幅度，因而调节校正量。

第五节 自动消磁电路

地磁和杂散磁场会对彩色显象管的三条电子束产生附加偏转作用，影响彩色显象管的色纯和会聚的质量。为了减小这种影响，在显象管的圆锥体周围加了磁屏蔽罩。但是，这仍不能消除因地磁及杂散磁场的作用，使荫罩板本身及靠近管面的其他钢制配件（例如显象管外缘的框架）等磁性物质磁化而产生的剩磁。为了消除这种剩磁对管子电子束会聚和色纯的影响，必须采用专门的自动消磁电路来进行消磁。

自动消磁电路应包括一个交流电流产生电路和一个消磁线圈。交流电流初始应很大，然后快速地衰减到近乎零。消磁线圈一般由两个串联线圈组成，安置在显象管靠近管面部分的锥体上，一部分放置在屏蔽罩里面，一部分露在屏蔽罩外面，如图6-33所示。这样，能使管面附近的荫罩板等磁性物体均被消磁。

消磁原理是这样的：假定显象管的荫罩板及钢制配件等磁性物体被地磁或杂散磁场磁化而含有剩磁，如果将图6-34所示的快速衰减交变电流通入消磁线圈，则磁性物体就沿着由大到小的磁滞回线磁化，经过若干个周期后，随着磁场强度逐渐减弱为零，磁性

物体的剩磁也随之变为零，消磁过程就完成了。

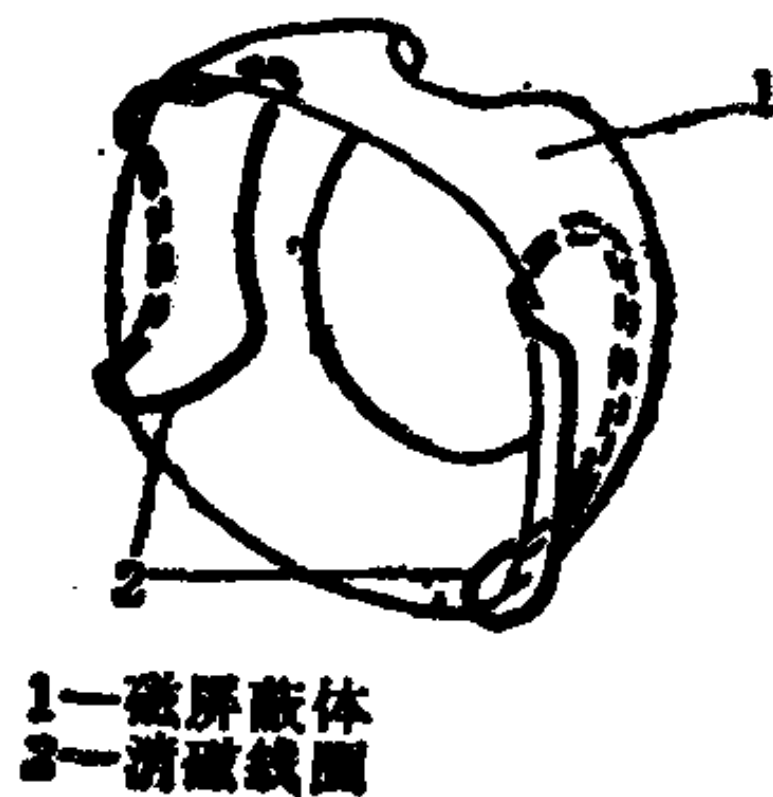


图6-33 消磁线圈的位置

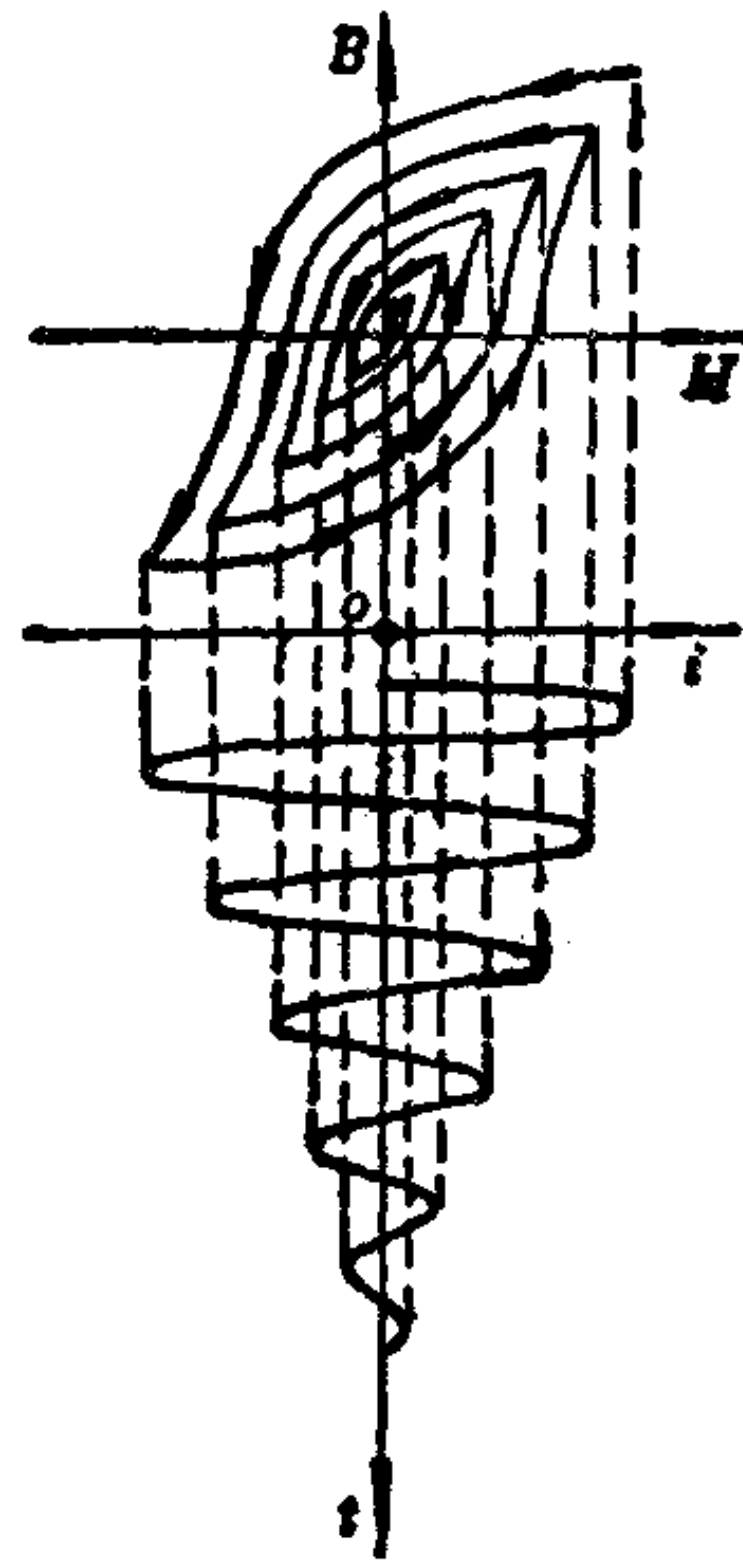


图6-34 消磁电流和消磁原理

自动消磁电路使此过程在每次开机时进行一次，达到自动消磁效果。为了使消磁效果较好，要求开机时消磁线圈中的磁场强度为500安匝左右，足以消去一般磁化情况下引入的剩磁。最后，要求磁场强度衰减至0.3安匝以下，使消磁线圈中残留的磁场对电子束运动没有影响。

自动消磁电路的类型很多，有采用负温度系数热敏电阻和压敏电阻的电路，也有采用正温度系数热敏电阻和压敏电阻的电路。

图6-35是一个采用正温度系数热敏电阻和压敏电阻的电路。当电源开关 K 刚接上时，串联的正温度系数电阻 R_1 的阻值较小，因而加在消磁线圈和压敏电阻 R_2 两端的电压较高。压敏电阻 R_2 的阻值是与两端电压成反比的，此时 R_2 阻值也较小。因此，开机时消磁线圈中电流较大。如果线圈为400匝、 50Ω ，开始时线圈中电流约为1.25A，磁场强度近似为500安匝。随着电流流动， R_1 受热后阻值上升， R_2 和消磁线圈两端电压下降， R_2 阻值则随着上升，两者作用的结果使流过消磁线圈的电流快速减小。通过分路电阻 R_3 的电流用以维持 R_1 的温度，最后使线圈电流下降到0.75mA时稳定下来。电视机正常工作时，残留的消磁磁场强度为0.3安匝。

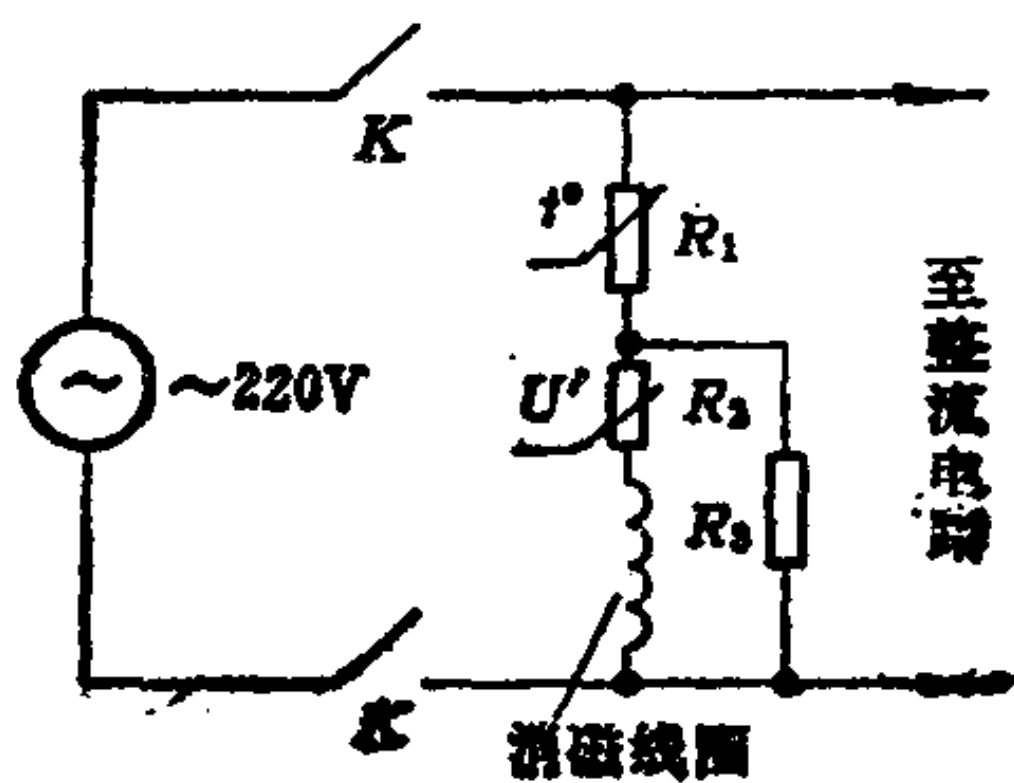


图6-35 自动消磁电路之一

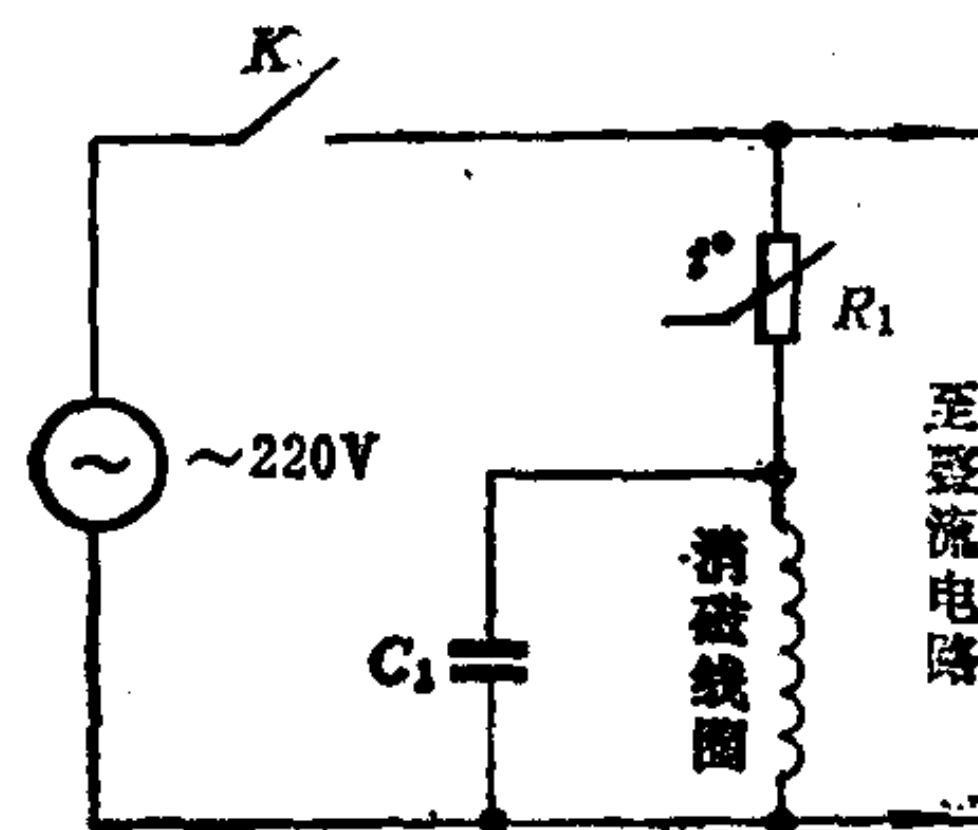


图6-36 自动消磁电路之二

图6-36为只用一个正温度系数热敏电阻的自动消磁电路，热敏电阻和消磁线圈相串联，当电源开关刚接通时，热敏电阻 R_1 阻值较小，消磁线圈中流过较大电流，这个电流使 R_1 不断变热，因而阻值增大，线圈电流随之减小，直至消磁电流减小到一个较小的数

值才稳定下来。此时电源提供给 R_1 的功率与它的发热所消耗的功率相等， R_1 温度恒定，保持在某个较高的阻值上。电容 C_1 用来消除行幅射在消磁线圈中感应出的电流。这种电路的残留磁场稍大一些，但电路简单，调整方便，在彩色电视机中采用较多。

第六节 自会聚彩色显象管故障现象

一、显象管衰老故障现象

开机一段时间内亮度较暗，图象较淡，若开大亮度则聚焦变坏。如果是其中一个或两个阴极衰老，显象管在开机初期背景底色偏向某一色调，过一段时间后可能逐渐正常。

二、碰极故障现象

1. 灯丝和阴极碰极

日立CTP-236D型机的灯丝电路一端接地，碰极后荧光屏上出现碰极的那一电子束所对应的单色光栅，且亮度失控，回扫线明显可见。松下TC-483D型机因灯丝一端接地，因此故障现象类似。

对于灯丝电路无接地端的彩色电视机，碰极的那一电子束对应的颜色发生较大的相移，图象变得模糊不清，底色也可能发生变化。

2. 栅极和阴极碰极

亮度失控，图象极淡。

3. 栅极和加速极碰极

亮度变暗，底色变坏。

三、断极故障现象

1. 灯丝断极

灯丝不亮，屏幕无光栅。

2. 阴极断开

一般，三个阴极都断线的可能性极小，多数情况是一个断线，荧光屏上表现出缺少断线阴极对应的基色。

3. 高压电极断开

接触不良时荧光屏可发光，但光栅上可能出现跳火引起的噪波，机内可观察到高压帽周围有跳火现象。一旦高压电极断开，则荧光屏上无光栅。

4. 栅极断开

光栅亮度失控，回扫线明显可见。

5. 加速极断开

无光栅。

6. 聚焦栅断开

荧光屏上光栅扫描线模糊，且亮度开得越大，散焦越严重。

7. 漏气

显象管漏气时管内会出现粉红色辉光，发生严重打火。真空度不良时，管内会出现紫光。若大量空气进入管内，灯丝会迅速烧断，管颈玻璃上会有灰白色颗粒沉积。

第七章 电视机中开关电源

彩色电视机中需要有多种直流电压源,例如晶体管、集成块所需的电压,视放末级和行、场扫描所需的电压,以及显象管的阳极高压、聚焦极电压、加速极电压和灯丝电压等。其中,通道系统(包括图象通道、伴音通道和彩色解码电路)的低压直流电源一般是12V,扫描系统、视放输出和伴音功率放大级的直流电压一般是100~150V,而显象管高压约需2万伏,聚焦电压约需几百伏。此外,对电调谐高频头的变容二极管要提供约30V的调谐电压。对于这样数值多样、功率要求也不同的电源,实际电路中不便于也不必要都分别由直流稳压电源供给。直流稳压电源通常仅供给扫描末级,有的电视机也供给视放输出级和伴音功率放大级,而其他直流电源一般是利用行输出变压器提供出不同幅度的逆程脉冲,由硅二极管整流得到的。这样安排,不但简化了电路,降低了成本,而且又提高了效率和可靠性。

第一节 串联式稳压电源与开关式稳压电源

早期彩色电视机中所需的直流稳压电源,大多采用由交流电源变压、桥式整流和串联式稳压器组成的电源系统。近年来,新型的开关式稳压电源已越来越广泛地得到应用,在各种彩色电视机中基本上取代了传统的直流稳压电源。为此,本章将着重介绍开关式稳压电源的工作原理,并结合实际电路进行分析。

二、串联式稳压电源

串联式稳压电源的基本组成方框如图7-1所示,主要由整流滤波、调整管、取样电路、比较放大器和基准电压五部分组成。图7-2示出了这种稳压电源的原理电路,其稳压过程大体如下:例如当输入电压 U_i 增加或电源负载减轻(R_L 增大)而使输出电压 U_o 有升高趋势时, R_2 上分压得到的取样电压增加,使基极电位 U_{b2} 升高,但 BG_2 发射极电位受稳压二极管 D 稳定而保持不变,因而 BG_2 发射结正向偏置增加, I_{c2} 增加, BG_2 集电极电位

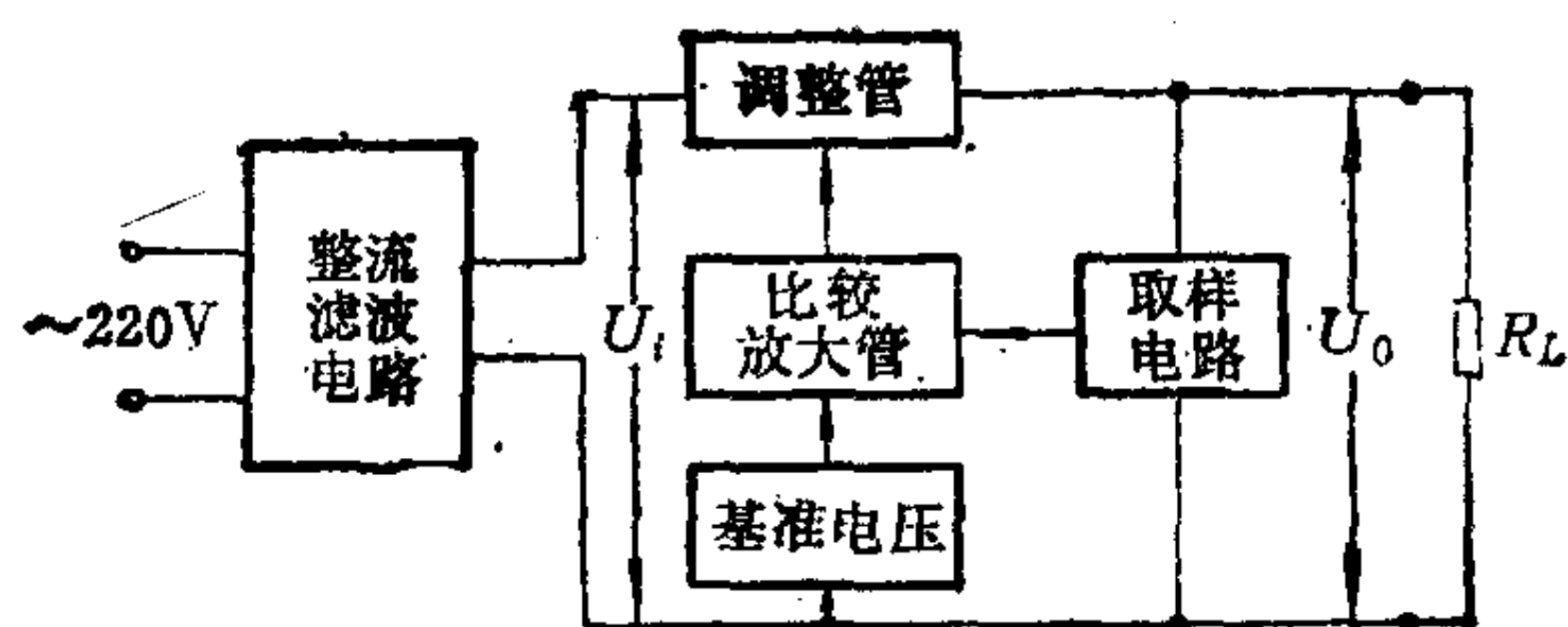


图7-1 串联式稳压电源方框图

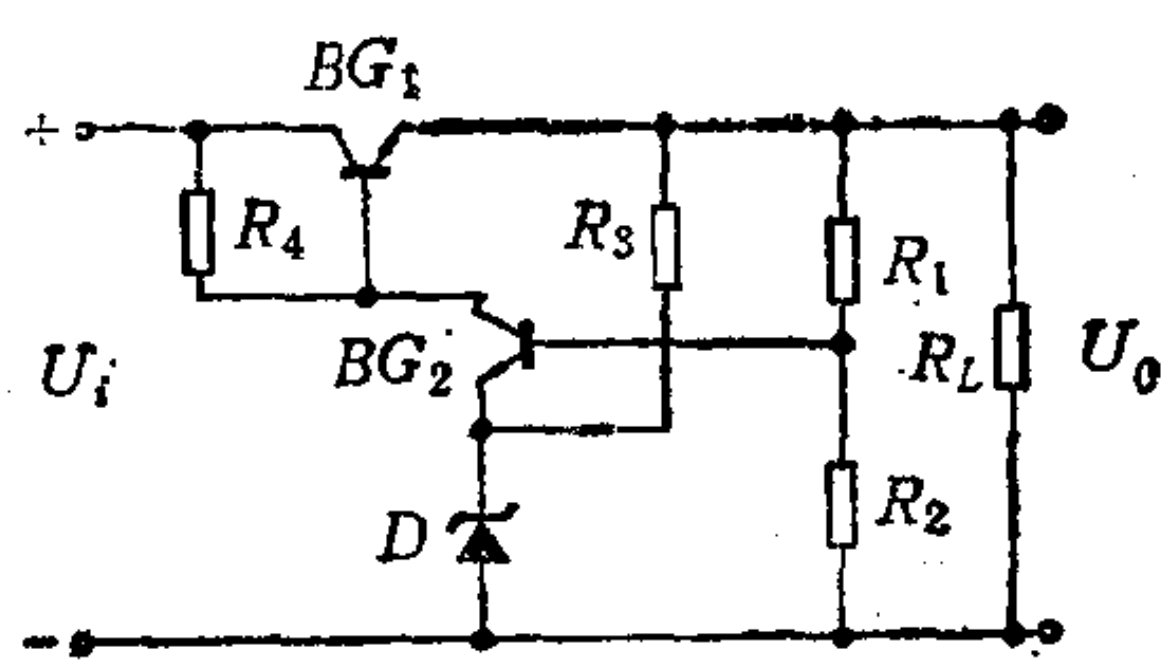


图7-2 串联式稳压电源的原理电路

U_{c2} 降低,即调整管 BG_1 基极电位降低,使发射结正偏减小。加之, U_o 增加将使 BG_1 的射极电位变高,更导致 BG_1 发射结正偏减小。于是, BG_1 基极电流 I_{b1} 减小,集电极电流 I_{c1} 减小,因而使 BG_1 集电极—发射极间的电阻增加,管压降 U_{ce1} 增大,使 U_o 降小下来。

如果设计得合适，可做到 U_i 和 R_L 在一定范围内变化时，输出电压 U_o 基本保持恒定。当 U_o 减小或 R_L 减小时，过程相反，将使 U_{ce1} 减小，仍保持输出 U_o 恒定。

由上面所述可见，稳压效果的实现是通过控制调整管 BG_1 的管压降 U_{ce1} 获得的。实质上 BG_1 相当于一个可变电阻，它必然消耗能量。换言之，串联式稳压电源的输出电压稳定是通过调整管能量损耗的高低变化换取来的，而这种损耗是个浪费。因此，串联式稳压电源存在效率低、稳压范围小的缺点；加之，采用电源变压器等使稳压电源体积大、重量重，结构安装也不方便。

二、开关式稳压电源

开关式稳压电源是七十年代发展起来的新型稳压电源，与传统式稳压电源相比，它体积小，重量轻，节约原材料（开关稳压电源的电源变压器用料量只有串联式稳压电源的约十分之一），效率高，节约能源（例如22英寸彩色电视机，用串联式稳压电源需耗电150W，而开关式稳压电源只耗电100W），电源调整范围宽（串联式稳压电源的稳压范围一般是交流190V~240V，开关式稳压电源能允许交流160V~250V），并能使电视机内温升高（串联式稳压电源调整管集电极温升达80℃，开关式稳压电源开关管温升约50℃），特别是开关式稳压电源调整电路集成化后，可使成本大为降低。因此，它已被普遍采用。以下，将开关式稳压电源简称为开关电源。

第二节 开关电源的工作原理

开关电源的基本构成如图7-3(a)所示。由图可见，它与串联稳压电源基本相似，电网交流电压由整流滤波电路直接整流，得到直流电压 U_i ，加到直流-直流换能器输入端，在输出负载上获得稳定的直流电压 U_o 。与串联稳压电源相比，开关电源的主要差别

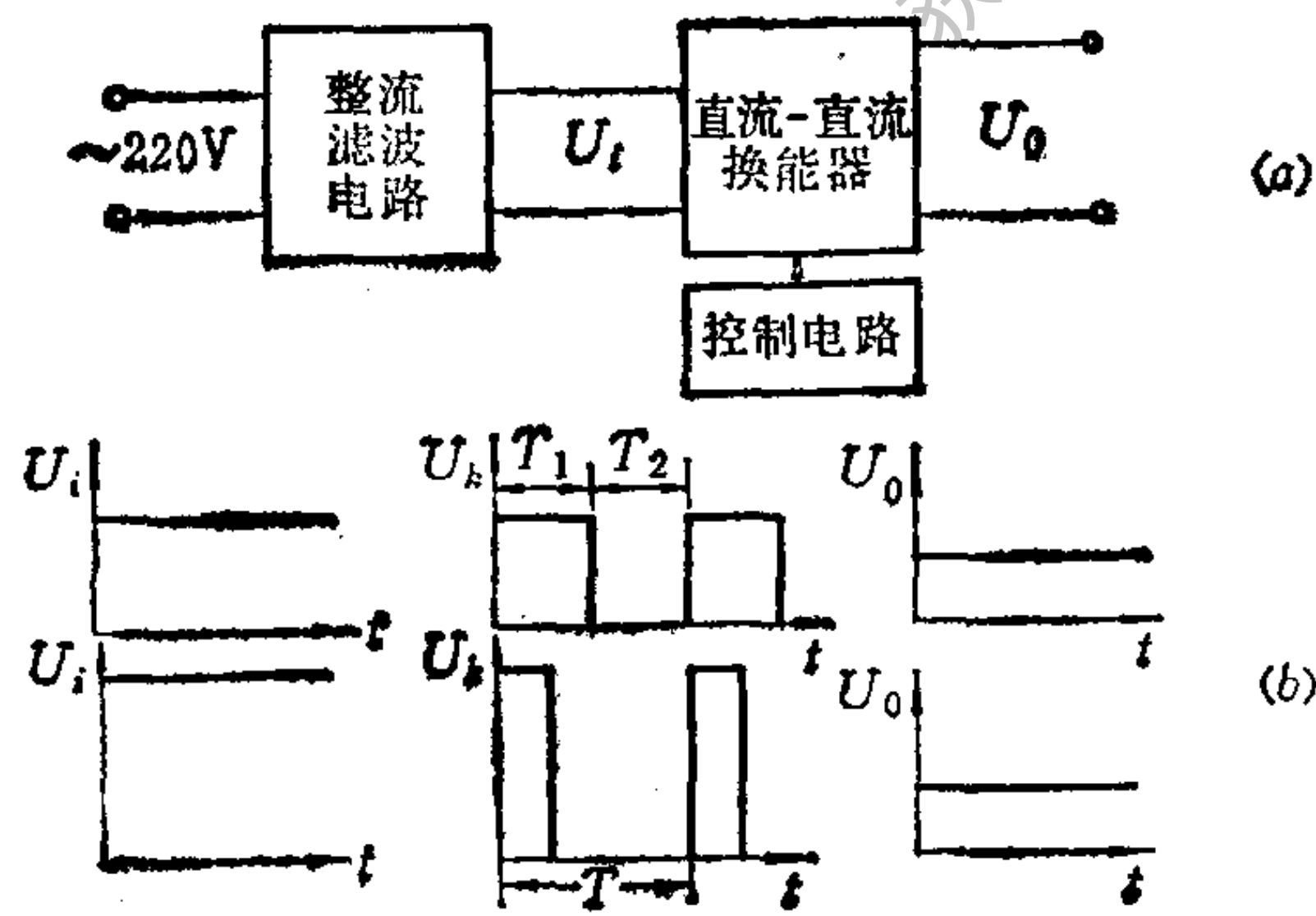


图7-3 开关电源的基本构成及波形

在于换能器的调整方式不同，它不是通过改变调整管内阻来改变管压降以实现输出电压稳定的，也就是调整管不是工作在线性放大状态。开关电源中调整管工作在开关状态，通过控制调整管的导通时间来实现电压调整，因此调整管也可称为开关管。如图7-3(b)所示，由控制电路送出一定周期 T 的脉冲控制信号，使开关管在 T_1 期间导通， T_2 期间截止，如此反复。于是，输入电压直流 U_i 被截成一个个矩形脉冲，由换能器中滤波电路滤除交流分量后，输出的直流电压 U_o 为矩形脉冲的平均分量，其大小为

$$U_o = \frac{T_1}{T_1 + T_2} U_i = \frac{T_1}{T} U_i$$

式中， $T_1 + T_2$ ，为开关脉冲的重复周期。为表述方便，将 T_1/T 记作 δ ，即

$$\delta = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{T}$$

称 δ 为占空系数。可见，只要改变占空系数 δ ，就可实现输出电压的调整和稳定。

开关电源换能器的形式有多种，在电视机中采用的主要有串联式换能器、并联式换能器及变压器式换能器三种。按控制方式分类，一般有脉冲调宽方式和频率调制方式两种。

一、串联式开关电源

图7-4示出了串联式换能器的基本电路和有关波形。其中， BG 为电压调整用开关管（可以是晶体三极管或可控硅管）， D 为续流二极管， L 为储能电感（扼流圈）， C 为滤波电容器， R_L 为负载， U_i 为换能器输入电压， U_o 为输出电压。设晶体管 BG 在 $T_1 = t_0 \sim t_1$ 期间导通， $T_2 = t_1 \sim t_2$ 期间截止，并周期性地重复；开关周期为 T ，导通时间为 δT ， δ 为占空系数。

在 $t_0 \sim t_1$ 期间，开关管 BG 基极所加的控制脉冲为正，使 BG 饱和导通，二极管 D 因反偏而截止， $U_i - U_o$ 加到储能电感 L 两端。电路参数选择得电感 L 很大，滤波电容 C 也很大（容抗很小），故 T_1 期间流过 BG 的电流 I_{ca} 近乎线性增加，这期间 $I_L = I_{ca}$ ， I_{ca} 一方面在 L 中储能，另一方面通过 C 的平滑作用在负载 R_L 上输出 U_o 。 I_{ca} 在 T_1 期间的增加量 ΔI_{ca} 为

$$\Delta I_{ca} = \frac{U_i - U_o}{L} \delta T$$

在 $t_1 \sim t_2$ 期间， BG 基极为低电位而截止，因 L 中的电流不能突变，在 L 两端感应出右正左负的电势，感应电势使 D 正偏导通， L 中储存的磁能通过 D 和并联的 C 、 R_L 释放，负载上仍得到输出电压 U_o 。泄放电流 I_L 随时间线性下降， T_2 期间的减少量 ΔI_L 为

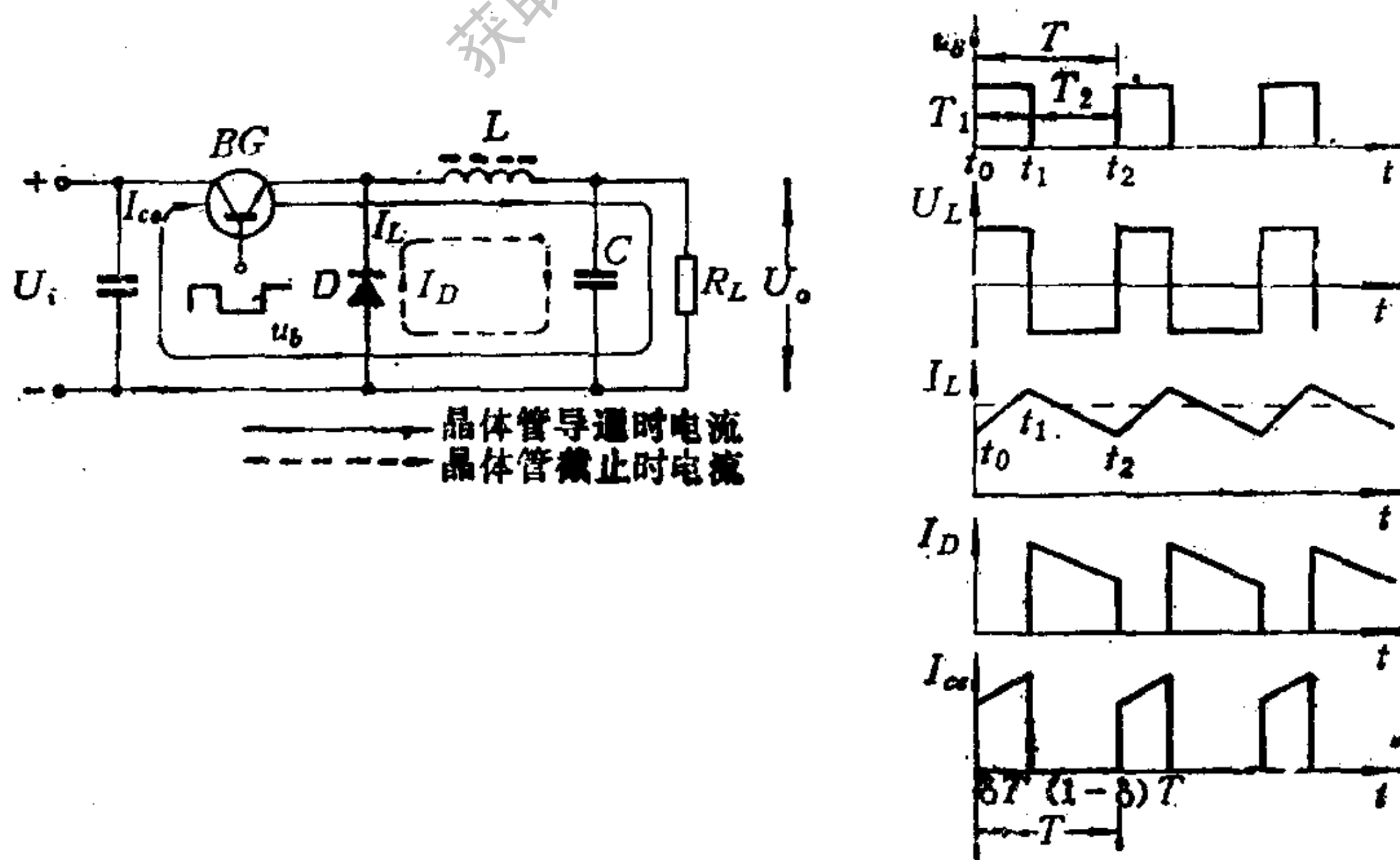


图7-4 串联式换能器的基本电路和波形

$$\Delta I_L = \frac{U_o}{L} (1 - \delta) T$$

可见，这期间 D 起着延续电流的作用，故而称为续流二极管。电路在平衡状态下时，必

然满足 $\Delta I_{ce} = \Delta I_L$ ，将上两式代入，得到

$$\frac{U_i - U_o}{L} \delta T = \frac{U_o}{L} (1 - \delta) T$$

解此方程可得

$$\delta = U_o / U_i, \quad U_o = \delta U_i$$

由上式结果可见，可以通过控制加到开关管基极激励脉冲占空系数 ($\delta = T_1 / T$)，来调整换能器输出电压 U_o 的大小，并使输出稳定。因此，图7-3中控制电路，实际上是由取样电路、比较放大、基准电压和调频或调宽控制级等组成的 δ 控制电路。

需要指出，由于储能电感中的电流在开关管导通和截止期间始终存在，故对负载来说，这种换能器（相当于电势源）的内阻是比较小的。

二、并联式开关电源

图7-5示出了并联式换能器的基本电路和有关波形。与串联式相同，设晶体管开关周期为 T ，导通时间为 δT ，截止时间为 $(1 - \delta) T$ 。

在 $t_0 \sim t_1$ （即 δT ）期间，开关管受控饱和导通， U_i 加到储能电感 L 两端，二极管 D 被反偏截止。因电感 L 很大， BG 内阻很小，故流过扼流圈 L 的电流近乎线性增加，并以磁能形式储存在储能电感中。 δT 期间电流 I_L 的增加量为 ΔI_{L1}

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_i}{L} \delta T$$

在 $t_1 \sim t_2$ （即 $(1 - \delta) T$ ）期间，开关管受控截止，储能电感两端感应出下正上负的电势，使续流二极管正偏导通， L 中的磁能通过 D 传输到负载 R_L 上，输出 U_o 。电容 C 中储存的能量起缓冲作用。这时的电感释能电流也是线性下降的， $(1 - \delta) T$ 期间电流的减少

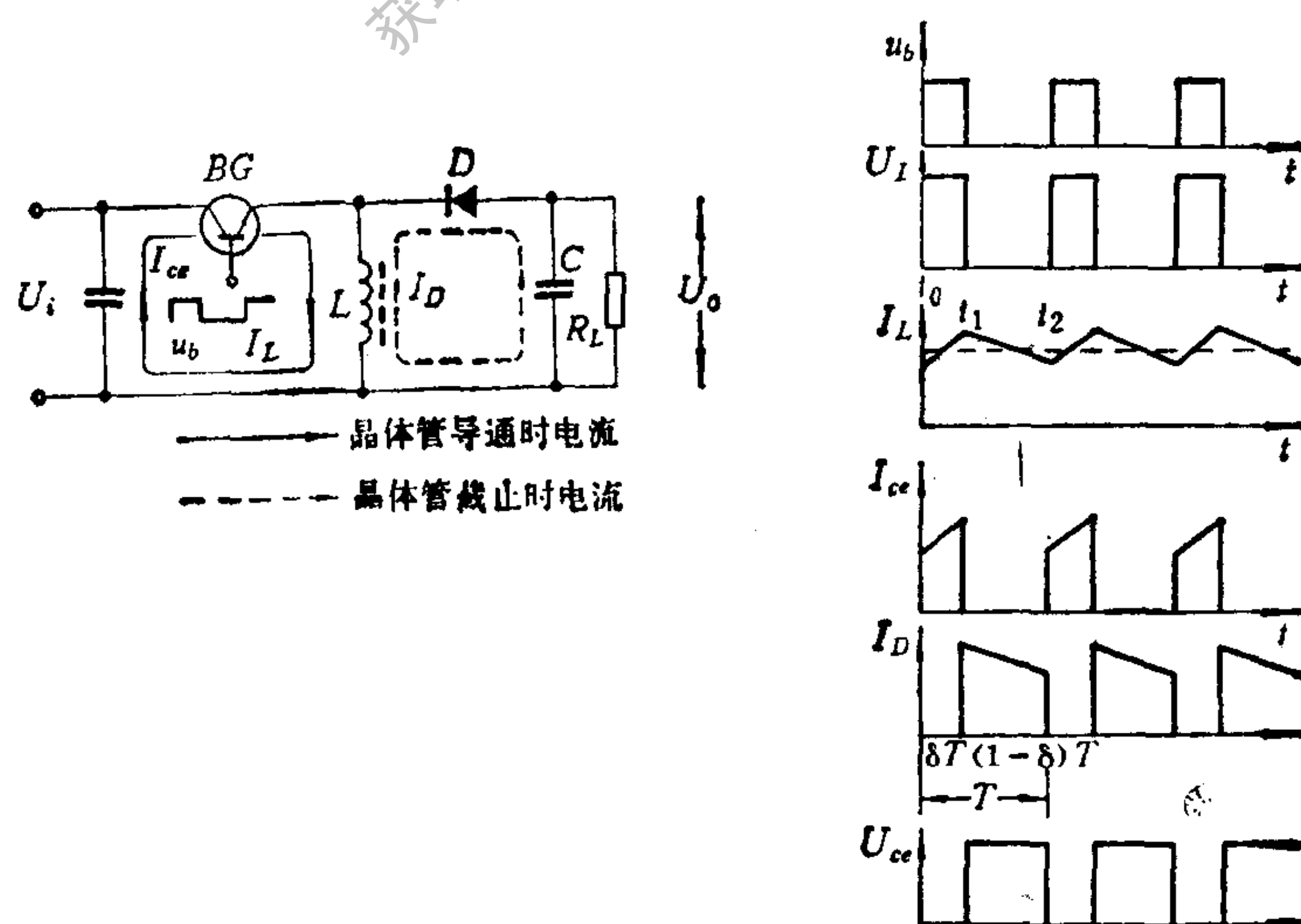


图7-5 并联式换能器的基本电路和波形

量 ΔI_{L2} 为

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_0}{L} (1-\delta) T$$

在平衡状态下，两电流变化量相等，即

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$$

$$\frac{U_i}{L} \delta T = \frac{U_0}{L} (1-\delta) T$$

解此方程得到

$$\delta = \frac{U_0}{U_0 + U_i}, U_0 = \frac{\delta}{1-\delta} U_i$$

由此可见，控制开关管基极激励脉冲的占空系数 δ ，同样可调整输出电压 U_0 的大小，获得稳定的电压输出。不过，这里的 U_0 可以大于 U_i 。另外，图7-5中若以 U_i 和 U_0 的公共端为地，则输出 U_0 将是负值。

三、变压器式开关电源

图7-6示出了这种换能器的基本电路和有尖波形。如果将变压器视为理想变压器，该电路便等效于图7-5。可见，它与并联式换能器完全相同，只是那里的 U_0 应变为 nU_0 ，即

$$nU_0 = \frac{\delta}{1-\delta} U_i, U_0 = \frac{U_i \delta}{n(1-\delta)}$$

与串联式和并联式开关电源比较，变压器式开关电源主要有下列优点：

1. 只需添加不同匝数比的独立绕组，便可方便地获取各种较低电压的直流稳压电源，这一点对于需要多种直流电源供给的彩色电视机显得极为有用。
2. 可以做到交流电源与机架隔离（即机壳不带电），这也是该电源的突出优点。
3. 当开关频率与行频同步时，还可以实现用开关电源输出的脉冲直接激励行输出级，从而使行扫描电路简化。

串联式换能器中负载与储能电感串联，它是在开关管导通的同时由输入电源向负载提供能量，并使储能电感储能。在开关管截止期间输入电源被切断，输出由原储藏在 L 中的能量提供（ C 在这里起缓冲补充作用），这种工作方式称为正激型换能器。

并联式换能器中负载与储能电感并联，在开关管导通期间输入电源不直接向负载提供能量，负载获得的能量均是由开关管截止期间 L 中吸收的能量转换来的，并依靠了滤波电容的缓冲平滑作用。这种工作方式称为反激型换能器。变压器型开关电源的换能器

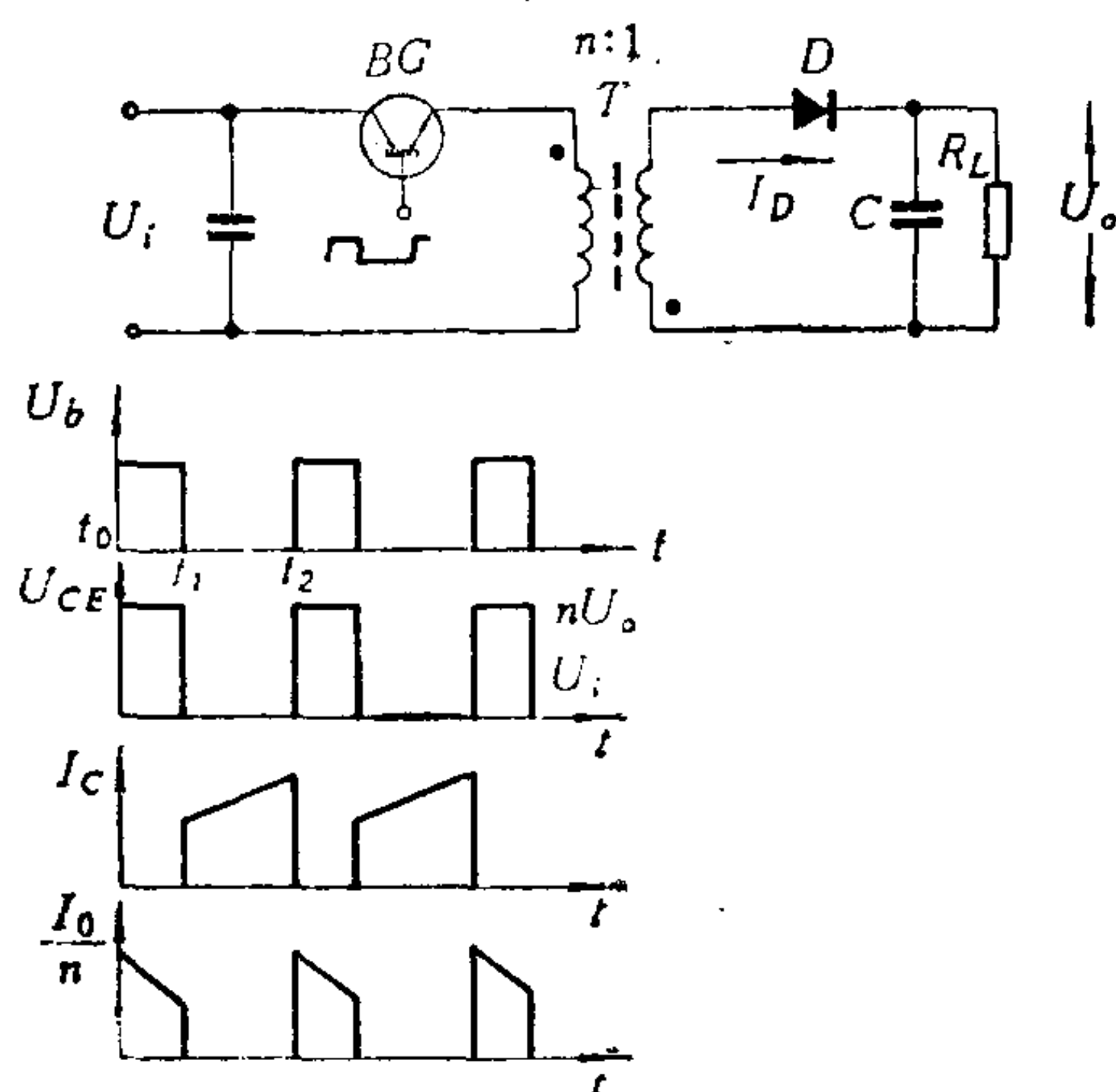


图7-6 变压器式换能器的基本电路和波形

可按正激型工作，也可按反激型工作，具体由电路中变压器初、次级间同名端的接法而定。

正激型与反激型换能器比较，正激型的电源内阻小，稳压性能较好，对开关管的最大集电极电流和集-射间的耐压要求可低些；缺点是对同时由电源提供的其他较低电源的功率有一定的限额。变压器型开关电源容易做到机架与交流电源隔离，从维修方便及使用安全角度上看它均为优越。综合考虑，变压器式反激型换能器的开关电源和变压器式正激型换能器的开关电源各有长处和短处，在实际电路中均有采用。

对开关电源的激励，可分为自激式和它激式两种。所谓自激式，是在储能电感或变压器上添加一个次级绕组，它的一端以正反馈形式送至开关管基极，使之构成自激间歇振荡器式电路。输入电压 U_i 由振荡器转换成矩形脉冲，经换能器变换滤波后成直流电压 U_o 输出。稳定 U_o 的方法是通过取样、比较放大后得误差电压，去控制开关管的导通时间或振荡周期，以便改变占空系数 δ 来实现稳压。

所谓它激式，是指开机时先由正反馈电路使开关管形成自激振荡，例如间歇振荡或自激多谐振荡，将输入直流电压 U_i 转换成矩形脉冲，由换能器变为直流电压 U_o 输出。该直流电压供给电视机整机工作，也使行输出级工作，再由行逆程脉冲反馈至开关管基极，使它由自激状态转为它激状态，并维持正常工作。稳定 U_o 的方法与上述方法相同，也是通过取样、比较放大后得出误差电压，去控制开关管的导通时间，使 δ 改变，从而达到稳压目的。

尽管自激式和它激式在开机后电源启动的一段时间内都工作在自激状态，但从启动之后的激励方式看两者是有区别的。自激式稳压过程一般采用改变开关脉冲频率的方式，它激式则频率一般不变，只改变脉冲宽度。因此，可根据开关管工作频率是固定的还是可变的，将开关电源分为两种类型：

1. 固定频率调宽式

该方式中开关管的开关周期 T 恒定不变，是改变开关管的导通时间使 δ 改变来稳压的。图7-7给出了组成方框图。通过比较放大输出的误差电压去改变激励脉冲宽度。它激式中采用由行逆程脉冲使开关管通断频率与行频同步的电路，就属于这种类型。这种激励方式因开关干扰在电视机屏幕上位置固定，干扰的可见度较小，且电路比较简单，因而实际中较多采用。

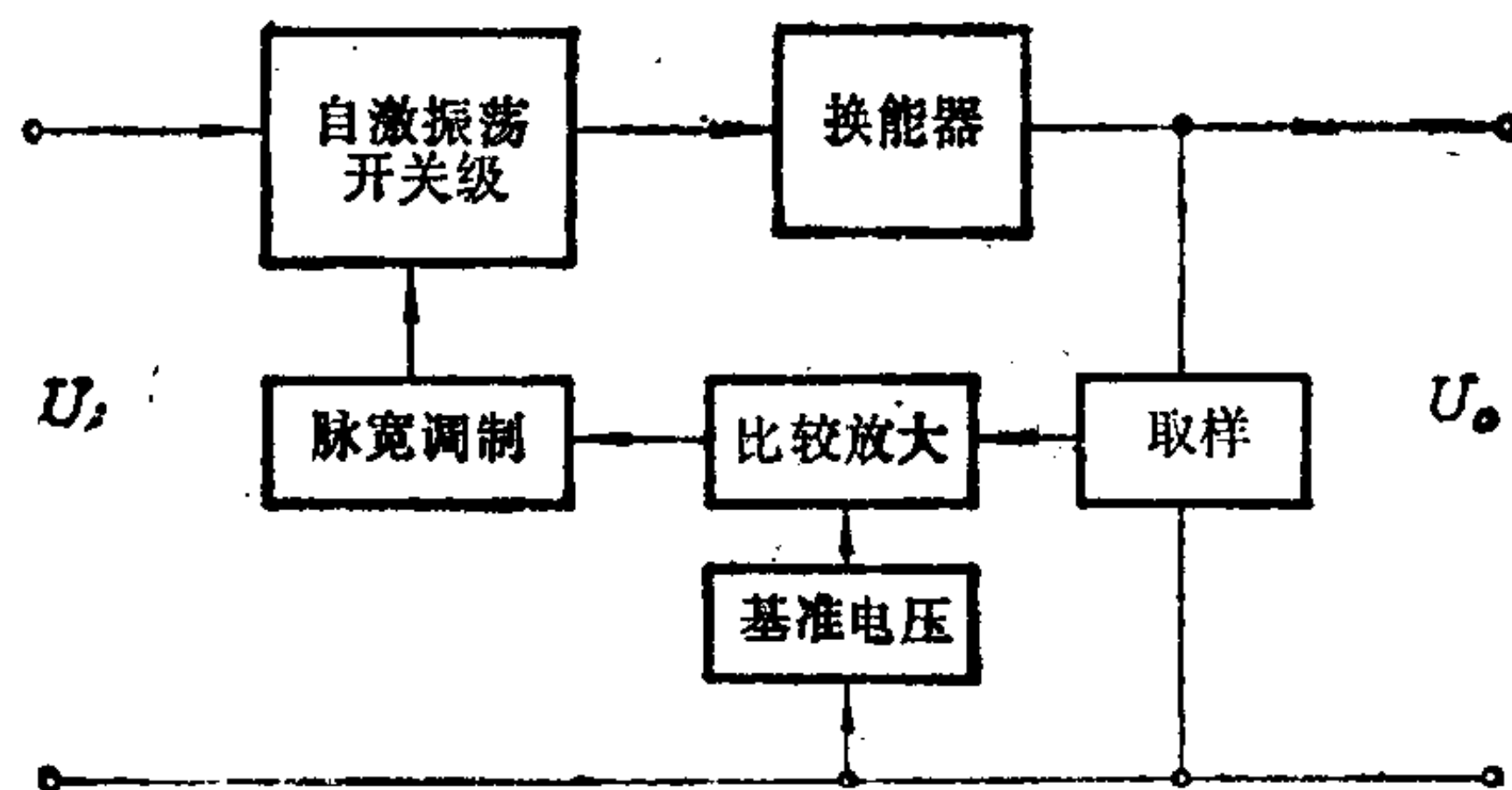


图7-7 调宽式开关电源基本方框图

2. 可变频率调频式

该方式中开关管的导通持续时间不变，而通断周期 T 可控，从而改变 δ 来实现稳压。图7-8给出了组成方框图，也是通过比较放大得出误差电压，加给压控频率变换电路以改

变激励脉冲的频率。

另外，也可以同时改变导通时间和重复周期，称为调宽调频式。

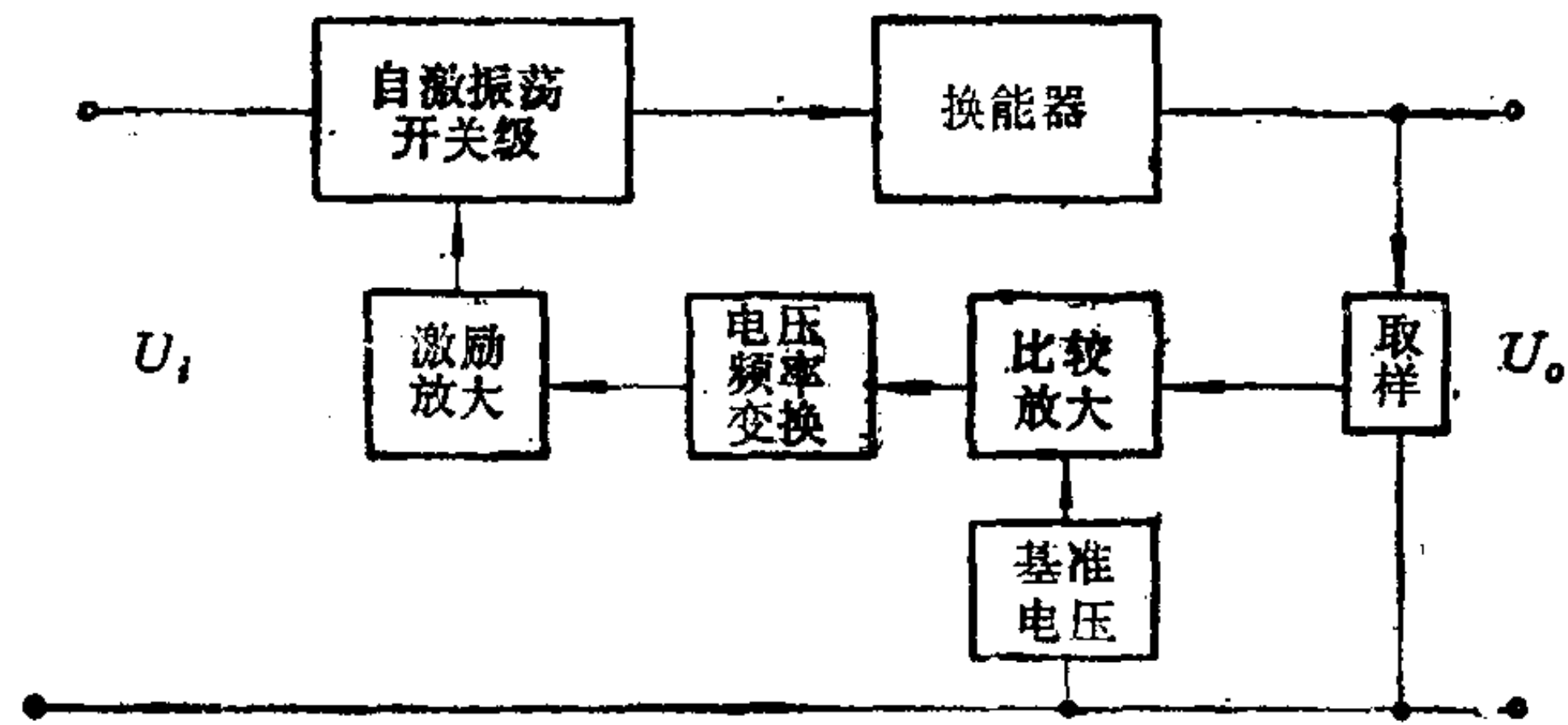


图7-8 调频式开关电源基本方框图

四、开关电源的干扰问题

开关电源的主要缺点是开关干扰问题。由于开关电源工作在开关状态，在开关脉冲跳变沿处，开关管电流的变化率陡急，并且它的工作电流一般较大（20英寸彩色电视机约为2A），所以谐波分量很丰富。当某些谐波分量落在电视机的接收频段内时，会窜入本机天线、高频头或中放通道，使屏幕上出现干扰。这种干扰与行频或行频整数倍同步时，屏幕上将出现静止的纵向条纹，暗背景时更为明显，影响图象的质量。在电路中，一般可采取以下几方面措施加以防止：

1. 合理布置元件，整流部分与开关变压器之间的电磁耦合尤其应尽可能小。在有较强高频电流通过的导线或元器件引脚上，可应用小磁环进行屏蔽。例如电源开关管基极、续流二极管两端等处均可加小磁环。
2. 仔细设计印刷板布局与走线，特别要使整流部分、开关管部分、开关变压器次级等部分各自成回路，导线要宽而短。
3. 选用高频特性好的电容器（无感电容器）作电源输入和直流输出的滤波电容。采用普通电解电容时，应并接上高频旁路电容，使高频干扰尽量被旁路掉。
4. 在各整流元件上（包括进线整流器和直流输出整流器中的）都应并接缓冲电容器，以平滑二极管两端的电压变化。
5. 开关管集电极回路和输出整流回路中应接入适当的小电感线圈，以降低脉冲跳变瞬间产生的感应电势值。
6. 在送至行输出管的输出直流端子处，应串接双线磁环高频滤波器。

在目前使用的开关电源中，一般已采取了上述各项措施，使开关干扰的可见度大为降低。但开关干扰难以完全避免，因此它仍然是开关电源的一个缺点。相信随着技术的发展，这个问题会得到较彻底的解决的。

第三节 电视机中实用开关电源电路介绍

一、日立CTP-236D型彩色电视机中的开关电源

日立CTP-236D型彩色电视机所用的开关电源电路如图7-9所示，图7-10为其方框图。

图7-9中, 50Hz交流市电经二极管 D_{901} 半波整流和滤波网络 R_{901} 、 L_{901} 、 C_{902} 、 C_{907} 滤波后, 变成含有一定纹波的未稳直流电压。该电压经开关变压器 T_{901} 初级绕

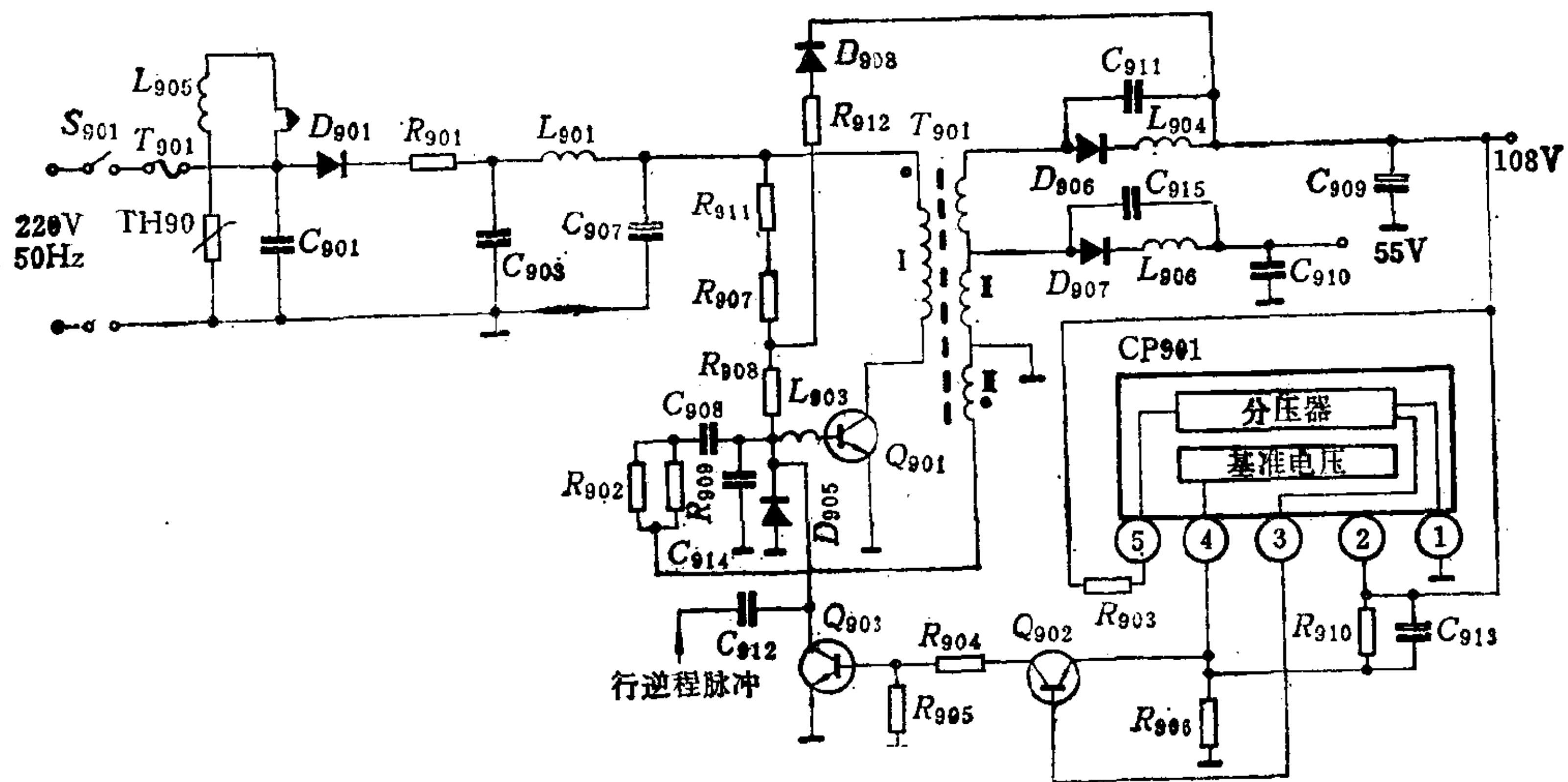


图7-9 日立CTP-236D型彩色电视机开关电源电路图

组I, 加到开关管 Q_{901} 集电极上, 在集电极处变换成与行逆程脉冲同步的矩形波。经过

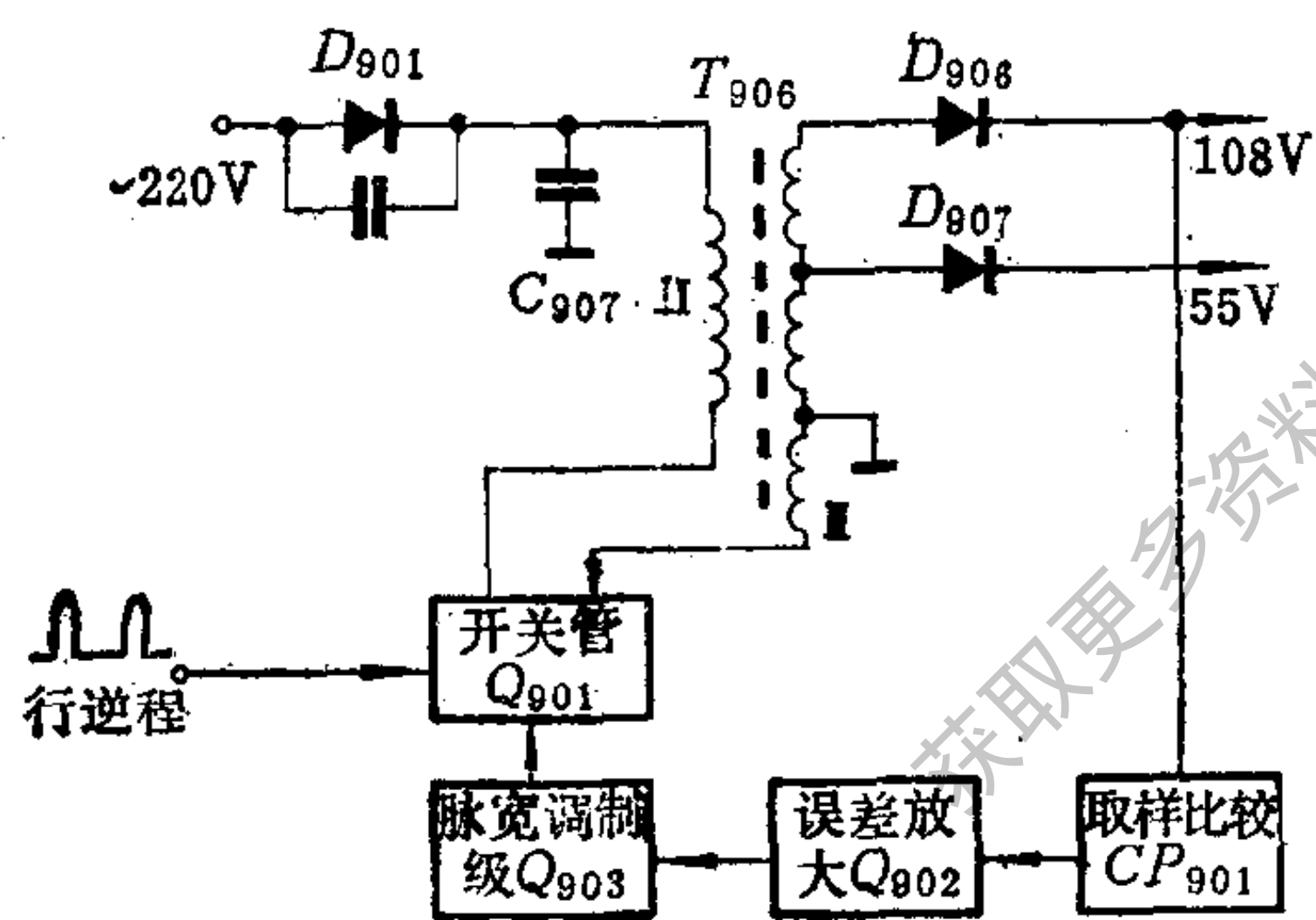


图7-10 日立CTP-233 D型彩色电视机开关电源方框图

T_{901} 的耦合, 在次级绕组II两端形成行频矩形电压, 由二极管 D_{906} 和 D_{907} 分别整流得108V主输出电压和54V辅助输出电压。主输出电压分压后和装在厚膜电路 CP_{901} 内的稳压二极管基准电压相比较, 得出的误差电压经 Q_{902} 、 Q_{903} 放大后去控制 Q_{901} 的导通时间, 以实现稳压。由电路可见, 这是变压器式开关电源。由 T_{901} 的同名端可推知, 开关管导通时续流二极管 D_{906} 、 D_{907} 均截止, 开关管截止时, D_{906} 、 D_{907} 导通, 故换能器为反激型。因此, 该开关电源是变压器式反激型换能器的开关电源。

(一) 启动电路

该开关电源的启动电路简画于图7-11中, 它由开关管 Q_{901} , 开关变压器 T_{901} 初级绕组I及次级绕组III, Q_{901} 的偏置电阻及定时元件 C_{908} 、 R_{902} 、 R_{909} 等组成。由图可见, 变压器 T_{901} 初、次级绕组的同名端按图上所示联接时, 形成正反馈, 构成了间歇振荡器。间歇振荡一个周期中分四个阶段, 即脉冲前沿阶段、脉冲平顶阶段、脉冲后沿阶段及脉冲间歇阶段。下面分别进行说明。

1. 脉冲前沿阶段

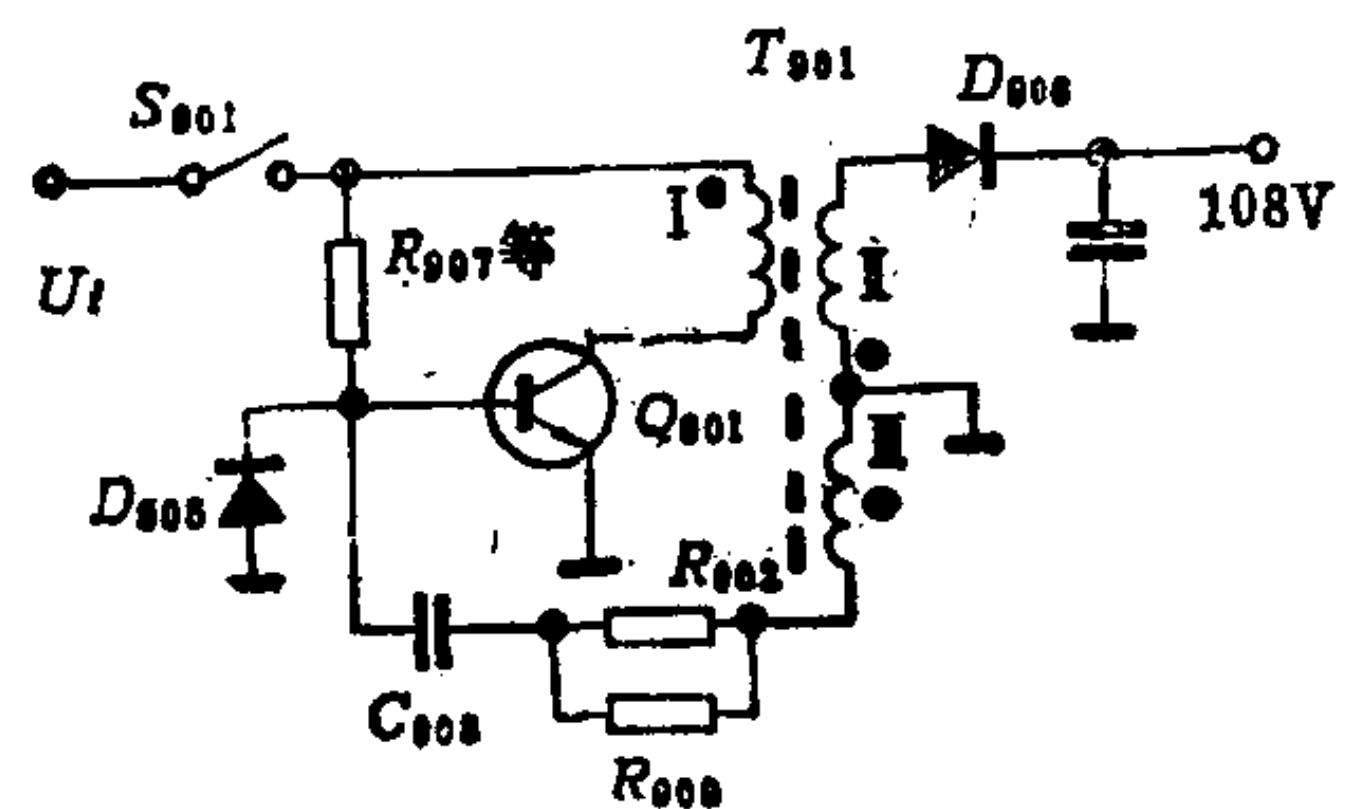


图7-11 开关电源启动电路

当电源开关 S_{901} 一接通，整流后的直流电压 U_i 一方面通过 R_{907} 等（实际电路中是三个电阻串联）供给 Q_{901} 基极，使 Q_{901} 产生基极电流 i_b ，另一方面作为直流电源通过 T_{901} 初级绕组 I 加至 Q_{901} 集电极， Q_{901} 射极接地，故产生集电极电流 i_c 。绕组 I 两端立即产生上正下负的电压降，通过耦合使绕组 III 产生下正上负的感应电势。感应电势通过定时元件 R_{902} 、 R_{909} 、 C_{908} 正反馈到 Q_{901} 的基极，使 Q_{901} 的 i_b 进一步增大，导通程度更强，其过程为

$$i_b \uparrow \rightarrow i_c \uparrow \rightarrow e_{III} \uparrow \rightarrow i_b \uparrow \uparrow$$

形成了正反馈的雪崩过程，使 Q_{901} 迅速进入饱和状态，脉冲前沿阶段结束。

2. 脉冲平顶阶段

由于 Q_{901} 饱和，绕组 I 等效于接在 U_i 与地之间，激磁电流因 L 很大而线性增大，即 Q_{901} 集电极电流 i_c 线性增大，绕组 III 上的感应电势依然存在， C_{908} 通过定时元件、开关管 Q_{901} 的 r_{be1} 及脉宽调制管 Q_{903} 的集—射电阻 r_{ce3} 充电，充电时间常数 τ_1 为

$$\tau_1 = C_{908} \left(\frac{R_{902} \cdot R_{909}}{R_{902} + R_{909}} + \frac{r_{be1} \cdot r_{ce3}}{r_{be1} + r_{ce3}} \right)$$

随着 C_{908} 的充电， Q_{901} 的基极电位逐渐降低，基极电流 i_b 逐渐减小， Q_{901} 的饱和深度逐渐变浅。当 i_b 下降到 $i_b = i_c / \beta$ 时， Q_{901} 开始脱离饱和进入放大状态，脉冲平顶阶段结束。

3. 脉冲后沿阶段

Q_{901} 进入放大状态后， i_b 的减小，使 i_c 随之减小，绕组 I 和绕组 III 中的感应电势反相，它通过定时元件加给基极，使 i_b 更加减小，产生出如下的正反馈：

$$i_b \downarrow \rightarrow i_c \downarrow \rightarrow e_{III} \text{反相} \uparrow \rightarrow i_b \downarrow \downarrow$$

强烈的正反馈雪崩过程使 Q_{901} 迅速截止。

4. 脉冲间歇阶段

Q_{901} 截止后， $i_c = 0$ ，绕组 III 感应电势消失。 C_{908} 上所充的电压通过 D_{905} 、绕组 III 和定时元件放电，同时 U_i 通过 R_{911} 、 R_{907} 、 R_{908} 对 C_{908} 充电，使 Q_{901} 基极电位又上升，到再次出现 i_b 时，间歇期结束，下一个振荡过程又开始，重复上述过程。

图7-12实线示出了有关波形，电路设计时使自由振荡频率略低于行频，当行逆程脉冲到来时开关管立刻导通，使开关周期按行周期工作。

(二) 电压控制电路

1. 取样比较及误差放大

取样比较电路由厚膜组件 CP_{901} 完成，其内部电路及误差放大电路画于图7-13中。误差放大管 Q_{902} 的发射极电位 U_{e902} 为

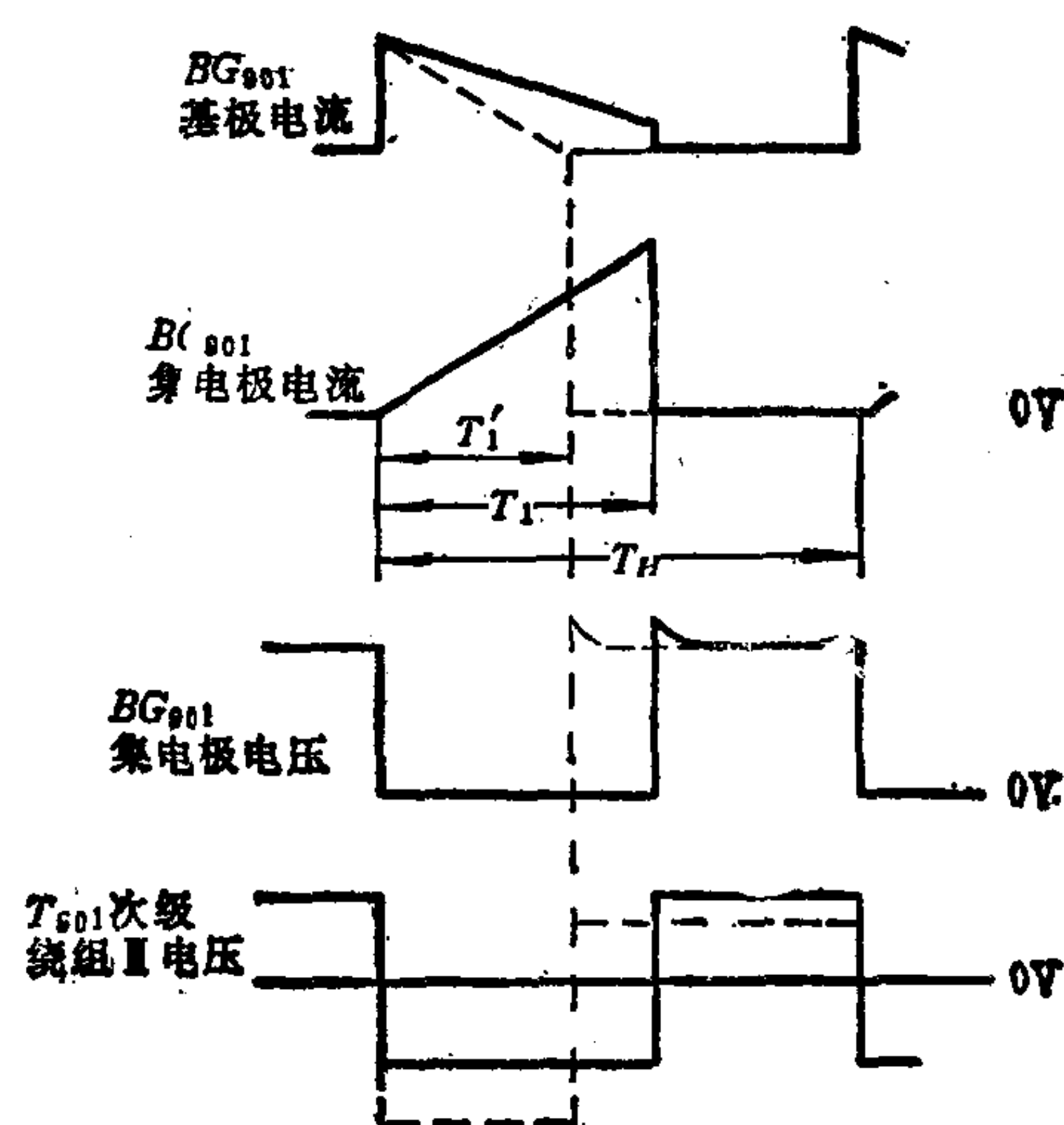


图7-12 开关电源有关波形

$$U_{e902} = U_0 - U_{DZ}$$

式中： U_{DZ} 为稳压管的稳压电压，约6.5V。当 $U_0 = 108V$ 时， $U_{e902} = 108 - 6.5 = 101.5V$ 。另外， Q_{902} 基极电位 U_{b902} 由 U_0 经 R_{903} 与CP901内部电阻 R_{35} 、 R_{31} 分压决定即

$$U_{b902} = U_0 \frac{R_{31}}{R_{903} + R_{35} + R_{31}}$$

当 $U_0 = 108V$ 时， $U_{b902} = 100.7V$ ， Q_{902} 处于导通状态，集电极负载 R_{905} 上的电压送至 Q_{903} （脉宽调制级）的基极，控制它的导通程度，即集电极电流和集-射电阻 r_{ce3} 的大小。

当输出电压 U_0 因某种原因升高 ΔU_0 时， Q_{902} 发射极电压也同时升高 ΔU_0 ，即 $\Delta U_{e902} = \Delta U_0$ 。而基极电位的升高量为 $\Delta U_{b902} = \Delta U_0 \cdot R_{31} / (R_{903} + R_{35} + R_{31})$ 。两者的增量不同，前者大，后者小。因此， Q_{902} 集电极电流增加，脉宽调制级 Q_{903} 基极电位升高， Q_{903} 导通程度加大。反之，当输出电压 U_0 因某种原因降低时， Q_{902} 集电极电流减小， Q_{903} 基极电位降低，导通程度减小。

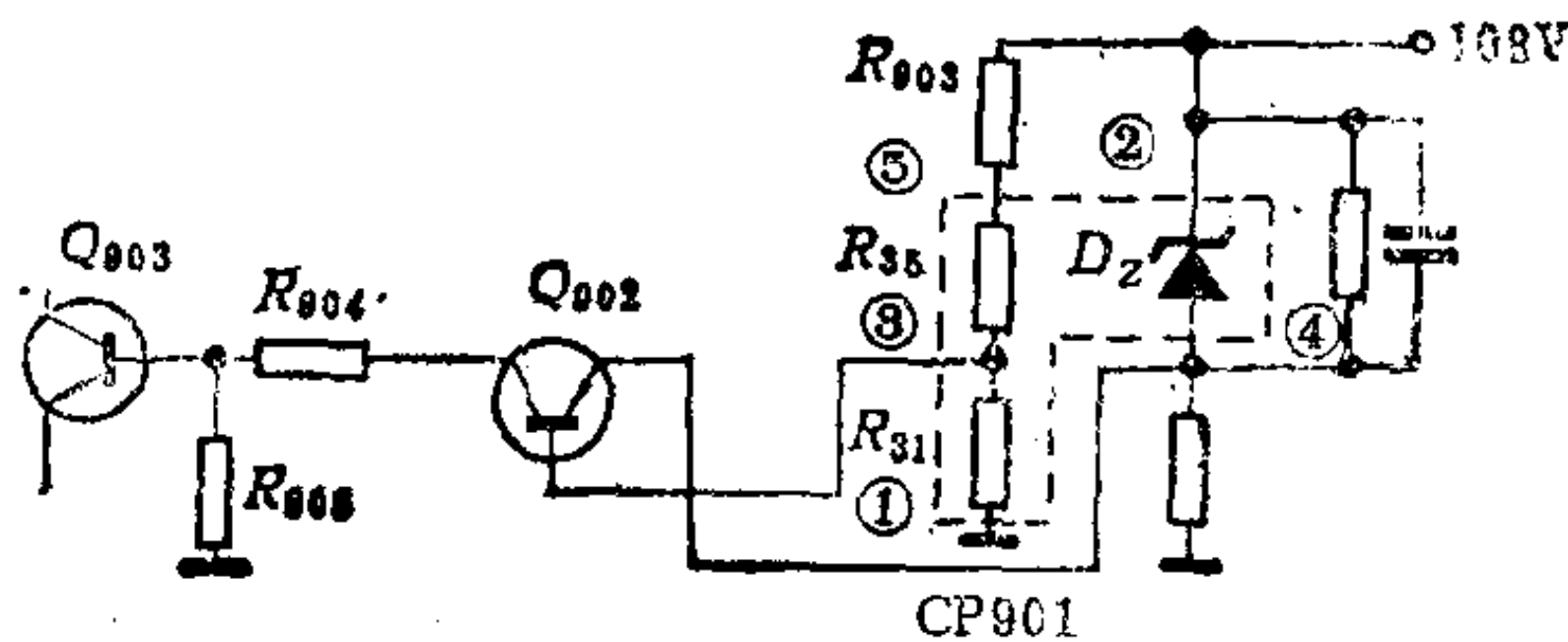


图7-13 取样比较及误差放大电路

2. 脉宽调制级 Q_{903}

脉宽调制级及其简化电路示于图7-14。它受误差放大器 Q_{902} 输出电压的控制，集-射间的等效电阻 r_{ce3} 随着改变。这 r_{ce3} 并联在开关管的基-射极上。

如上面所说， U_0 增高时 Q_{903} 基极电位升高， r_{ce3} 减小。因此， Q_{903} 使 C_{908} 的放电加快，开关管 Q_{901} 振荡脉冲平顶阶段提前结束，即 Q_{901} 导通时间缩短，脉冲宽度变窄，如图7-12中虚线所示。由于 Q_{901} 提前截止，集电极电压及变压器次级绕组中的电压也如图

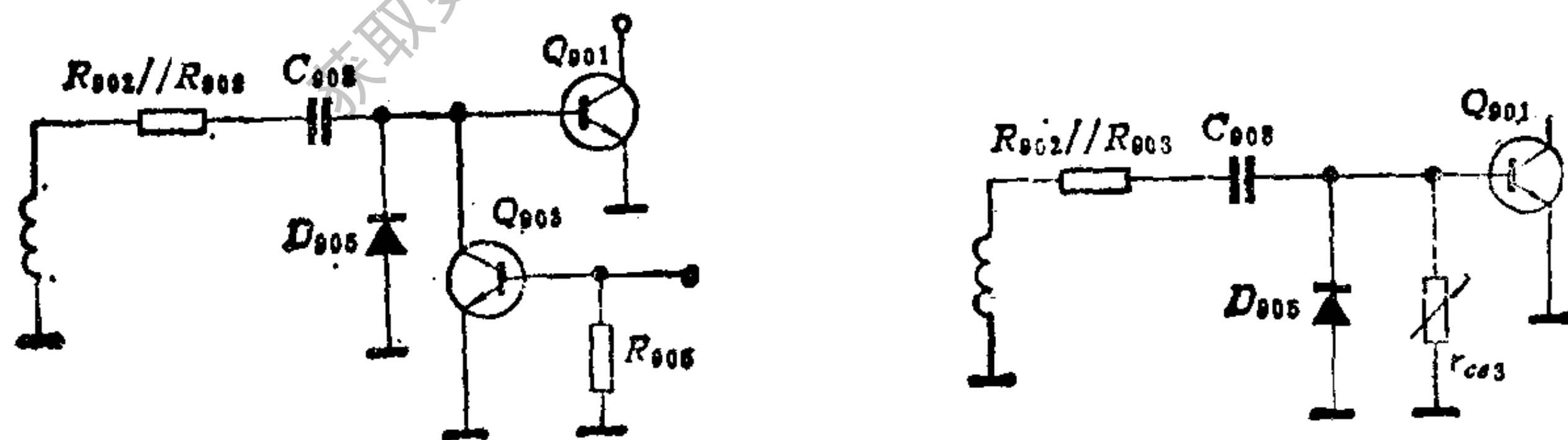


图7-14 脉宽调制级及其简化电路

中的虚线提前变化。结果是，变压器初级绕组中的电流峰值减小，储能相应地减少，转移到次级绕组的能量也减少，输出电压 U_0 随着下降。可见， U_0 自动调低而保持恒定。

反之，当 U_0 减小时，电路将自动调高输出电压 U_0 仍保持恒定。

(三) 电源的转换及短路保护电路

从电路图7-9可见，在电源接通时，开关管 Q_{901} 的基极偏置及脉宽调制管 Q_{903} 的集电极电压暂时由整流后的非稳压电压供给。当稳压电源有正常输出时，因变压器 T_{901} 初级直流电压高于次级直流电压，故 D_{908} 导通， R_{912} 下端电位被钳定在108V左右，从而由稳定电压供电代替了非稳压供电。不管电网电压如何变化，只要在稳压范围内， D_{908} 导通， R_{907} 下端电位保持不变。

另外，若负载短路时， D_{903} 负极电压为零， Q_{901} 基极电位迅速降为零而截止，故 D_{903} 、 R_{912} 组成了短路保护电路，防止负载短路时损坏开关管 Q_{901} 。

(四) 保护电路

保护电路如图7-15所示，由厚膜组件CP701、可控硅管 Q_{705} 及激励管 Q_{704} 等组成。

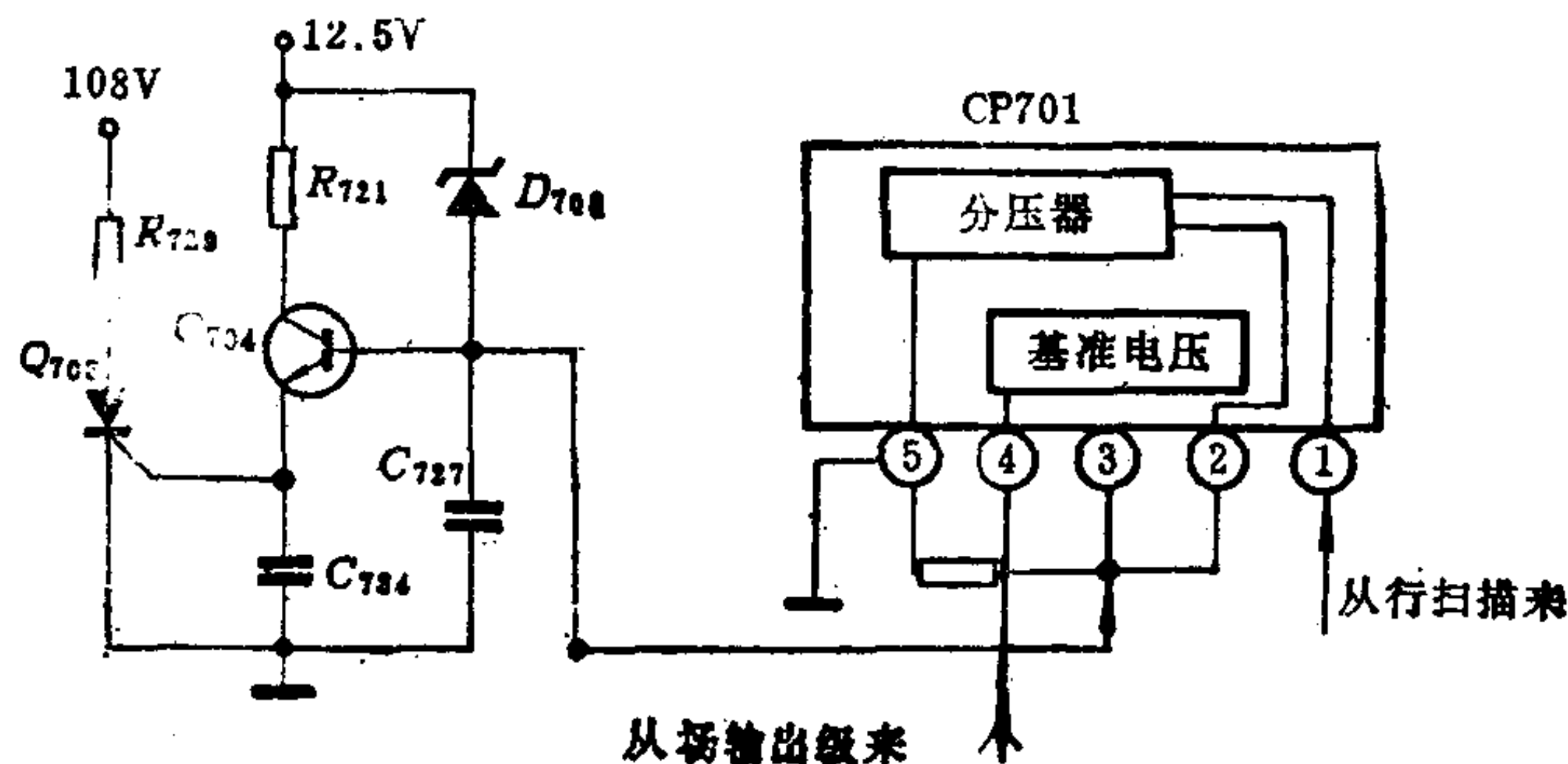


图7-15 保护电路

其中，厚膜组件内部电路与CP901基本相同，作取样和隔离之用。当稳压电源输出电压过高使行输出级电流过大，或者行输出级发生故障，高压电路发生故障，或场输出出现异常时，CP701①或④脚电压升高，使激励管 Q_{704} 由截止转为导通，触发可控硅管 Q_{705} 。 Q_{705} 导通时稳压输出 U_0 经 R_{729} 到地，与前述情况相同，使 Q_{901} 基极电位降为零而管子截止，间歇振荡器停振，输出电源被切断，起到了保护作用。由于可控硅导通后形成自锁状态，不能自行恢复，故在故障排除后电源仍会处在短路保护状态。这时，必须断一下电源开关，再行开机，电源才能重新工作。

二、松下TC-483D型彩色电视机中的开关电源

图7-16给出了松下TC-483D型电视机开关电源的电路图，图7-17为其原理方框图。220V交流电压经桥式整流， C_{807} 滤波后得到未稳直流电压 U_i ，送至开关电源换能器。其中， Q_{801} 为开关调整管，主输出电压113V为供给行扫描电路的电源； Q_{803} 为取样比较放大管， Q_{802} 构成脉宽调制级。由于开关管 Q_{801} 与变压器 T_{801} 初级（储能电感）及输出负载串联，故为串联式开关电源。另外，在开关管受控饱和导通时 U_i 能向负载输出，并向电容 C_{814} 充电，在开关截止时断开 U_i ， U_0 由 T_{801} 中储能提供， C_{814} 缓冲放电补充。所以为正激型换能器。与图7-4的不同之处在于储能电感 L 调换了地方，从开关管后面移到了开关管前面。这是为了便于脉宽调制级对开关管的导通时间进行控制，图7-9中的情况也是这样的。另外，为了在开关管截止时变压器初级绕组中储藏的能量得以释放，在次级绕组电路中接入了二极管 D_{805} ，由变压器的同名端和二极管正、负极的连接可知，在开关管截止期间 D_{805} 导通，因而为 I_L 提供了向负载输出的通路。所以， D_{805} 为续流二极管。另两个次级绕组 $S_2 \sim S_1$ 和 $S_3 \sim S_1$ 的感应电势分别由 D_{803} 和 D_{804} 整流输出，+16V为电视机通道提供电源，+50V供给场扫描输出级。

(一) 自激启动过程

电路的自激启动过程也可以分为下面四个阶段：

1. 脉冲前沿阶段

当电源开关 S_{801} 接通后，220V交流电压经整流滤波得到直流电压 U_i ，送至换能器

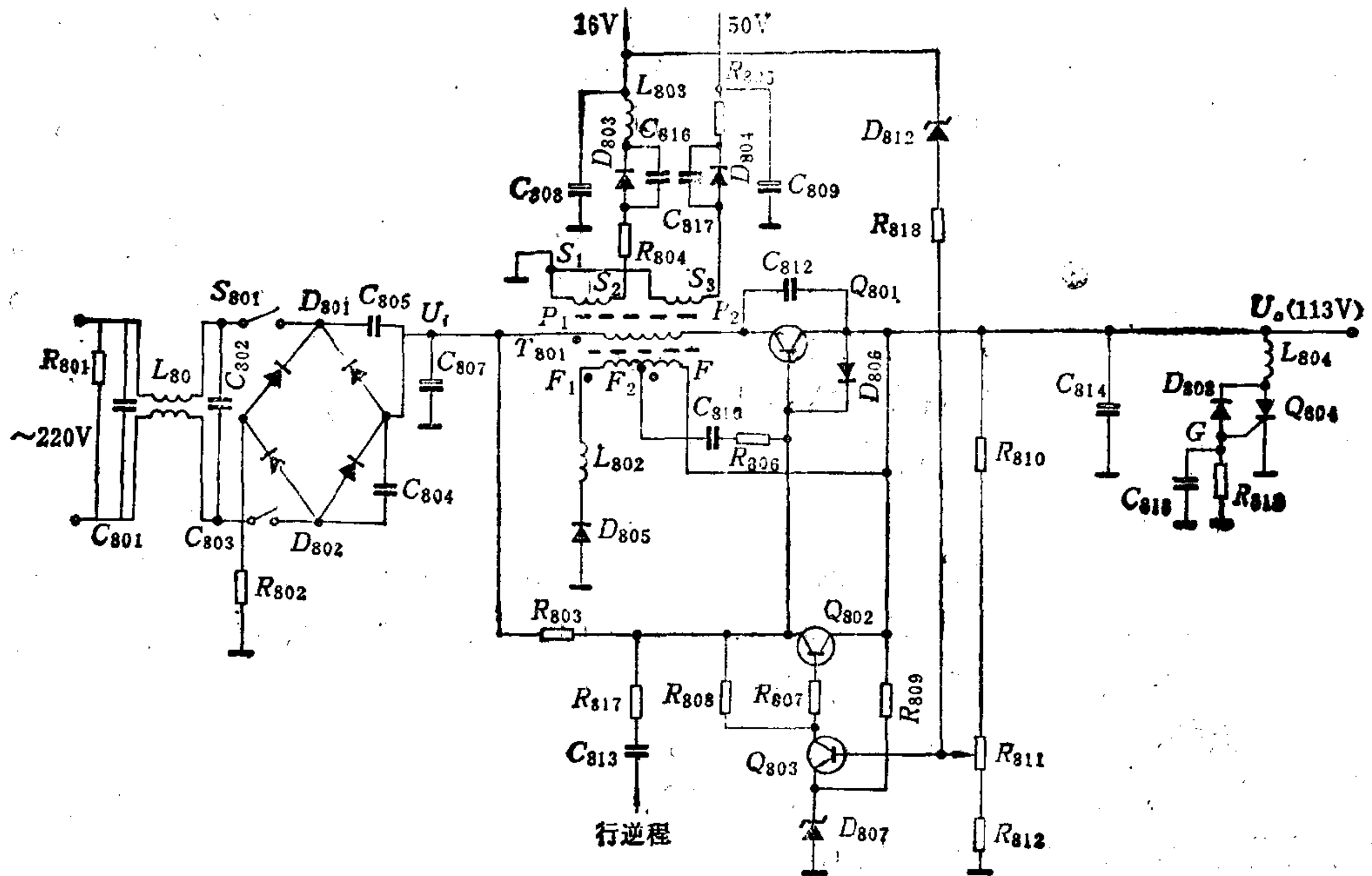


图7-16 松下TC-483D型彩色电视机开关电源电路图

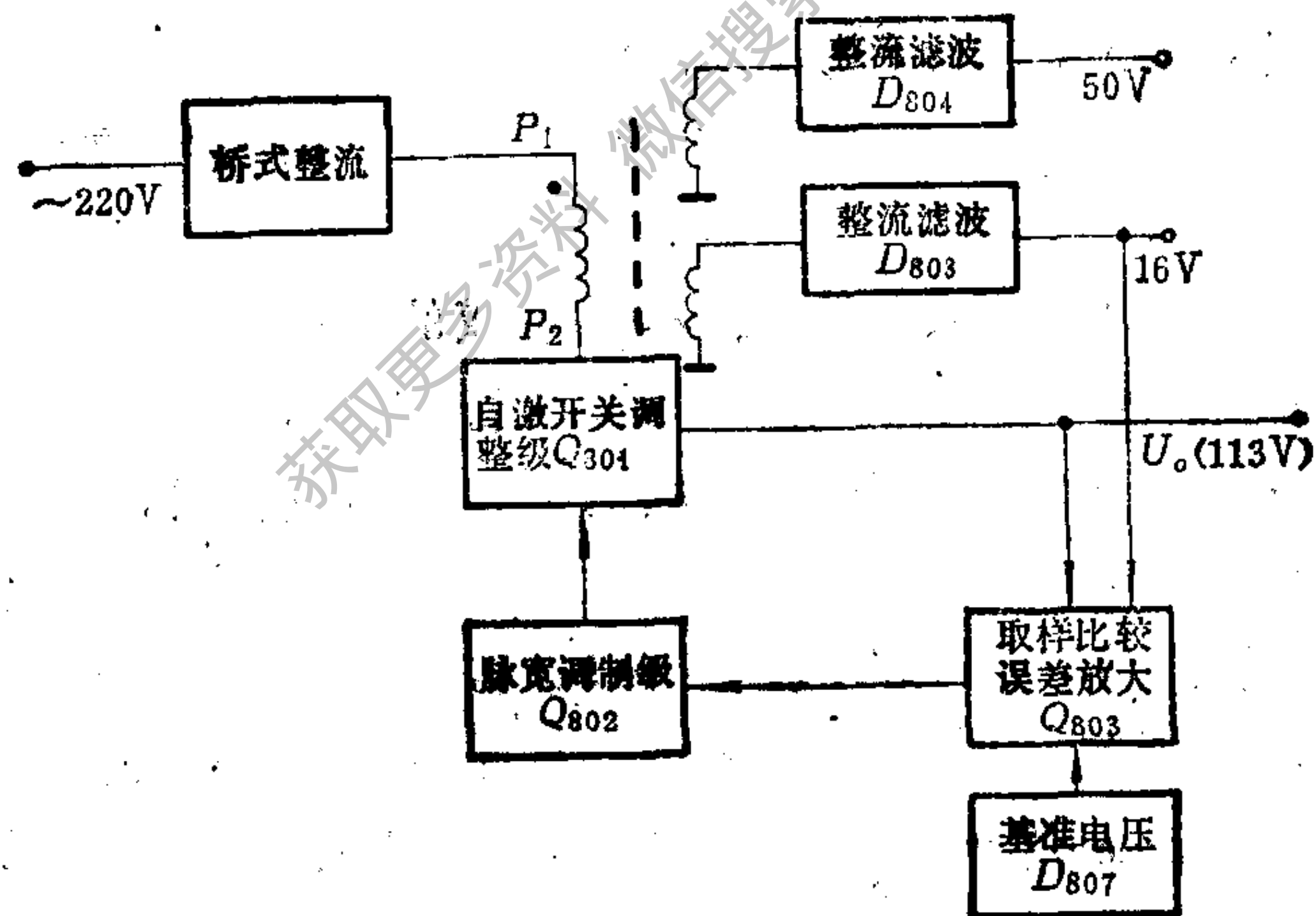


图7-17 松下TC-483D型彩色电视机开关电源方框图

输入端。该电压经 R_{803} 给 Q_{801} 基极提供一个微小的注入电流 i_{b801} ， Q_{801} 立刻产生集电极电流 i_{c801} ，电流变化在 T_{801} 初级绕组 P_1 、 P_2 两端产生出感应电势，耦合至次级。在次级绕组两端点 F_2 、 F_3 间得到感应电势 $e_{F_2F_3}$ ，通过定时元件 C_{801} 、 R_{806} 加到 Q_{801} 的基极和发射极之间，由同名端可知，它给 Q_{801} 发射结提供正偏置，使 i_{b801} 进一步增加，于是产生了

$$i_{b801} \uparrow \rightarrow i_{c801} \uparrow \rightarrow e_{F_2F_3} \uparrow \rightarrow i_{b801} \uparrow \uparrow$$

的正反馈雪崩过程， Q_{801} 迅速饱和导通。

2. 脉冲平顶阶段

由于绕组 P_1P_2 的电感量很大,在 Q_{801} 饱和导通期间 i_{c801} 线性增大,在 F_2F_3 两端的感应电势通过 R_{803} 和 Q_{801} 发射结对 C_{810} 充电,随着 C_{810} 上充电电压逐渐增大,使 i_{b801} 逐渐减小,直至 $i_{b801} = i_{c801}/\beta$ 时 Q_{801} 退出饱和进入放大状态,脉冲平顶阶段结束。

3. 脉冲后沿阶段

脉冲平顶阶段结束后 i_{b801} 的减少必将引起 i_{c801} 的减少,这时 T_{801} 初级绕组 P_1P_2 间的感应电势立即反相,次级绕组 F_2F_3 间的感应电势也随之反相,次级电势通过 C_{810} 、 R_{803} 使 i_{b801} 进一步减少,于是产生了

$$i_{b801} \downarrow \rightarrow i_{c801} \downarrow \rightarrow e_{F_2F_3} \text{反相} \uparrow \rightarrow i_{b801} \downarrow \downarrow$$

强烈的正反馈雪崩过程使 Q_{801} 由饱和迅速转为截止。

4. 脉冲间歇阶段

Q_{801} 截止后,储藏在 T_{801} 中的磁能在 F_1F_2 两端产生的感应电势对 D_{805} 为正偏使 D_{805} 导通,磁能得以续流释放,其电流通路如图7-18所示。与此同时, C_{810} 通过 R_{803} 、 D_{805} 和绕组 F_2F_3 放电。放电过程中 Q_{801} 基极电位逐渐上升,直至回到发射结开始正偏时, Q_{801} 重又导通,脉冲间歇阶段结束,再进入脉冲前沿阶段,间歇振荡重复进行。

一般电路设计中使间歇振荡器的自由振荡频率略低于行频,以保证在电源启动后由行输出级送来的行逆程脉冲通过图7-16中触发 Q_{801} ,使其提前导通,做到开关频率与行频一致。

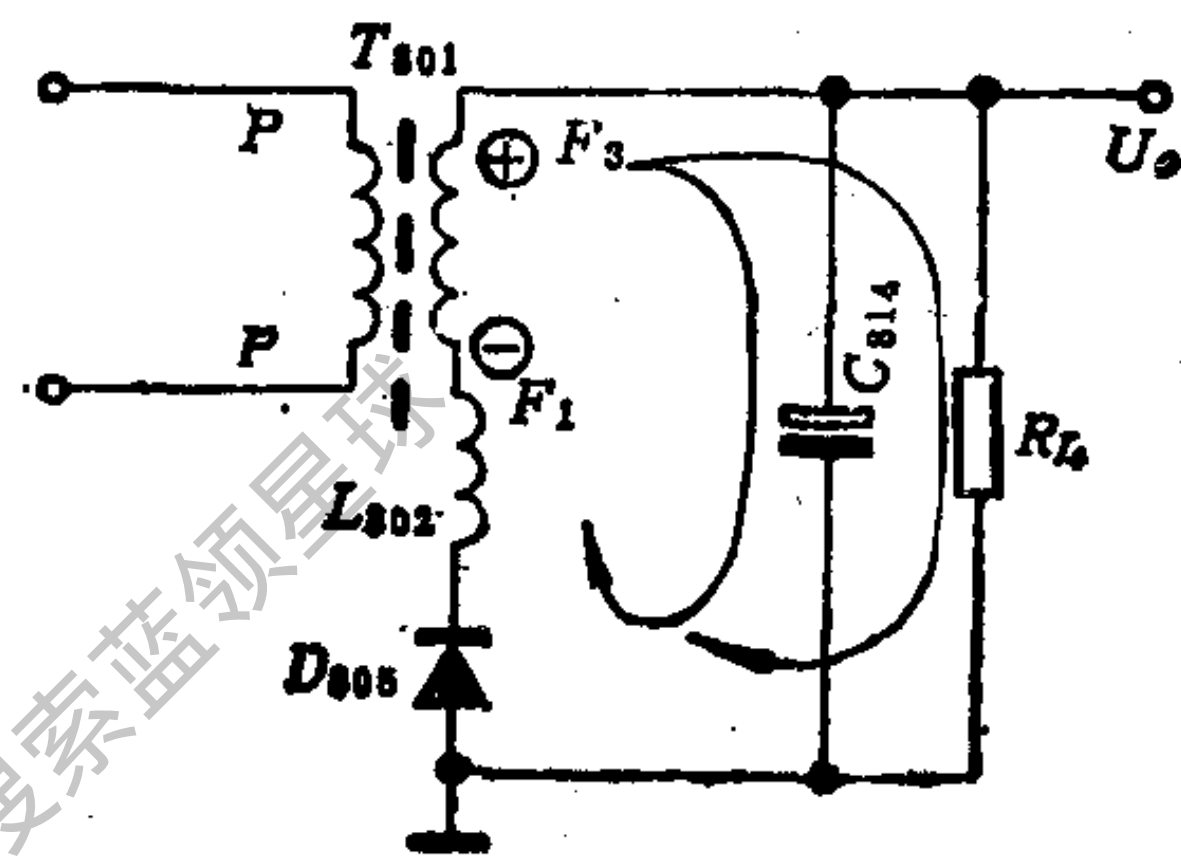


图7-18 续流电流通路

(二) 电压调整过程

主输出为 $U_0 = 113V$,由 R_{810} 、 R_{811} 、 R_{812} 组成的取样电路分压后将取样电压加到比较放大级 Q_{803} 的基极。 U_0 同时经 R_{809} 送至稳压管 D_{807} ,稳压电压送至 Q_{803} 的发射极,故 Q_{803} 发射极上为固定的基准电压。这样,当 U_0 有变化时, Q_{803} 的基-射极间电压将随之变化。它经 Q_{803} 放大后从集电极输出,控制 Q_{802} 的导通程度,使之对 Q_{801} 的基极电流有一定的分流,借以改变 C_{810} 的充电时间,也即 Q_{801} 的导通时间,从而改变了占空系数 δ ,实现脉冲调宽式的稳压。现以 U_0 增加为例说明控制过程如下:

$U_0 \uparrow \rightarrow U_{b803} \uparrow \rightarrow i_{c803} \uparrow \rightarrow U_{c803} \downarrow \rightarrow i_{c802} \uparrow \rightarrow C_{810}$ 充电时间 $\downarrow \rightarrow$ 脉冲平顶阶段提前结束 $\delta \downarrow \rightarrow U_0 \downarrow$

电路中还将16V输出电压经 D_{812} 稳压管和 R_{813} 后加到 Q_{803} 的基极,以实现16V直流电源的取样和稳压。

(三) 保护电路

当电路出现 U_0 大为上升的异常现象时,如图7-16所示,电压 U_0 通过稳压管 D_{808} 后使G点电位也大为上升,触发可控硅 Q_{804} 导通,使 U_0 经它到地。于是开关电源停振,电路得到保护。

第四节 电视机用泵电源

泵电源是一种电视接收机专用的直流稳压电源,为了有助于对泵电源工作原理的理

解，这里把开关电源的有关特点再概括一下。

由前面所述可知，开关电源可以用行逆程脉冲作触发脉冲，控制振荡电路状态的转换，即控制开关管截止与饱和状态的转换，从而将未稳压电源能量转换为稳压输出。所以，其特点为：

1. 作为触发脉冲的行逆程脉冲不消耗能量。
2. 开关管工作在开关状态，即饱和导通和截止状态。
3. 触发脉冲可用行逆程脉冲，也可不用行逆程脉冲。

泵电源则是利用行逆程脉冲激励泵管（即换能管），从未稳压直流电源中以脉冲形式抽取能量，利用阻尼二极管整流，并由电容滤波得稳定的低压直流向行输出级等供给能量。与开关电源相比，其特点为：

1. 行逆程脉冲不是触发脉冲，而是作为开关激励信号，推动泵管导通。
2. 泵管工作状态不是开关状态，而是导通放大和截止状态。
3. 激励脉冲必须是行逆程脉冲，电源通过泵管与行输出级互相推动，交换能量并输出直流电压。

在一些黑白电视机中，泵电源获得了应用。例如匈牙利超星牌 TA-5301型、TA-3301型黑白电视机，波兰的一些黑白电视机等。这里，以匈牙利超星牌 TA-5301 电视机泵电源为例进行分析，介绍其工作原理。

一、工作原理

图7-19给出了一般的行输出级电路组成和偏转电流 i_y 波形图，在波形图中注明了能量转换过程。行正程的后半段BG受激励脉冲 U_i 的控制而饱和导通，直流电源 E_c 供出能量，形成正的 i_y 并在 L_y 中储能。在行正程的前半段D导通期间， L_y 中储正的能量释放出来，在形成 i_y 的同时，将能量送回直流电源。行逆程期间由 L_y 、 C_y 进行能量交替，并提供其他直流电压所需的整流脉冲源。

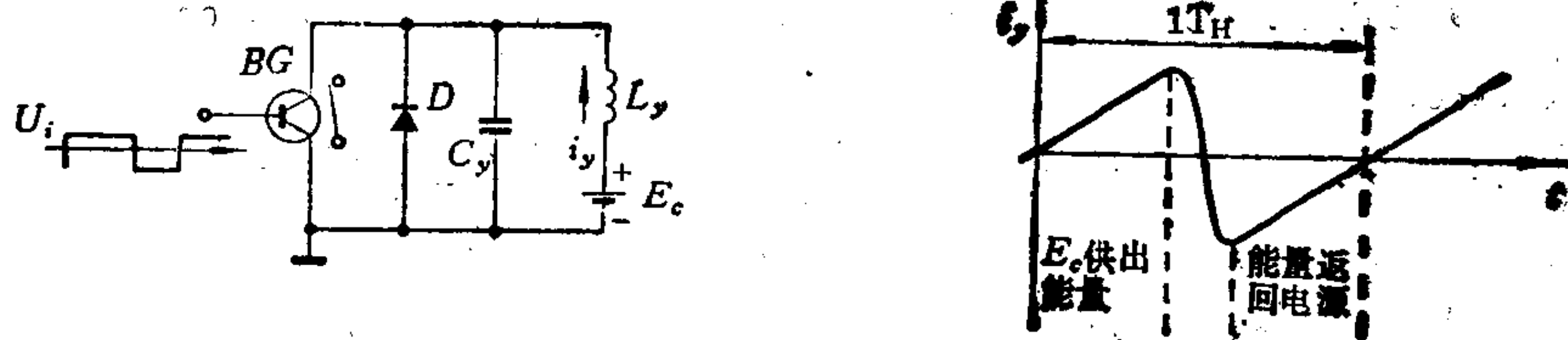


图7-19 行输出级电路和偏转电流波形

如果在 L_y 支路中串入电容 C_N ，用 C_N 两端的充电电压代替直流电源 E_c ，即形成图7-20所示的泵电源原理电路。由于行逆程脉冲使开关S接通（S用泵管实现），将未稳压直流电源 U_N 的能量提取出来储存在 L_y 、 C_N 等元件中，在D导通时 L_y 中的储能对 C_N 充电。只要行逆程期间从 C_N 提取出的能量足够，能维持一个行周期中的 i_y 和给出需由行输出级提供的其他直流电源的能量， C_N 便可代替

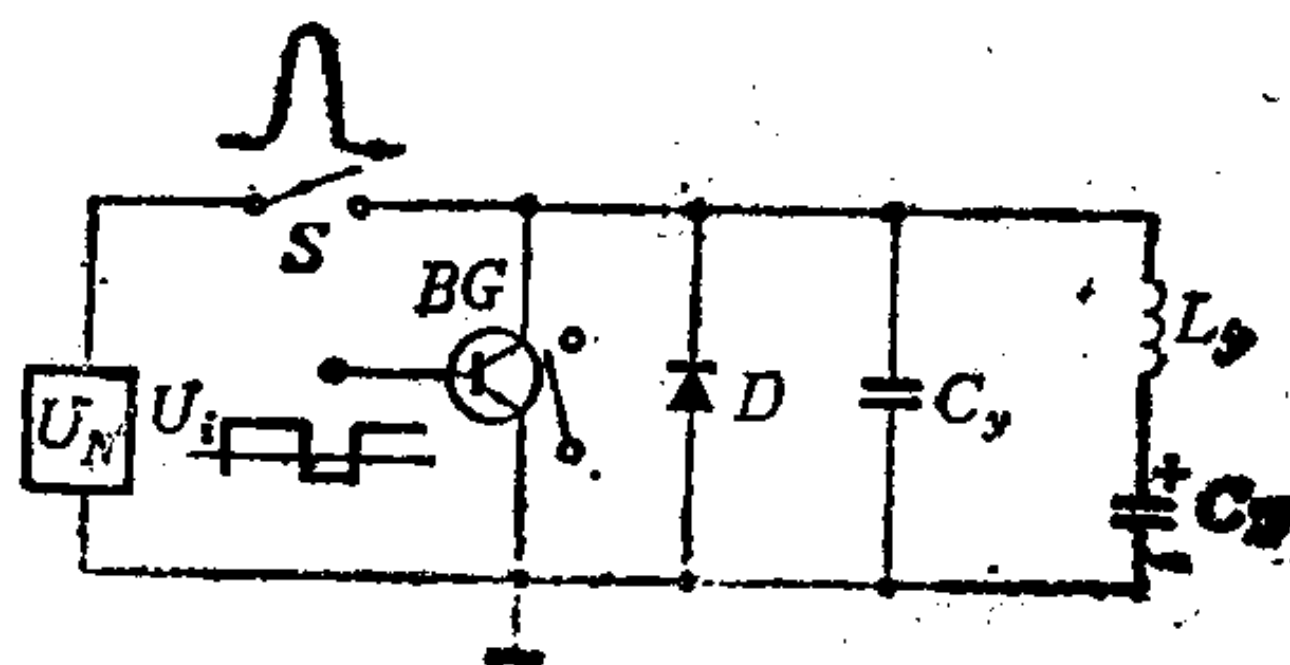


图7-20 泵电源原理电路

$E_{..}$ 可见,这是在很短时间内从 U_N 提取出能量,储存后在一行中供给行输出级及其他直流电源的;故而称为泵电源。

二、匈牙利超星牌TA-5301型电视机泵电源电路

图7-21给出了该泵电源的电路图。

(一)整流滤波电路

220V电网电压经 $C_{0.01} \sim C_{0.03}$ 、 $C_{0.01} \sim C_{0.03}$ 、 $L_{0.01}$ 、 $L_{0.02}$ 滤除来自外电的干扰电压后,由桥式整流器 $D_{0.01} \sim D_{0.04}$ 直接整流。经 $C_{0.04}$ 、 $C_{0.05}$ 、 $R_{0.02}$ 、 $R_{0.03}$ 等滤波后得到约300V的未稳直流电压 U_N ,通过 $T_{0.01}$ 左边绕组③~④加至换能管(泵管) $T_{0.01}$ 的集电极。

(二)启动阶段

图7-21中 $T_{0.04}$ 为行输出管与阻尼管(兼起电源整流二极管作用)复合而成, $C_{0.12}$ 为逆程电容, $L_{0.03}$ 为行偏转线圈, $C_{0.11}$ 为S形矫正电容, $T_{0.01}$ 右边绕组⑤~⑥为行输出变压器初级,绕组⑦~⑧为取得高压的高压线包, $L_{0.01}$ 、 $L_{0.02}$ 为行幅度及行线性调整电感。

当电源开关接通瞬间, U_N 即通过 $R_{0.04}$ 、 $C_{0.06}$ 加到 $T_{0.01}$ 的基极,跳变电压使 $T_{0.01}$ 立即产生基极电流 i_{b1} ,并立即出现 i_{c1} , $T_{0.01}$ ③~④绕组上产生感应电势。通过③~④与①~②间的耦合,由同名端可知对 $T_{0.01}$ 的基-射提供正偏跳变,因此 i_{b1} 进一步上升,正反馈雪崩过程使 $T_{0.01}$ 迅速饱和。这是脉冲前沿形成阶段。

i_{b1} 对 $C_{0.06}$ 的充电电流随着 $C_{0.06}$ 上电压的升高而逐渐减小,当 $i_{b1} = i_{c1} / \beta$ 时, $T_{0.01}$ 由饱和转为放大状态,脉冲平顶过程结束。

$T_{0.01}$ 进入放大状态后,随着 i_{b1} 的减小, i_{c1} 也减小,绕组③~④和①~②上的感应电势都反相,正反馈过程使 $T_{0.01}$ 迅速截止,脉冲后沿阶段结束。

$T_{0.01}$ 截止后, $C_{0.06}$ 通过绕组①~②、 $R_{0.07}$ 、 $R_{0.08}$ 等放电, $T_{0.01}$ 基极电位上升,直到 i_{b1} 重又出现时,开始下一周期的振荡。可见,振荡周期主要决定于 $T_{0.01}$ 基极回路中 $C_{0.06}$ 、 $R_{0.07}$ 、 $R_{0.08}$ 等形成的放电时间常数。

由上面分析可见,泵管基极的正偏置是依靠开机一瞬间 U_N 对 $C_{0.06}$ 的充电提供的,当 $C_{0.06}$ 充电电压接近 U_N 时,泵管基极正偏消失,间歇振荡将无法维持自激。因此,在泵管 $T_{0.01}$ 的发射极上由 $D_{0.22}$ 、 $C_{0.21}$ 将振荡脉冲整流、滤波得约4.5V直流电压经 $R_{0.54}$ 、 $R_{0.47}$ 后加到TBA950X的③脚,使块内行振荡级迅速工作。这样,在泵电源启动阶段,自激振荡未停止之前,行输出级已经工作,产生的行逆程脉冲即可通过行输出变压器推动泵管,使它由自激振荡转为它激振荡。因此, $C_{0.06}$ 等的充电时间常数设定为50ms已经足够。

(三)稳定阶段

用泵管做自激间歇振荡器的电源电路,其输出电压不稳,仅能用来在开机后供电路启动。在行振荡建立后,TBA950X②脚送出行激励脉冲,经激励管 $T_{0.05}$ 放大后推动 $T_{0.04}$ 中的行输出管工作。绕组⑤~⑥上的行逆程脉冲耦合到绕组①~②,经过 $D_{0.05}$ 限幅后加到 $T_{0.01}$ 的基-射之间。这个激励脉冲使行逆程期间 $T_{0.01}$ 导通,从 U_N 提取能量,一方面在 $T_{0.01}$ 中储能,同时耦合至绕组⑤~⑥后向 $L_{0.03}$ 送入电流。行逆程结束后进入行正程前

半段的期间, T_{604} 中的阻尼二极管导通, L_{603} 中的磁能通过阻尼管释放, 形成行正程前半段的 i_y 。同时, T_{601} 中的磁能通过阻尼管 (又起电源整流二极管作用) 向 C_{610} 充电, 将能量转换到 C_{610} 上, 变成直流电源 E_c 供给整机, C_{610} 代替 E_c 的电路图如图 7-22 所示。

当泵电源进入它激状态正常工作之后, 图 7-21 中 ③ 点输出 8.2V 直流电压, 高于 ⑤ 点的电位, 因而 D_{622} 截止, TBA950X 的 ③ 脚上由 D_{623} 提供出稳压的直流电压, 保证了扫描集成块的正常工作。

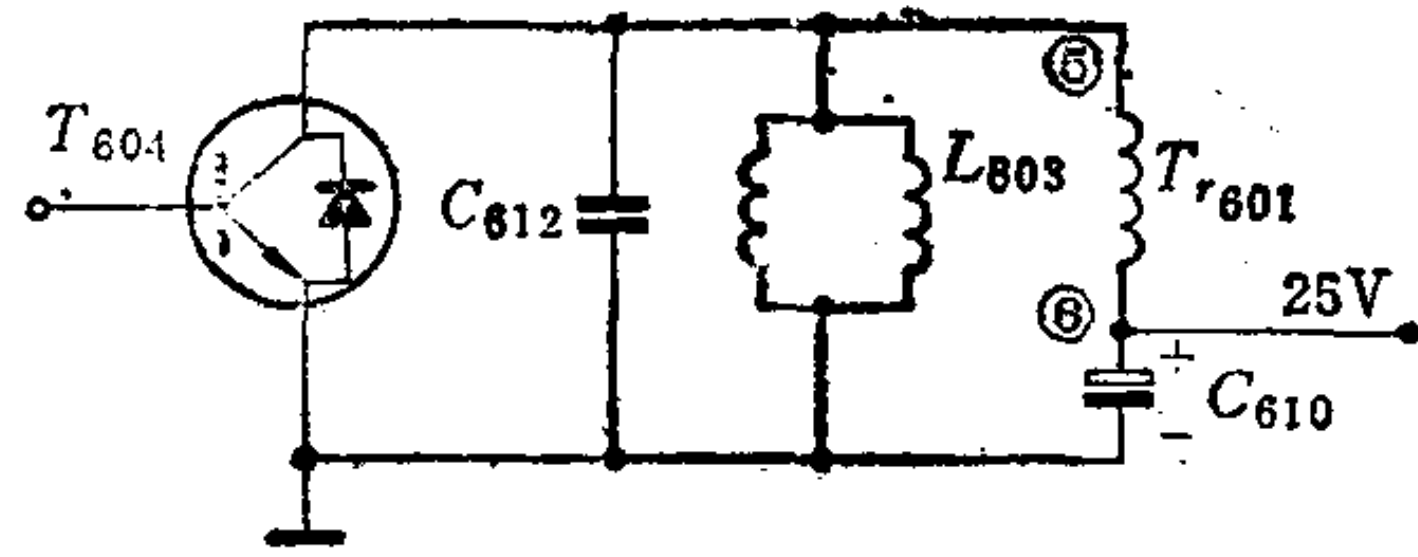


图 7-22 C_{610} 代替 E_c 的电路

从上述过程可见, 泵电源与行输出级之间能量的传递及激励脉冲通路可用图 7-23 形象地表明。

(四) 稳压原理

正常工作后, 图 7-21 的泵电源电路可等效成图 7-24。它是一个变压器耦合放大电

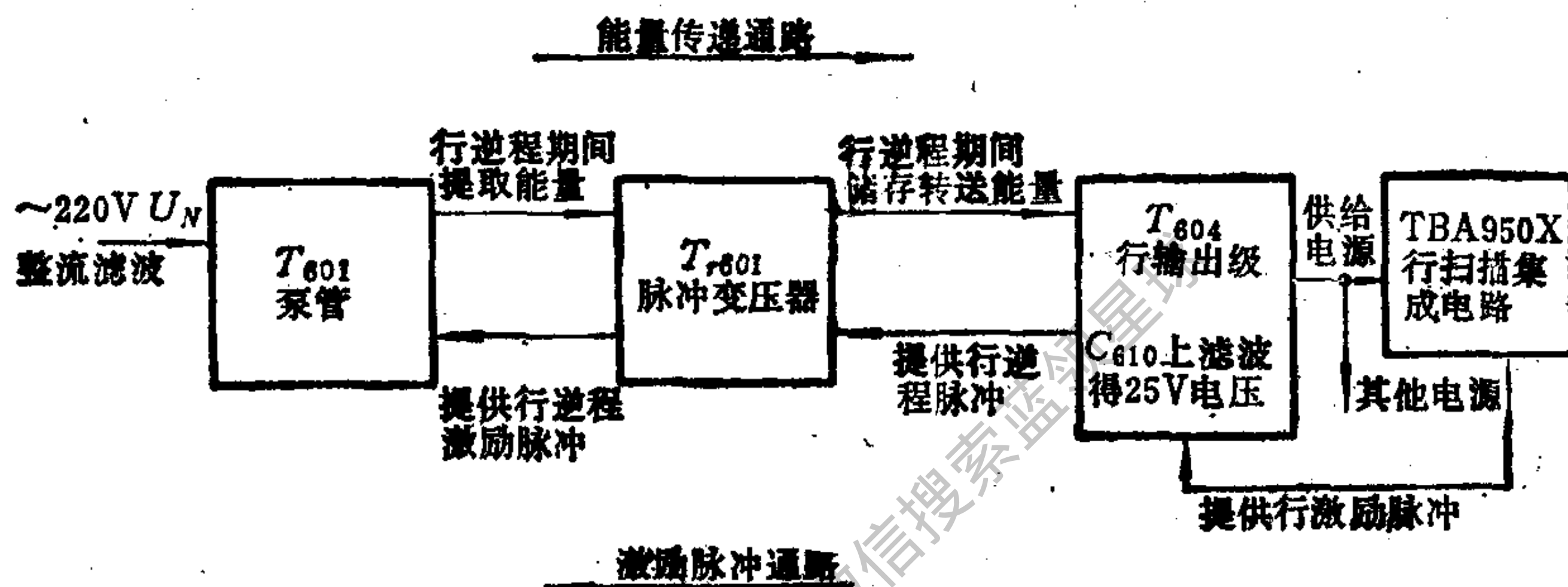


图 7-23 泵电源与行输出级能量传递与激励脉冲通路图

路, 被放大的脉冲是由行输出级通过绕组 ④~⑥ 耦合至绕组 ①~② 的行逆程脉冲。泵管将行逆程脉冲放大输出, 由阻尼二极管整流得直流电压。泵管放大级有下面两特点:

1. 由于泵管基极上接有稳压二极管, 激励脉冲保持在稳压管所稳定的电压 (8.2V) 上。当行逆程脉冲因其他因素影响而幅度发生变化时, 由于泵管基极上的脉冲仍为 8.2V, 产生的基极电流 Δi_b 保持不变。加之发射极电阻的负反馈作用, 使 Δi_b 幅值限制在 0.8A 左右, 泵管始终工作在放大区, 故 Δi_b 受 Δi_b 控制的特性不变, 在行逆程期间从 U_N 吸取的能量不变, 从而保证了输出电压恒定。图 7-21 中与 D_{605} 并联的 C_{607} 起稳定作用, 行逆程脉冲过去后 C_{607} 通过 R_{607} 、 D_{605} 迅速放电, 泵管基极电位变为零, 泵管截止。下一个逆程脉冲到来时, 重复上述过程。可见, 由于激励脉冲幅度恒定, 泵管 Δi_b 恒定, Δi_b 固定, 变压器次级感应电势不变, 因而输出电压保持恒定。

2. 泵管选用饱和压降低的功率管, 其输出阻抗很高, 输出特性 ($I_c \sim U_c$ 曲线族) 比较平坦, 可保证 Δi_b 只受 Δi_b 控制, 而不受 U_N (即集电极供电电压) 变化的影响, 故泵管可等效为串联式稳压电源的调整管。

这种稳压电源的优点是:

1. 能量转换过程的工作频率为行频, 滤波电容的容量可以减小。
2. 取消了笨重的电源变压器, 能量转换用的脉冲变压器也就是行输出变压器, 其铁氧体磁芯体积小, 重量轻, 故成本低。

3. 电源与行输出级紧密地相互联系，提取电源能量的激励脉冲来自行输出级，所有各级供电电源均来自行输出电路。因此，一旦出现负载短路，行输出级便不能工作，泵管也因无激励脉冲而停止供电，故泵电源有自动保护作用。

4. 由于激励脉冲是行逆程脉冲，泵管在行逆程期间导通而电流突变，因而产生的干扰噪波处在画面之外，不会看到。

5. 线路简单。

这种电源的缺点是：

1. 泵管相当于传统稳压电源的调整管，在导通期间工作在放大区，因而电网电压越高，管压降越大，功耗也越大，效率较低，且稳压范围受到限制。电网电压过高时会使泵管管耗超过容许值而损坏。例如匈牙利超星牌TA-5301型电视机，电网电压高于250V时若继续使用，会导致泵管烧毁。这也是该电源易出故障的原因之一。

2. 电路启动时泵管处于开关状态，涌浪电流大，尖峰电压高，容易击穿泵管及其他元件。

3. 电路无输出电压检测装置，也无误差取样和比较放大电路，当负载变化时（例如亮场、暗场变化时）， I_c-U_o 曲线负载线的倾斜度不同，由于 I_c 会有些变化，输出电压将随着有些变化。所以泵电源对电网电压变化有稳压作用，而对负载变化引起的输出电压变化缺乏稳压作用。

4. 由于直流输入电压 U_N 是直接来自电网电压整流得来的，机壳带电，给用户带来不方便和不安全。

5. 电源与行输出级互相关连，给维修带来不便。

（五）直流电压输出的稳压电路

图7-21中 C_{010} 上得出的25V直流电压 E_c ，它为整机提供出四路直流电源。为使它们的电压稳定，并防止各电源相互影响，电路中设置了由 T_{002} 等组成的取样比较及稳压电路。例如，当某种因素使 U_{A1} 上升时， T_{002} 的 U_b 也上升，由于射极电位被 D_{001} 稳压故 U_{b2} 增大，使 T_{002} 的 I_c 增加，集电极电压 U_c 降低，因而射随级 T_{003} 的 U_e 减小，即 U_{A1} 下降。

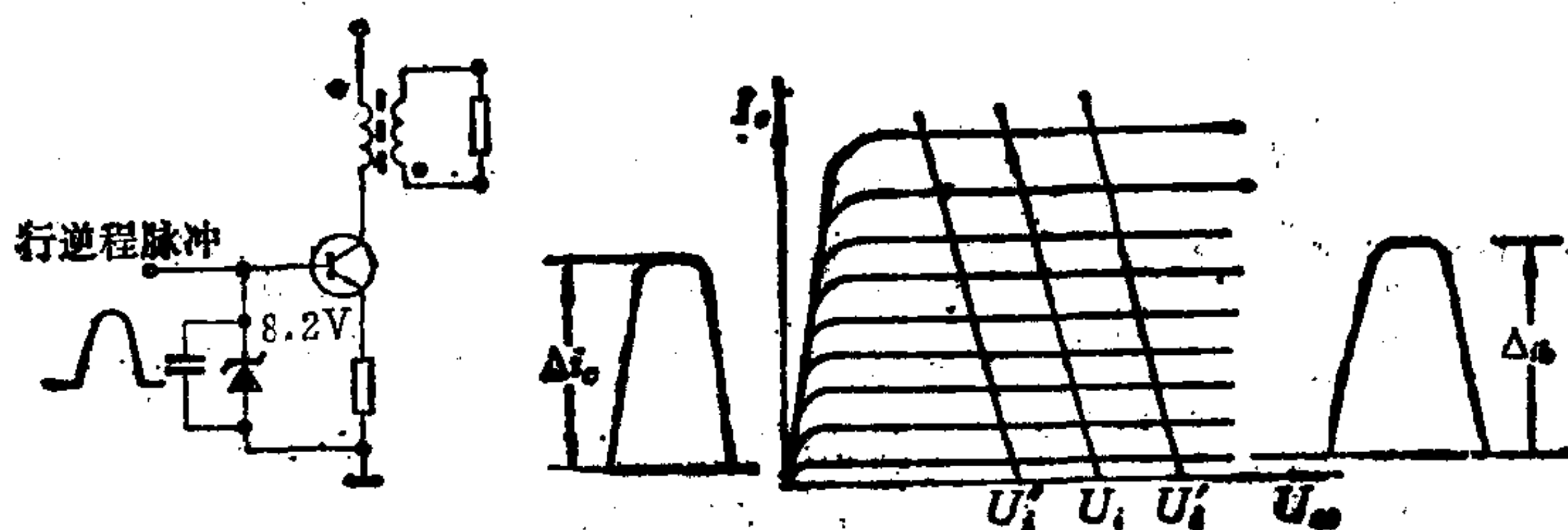


图7-24 泵电源等效电路及稳压原理

第五节 开关电源及泵电源常见故障检修

开关电源不仅电路复杂，而且还与行扫描电路有关连，因此不单电源本身有故障，其他有关电路有故障时，也会使开关电源工作异常，检修时需仔细判断故障源，常见故

障及原因如下:

一、常见故障现象及原因

1. 开机后, 无光栅无伴音, 转动音量电位器也听不见交流声或其它噪声产生上述故障的原因有:

- (1) 交流输入电路、整流滤波等电路故障。
- (2) 电源负载过重使过压过流电路动作或使保险丝熔断等。
- (3) 开关稳压电路部分的故障。

首先, 检查电源保险丝是否熔断, 用眼睛观察之, 器件有否烧糊现象, 用鼻子嗅闻有否发焦味处, 对低压部分可用手触摸有否烫手元器件。

而后, 可测量开关管集电极直流电压。若无直流电压, 一般应检查开关管、交流整流二极管、整流滤波电容或开关变压器等。若有直流电压, 可断开保护电路进一步测量主输出直流电压。若主输出正常, 说明故障不在开关电源本身, 而在例如行扫描、场扫描等其他电路。若主输出过高或过低, 一般为比较放大、基准电压或脉宽调制级等电路有故障。当主输出为零时, 应断开行逆程触发电路检查有无自激振荡。

2. 开机时指示灯亮一下后光栅、声音全无

说明开机后开关电源瞬间有直流输出, 但立刻降为零。可判定间歇振荡级至开关调整级是正常的, 故障原因为

- (1) 行扫描或保护电路有故障。
- (2) 电源本身的比较放大或保护电路有故障。

需断开保护电路按上述步骤进一步观察。

3. 光栅时有时无或时大时小

光栅时有时无, 应重点检查启动电路。

光栅时大时小, 应重点检查稳压电路。

4. 光栅左右扭曲

这种故障一般为滤波电路有问题。

这里需着重指出, 开关电源由于都采用将交流电源直接整流得到直流电压而不用交流电源变压器, 整机底板往往带电, 会带来不安全因素, 维修时必须予以注意。

一般, 电视机或其他设备采用电源变压器时, 机内金属底板作为变压器次级的公共接点(接“地”点)。由于变压器初级与次级之间电路上是互相隔离的, 所以初、次级间不存在共同接点。初级交流电源一端接220V(火线), 一端接零线(电力线中线), 零线与大地相通。只要电源变压器初、次级间的绝缘电阻足够大(通常是几十MΩ~几百MΩ), 人站在地面上接触底板时, 火线电压不会加到人体上, 不会发生触电, 因此是安全的。

不用电源变压器的电视机, 是直接将220V交流电整流。这时, 电源插头与交流电插座的插接有确定的正确方位。如果插头插反了, 底板就带有220V交流电压, 人站在地上相当于与交流电源的零线接通, 用手接触机架时, 将使220V交流构成回路, 有电流流过人体, 就会造成触电事故。这类电视机的后盖上一般印有警告字句和警告符号, 引起人们的注意。为安全起见, 不要在带电的情况下打开后盖板。若要打开修理, 最好在交流

电源与电视机之间加接初、次级间绝缘良好的1:1隔离变压器,以隔开火线。此外,若不采取这种措施,此类电视机也不得与其他设备(例如录像机、示波器、扫频仪等)连接使用,以免设备的公共“地”不是等电位而导致设备损坏等事故。

二、日立CTP-236D型彩色电视机开关电源故障检修

(一) 开机后无光无声,指示灯不亮,开大音量无嗡嗡声。

可按图7-25所示的流程进行检修。

a. 测量 Q_{901} 集电极电压是否正常以确定故障位置。

若不正常: 0V, 应检查保险丝 F_{901} 。若正常说明 D_{901} 损坏或 T_{901} 初级断路。若熔断, 需检查 C_{901} 、 C_{903} 、 C_{907} 等是否击穿, D_{901} 是否击穿, Q_{901} 集电极-发射极间是否击穿。

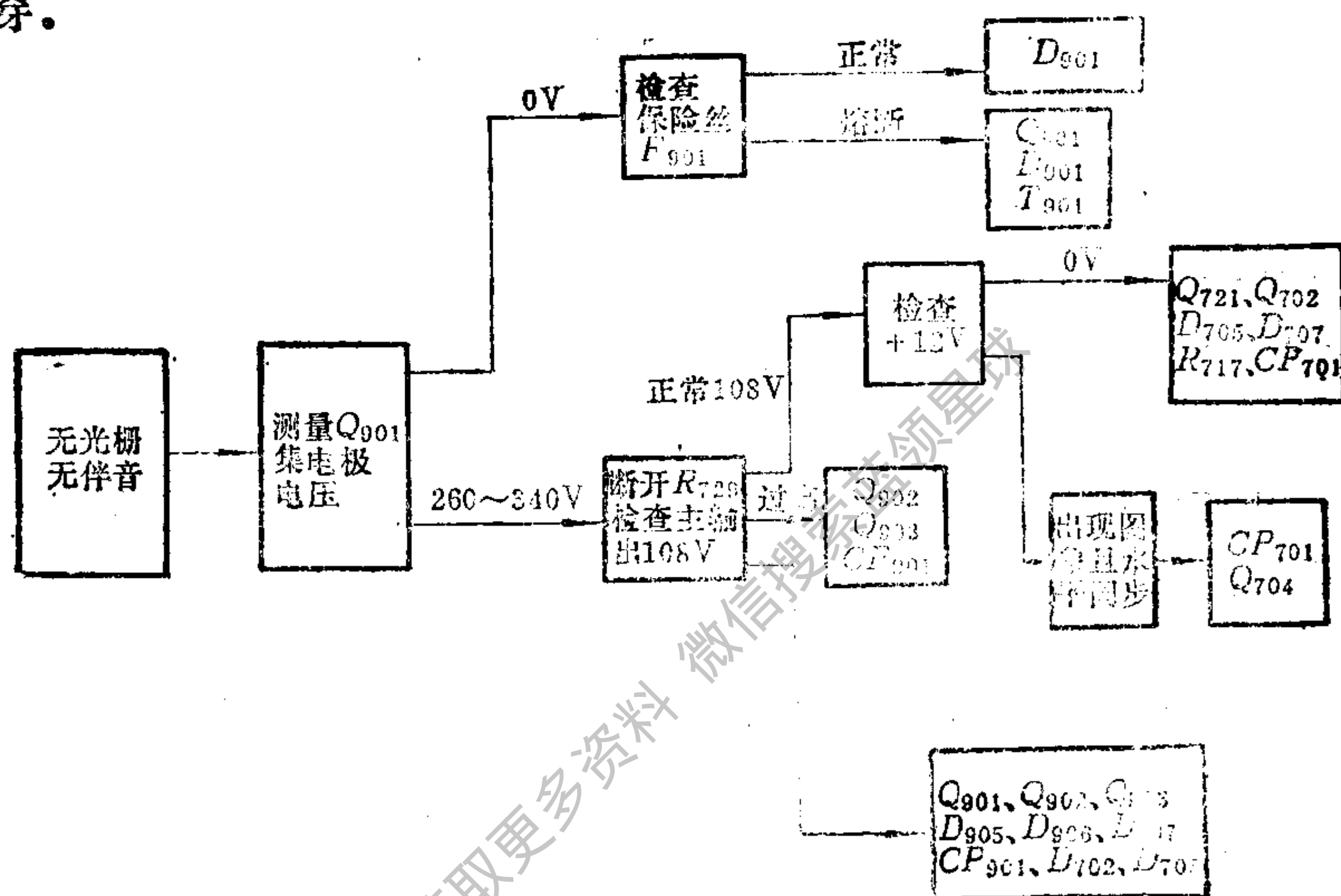


图7-25 日立CTP-236D型机电源故障检修流程图

若有260V~300V电压: 需断开短路保护电阻 R_{729} (参见图7-15)。

b. 断开 R_{729} 检查主输出电压以进一步判断故障部位。

若108V正常, 说明故障不在电源部分。可能是扫描部分出现过压、过电流故障。此时可进一步量+12V电压, 如果不正常为0V, 可检查 Q_{701} 、 Q_{702} 、 D_{705} 、 D_{707} 或 CP_{701} 。如果+12V正常, 可检查保护电路 Q_{704} 或 CP_{701} 。

若108V过高, 说明是电源本身误差放大管 Q_{902} 、 Q_{903} 或厚膜组件 CP_{901} 有损。

若108V过低(如降低超过2V), 可检查 Q_{901} 、 Q_{903} 或二极管 D_{905} 、 D_{906} 、 D_{907} 、 ZD_{901} 或厚膜组件 CP_{901} 。也可能是行扫描电路输出管 Q_{702} 或阻尼二极管 D_{702} 有损造成。

若无108V电压, 需检查电源是否起振。

c. 若主输出为0V, 应焊开 C_{912} 和 Q_{903} 集电极, 用万用表测量 Q_{901} 发射结是否反偏, 即是否起振。若无反偏, 说明停振, 应检查正反馈支路, 如 R_{902} 、 R_{909} 、 C_{908} 、 C_{914} 、 R_{907} 、 R_{908} 、 R_{901} 以及 D_{905} 是否损坏, L_{904} 是否断线等。

若振荡正常, 再接上 Q_{903} 及 C_{912} 后又不正常时, 应检查 Q_{902} 、 Q_{903} 或 CP_{901} 是否有故障, 且 CP_{901} ②、④脚内部的稳压管是检查重点, 正常时正向电阻约9k Ω , 反向电

阻约200kΩ，否则稳压管有损，可更换厚膜电路。

(二) 开机后瞬时有电压输出，迅速降为零。

这时可断开 R_{729} 。若输出直流电压正常，说明故障在行扫描电路，例如行输出电流过大、逆程电容失效等，或场扫描电路电流过大使保护电路动作。这时可观察现象检查扫描电路元器件是否有过热烧焦等异常现象。除扫描电路外，保护电路本身有否故障，例如 Q_{704} 、 Q_{705} 有无损坏。

若断开 R_{729} 后输出直流电压不正常，可测量 Q_{903} 集电极若电压高于正常值，说明取样放大级有故障，例如 Q_{902} 、 Q_{903} 、 C_{913} 、 R_{906} 、 R_{905} 、 R_{904} 或 CP_{901} 等。

(三) 光栅左右扭曲

一般，检查 C_{907} 是否容量下降，性能变坏，使滤波效果降低。

三、松下TC-483D型彩色电视机开关电源故障检修

(一) 开机后无光无声

参照图7-16电路图，该故障检修流程示于图7-26中。

a. 先检查2A的交流保险 F_{801} 是否熔断。

若熔断时检查整流滤波电路中的 D_{801} 、 D_{802} 、 $C_{801} \sim C_{805}$ 、 C_{807} 、 R_{802} 及自动消磁电路的 D_{809} 。

b. 若没有熔断时可测量 Q_{801} 集电极应有300V电压，否则可能是 T_{801} 初级断开，若有300V，需再查主输出113V。

c. 断开 L_{804} ，检查有无主输出113V。

若113V正常说明扫描电路有故障或保护电路本身有故障如 Q_{804} 、 D_{808} 等。

若无113V，可焊开 C_{813} (或 R_{817})及 Q_{802} ，观察是否起振，不振荡则检查 R_{803} 、 C_{810} 、 R_{806} 、 D_{806} 、 D_{805} 及次级绕组等。若振荡，可接上 Q_{802} ，主输出仍不正常则为 Q_{802} 、 Q_{803} 、 D_{807} 、 R_{810} 、 R_{811} 、 R_{812} 、 C_{814} 等有问题，或者 D_{803} 、 D_{804} 、 C_{809} 、 C_{808} 等损坏。

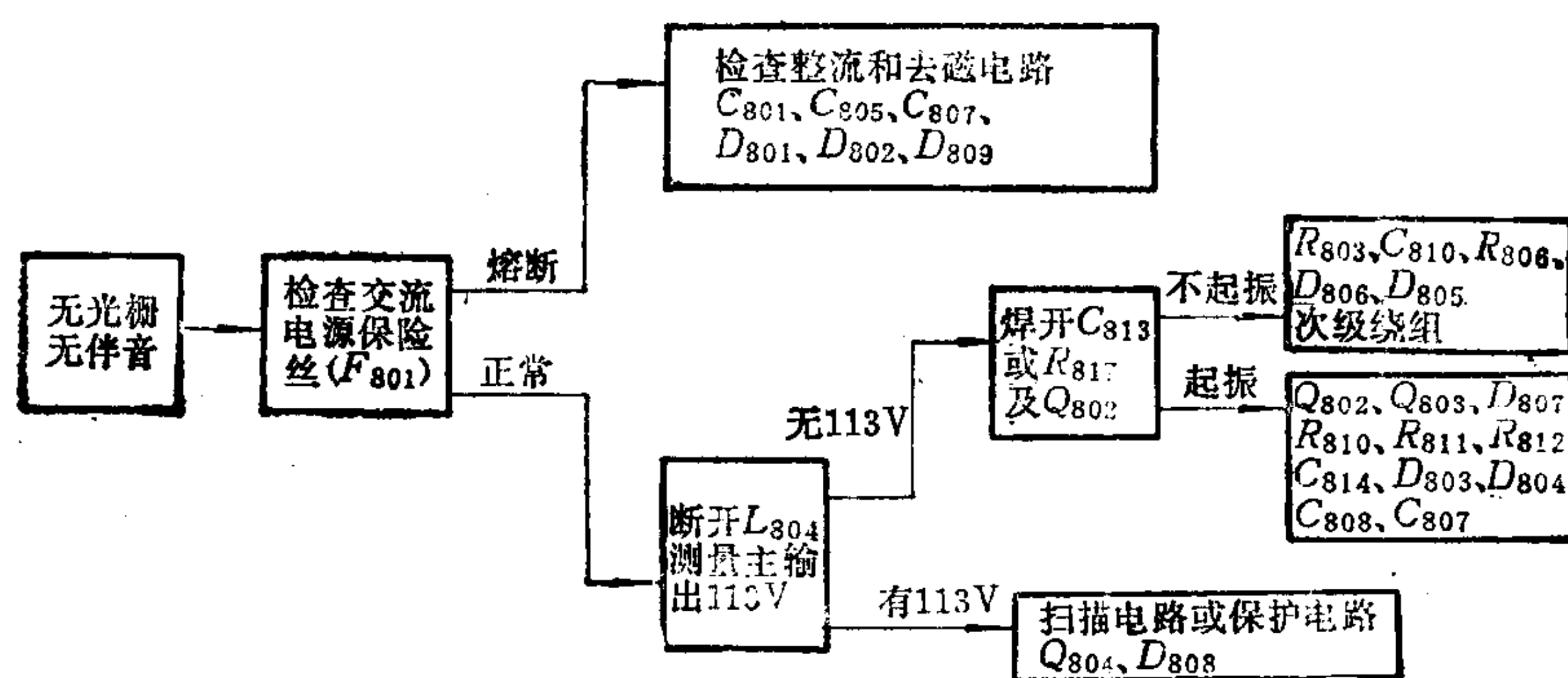


图7-26 松下TC-483D型机电源故障检修流程图

(二) 开机后指示灯亮一下后无光无声

说明电源等工作了一下，而后保护电路动作使113V无输出，需检查行逆程脉冲耦合电路 C_{813} 、 R_{817} 或行输出有故障，或辅助电源50V及场输出有故障以及16V断开使

负载过轻, U_0 过高保护电路动作。该电源当主输出超过140V时保护电路便自行动作。

(三) 开机后机内发出吱吱声后无光无声

吱吱声说明有整流电压, 有启动电压。这时应量一下50V和16V的有无。16V无输出而 D_{812} 上无电压或者 D_{812} 、 R_{818} 损坏时, 会造成 Q_{803} 的 U_b 降低, 使 Q_{8c2} 工作不正常。造成上述故障还可能是 R_{804} 损坏断路, C_{808} 容量减小, D_{803} 损坏等。

(四) 光栅时有时无

应重点检查启动电路, 检查 R_{803} 、 D_{805} 或 T_{801} 的 F_1 、 F_3 端是否虚焊, 检查 D_{807} 特性是否变化使 Q_{803} 截止。或主输出过高等。

(五) 光栅左右扭曲

一般为 C_{807} 容量下降或性能变差, 这时虽不击穿但滤波效果明显降低。

四、泵电源的故障检修

泵电源的故障现象一般为电视机无光无声。这时, 应首先将泵管 T_{601} 集电极焊脱开, 使泵管停止工作, 在 C_{610} 正极与地间外接上25V直流电压, 观察光栅情况, 以判断故障在电源部分还是在行扫描部分。若加25V后光栅正常, 说明故障在电源电路; 若仍然无光无声, 说明故障在行扫描部分。

当故障确定在电源部分之后, 可用万用表测量 T_{601} ④脚电压, 若有约280V直流电压说明整流滤波电路正常。若无直流电压说明整流滤波电路有故障, 例如桥式整流器、 C_{604} 、 R_{602} 、 C_{605} 等元件有问题。

当 T_{601} ④脚电压正常时, 重新焊上 T_{601} 集电极, 断开行输出级用万用表测量 T_{601} 射极电压, 看开机瞬间是否有4.5V直流电压(表针往上摆动一下), 若无反应, 说明间歇振荡不工作, 电路不起振, 需检查 C_{606} 、 R_{604} 、 R_{605} 、 C_{608} 等。

若电路起振, 接上行输出级后仍不工作, 则应仔细检查 D_{605} 、 C_{607} 及 D_{622} 、 C_{621} 、 R_{654} 、 R_{647} 等。

检修时必须注意以下两点:

1. 电视机机壳带电, 最好在交流电源端使用1:1隔离变压器, 以防触电或损坏检修仪器。

2. 当25V发生短路故障而故障排除后, 或者关机后重又开机时, 必须经过10~20秒的间隔, 因为 C_{610} 上电压没释放时, 泵管不能自激启动。

附 录

附录一 中华人民共和国国家标准GB 3174-82

彩色电视广播

Colour television broadcasting

本标准适用于彩色电视广播。

1 彩色电视广播制式

彩色电视广播制式为逐行倒相正交平衡调幅制（即PAL/D制）。

2 基本特性

2.1 每帧行数	625
2.2 每秒场数（标称值）	50
2.3 扫描方式	隔行扫描
2.4 每秒帧数（标称值）	25
2.5 行频 f_H	15625赫
容许偏差	$\pm 0.0001\% f_H$
注：在锁相等工作状态下，容许偏差不受此限。	
2.6 光栅宽高比	4:3
2.7 扫描顺序	行：自左至右 场：自上至下
2.8 标称视频带宽	6兆赫

注：彩色电视广播的中心、发送、传输、接收等系统和设备的具体带宽指标，可由相应的国家标准和专业标准规定。

2.9 彩色全电视信号的幅度

消隐电平（基准电平）	0伏
峰值白电平（当用100/0/75/0彩条信号时）	0.7伏 \pm 20毫伏
黑电平与消隐电平之差	0伏 \pm 50毫伏 -0
色同步峰-峰值	0.3伏 \pm 9毫伏
同步脉冲电平	-0.3伏 \pm 9毫伏

2.10 脉冲细节参数（见表1和图1、2、3、4）

3 彩色全电视信号特性

彩色全电视信号由亮度信号、色度信号、色同步信号和同步信号组成。其中色度信号包含两个分量。这两个分量由两个加权的色差信号以抑制副载波的振幅调制方式，分别调制相位差为 90° 的两个同频率副载波而得。两个分量之一的副载波相位逐行倒转 180° 。

3.1 三基色和标准白光的色度坐标（见表2）

表 1

项 目 名 称	代号	参 数 值
标称行周期	<i>H</i>	64微秒
行消隐脉冲宽度	<i>a</i>	(12±0.3) 微秒
行同步脉冲前沿至行消隐脉冲后沿时间间隔的平均计算值	<i>b</i>	10.5微秒
行消隐脉冲前肩宽度	<i>c</i>	(1.5±0.3) 微秒
行同步脉冲宽度	<i>d</i>	(4.7±0.2) 微秒
行消隐脉冲沿建立时间	<i>e</i>	(0.3±0.1) 微秒
行同步脉冲沿建立时间	<i>f</i>	(0.2±0.1) 微秒
标称场周期	<i>V</i>	20毫秒
标称场消隐脉冲宽度	<i>j</i>	2.5H+a
场消隐脉冲沿建立时间	<i>k</i>	(0.3±0.1) 微秒
前均衡脉冲序列所占时间	<i>l</i>	2.5H
场同步齿脉冲序列所占时间	<i>m</i>	2.5H
后均衡脉冲序列所占时间	<i>n</i>	2.5H
均衡脉冲宽度	<i>p</i>	(2.35±0.1) 微秒
标称场同步齿脉冲宽度	<i>q</i>	27.3微秒
场同步齿脉冲间开槽宽度	<i>r</i>	(4.7±0.2) 微秒
场同步齿脉冲沿和均衡脉冲沿建立时间	<i>s</i>	(0.2±0.1) 微秒

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奇数场和第一行的起始点。

表 2

基 色 与 标 准 白 光	坐 标	
	<i>x</i>	<i>y</i>
红 (<i>R</i>)	0.64	0.33
绿 (<i>G</i>)	0.29	0.60
蓝 (<i>B</i>)	0.15	0.06
标准白光* (<i>D₆₅</i>)	0.313	0.329

3.2 亮度信号

经 γ 预校正的三基色信号 E'_R 、 E'_G 、 E'_B ，按下式组成亮度信号

$$E'_Y = 0.299E'_R + 0.587E'_G + 0.114E'_B$$

γ 值约为0.4。

(1)

3.3 色差信号

3.3.1 加权的色差信号

$$E'_U = 0.493(E'_B - E'_Y)$$

(2)

$$E'_V = 0.877(E'_R - E'_Y)$$

(3)

* 彩色电视接收机在生产中的调白色温，可根据主观评价效果由专业标准规定。

3.3.2 色差信号的频谱衰减

相对于低频分量 (100千赫) 的衰减为

<3分贝

(1.3兆赫)

>20分贝

(4兆赫)

3.4 彩色副载波频率

3.4.1 频率值

$f_{sc}=4.43361875$ 兆赫

容许偏差: ± 5 赫

注: 见2.5条的注。

3.4.2 彩色副载波频率和行频之间的关系

$$\left(f_{sc} = \frac{1135}{4} + \frac{1}{625}\right) f_H \quad (4)$$

3.5 色度信号

3.5.1 色度信号组成

$$e_c = E'_u \sin 2\pi f_{sc} t \pm E'_v \cos 2\pi f_{sc} t \quad (5)$$

式中第二项前的正号适用于第一、二场的奇数行和第三、四场的偶数行 (即不倒相行, 简称N行); 负号适用于第一、二场的偶数行和第三、四场的奇数行 (即倒相行, 简称P行)。

3.5.2 调制轴公差 (见图5(a))

3.5.3 色度信号频带

$f_{sc} \pm 1.3$ 兆赫

3.5.4 色度信号振幅

$$E'_c = \sqrt{E'^2_u + E'^2_v} \quad (6)$$

3.6 彩色图象信号的组成

$$e_M = E'_Y + e_c \quad (7)$$

3.7 色同步信号 (见图5(a)和图5(b))

3.7.1 包含的副载波周期数

10 ± 1

3.7.2 持续时间

(2.26 ± 0.23) 微秒

3.7.3 与行同步脉冲前沿的间隔

(5.6 ± 0.1) 微秒

3.7.4 相对于相位基准轴 E'_u 的相位关系

在N行上为 $+135^\circ$

在P行上为 -135°

3.7.5 相位公差 (见图5(a))

3.7.6 色同步的消隐

在场消隐期间有九行不送色同步信号, 在相继四场中的消隐顺序示于图3。

4 射频特性 (见图7)

4.1 标称射频频道的宽度

(第一、第三、第四、第五波段)

8兆赫

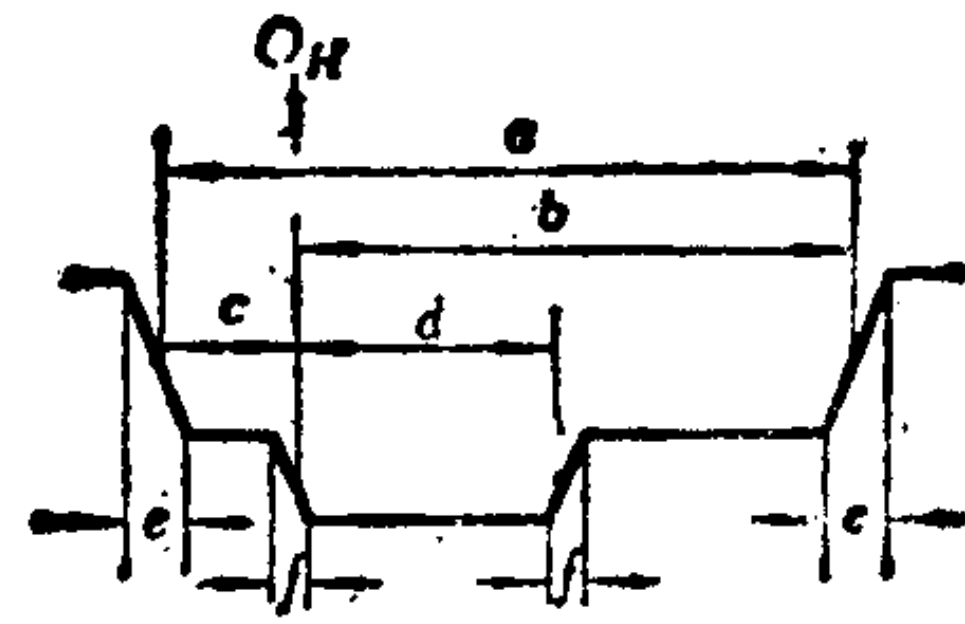


图1 行同步信号
注： O_H ——每行起始点。

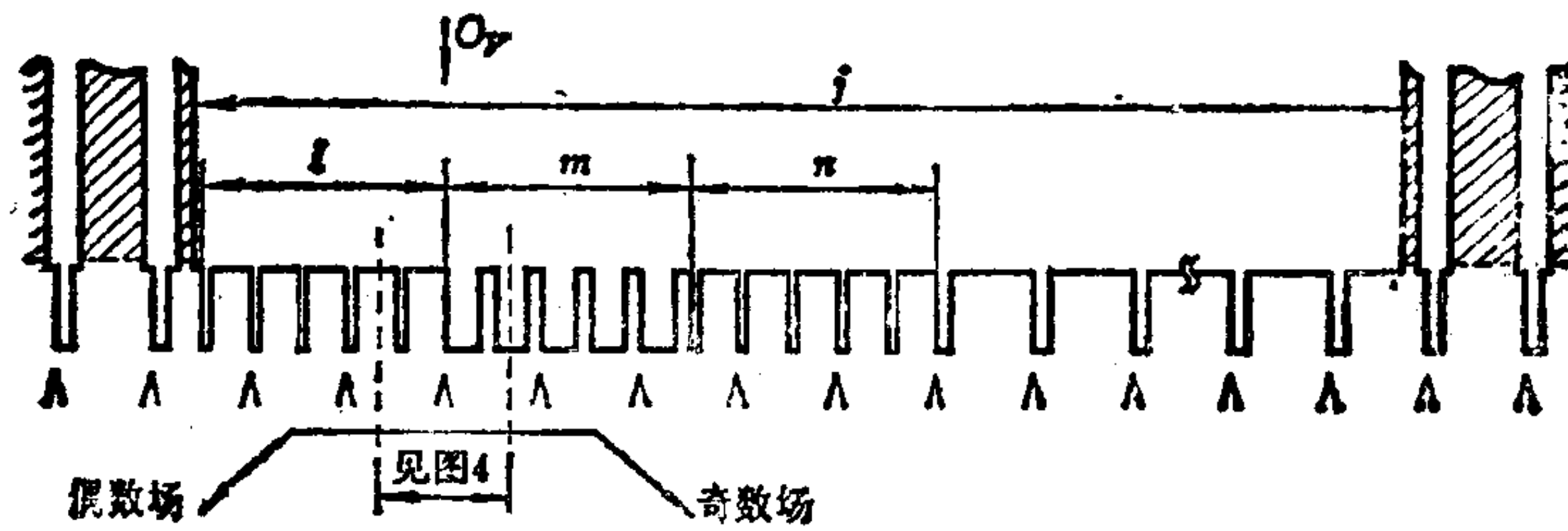


图2 奇数场的场同步信号
注： O_V ——每场起始点；
 Λ ——行同步点。

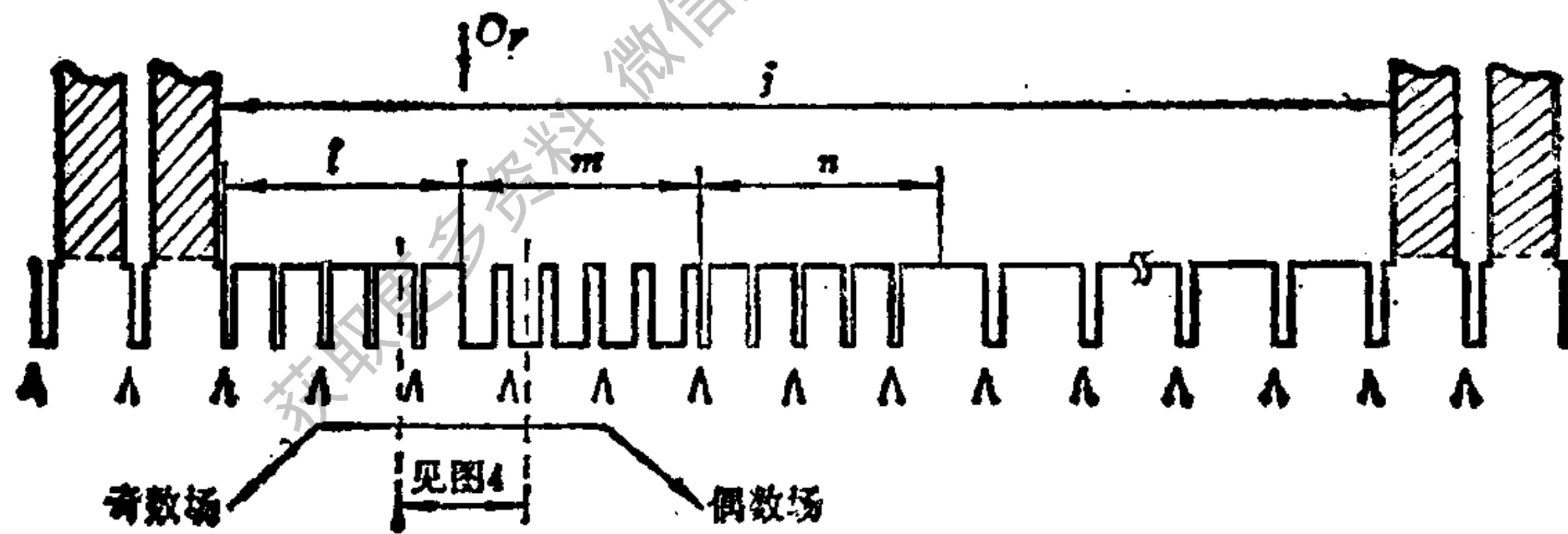


图3 偶数场的场同步信号
注： O_V ——每场起始点；
 Λ ——行同步点。

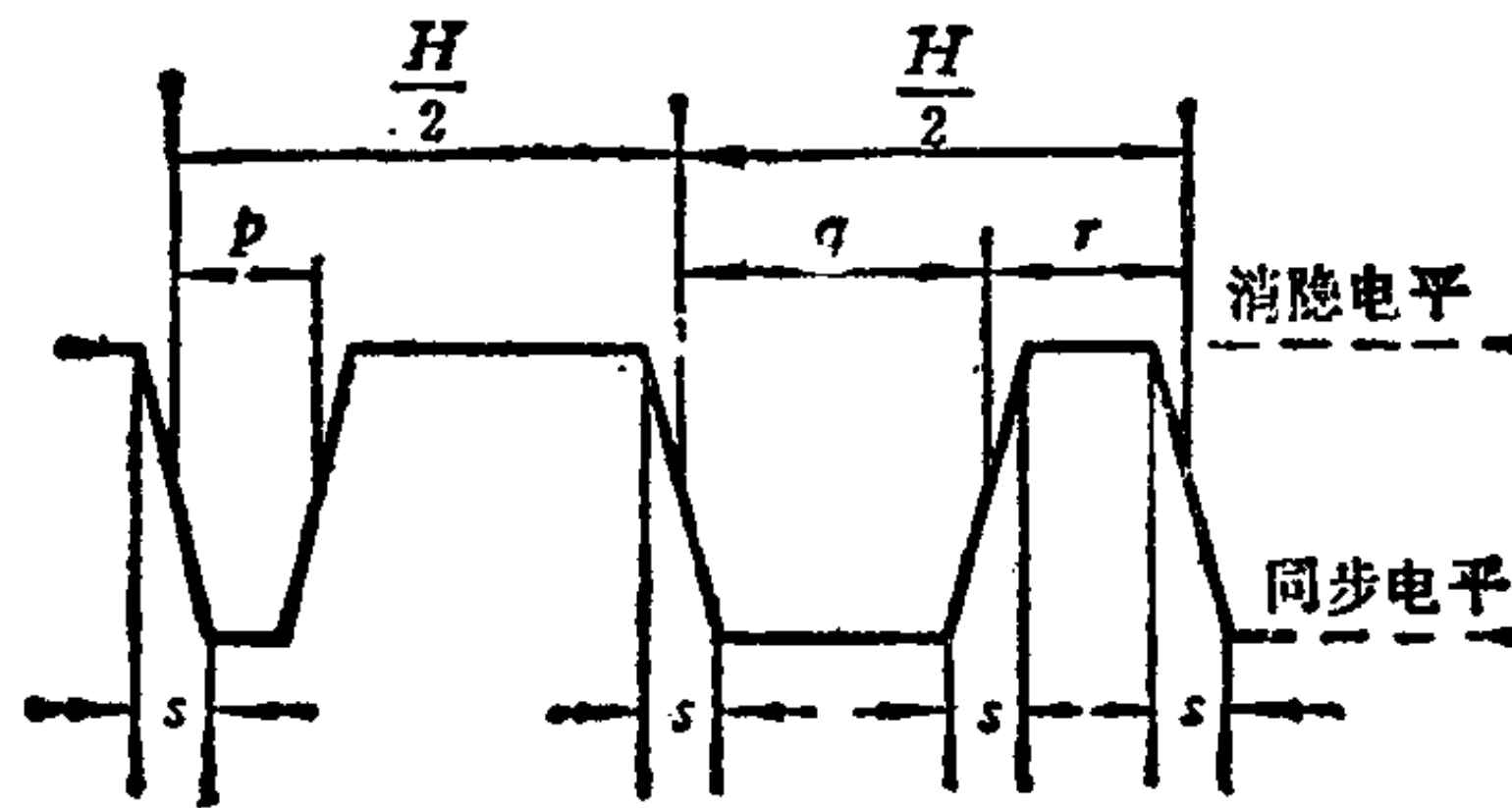


图4 均衡脉冲和场同步齿脉冲

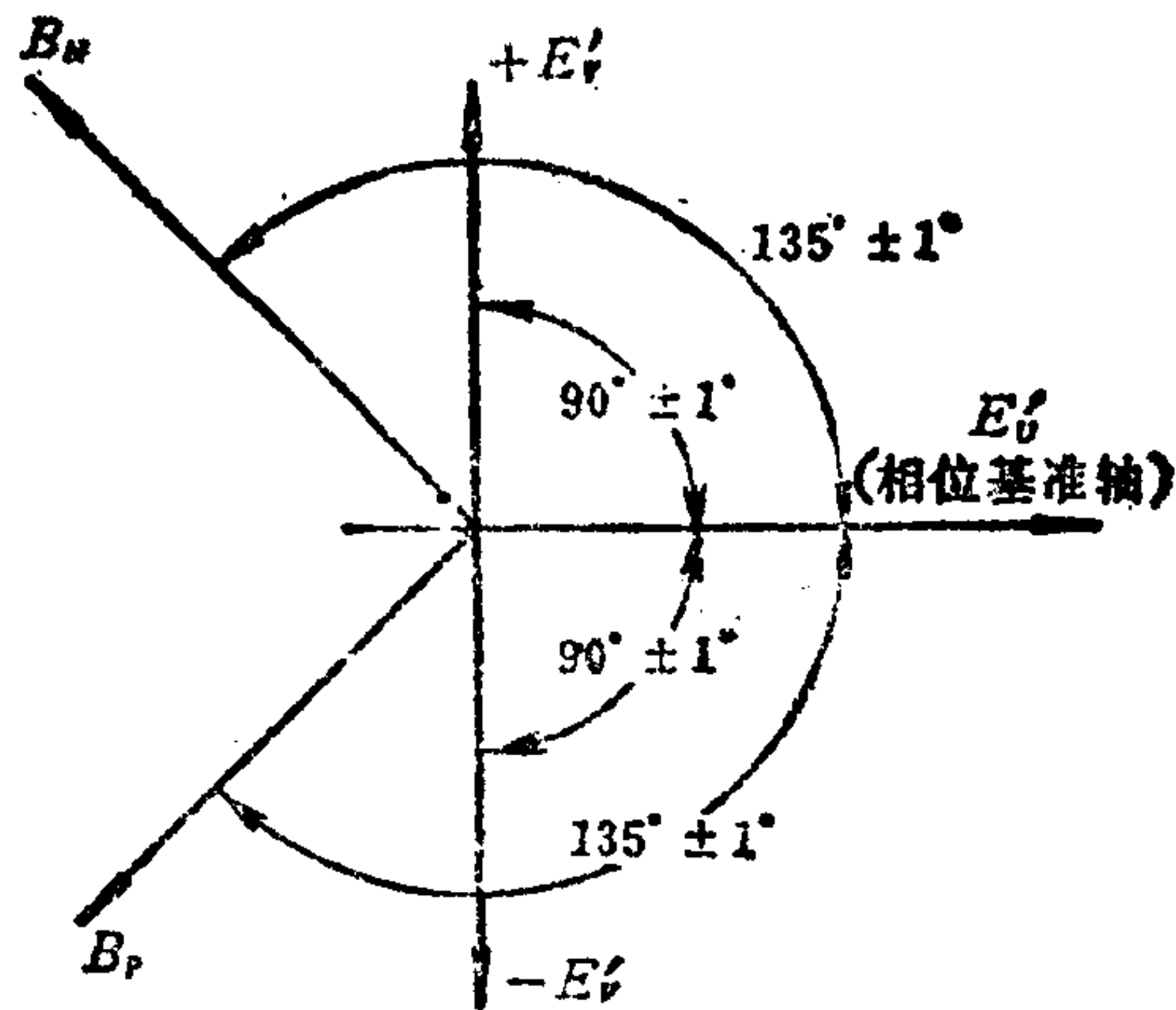


图5a 色度信号调制轴

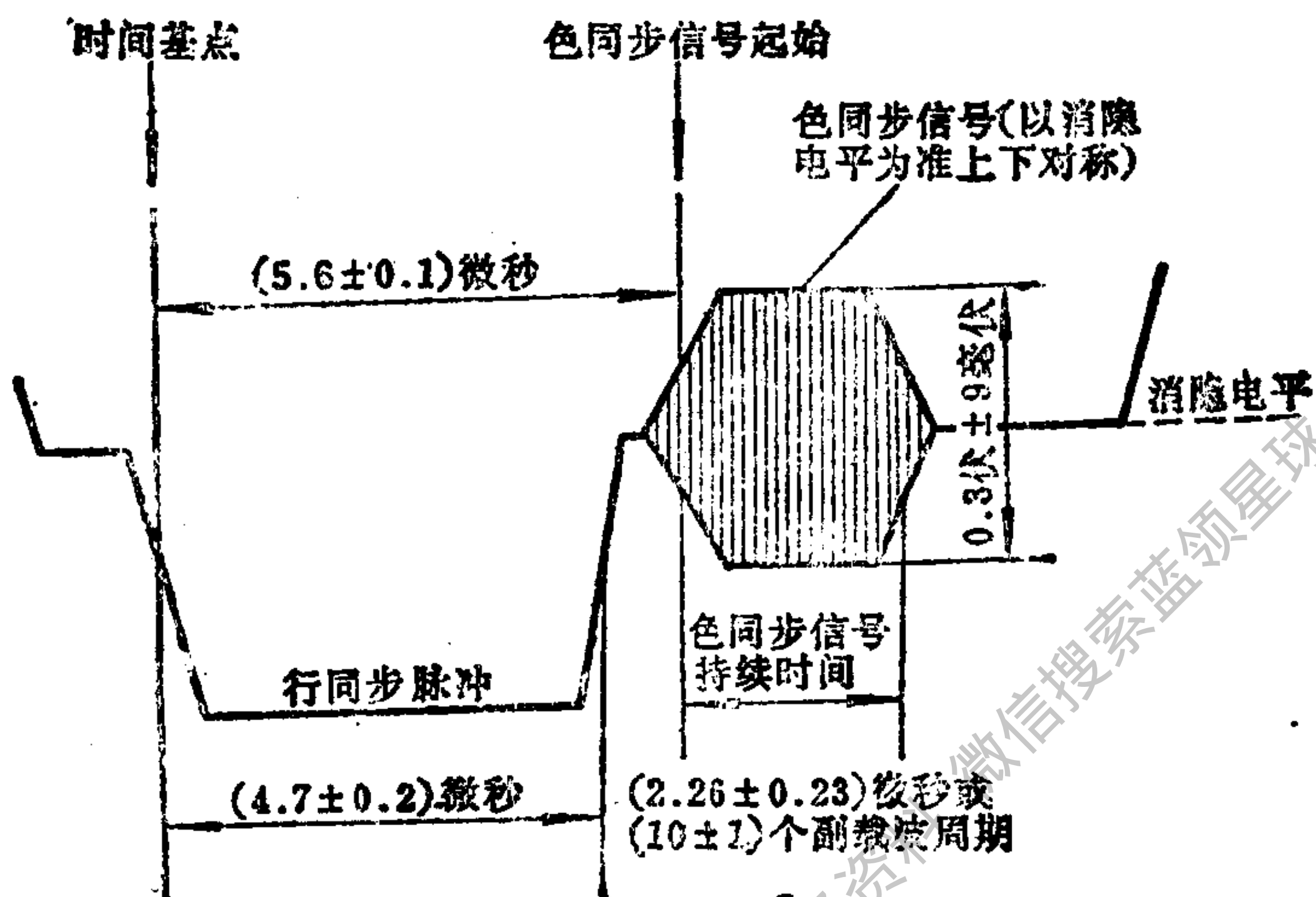


图5b 色同步信号

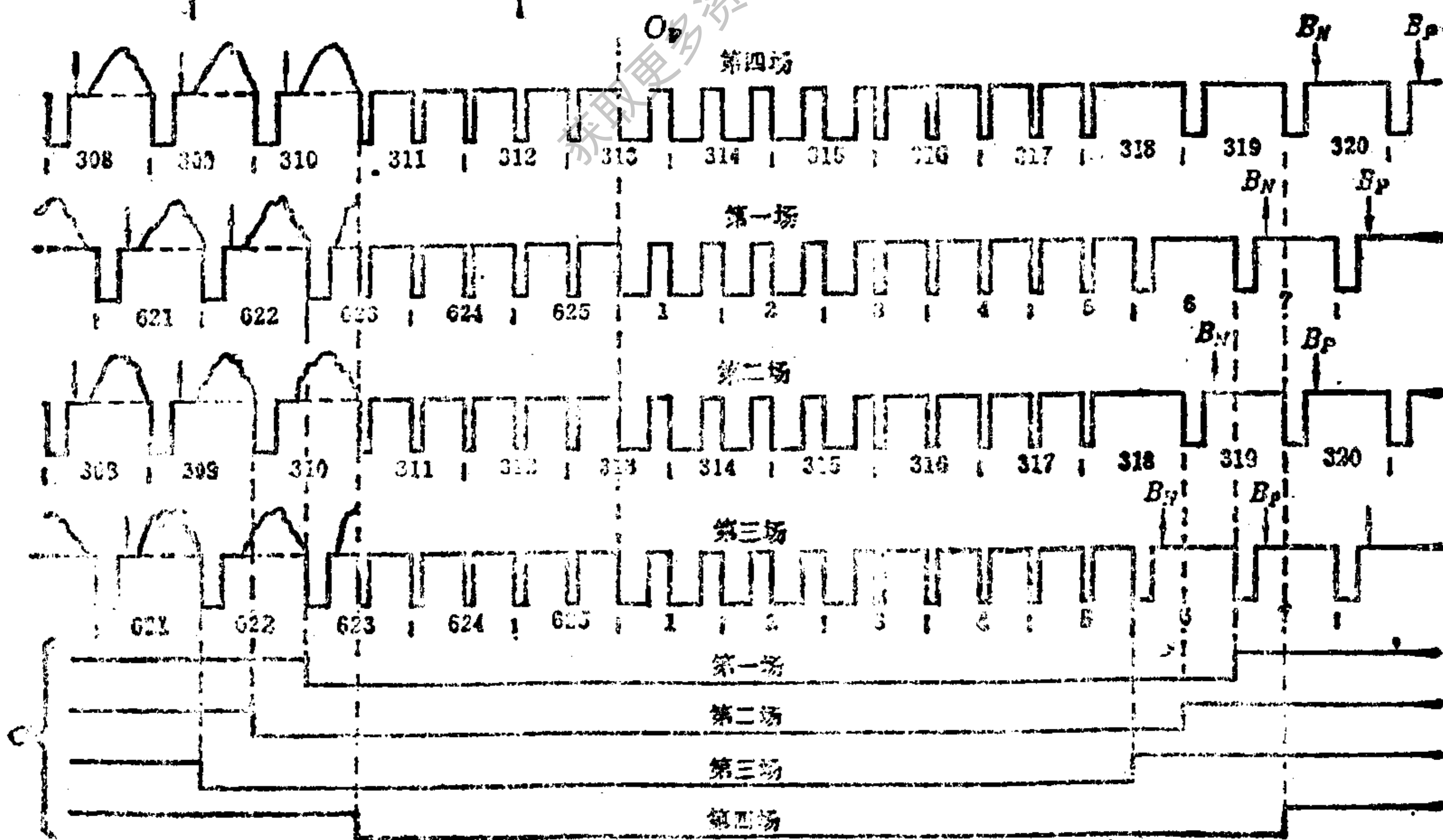


图5c 色同步消隐顺序

- 注: $O'0$ ——每场起始点;
 $B'0$ ——色同步相位, 标称值 $+135^\circ$;
 $B'0$ ——色同步相位, 标称值 -135° ;
 C ——色同步消隐期间。

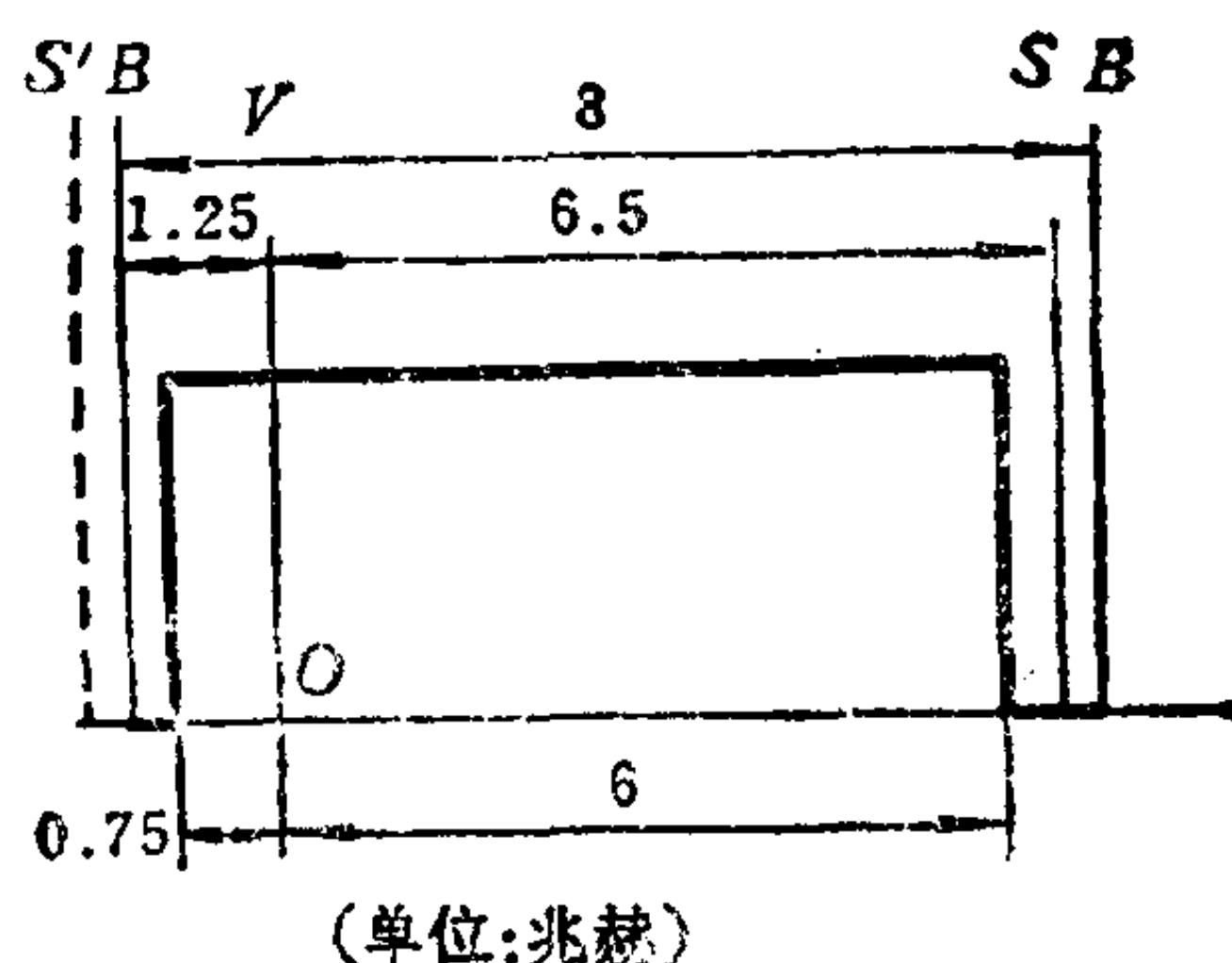


图7 电视广播发射频道示意图

注: V ——图象信号发射载频;
 S ——伴音信号发射载频;
 S' ——相邻频道的伴音信号发射载频;
 B ——标称频道边界。

4.2	伴音载频与图象载频的频距	$+6.5 \pm 0.001$ 兆赫
4.3	频道下端与图象载频的频距	-1.25 兆赫
4.4	图象信号主边带的标称带宽	6兆赫
4.5	图象信号残留边带的标称带宽	0.75兆赫
4.6	图象信号下边带在 -1.25 兆赫以外的最小衰减值	20分贝
4.7	图象信号调制方式与调制极性	振幅调制、负极性
4.8	彩色全电视信号的辐射电平	
	a. 同步脉冲项	100%载波峰值
	b. 消隐电平	72.5~77.5%载波峰值
	c. 黑电平与消隐电平的差	0~5%载波峰值
	d. 峰值白电平	10~12.5%载波峰值
4.9	伴音调制	
	a. 调制方式	调频
	b. 最大频偏	± 50 千赫
	c. 预加重时间常数	50微秒
4.10	图象信号调制包络峰值的有效辐射功率与伴音未调制载频有效辐射功率比	10:1

附件 100/0/75/0彩条信号[⊙]

在电视信号发射、传送和磁带录象中统一采用100/0/75/0彩条信号,其基色信号、亮度信号、色度信号的振幅值和色度信号的相位值见下表。其波形见图8。矢量图见图9。

[⊙] 100/0/75/0 分别表示基色信号在传送白条时的电平、黑条时的电平、色条时的最大电平和最小电平值(以0.7伏为电平100)。

彩 色	E'_R (伏)	E'_G (伏)	E'_B (伏)	E'_Y (伏)	色度信号振幅 (峰-峰)			色度信号相位 α	
					$2E'_U$ (伏)	$2E'_V$ (伏)	$2E'_C$ (伏)	N (度)	P (度)
白	0.700	0.700	0.700	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
品红	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	0.634	103.5	256.5
蓝	0	0	0.525	0.060	0.459	0.105	0.470	347	13.0
黑	0	0	0	0	0	0	0	—	—

$$\alpha_N = \arctg \frac{E'_V}{E'_U}$$

$$\alpha_P = \arctg \frac{-E'_V}{E'_U}$$

(α 取值所在象限视 E'_V 、 E'_U 的符号而定)

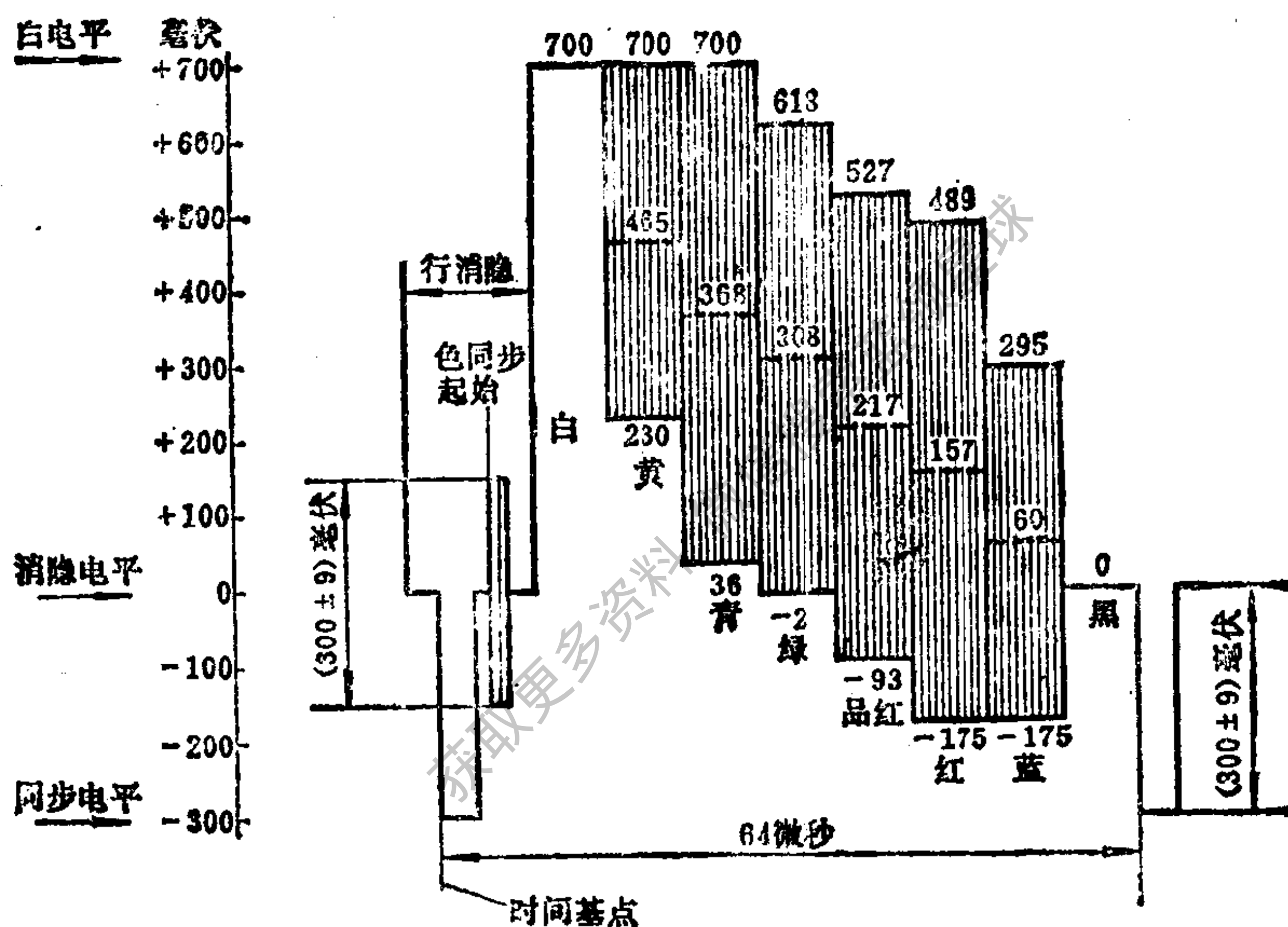


图 8 100/0/75/0彩条信号波形图

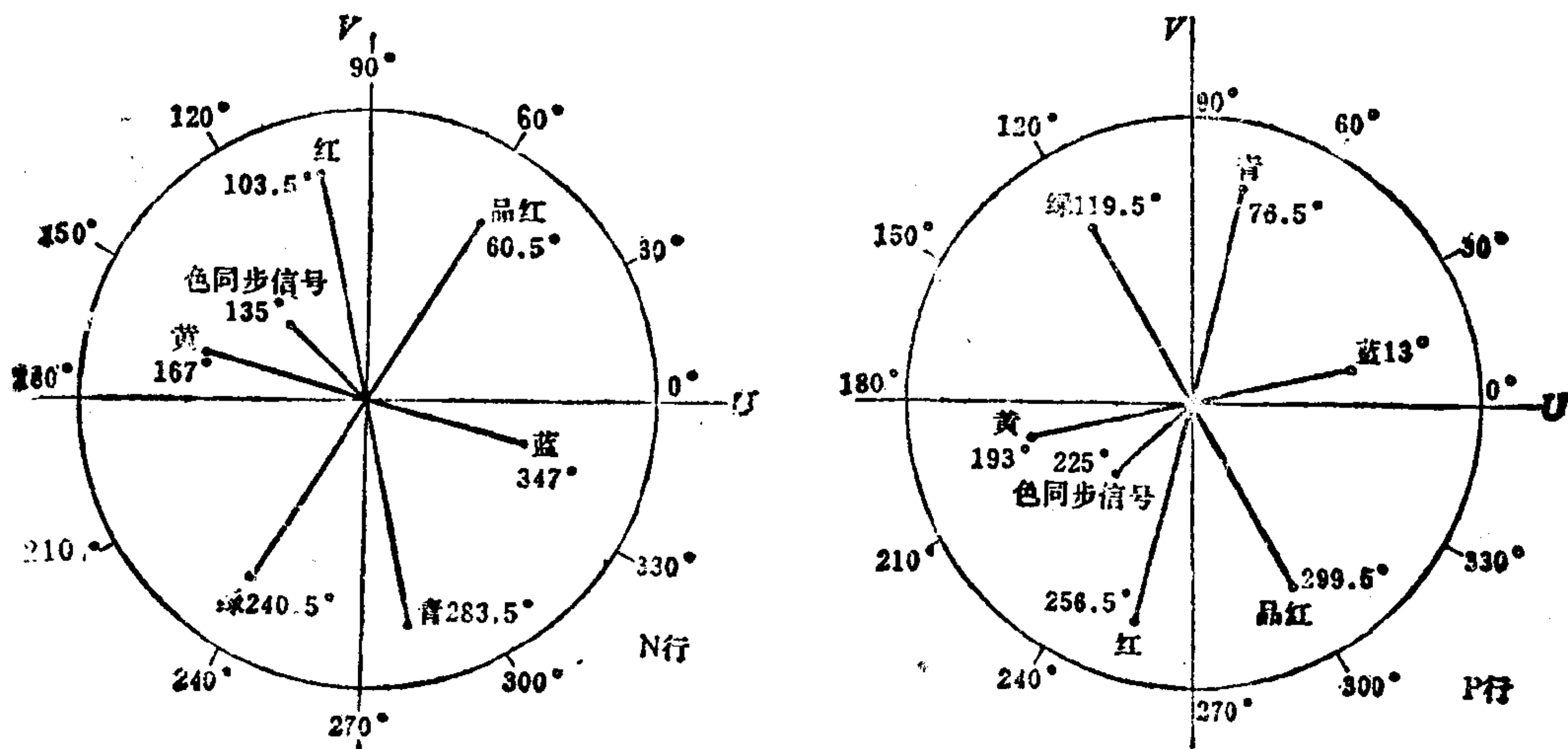


图 9 100/0/75/0彩条信号矢量图

附录二 中华人民共和国国家标准 GB 2097-80

彩色电视广播测试图

1. 本标准图形主要供彩色电视中心台、发射台播出节目前使用。本图形可以直观地估计广播电视系统及电视接收机的质量。电视观众并可用本图形将接收机调整到满意的收看状态。

2. 测试图标准图样（以北京电视台为例）。

3. 图中四周是黑白矩形组成的护边框，护边框外框提供正确的4:3宽高尺寸比。护边框内是灰底白方格线。图形的正中央是大圆，圆内有9种必要的测试信号。

4. 图形信号技术要求及用途

4.1 黑白矩形护边框

4.1.1 要求：垂直护边框：宽度——1.66微秒

高度——顶端16行，中间黑块40行，白块44行（13个），底端15行，共计575行。

水平护边框：高度——顶端14行，底端13行。

宽度——两边1.775微秒，中间 2.85 ± 0.23 微秒（17个），共计52微秒。

4.1.2 用途：检查标准4:3宽高尺寸比，图象中心和扫描幅度，垂直边框并可检查同步分离和钳位。

4.2 灰底白格背景

要求：水平14条白线，线宽为1行/场，共2行。垂直18条白线，线宽约为230毫微秒 $\pm 10\%$ ，灰色背景亮度为黑色到白色的30%。

用途：检查几何失真，非线性失真。检查“动会聚”、“色纯”是否良好。

4.3 圆和圆内信号

4.3.1 圆

4.3.1.1 要求：垂直方向：圆的幅度为504行（占全图垂直方向的87.65%）。

水平方向：圆的幅度为34.2微秒。

4.3.1.2 用途：检查几何失真，非线性失真。

4.3.2 圆内信号（由上而下按顺序要求）

4.3.2.1 白色背景上的黑色汉字台标。

4.3.2.1.1 要求：白色背景为弧形，垂直方向最大幅度63行，台标中心对称排列，字高40行。

二字台标：字宽2.85微秒

字距2.85微秒

三字台标：字宽2.85微秒

字距1.4微秒

- 4.3.2.1.2 用途：电视台标志。
- 4.3.2.2 肤色和台号：
- 4.3.2.2.1 要求：为中国人民喜爱的肤色，高度为42行，中间为白底黑色阿拉伯字台号，白底宽度为2.85微秒，高度为42行。
黑色阿拉伯字台号的字高约42行，字宽2.13微秒。
- 4.3.2.2.2 用途：电视观众调整电视接收机的“色调”、“色度”和“亮度”时参考用。
台号为电视台的序号。
- 4.3.2.3 清晰度线：
- 4.3.2.3.1 要求：分五级，高63行
1.8、2.8、3.8、4.8、5.625兆赫；
140、220、300、380、450线。
- 4.3.2.3.2 用途：检查接收机或监视器亮度部分的清晰度。检查色度部分的带宽，检查副载频（4.43兆赫）与行频的锁定关系。
- 4.3.2.4 灰度信号：
- 4.3.2.4.1 要求：高63行从黑到白按电信号幅度等分为6级。
- 4.3.2.4.2 用途：检查调整线性和白色平衡。
- 4.3.2.5 黑色背景上的白色中心十字线：
- 4.3.2.5.1 要求：水平白线：线宽1行/场，共2行。与圆外背景线的扫描场顺序相反。
垂直白线正中心一根，两边对称各分布5根，共11根，高42行，线宽230毫微秒。
- 4.3.2.5.2 用途：确定全图中心，检查隔行扫描，检查静会聚。
- 4.3.2.6 彩色信号：
- 4.3.2.6.1 要求：彩色——白、黄、青、绿、紫、红、蓝、黑。每种色块的宽度14.275微秒，高84行，饱和度100%，幅度75%。
- 4.3.2.6.2 用途：使电视观众对彩色有一总的印象，并借此调整“色调”和“色度”，检查“自动消色”是否正常。
- 4.3.2.7 250千赫方波：
- 4.3.2.7.1 要求：重复频率250千赫，幅度从白电平到黑电平，高42行。
- 4.3.2.7.2 用途：检查接收机亮度通道的瞬态响应。
- 4.3.2.8 黑色背景上的白色矩形，矩形中有两条黑色针状脉冲。
- 4.3.2.8.1 要求：白色矩形的宽度约17.1微秒，高42行；黑色针状脉冲宽度约为230毫微秒±10%，高42行。
- 4.3.2.8.2 用途：检查由于天线或电缆匹配不良等原因造成的高频反射。
- 4.3.2.9 北京标准时间信号标志：
- 4.3.2.9.1 要求：由黑色背景上的白色阿拉伯字表示，黑色矩形宽14.25微秒，高42行，白字以时、分、秒六位数字表示北京标准时间，字高36行，字宽约1.6微秒，时分秒之间有两个白色方点隔开。

4.3.2.9.2 用途：供观众对时用。

4.4 圆周围的彩色信号

4.4.1 左边：

左上角方块内的信号是 $-(R-Y)$ 信号 (270°)；
左下角方块内的信号是 $+(R-Y)$ 信号 (90°)；
左中间矩形内的信号是 $(G-Y) = 0, 146^\circ$ 信号。

4.4.2 右边：

右上角方块内的信号是 $-(B-Y)$ 信号 (180°)
右下角方块内的信号是 $+(B-Y)$ 信号 (0°)；
右中间矩形内的信号是 $(G-Y) = 0, 326^\circ$ 信号。

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

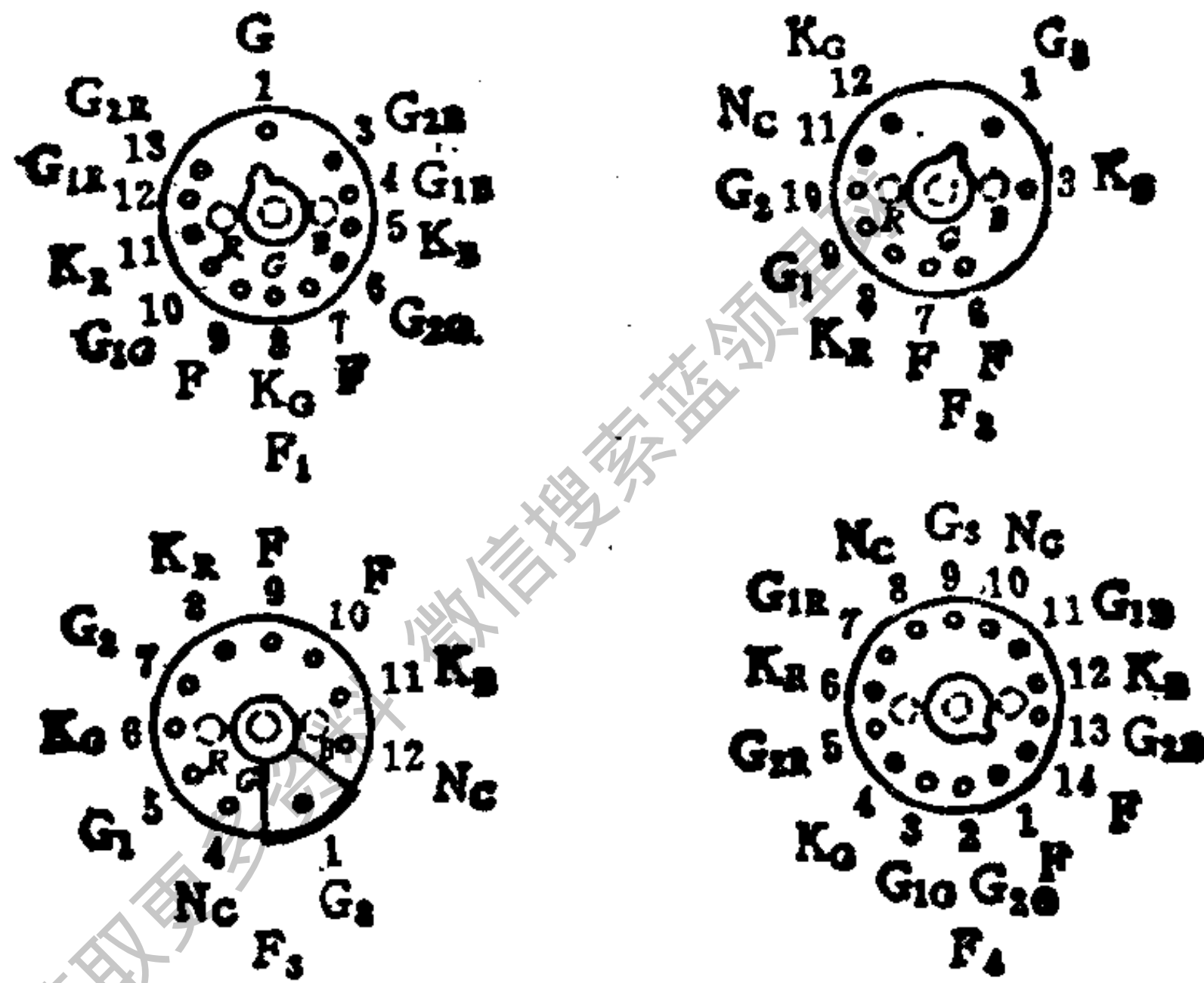
附录三 自会聚彩色显象管主要特性

型号	管型			典型工作条件				使用极限条件					重量 (公斤)	长度 (毫米)	安装尺寸 (毫米)	管脚排列	产地						
	系列	屏幕尺寸 (英寸)	偏转角 (度)	管径 (毫米)	灯丝电压 (伏)	灯丝电流 (毫安)	加速极电压 (伏)	聚焦极电压 (伏)	阳极电压 (千伏)	截止电压 (伏)	灯电 (伏)	丝压 (伏)						加速极电压 (伏) 最大	聚焦极电压 (伏) 最大	阳极电 (千伏) 最小	极压 (千伏) 最大	射束电流 (微安) 最大	
370DLB22	SSI-M II	14	90	29.1	6.3	600	150~415	3700~4400	22	-100	5.7	6.9	1000	6000	18	26	800	6	334	311×243	F1	日本东芝	
370FHB22	SSI	"	"	"	"	700	480	5200~4300	19	80~160	"	"	"	"	16	23	"	6.5	"	"	F2	日本三菱	
37S×101Z	"	"	"	"	"	680	460~820	4140~4840	22	64~104	"	"	"	5500	"	25	700	6.8	336	"	"	中国咸阳	
420BMB22	SSI-M II	16	"	29.1	"	600	150~415	3700~4400	22	-100	"	"	"	6000	18	26	800	8	367	351×274	F1	日本东芝	
470HCB22	"	18	"	"	"	"	"	3860~4600	23	"	"	"	"	"	20	27.5	1000	10.5	395	399×310	"	"	
470FZB22	RIS-M II	"	110	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	334	"	"	"	
510F×B22	低阻自会聚	20	"	29.1	"	"	330~670	1630~4900	24	80~170	"	"	"	6000	"	"	"	12.5	417	"	F2	日本NEC	
510LCB22	SSI-M II	"	"	"	"	600	300	5000~4000	23	80~160	"	"	"	"	"	"	"	11.5	424	434×337	"	日本东芝	
510LDB22	"	"	"	"	"	"	150~415	"	"	-100	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	F1	"	
510HWP22	SSI	"	"	"	"	675	400~820	4700~5500	25	110~200	"	"	"	6600	"	"	"	"	"	"	"	F2	日本日立
510VAB22	"	"	"	"	"	"	"	6200~7500	24	"	"	"	"	8000	"	"	"	"	"	"	"	F3	日本东芝
560AWB22	SSI-M II	22	"	"	"	600	150~415	4030~4800	"	-100	"	"	"	6000	"	"	"	16.5	444	477×370	F1	"	
560BEB22	RIS-M II	"	110	36.5	"	730	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	15	391	"	F4	"	
56S×101Z	SSI	"	"	29.1	"	680	460~820	4700~5500	25	64~104	"	"	"	6050	25	"	"	"	375	467×370	F2	中国咸阳	

偏转线圈参数

显象管型号	偏转线圈型式	连接		电 气 参 数				偏转指数	
				行		场			
		行	场	电感 (毫亨)	电阻 (Ω)	电阻 (Ω)	电感 (毫亨)	行 (mHA) ²	场 (Q.A) ²
370FHB22	S/T	串	并	8	8.6	11	30	15	8.5
37S×101Z	·	并	串	2	2	61.5	140	14.8	7.8
470CTB22	S/S	·	·	1.7	1.3	24	180	16	11
510F×B22	T/T	串	·	0.68	1.5	1.95	1.14	23	9
510HWB22	S/T	并	·	1.89	2	60	120	15.1	8.5
56S×101Z	·	"	"	1.1	1.1	31	80	31	15.5

注: S, 马鞍形线包 T, 环形线包



- | | |
|----------|----------|
| F 灯丝 | G1B 蓝调制极 |
| KR 红阴极 | NC 空 |
| KG 绿 " | G2 加速极 |
| KB 蓝 " | G2R 红加速极 |
| G1 调制极 | (2) 绿 " |
| G1R 红调制极 | (2B) 蓝 " |
| G1G 绿 " | (3) 聚焦极 |

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 集成电路彩色电视机电路分析与维修

作者 = B E X P

页数 = 2 8 7

下载位置 = <http://hn1.ssreader.com/zs03-1/diskdt/dt58/05/!00001.pdg>

获取更多资料 微信搜索蓝领星球