

彩色电视技术 交流资料

(天津大学无线电系彩电组编)

(三)

天津大学科技情报资料室印

一九七四年六月

目 录

三种彩色电视制式及其比较.....	(1)
PAL信号的自动纠正相位误差解码方式 (原理与实验)	(29)
PAL信号的频谱分析及梳状滤波器的分离作用	(70)
玻璃超声延迟线简介.....	(86)
平衡调幅及其实验电路的分析.....	(96)

三种彩色电视制式及其比较

前言

彩色电视是在黑白电视的基础上发展起来的。它和后者差别在于不仅要完善地传送图象，而且还要逼真地传送图象上原有的彩色。自然界中的彩色是多种多样的，但是根据大量实验发现，从人眼的彩色视觉来说，各种彩色都可以由互相独立的三种基色光按一定的比例相加混合而成（相加混色法）。反过来说，各种彩色光可以分解成三个基本光分量。这就是彩色电视应用的三基色原理。

根据三基色原理，彩色摄像机先把射来的彩色光分离成红、绿、兰三个光分量，然后分别转换成三个电信号，用R、G和B表示。经过传输之后，它们分别作为彩色显象管的三个电子束的激励电压。这三个电子束又分别激发按一定规律布满屏幕的红、绿、兰三种颜色的荧光粉颗粒，使各自发出相应的色光。但是由于颗粒很细，靠得很近，所以在一定距离以外人眼感觉到的是由它们混合而成的彩色光（空间混色法），这样就重现了原来的彩色图象。

所谓彩色电视制式指的就是彩色图象信息的传送方式。

自从二十世纪二十年代彩色电视问世以来，世界各国已经研制出很多制式（参看资料〈1〉和〈2〉）。有的因性能不好被淘汰了，有的可以在不同场合下加以采用。本文要分析比较的是目前国外广播电视所采用的三种制式，即美国的NTSC制（1954年正式广播）、法国的SECAM制（1967年正式广播）和西德的PAL制（1967年正式广播）。后两个制式是在前一个制式的基础上改进发展而成的，因此我们在分析它们各自的特点和性能之前，先扼要讨论一下它们的共同点。

由于显象管显示的亮度与所加激励电压（以截止电压为基准）的 γ 次方成比例（ γ 一般为2.4~3.2）^①，所以，来自摄像机的R、G、B信号必须先开 γ 次方（即 γ 校正），分别转换成 R' 、 G' 、 B' 信号（例如 $R' = R^{1/\gamma}$ ），然后再传输。

为了达到兼容的目的，也就是说使黑白电视机也能收看彩色台播送的节目，不采用直接传送 R' 、 G' 、 B' 信号的办法，而是把它们转换成一个亮度信号和两个色差信号（也可以称为色度信号）。前者与黑白电视信号一样，带宽也相同，黑白电视机收到后就显示出黑白图象。这个信号反映亮度的大小，用 Y' 表示。后者分别用 $R' - Y'$ 和 $B' - Y'$ 表示。 $G' - Y'$ 不是一个独立信号，它可以由 $R' - Y'$ 和 $B' - Y'$ 组合而成，因此不必另外传送。在 Y' 一定的情况下，如果 $R' - Y'$ 和 $B' - Y'$ 的相对大小有变化，则说明 R' 、 G' 、 B' 的比例有变化，因而说明颜色变化（即“色调”有变化）；而色差信号相对于亮度信号的幅度改变，说明颜色的深浅程度改变（即“饱和度”改变）。色调和饱和度又可统称为色度。所以，为了不失真地传送彩色，应该保持信号之间的原有比例关系。

① NTSC原采用 $\gamma = 2.2$ ，而现在英国等一些西欧国家采用 $\gamma = 2.8$ 。

由于人眼对彩色细节的分辨能力要比对亮度细节的分辨能力来得低，因而色度信号可以用较窄的带宽传送，一般只有亮度信号带宽的10—20%。同时，为了节省频带，将色度信号也放在传送亮度信号的同一频带内传送。为此，将色度信号调制在一个处于频带高端的副载频上，使其能量集中在高频端，而亮度信号的能量集中在低频端，从而减少它们之间的相互干扰。

在彩色接收机中，与传送的信号相适应，安排了亮度通道和色度通道。前者也可以接收黑白台播发的节目，显示出黑白图象，这就是所谓逆兼容。

根据色度学计算标准，亮度信号和色度信号与 R' 、 G' 、 B' 的关系如下：①

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

$$R' - Y' = 0.70R' - 0.59G' - 0.11B' \quad (2)$$

$$B' - Y' = -0.30R' - 0.59G' + 0.89B' \quad (3)$$

$$G' - Y' = -0.51(R' - Y') - 0.19(B' - Y') \quad (4)$$

在彩条信号的情况下，有关信号的波形图如图1所示。

以上所述都是三种制式共同点，至于它们的差别将在后面分别介绍。

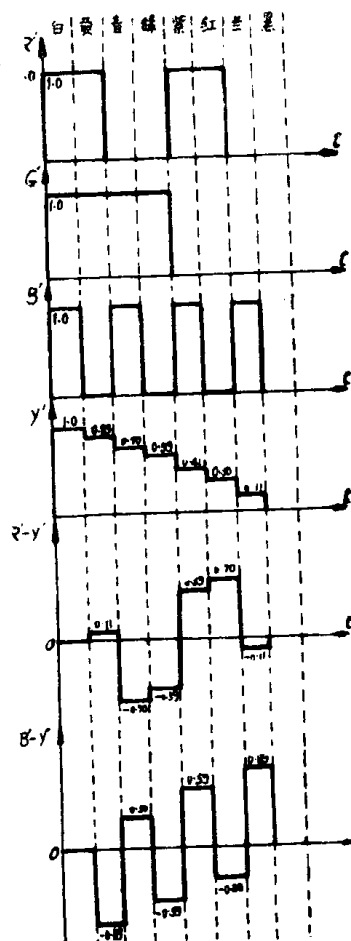


图 1

一、 NTSC制 式

在NTSC制式中，色度信号对副载波进行平衡调幅（抑制副载波的调幅）。为了避免信号因幅度过大而在传输中产生失真，须将 $R' - Y'$ 和 $B' - Y'$ 的幅度缩小，即分别压缩成 $V = (R' - Y')/1.14$ 和 $U = (B' - Y')/2.03$ 。

原来美国采用的NTSC制式，为了进一步压缩色度信号的频带，并避免在不对称边带情况下两个色度信号之间的串色（后面还要分析），还要将 U 、 V 信号转换成 I 、 Q 信号。另外，美国的电视扫描标准为525/30（每帧525行，每秒30帧）。但这里为了便于进行比较，讨论625/25、传输 U 、 V 信号的NTSC制式。这对了解制式特点没有根本影响。

1. 色度信号的组合和分离

NTSC制的编码器方框图如图2(a)所示。矩阵电路把 R' 、 G' 、 B' 信号转换成 U 、 V 、

① 这是1953年NTSC采用的标准，后来PAL和SECAM都沿用了。但近几年通过对三基色和标准白色研究，有的国家已修改了标准。

Y' 信号。 U 、 V 通过低通滤波器限制频带后分别送至两个平衡调幅器，调制后合成信号 C_F ；而 Y' 通过延时线，使其延迟时间与 U 、 V 信号因受带宽限制而产生的延迟时间一致，最后再与 C_F 混合起来。

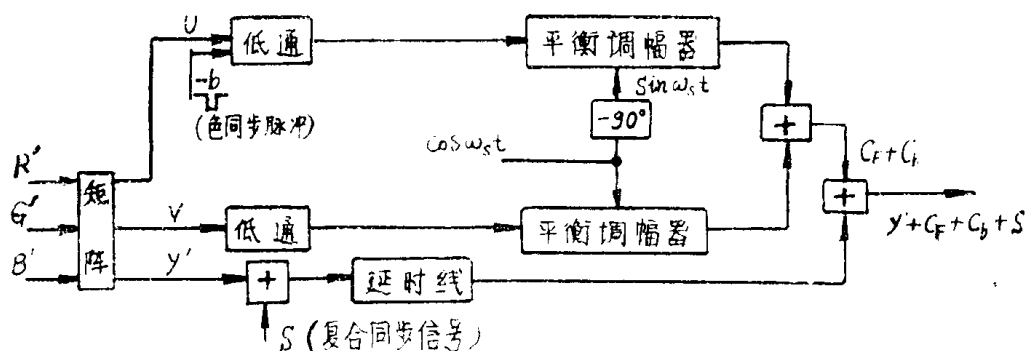


图 2(a)

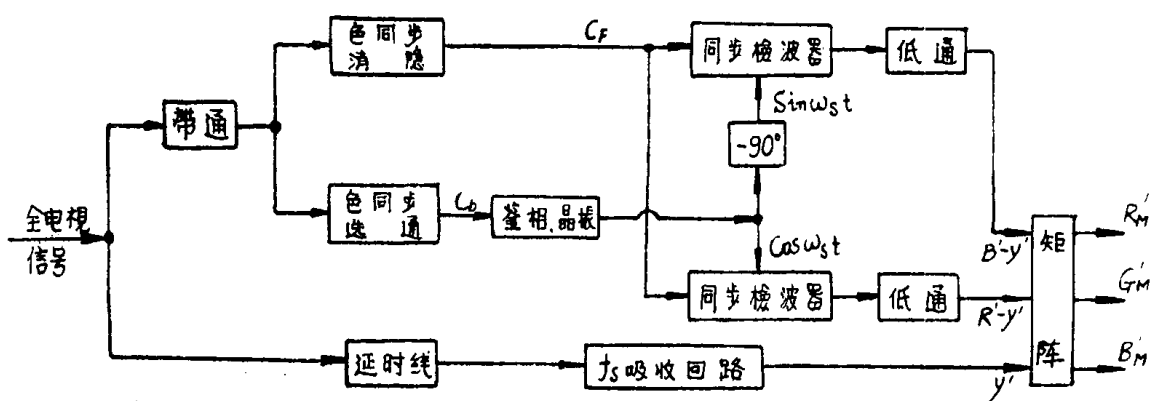


图 2(b)

平衡调幅和普通调幅的区别可用下式表示：

$$\begin{aligned} A(t) \cos \omega_s t & \text{—— 平衡调幅,} \\ [A_0 + A(t)] \cos \omega_s t & \text{—— 普通调幅.} \end{aligned}$$

其中 $A(t)$ 为调制信号， A_0 为未调制的副载波的振幅， $\omega_s = 2\pi f_s$ 为副载波角频率。显然，当 $A(t) = 0$ 时，普通调幅波即为副载波 $A_0 \cos \omega_s t$ ，而平衡调幅波为零，故后者又叫做抑制副载波的调幅。

如图 2 所示，频率为 f_s 的余弦波送至 V 路调制器，另外，移相 90° 形成正弦波后送至 U 路调制器。因此，调制后的合成色度信号 C_F 为：

$$C_F = U \sin \omega_s t + V \cos \omega_s t = C \sin(\omega_s t + \theta). \quad (5)$$

其中

$$C = \sqrt{U^2 + V^2}, \quad (6)$$

而

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{V}{U} = \frac{2.03(R' - Y')}{1.14(B' - Y')} \quad (7)$$

它们的矢量关系如图 3 所示。因为相角 θ 由 $R' - Y'$ 与 $B' - Y'$ 的相对大小决定，因而反映

色调，而幅度 C 由色度信号的大小决定，因而相对于一定的亮度信号而言，它反映饱和度。

在彩条信号情况下，合成色度信号 C_F 和全电视信号的波形图分别如图4(a)和(b)所示。

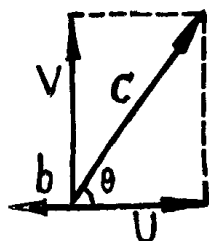


图 3

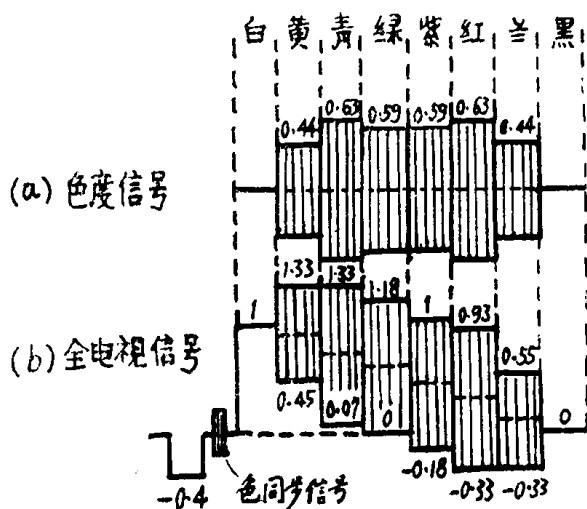


图 4

由上述可见，NTSC制中两个色度信号对副载波都采用平衡调幅方式，而且 U 信号调制在正弦波上， V 信号调制在与正弦波正交（相位相差 90° ）的余弦波上，因而这个制式也叫正交平衡调幅制。在接收机解调器中利用同步检波器将这两个信号区分开来的唯一标志也就是这个正交性。

同步检波具有这样的特点：为了将平衡调幅信号（已调副载波）检波，须送入一个同频率的解调副载波，而且当二者间的相位差为 φ 时，检波所得为调制信号乘以因子 $\cos \varphi$ （参看<3>第13—14页）。这种情况可以用图5所示的矢量关系来表示。 $\vec{oa}$ 表示已调副载波矢量， D 表示解调副载波矢量（或叫检波轴），那么矢量 $\vec{oa}$ 在 D 轴上的投影即为检波输出。显然 $\varphi = 0$ 时，输出幅度最大， $\varphi = 90^\circ$ 时，输出为零。因此，当信号 C_F 同时送给两个同步检波器，其中一个用 $\sin \omega_s t$ 检波（图6中的 D_U 轴，与 U 分量重合），而另一个用 $\cos \omega_s t$ 检波（图6中的 D_V 轴，与 V 分量重合）时，那么前者输出即为 U 信号（不包含 V 分量），而后者

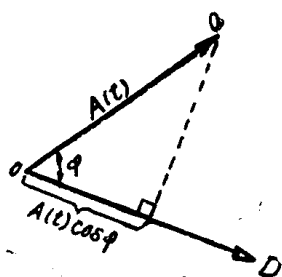


图 5

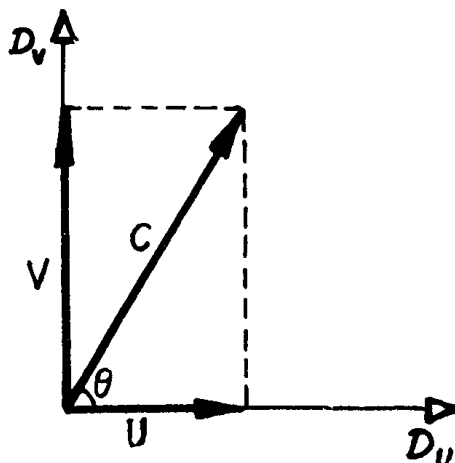


图 6

輸出即为V信号(不包含U分量)。这就是依靠正交标志将两个信号分离的过程。(注意!必須使正交的两个检波轴分别与正交的两个色度信号矢量重合)。

为了在接收机中能够产生频率为 f_s 的解調副載波,在編碼器中專門形成一个色同步信号(參看圖2(a)),即将一个負极性的脉冲与U信号相混合,然后一起对 $\sin \omega_s t$ 进行平衡調幅,因而形成一个高频脉冲 $C_b = -b \sin \omega_s t$ (b —脉冲幅度)。这个脉冲大約包含副載波的10个周期左右,它与其他信号的相位关系和時間关系分別見圖3和圖4(b)。色同步信号在解碼器中对晶振鎖相,因而产生频率为 f_s 的相位确定的副載波。解碼器方框图示于圖2(b)。最后輸出的 R'_M 、 G'_M 、 B'_M 、实际上是由低频段的 R' 、 G' 、 B' 、与高频段的 Y' 混合而成的。例如,設色度信号带宽为1MHz,亮度信号带宽为6MHz,則 $R'_M = (R' - Y')_{0-1\text{MHz}} + Y'_{0-6\text{MHz}} = R'_{0-1\text{MHz}} + Y'_{1-6\text{MHz}}$ 。因此图象細節是由亮度信号刻划出来的,而着色則是大面积的,这叫做混合高频原理。

2. 色度信号与亮度信号的組合——频谱交错原理

因为色度信号是在亮度信号頻带內传送的,所以,为了减小它的干扰作用,在彩色接收机的亮度通道中加了一个副載波吸收回路(見圖2(b))。但是为了不致影响清晰度太多,吸收頻带不能太寬,結果仍存在着由色度信号較高边頻分量所形成的副載波干扰,在彩色过渡(突变)的地方較为明显。在黑白接收机中为了保証清晰度不下降不加吸收回路,因此副載波干扰就更明显地在屏幕上显示出来。副載波既是一个高频振蕩,它就不斷出現正峰点和負峰点,对应于前者屏幕上就出現亮点;对应于后者則为暗点。如果每一行的亮、暗点都在同一位置上,那么就形成亮、暗相間的垂直干扰条紋,这样的干扰看起来很明显,(可見度大),是最不利的情況。所以NTSC制选用 $\frac{1}{2}$ 行間置的副載頻,即:

$$f_s = \left(m + \frac{1}{2}\right)f_H, \text{ 或者 } T_H = \left(m + \frac{1}{2}\right)T_s. \quad (8)$$

式中, m 为一正整数; f_s 和 T_s 分別为副載波的频率和周期; f_H 和 T_H 分別为行頻和行周期。在此条件下,一行時間內包含整数个副載波周期再加半个周期,因此在相继行上副載波的相位倒过来,(如图7所示,图中設 $m=3$)。另外,由于一幀包含奇数行,所以,第二

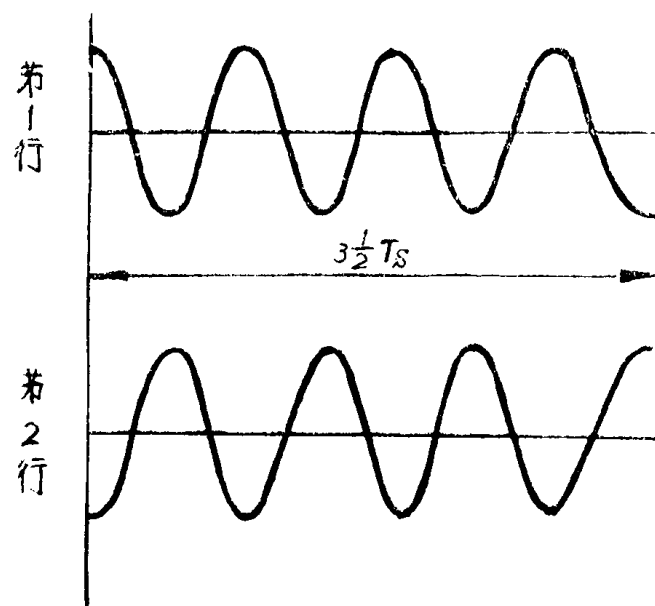


图 7

幀各行的副載波相位相对于第一幀相应行的副載波相位也是反过来。这样，在人眼视觉惰性形成的平均作用下，副載波干扰的可見度大为下降。

对于 625 行的 NTSC 制， m 取为 283，即 $f_s = 283.5 f_H = 4429687.5 \text{ Hz}$ ，这里 $f_H = 15625 \text{ Hz}$ 。如果把相继四場各行的亮点画出来，便得到图 8 所示的光点图形。图中 $\bigcirc$ 表示对应于副載波正峰点的亮点， $\bigcirc$ 中的数字表示場次；图左侧标出扫描行順序。由图可見，同一場的亮点連成一些亮綫，主要的运动方向是向上，人眼向上跟踪才能看清。此外，第三場亮点在第一場的两个亮点之間，也就是对着第一場的暗点，这說明第三場与第一場的光点有相消作用。同理第四場与第二場也有相消作用。所以形成两幀相消的循环。这样选择副載頻，同时也減小了亮度串色。所謂亮度串色指的是亮度信号頻譜中落在色通道頻帶內的分量，可以进入同步检波器，检波后成为低頻干扰信号，形成彩色的干扰花紋。采用 $\frac{1}{2}$ 行間置的副載頻，使得副載波在不同行有不同的相位，亮度串扰信号在不同行也就以不同的相位被检波，因此亮度串色在不同行有不同的极性，这样就有补偿作用（参看資料 < 4 >）。

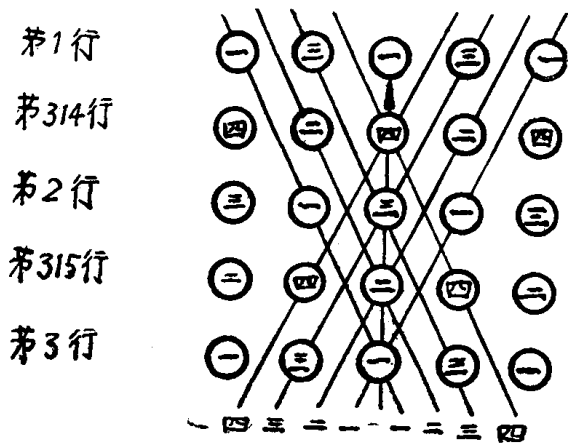


图 8

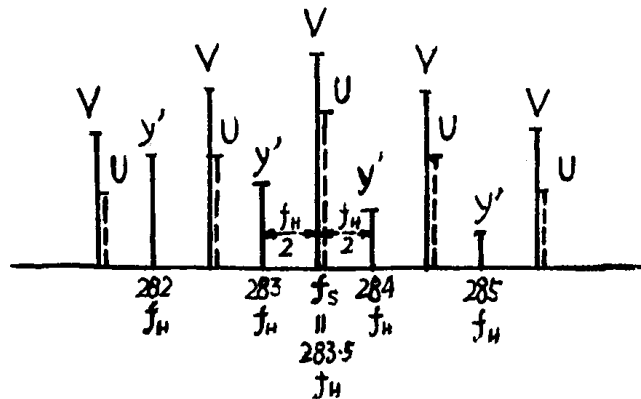


图 9

$\frac{1}{2}$ 行間置的副載頻使亮度信号和色度信号間相互串扰減小的原因还可以用頻譜分布来

說明。大家知道，电视信号是通过电子束以行頻 f_H 逐行扫描形成的，因此，信号 Y' 、 U 和 V 的主要能量都集中在行頻及其諧波頻率附近。如果只画出在这些頻率上的主譜綫，便得到以 f_H 为間距而排列着的綫状頻譜。 U 和 V 调制到副載波上后，其頻譜以 f_s 为中心向兩側分布。这样就得到图 9 所示的頻譜图。（副載頻分量的存在是由于 U 、 V 信号中包含直流成份造成的）。由此可見， U 、 V 的譜綫与 Y' 的譜綫是相互錯开的，这就叫做頻譜交錯原理。采用这一原理，不仅使色度信号和亮度信号間的相互串扰減小，而且还提供了将二者完全分离的可能性。（采用由一根 $64 \mu\text{s}$ 的延时綫构成的梳状滤波器便可实现，参看本文第二、3 节）。但是要注意，在 NTSC 制中信号 U 和 V 不論在時間上或頻譜上都是重叠的；它們的唯一区分標誌只有调制时的正交性，这就是这个制式容易出現 U 信号和 V 信号間的相互串色的根本原因所在。

3. NTSC 制式的性能

（1）副載波干扰的可見度低。

这一性能是基于下列各点：i) 采用平衡調幅，传送黑白图象时副載波为零（参看（2）（3）两式，黑白图象时， $R' = G' = B'$ ），对于低饱和度彩色图象副載波幅度也較小；ii) 采用

頻譜交錯原理，相邻行干扰光点有相消作用，全部光点的相消周期为两帧；iii) 干扰图形以向上为主要移动方向，因而人眼上下移动才能觉察，但观看电视时人眼上下移动的机会不多。干扰不明显不仅使黑白接收机的图象质量高，而且也使彩色接收机的图象质量提高，因为后者也存在着彩色过渡（突变）处的副载波干扰问题。

（2）彩色清晰度高。

垂直清晰度因每行彩色信息都传送而未受损失；水平清晰度决定于对色度信号带宽的限制，在传输条件较好时也可以保持不下降。

（3）不会出现彩色垂直过渡处的闪烁现象，也不会出现爬行现象（或叫“百叶窗”效应）。这些现象将在后两种制式中分析。

（4）微分相位误差会引起色调变化。

由图4（b）看到，色同步信号处于零电平上，而色度信号则是叠加在亮度信号的不同电平上。因此在传输过程中产生与电平有关的非线性相位误差——微分相位时，使色度信号副载波相对于色同步信号副载波的相位发生变化，也就是色度信号相对于检波轴发生相移，因为后者是由色同步信号确定的。这种情况可用图10表示， φ 表示微分相位误差（实际上，它的数值是随亮度信号电平的变化而变化的，故不能用固定相移网络来校正）。此时，根据同步检波的原理，在 D_U 轴检出 $U \cos \varphi + V \sin \varphi = U'$ ，而在 D_V 轴检出 $V \cos \varphi - U \sin \varphi = V'$ 。显然 U 和 V 之间存在着串色，比例 V'/U' 不等于 V/U ，因而产生色调变化。而且在不同亮度电平处的变化程度也不同。这说明NTSC信号对相位误差是敏感的。当 $\varphi = 5^\circ$ 时，就可在屏幕上觉察这种变化。因此NTSC制规定微分相位的容限为 $\pm 12^\circ$ 。并在接收机上安装一个“色调”旋钮，以便根据主观需要用改变检波轴相位的办法来调整色调。

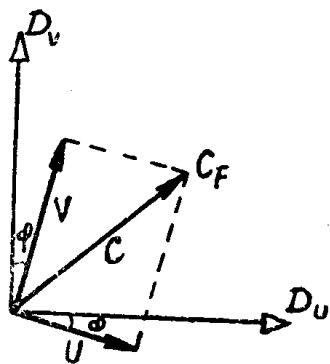


图 10

根据同样的道理，如果在传输过程中由于别的原因而引入静态相位误差时，或者色度信号虽无相位误差而两个解调轴的正交性有偏差时，也都会造成大面积的色调改变。这些都是NTSC制对相位敏感的表现。

（5）微分增益误差会引起饱和度变化。

如果传输系统在不同电平上有不同的增益（微分增益），那么处在不同亮度电平上的色度信号将受到不同程度的放大，结果改变了原来的 C/Y' 比值，使不同亮度电平处饱和度有不同程度的改变。当副载波幅度下降15%时就可觉察到饱和度变化。NTSC制规定微分增益的容限为30%（按幅度变化的相对值测量）。为便于调整饱和度，接收机上设有“饱和度”旋钮。

同理，其他原因造成的色度信号的幅度改变也都反映为饱和度变化。这就是NTSC制

对幅度误差的敏感性，（只是这种敏感性不如相位敏感性那么高）。

（6）不对称边带将造成串色。

设传输的U信号只包含两个频率分量，即

$$U(t) = U_1 \cos \Omega_1 t + U_2 \cos \Omega_2 t. \quad (9)$$

则调制到 $\sin \omega_s t$ 上后形成两个边带，如下式表示

$$\begin{aligned} U(t) &= U(t) \sin \omega_s t \\ &= \frac{U_1}{2} \sin(\omega_s + \Omega_1)t + \frac{U_2}{2} \sin(\omega_s + \Omega_2)t \\ &\quad + \frac{U_1}{2} \sin(\omega_s - \Omega_1)t + \frac{U_2}{2} \sin(\omega_s - \Omega_2)t. \end{aligned}$$

如果在传输中由于频率特性没有调整好，只传输了下边带，则

$$\begin{aligned} U_{\text{下}}(t) &= \frac{U_1}{2} \sin(\omega_s - \Omega_1)t + \frac{U_2}{2} \sin(\omega_s - \Omega_2)t \\ &= \frac{1}{2} (U_1 \cos \Omega_1 t + U_2 \cos \Omega_2 t) \sin \omega_s t - \\ &\quad - \frac{1}{2} (U_1 \sin \Omega_1 t + U_2 \sin \Omega_2 t) \cos \omega_s t. \end{aligned} \quad (10)$$

由上式可见，一个U信号的单边带信号就相当于一个正交调幅信号，它的 $\sin \omega_s t$ 项在 D_U 轴检波后即为U信号，只是幅度下降了一半；而它的 $\cos \omega_s t$ 项（这是在单边带情况下多出来的正交项）可以在 D_V 轴检出，成为U信号对V通道的串色。同样，单边带的V信号也会造成对U通道的串色。这种串色叫做“正交串色”或“正交失真”。由于单边带情况往往发生于边带的高端，所以在彩色突变的边界上表现得明显，形成彩色镶边。

实际上，由于NTSC信号对相位误差和幅度误差敏感，所以传输通道频率特性的不完善（即使不发生单边带情况）都会对图象造成影响。

（7）反射波（回波）的影响较大。

反射波对亮度信号的影响与黑白电视没有根本的区别，各种制式都一样。但对于色度信号的影响则因制式不同而有所不同。

回波（特别是较强的回波）的存在，使得传输通道的频率特性发生变化，因而对色度信号产生影响，其中包括可能出现类似前面分析过的正交失真。

其实，从NTSC制中相位变化会引起色调变化和幅度变化会引起饱和度变化来看，回波会损害图象的大面积彩色。例如，图11中表示一个来自直射波的无相位误差的色度信号，另外还有一个来自时间上滞后的反射波的色度信号，它的相位滞后 ϕ 角，而幅度乘以反射系数 k ($k < 1$)。此时，由 D_U 轴检波得到 $(1 + k \cos \phi)U + kV \sin \phi$ ；由 D_V 轴检波得到 $(1 + k \cos \phi)V - kU \sin \phi$ 。可见，反射波既影响色调也影响饱和度。

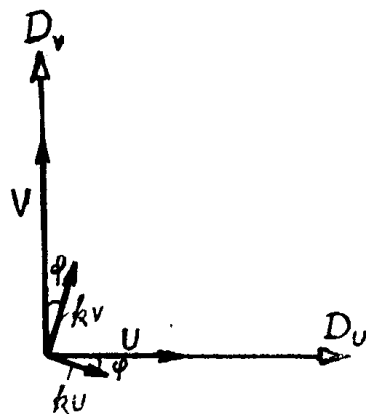


图 11

（8）录象机时间误差的影响较严重。

由于 NTSC 信号的相位敏感性,在磁带重放时易受机械上的原因(例如走带速度不稳定,磁头方面的缺陷等)造成的时间误差的影响,以至不能正确重现彩色图象。如果以 $\pm 5^\circ$ 的相移来计算,那么对于 1.43MHz 来讲相当于时间精度为 $\pm 3\mu s$ (毫微秒)。因此 NTSC 制的录象机必须附带高精度的彩色时差自动校正装置。

另外,在四磁头录象机中,四个通道的特性的一致性也应保证。

(9) 演播室对图象进行淡入、淡出(图象的渐现和渐隐)、混合和切换等特技操作比较容易实现。

由于色度信号采用幅度调制,所以它和亮度信号一样,都随全电视信号幅度的增减而增减。因此可以采用和黑白电视相类似的特技操作方法。但是要注意,在淡入、淡出时,色同步信号幅度要保持恒定;在混合、切换时,要保证各信号源的色同步副载波在切换器输入端都有同一相位。

(10) 同步信号要求高。

因为只有保持行频和副载频间的精确关系,才能实现干扰光点的良好交织,减少其可见度。

(11) 接收机比较简单,生产比较方便,价格稍低一些。

在色通道中除了晶体之外,不需要别的精密器件。电路方面也较为简单,因而生产维修要方便一些,价格也要贱一些。但因色通道在整个接收机中只占极小的比重,所以各种制式接收机的价格差别不是太大的。

(12) 在制式转换时,分离亮度信号和色度信号比较容易,质量也较高。(参看第二、3节)

以上分析说明,NTSC 制的主要弱点在于对相位误差的敏感性,这体现在(4), (6), (7), (8)各点上。所以,如果(4), (6), (8)三点能在设备制造上加以解决,那么在反射波影响较小的场合,由于(1), (2), (3)三点性能,NTSC 制式传送的图象质量将是最好的。另外,从接收机价格方面考虑它也是有优点的,

二、PAL 制 式

前面已经指出,NTSC 制的主要缺点在于有相位误差时两个色度信号间的相互串色;而产生这个问题的根据原因是在于 U 信号和 V 信号在时间上和频谱上都是重叠的,唯一的区分标志只有调制时的正交性,为了克服这个缺点,在 PAL 制中采用倒相技术使两个色度信号在频谱上错开,同时仍保留着正交调制信号的性能,因此 PAL 制信号就有双重区分标志,在解码器中也就有可能采用双重分离措施。PAL 解码方式已研制出很多种,性能也不一样(可参看资料<3>)。这里主要结合目前国外得到广泛使用的 PAL_D——标准 PAL 解码方式来分析 PAL 制的性能。另外,采用的扫描标准为 625/25。

1. 两个色度信号的频谱交错

PAL 制色度信号有以下形式:

$$C_F = U \sin \omega_{st} \pm V \cos \omega_{st} = C \sin(\omega_{st} \pm \theta) \quad (11)$$

式中 C 和 θ 的计算见(6)式和(7)式;符号 $\pm$ 表示信号逐行发生的变化。信号矢量图示于图12。由图可见,色度信号矢量逐行互为镜像,即其相位逐行交替变化,这就是外文“PAL”的原意。因此 PAL 制也叫相位逐行交变的正交平衡调幅制。PAL 制色度信号的形成参看方框图13(编码器的其他部分与 NTSC 的相同)。为了把编码开关状态的信息传送给解码

器，以便同步那里的电子开关（参看图18），使能正确地把V信号的极性再逐行倒换成一致，色同步信号也包含一个和V信号一起倒换极性的分量 b_v （见图12），用作控制开关的识别信号。

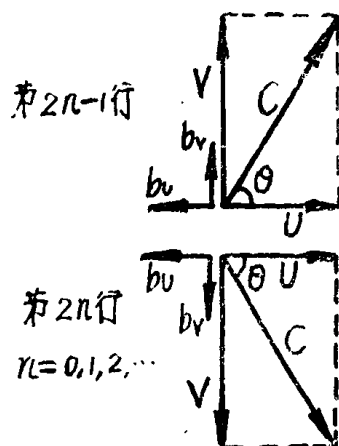


图 12

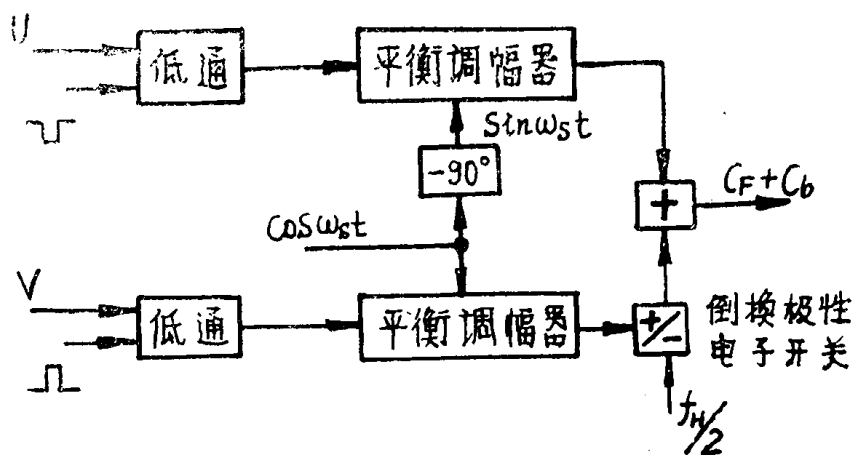


图 13

U信号的频谱和NTSC制中一样，是以 f_H 为间距而排列的线条。V信号的极性倒换在实际电路中虽然是在调制后进行的，但从分析频谱来看，先倒换极性然后再调制也是一样，因为表示式都是 $\pm V \cos \omega_{st}$ 。今设V信号是一个以行频 f_H 重复的锯齿波，如图14（a）表示，则逐行倒换极性后成为图14（b）所示。由图可见，倒换极性后重复周期加大一倍，即基频下降为 $f_H/2$ 。另外，（b）图波形是对横轴对称的，因此在进行富代级数分析时，不包含直流成分和偶次谐波成分。所以逐行倒极性的V信号的谱线分布在 $f_H/2, 3 \times f_H/2, 5 \times f_H/2 \dots$ 处。它们虽然也是以 f_H 为间距而排列的线条，但因基频为 $f_H/2$ 而不是 f_H ，所以刚好和U信号的谱线错开，调制到副载波上后，如图15（a）实线所示。（ f_s 选为 $283^3/4f_H$ 的理由见后面分析）。

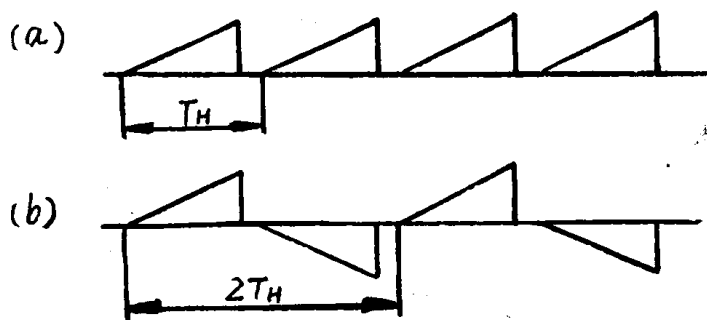


图 14

这里顺便指出，PAL制色度信号中引入开关信息还带来一个特性，就是有可能从已受传输误差影响的信号中取出误差信号来，然后再对前者进行校正，把误差消除掉（例如，参见资料<7>第76—78）。

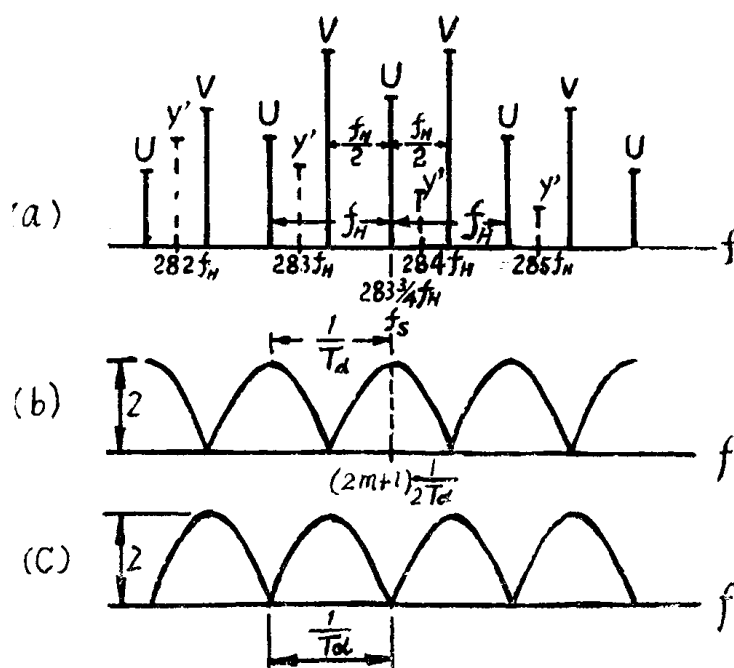


图 15

2. 色度信号与亮度信号的频谱交错

前面说明，由于采用倒相技术两个色度信号的频谱错开了。但是，如果副载频也和NTSC制一样采用 $\frac{1}{2}$ 行间置 ($f_s = 283 \frac{1}{2} f_H$)，那么将使V信号谱线与Y'信号谱线重叠（参看图9，Y'谱线与U谱线的间距为 $f_H/2$ ，这里V谱线也和U谱线相距 $f_H/2$ ），形成很强的副载波干扰。为了解决这一问题，在PAL制中副载频采用 $\frac{1}{4}$ 行间置，即 $f_s = (m \pm \frac{1}{4}) f_H$ (m 为正整数)。一般选择 $f_s = 283 \frac{3}{4} f_H$ 。这样使色度信号频谱相对于Y'频谱比 $\frac{1}{2}$ 行间置时多向右偏移 $\frac{1}{4} f_H$ ，因而三个信号的谱线都错开了，如图15(a)所示。

在625行扫描标准下，为了进一步改善频谱的交织，即不仅使U、V信号和Y'信号的主谱线相互错开，而且使三个信号的主谱线两旁的旁线也以最大间距错开，PAL副载频还附加25赫 ($f_v/2$, f_v 为场频) 的偏移，（参看资料〈6〉），即

$$f_s = 283 \frac{3}{4} f_H + \frac{f_v}{2} = 4433618.75 \text{ HZ}。 \quad (12)$$

从光点图形来看，加25赫偏移后使相继场干扰光点有较好的抵消作用；光点移动速度加快，因而可见度降低，改善了兼容性。从亮度串色来看，加25赫偏移后也使相继场串色的补偿作用增强，因而串色效应减弱。（参见资料〈3〉）。U和V信号的光点图形分别示于图16(a)和(b)。由图可见，PAL制的光点图形形成八场相消的循环；而且主要移动方向为斜向下，人眼左右移动便易于觉察到。因而其兼容性要比NTSC制稍差一些。

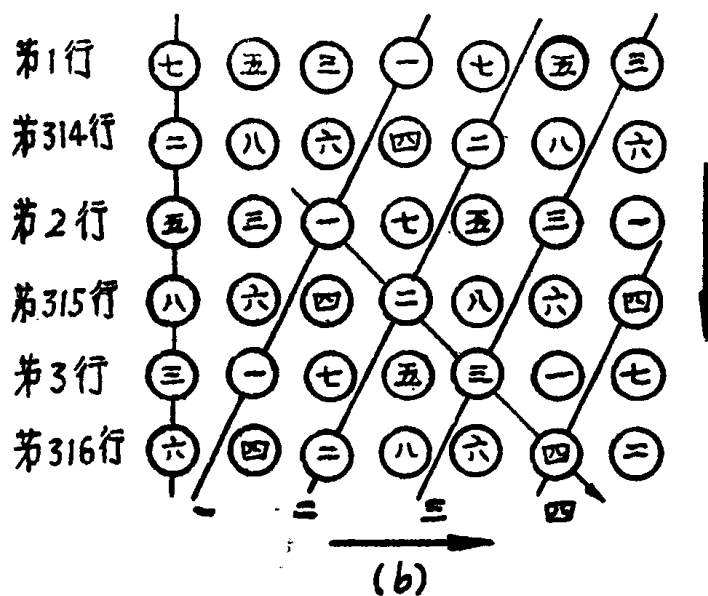
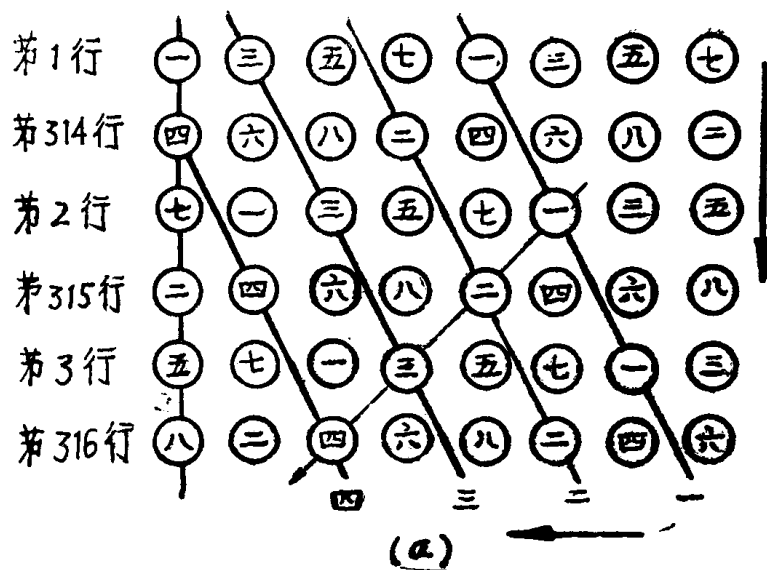


图 16

3. 色度信号的双重分离作用

U和V信号的频谱交错，再加上调制时的正交性，使PAL制色度信号具有双重区分标志，在解码时就有可能采用双重分离措施。也就是说，除了用同步检波器从正交性分离以外，还可以用梳状滤波器进行频率分割。

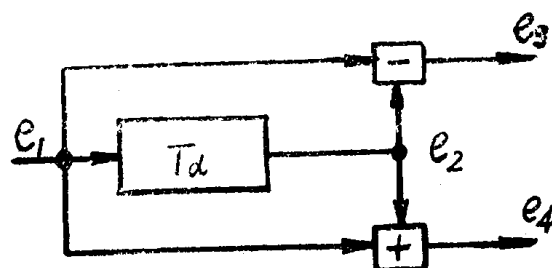


图 17

梳状滤波器由一根超声玻璃延时线和加、减法器组成，如图17所示。当输入端加以幅度为1而频率可变的信号 $e_1 = \sin 2\pi f t$ 时， $e_2 = \sin 2\pi f (t - T_d) = \sin (2\pi f t - 2\pi f T_d)$ ，式中 T_d 为延迟时间。可见 e_2 的相位是随着频率 f 的变化而连续变化的。而且频率每变化 $\Delta f = \frac{1}{T_d}$ ，就完成一个变化循环，因为 $2\pi \Delta f \cdot T_d = 2\pi$ 。显然，当 e_2 与 e_1 同相时， e_4 为最大（幅度为2）， e_3 为零； e_2 与 e_1 反相时， e_4 为零， e_3 为最大。所以加、减法器输出端的频率特性是在最大值和零值之间重复变化的梳状曲线。不过两条曲线的峰点和零点刚好错开。可以证明，减法器输出端的频率特性为 $2|\sin \pi \cdot T_d \cdot f|$ ，加法器输出端的频率特性为 $2|\cos \pi \cdot T_d \cdot f|$ （参看资料<7>第164页）。它们分别示于图15

(b) 和 (c)，前者峰点发生在 $\frac{1}{2T_d}$ 的奇数倍的那些频率上，即 $f = (2m+1) \frac{1}{2T_d}$ (m 为正整数)；而零点发生在 $\frac{1}{2T_d}$ 的偶数倍的那些频率上，即 $f = 2m \frac{1}{2T_d}$ 。后者则刚好相反。由

图15可见，为了用减法器梳状频率特性选取U谱线，应该使 $(2m+1) \frac{1}{2T_d} = f_s$ ，同时相邻峰点的间距 $\frac{1}{T_d}$ 应该等于相邻谱线的间距 f_H 。但是第二个条件果若成立，即 $T_d = T_H =$

$64\mu s$ ，那么代入第一个条件得到 $f_s = (m + \frac{1}{2})f_H$ 。这意味着副载频采用 $\frac{1}{2}$ 行间置，从兼容

考虑，这是不可取的。（但是应该指出，NTSC制是采用 $\frac{1}{2}$ 行间置的，所以用 $T_d = 64\mu s$

的梳状滤波器来分离亮度信号和色度信号是非常方便的）。在PAL制中只能保持 $f_s =$

$283\frac{3}{4}f_H$ ，并满足第一个条件，选取 $m = 283$ ，即

$$283\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_d} = 283\frac{3}{4}f_H = 283\frac{3}{4} \cdot \frac{1}{T_H}。 \quad (13)$$

由此推出

$$T_d = \frac{283\frac{1}{2}}{283\frac{3}{4}}T_H = 63.94325\cdots\mu s。 \quad (14)$$

由于 $T_d \approx T_H$ ， $\frac{1}{T_d} \approx f_H$ ，第二个条件得以近似满足。

以上分析说明，通过梳状滤波器可以将U信号和V信号分离，由减法器得到U信号，由加法器得到逐行倒相的V信号。因而即使存在相位误差，在同步检波时（参看图18）也只是使两个信号均乘以 $\cos \varphi$ ，造成饱和度下降；而不会因相互串色而引起色调变化。这样就解决了NTSC制式存在的相位敏感问题。

由图15还可以看到，由于需要的U、V谱线对着相应特性曲线的峰点，而Y'谱线对着曲线上由峰值下降3db（分贝）的地方，因而梳状频率特性使亮度串色在幅度上下降3db。

但是, 有的资料指出, 虽然PAL制的亮度串色比 $\frac{1}{2}$ 行間置的NTSC制为輕, 但采用 $\frac{1}{4}$ 行間置的NTSC制式的亮度串色却比PAL更为輕微(参看资料<4>)。照此观点, 改善相继行和相继場的亮度串色的补偿作用以及U, V两个通道中亮度串色的补偿作用, 比使亮度串色的幅度下将3db更有意义。

另外, 由于噪声按梳状曲线通过, 而色度信号在峰点通过, 使彩色信噪比提高了3db(参看资料<7>第59—60頁)。但也有人认为这种改善并不能在实际图象上看起来。原因可能是, 一方面相邻行的噪声也有一定的相关性, 在相加时会增强; 另一方面, 白噪声干扰主要发生在亮度通道中, 这对各种制式是一样的(参看资料<8>)。

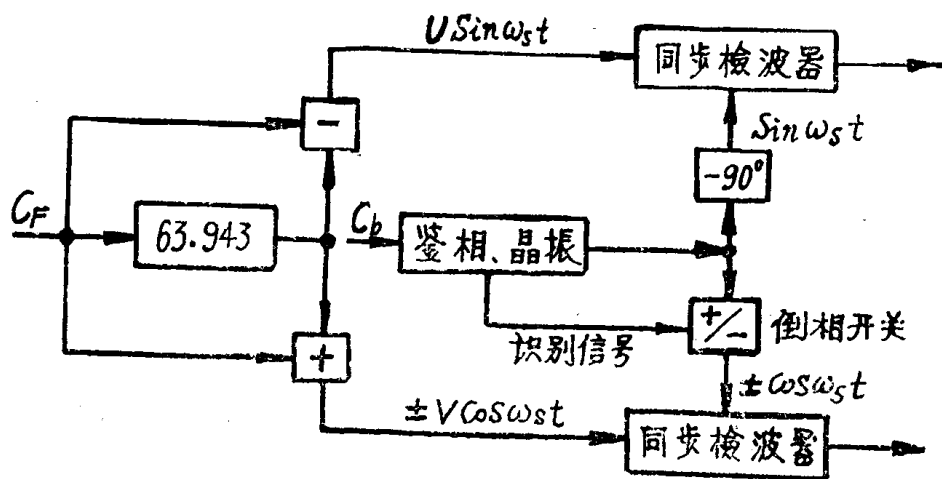


图 18

标准PAL解码器的核心部分示于图18。其它部分和NTSC的相同。由图可见, 信号 C_F 经梳状滤波器分离后分别送给两个同步检波器, 一个以 $\sin \omega_{st}$ 解调, 另一个以 $\pm \cos \omega_{st}$ 解调, 因而具有双重分离作用。下面说明双重分离作用带来的好处。

根据(14)式可知, 副载波经延时线后的相位改变为 $2\pi f_s T_d = 2\pi \times 283 \frac{1}{2}$ 也就是说发生倒相。现在假设因调整不当, 使直通信号与延迟信号的幅度不相等, 后者乘有系数 η ($\eta < 1$)。此时梳状滤波器就不能完善地分离信号, 如图19所示。

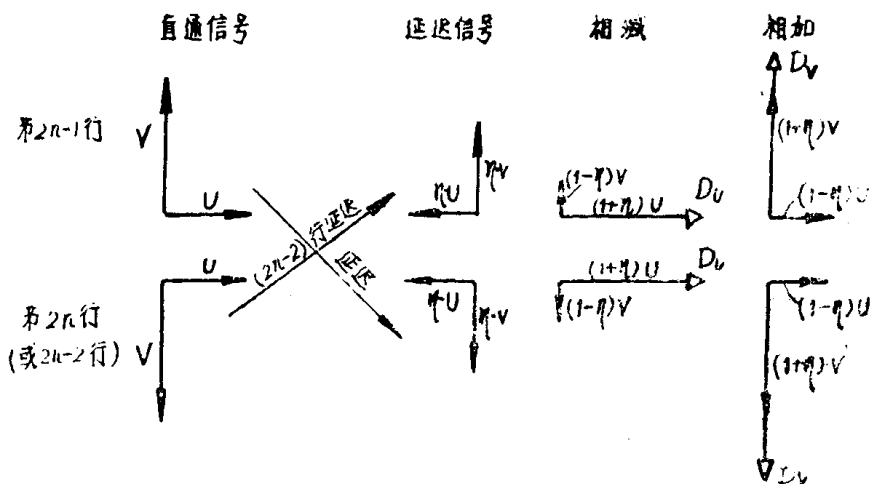


图 19

U 通道中混有逐行倒相的 $(1-\eta)V$ 分量，但用 D_U 軸检波时沒有輸出；V 通道中也混有 $(1-\eta)U$ 分量，但用 $\pm D_V$ 軸检波时也沒有輸出。所以同步检波的二次分离作用把因第一次分离作用不完善而造成的串色現象消除了。当然，当存在相位誤差 φ 时，图19中所有矢量都相对于检波軸旋轉 φ 角（設順时針轉），因而检波后 U 通道中将混有串色成分 $\pm(1-\eta)V \sin \varphi$ ；V 通道中也将混有串色成分 $\pm(1-\eta)U \sin \varphi$ 。因为都乘有因子 $\sin \varphi$ ，所以串色即使存在也变得輕微了。这里順便指出，这种串色成分的极性所以会逐行改变而具有相互补偿作用就是采用倒相技术的結果。因为很明显，V 信号逐行倒相，串入 U 通道后被固定相位的副載波 $\sin \omega_{st}$ 检波，因而检出逐行倒极性的串色項。同理，U 信号不倒相，但串入 V 通道后却被逐行倒相的副載波 $\pm \cos \omega_{st}$ 检波，因而也检出逐行倒极性的串色項。这种逐行补偿的串色項对色調影响不大，但由于显象管特性的非綫性会引起爬行現象（“百叶窗”效应），这一点后面还要分析。总之，由于双重分离作用，对梳状滤波器两路信号的幅度一致性的要求很低，从不出現爬行考虑， $\varphi = 0$ 时无要求； $\varphi = 10^\circ$ 时，可以算出容差为 50% ($\eta = 0.5$)， $\varphi = 50^\circ$ 时，容差为 10%。（参看料資 < 7 > 第 67—68 頁）。

双重分离作用还可以減輕在垂直彩色过渡处出現的閃爍現象，（这是行輪換信号存在的問題）。由于垂直过渡处，相邻行色度信号不相等，因而梳状滤波器也不能完善地分离信号，存在着串色。而且因一幀包含奇数行，使过渡处某固定行上的串色逐幀改变极性，于是出現 12.5 Hz 的閃爍現象。例如，設第 I 幀时 V 信号在第 $2n-1$ 行为 $+V_{2n-1} \cos \omega_{st}$ ，在第 $2n$ 行为 $-V_{2n} \cos \omega_{st}$ ；第 II 幀时第 $2n-1$ 行为 $-V_{2n-1} \cos \omega_{st}$ ，而第 $2n$ 行为 $+V_{2n} \cos \omega_{st}$ 。現在我們研究第 $2n$ 行上 U 通道中（相減器輸出）的 V 串色。

$$\text{第 I 幀} \quad -V_{2n} \cos \omega_{st} - (V_{2n-1} \cos \omega_{st}) \times (-1) = -\Delta V \cos \omega_{st},$$

$$\text{第 II 幀} \quad V_{2n} \cos \omega_{st} - (-V_{2n-1} \cos \omega_{st}) \times (-1) = \Delta V \cos \omega_{st}.$$

式中 $\Delta V = V_{2n} - V_{2n-1}$ 。所以当无相位誤差时，用 $\sin \omega_{st}$ 检波，可消除这种串色項，不出現閃爍現象。当有相位誤差 φ 时，上两式中 $\cos \omega_{st}$ 都改成 $\cos(\omega_{st} - \varphi)$ ，再用 $\sin \omega_{st}$ 检波就得到逐幀改变极性的串色分量（ $\pm \Delta V \sin \varphi$ ），因而出現 12.5 Hz 的閃爍現象。但因乘有因子 $\sin \varphi$ ， φ 不太大时閃爍現象将是不太严重的。

4. 显象管非线性特性带来的问题

本来，根据恒定亮度原理，显象管显示的亮度只决定于亮度信号，而与色度信号无关。但是当显象管特性为非綫性时，可以証明显示的亮度有一部分来自色度信号，这就叫恒定亮度原理的失效。（参看資料 < 3 > 第 1—2 頁和第 11—12 頁）。

由于 PAL 制采用逐行倒相技术，使得由于各种原因而产生的串色項逐行改变极性，它們提供的亮度也是逐行改变极性的。这样就使得亮度逐行发生明暗的变化。而且在隔行扫描的情况下，这种明暗相間的水平条紋还会移动（在图象边界上則出現 12.5 Hz 的閃爍）。这就是“百叶窗”效应，或叫爬行。由于人眼对亮度变化的分辨能力比較高，所以从不出現爬行的要求出发，对各种誤差提出了一定的容限。根据費涅尔定律（可觉察的最小的相对亮度变化为一常数，一般在 0.005—0.02 之間），可对容限进行定量計算。例如，延迟時間的精度为 $\pm 3ns$ ($\pm 5^\circ$) 就是这样算出来的。（参看資料 < 7 > 第 63—66 頁）。

PALs（不用延时綫的簡單 PAL 解碼方式）的原理是利用串色的逐行改变极性，依靠人眼的平均作用以获得正确色調。但是从不出現爬行来考虑，各种誤差的容限很小。例如，相位誤差为 2.5° 、两解調軸偏离 90° 的誤差也为 2.5° ，倒相 V 信号和不倒相 V 信号的幅