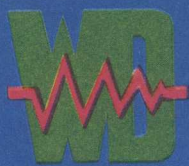


无线电与电视

RADIO AND TELEVISION



86
台订本



空军医专610 2 0060605 7

1986年国际声频技术新貌

李宝善

向高密度记录和继续向更高的保真度进军

——家庭AV(音频/视频)系统的形成

八十年代中期的声频技术必然要与八十年代中期的其它先进科学技术紧密结合,并充分应用这些先进科学技术的研究成果。其结果是记录密度愈来愈高,记录与重放声音的保真度愈来愈高,以及在家庭中声频系统与视频系统的充分结合而逐步融为一体。

图1是30年代到80年代记录密度直线增长的发展示意。

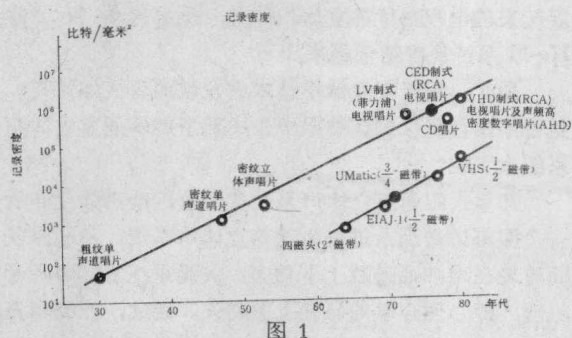


图 1

1982年国际声频界的一件划时代的大事便是 CD (激光)唱片的正式推向市场,令人吃惊的是,在短短的三年多时间里,CD 唱片系统得到了突飞猛进的发展,1985年下半年,它开始比较大量地进入了家庭。CD 在数量上的增长固然十分引人注目,但更为重要的是:CD 系统是迄今为止进入家庭的电子设备中最为高级的系统,因为 CD 系统集八十年代激光技术、大规模集成电路技术、计算机技术、数字技术、精密伺服技术、精密复制技术,以及精密材料技术之大成,而且家用 CD 系统已开始出现消费者可以接收的价格,这是十分可喜的现象。

图2表示现代声频技术所涉及的新兴科学技术,以及应用后获得的成果。

100年前,家庭中使用的声源主要是唱片,为了便于区别可把以前的粗纹唱片(78转/分)和现代的密纹唱片(33转/分,再加上45转/分的单曲目或多曲目唱片)统称为传统唱片,也可因它们是记录模拟声频信

53706

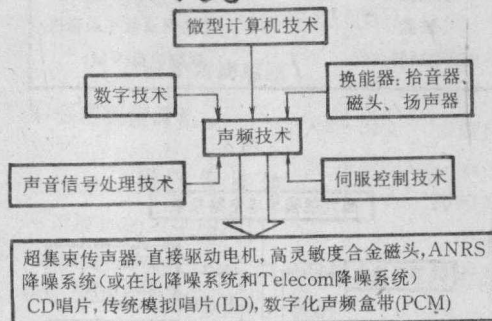


图 2

号的而称为模拟唱片。以后,无线电广播的节目也成了家用另一重要声源。七十年代后期才普及了盒式音带。因而可概括地说,对家用声源,我们有两个老朋友,那就是:模拟唱片和盒式音带。

现在已可明显看出,今后15到20年内,我们将有家用声源方面的两个新朋友:CD 唱片和数字化音带。目前流行的模拟音带,虽有二氧化铬带、铁铬带、金属带的出现,但本底噪声大、动态范围小、失真较大,以及每复制一次音质明显降低的缺陷很难得到弥补。应用与 CD 唱片近似的技术,再加上新型磁性材料、薄膜材料等技术,以及专业录音中已得到一定应用的脉码调制(PCM)技术,数字化音带的出现和普及,是可以预料到的。

图3、4分别给出近代高密度磁性记录和重放技术、高密度圆盘(唱片)录音和放音技术的因果关系。

这里,值得顺带评述一下的问题是:电视唱片的发展前景如何呢?众所周知,CD 唱片系统是后于电视唱片而发展起来的,而且充分应用了电视唱片系统有关的研究成果。

电视唱片原来主要有三种制式:激光式(LV,由飞利浦公司开发)、静电式(CED,由RCA公司开发),以及视频高密度式(VHD,由JVC公司开发)。目前,CED制式已退出竞争,LV与VHD制式虽均有一定市场,但近年来似乎都无法发展起来。其最主要的原因是录象机与录象盒带早已占领了市场,并

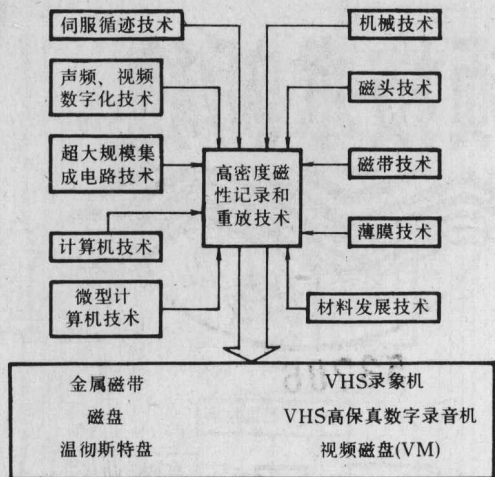


图 3

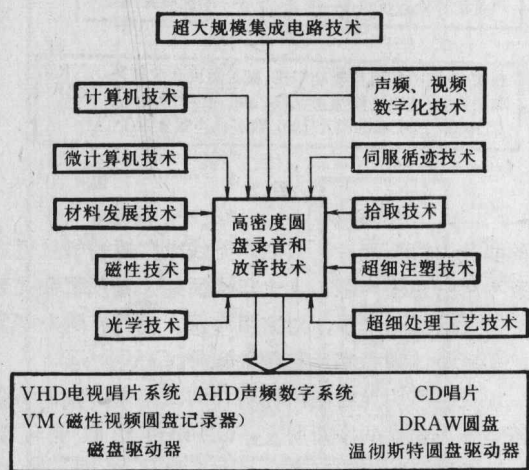


图 4

已进入家庭。电视唱片的形势可以用两句话来概括：先进的技术，错误的时机。因此，且拭目以待，看五年后的演变吧。

除上述以外，1985年10月，在日本大阪全日电子展中，可明显看出国际上音频技术的重要发展趋势。

其中最重要的一点是家庭AV（音频/视频）系统的形成和提出。顾名思义，AV系统表示家庭音频系统与家庭视频系统的紧密结合及不可分割。过去我们强调家庭Hi-Fi系统，或说家庭音乐中心，视频设备基本上不包括在内。而现在人们将以AV系统替代它。这主要是由以下一些原因形成的：

1. 电视立体声伴音的出现。随着下一代彩电——高清晰度电视逐渐推向市场，将进一步推广立体声伴音。现在的卫星直播电视系统，早已预留了完善的立体声伴音通道。很明显，借助电视机两侧的相对简陋的扬声器系统来重放此立体声伴音，是完全无

法满足良好立体声声象再现要求的。必须把此伴音信号馈入家庭高保真立体声重放系统（立体声功放、音箱），这是必然趋势，在某种程度上说也是举手之劳。

2. CD唱片的进一步发展，是CDG（CD Graphic），也即带有静止图象信号的CD唱片。这个功能可用来显示乐谱、歌词、演奏现场照片、作曲家和指挥家照片等。更为可贵的是，可用来显示配合音乐形象的风景图片等。这种静止图象存储是充分利用CD数字信号流中的多余存储能力来达到的，现已在日本等国CD制造公司具体得到实现。显而易见，CDG的静止图象完全可以在家庭电视机中重放出来。

3. CD唱片的另一重要发展，是CD ROM（CD只读存储器）。由于CD存储密度高于通用磁盘1000倍，因而一本很厚的字典或辞典，只需一张CD ROM即可完成存储。随着个人计算机的发展和推广，借助个人计算机、家庭电视机，可以很容易使用这种CD ROM字典，检索十分方便，也可将检索结果打印出来供使用。

4. 家庭录象机的立体声伴音，以及今后可能发展起来的电视唱片的立体声伴音，也必然会和家庭Hi-Fi系统紧密结合起来。

那么，国际上立体声技术的发展前景又如何呢？是否停留在现今的这种已十分成熟了的两通道立体声系统上了呢？

70年代四通道立体声系统的失败，给音频工作者一个深刻的教训：进一步改善立体声系统，不能只是简单地在增加通道数上下功夫，关键是在立体声听音机理，即心理声学上下功夫。因此，在85年日本大阪电子展上虽然有众多形式的环绕声系统连同AV系统一起展出，而这些环绕声系统听后效果都十分一般，但实际上各公司都在实验室内下功夫研究通道间相位差、时间差等对听音定位以及立体感的心理声学效应。因此，可以说，真正的下一代立体声系统还在孕育之中。

CD系统在1985年下半年出现了爆炸性形势

1985年下半年以来，CD唱片、唱机的产量剧增，国际上称出现了爆炸性形势。目前，唱机产量约以每年3倍的速度增长，唱片产量约以每年2~2.5倍速度增长。因此，一些CD系统推广较早的国家估计：在这些国家中，在1990年前，即可出现传统唱片(LP)与CD产量的交叉期——亦即两者的年产量或年销售量达到相等。

CD系统出现爆炸性形势的根本原因是：CD系统在85年下半年在不少国家内开始大量进入家庭。这也首先要归功于小型便携式CD唱机的推出(图5)。



图 5

这种便携式 CD 唱机的尺寸比一张 CD 唱片稍大, 厚度也不大, 可以象 Walkman 盒式录音机那样背着走动, 不影响听音, 当然, 听音可用高质量立体声耳机, 也可以接入家庭 Hi-Fi 立体声系统放音。继之, 许多公司又推出了汽车用 CD 唱机, 其尺寸甚至与现时流行的汽车收录机完全相同, 只要插上即可使用。再加上 CD 唱机价格的适当下跌, CD 唱片的片号大量增加 (现国际市场可购买到的片号已达一万多种), 爆炸性形势就出现了。

顺带说一下, 笔者在此介绍 CD 系统的迅速发展, 丝毫没有想说传统密纹唱片会很快消失的意思。可以肯定, 两者的交叉存在, 会在很长一个历史时期存在, 至少要到本世纪末。在一些国家, 传统唱片还会有一个上升的时期, 即使在电声技术十分发达的某些欧洲国家, 1985 年在 CD 迅速增长的同时, 传统唱片产量还略有增长。笔者深信, 传统唱片在若干年内, 在我国还会有一个增长的势头。而 CD 系统在我国也会稳步发展, 但国内的初始市场很小, 对 CD 唱片说来, 开始主要是外销。

介绍 CD 先进技术, 也要看到这个系统的发展受到价格因素的限制, 而基于前述技术复杂性, 进一步降低价格, 不可能在短时期实现。再有, CD 系统仍是新生事物, 有些文章把它说得尽善尽美, 也不完全符合现实。CD 系统在

音质上, 至今仍有值得改善的地方。

数字化音频系统的音质问题

CD 系统或扩大来说数字化音频系统, 从其电声指标看来要比模拟音频系统高得多, 而事实上, 从听音评价来说, 也在以下方面有极为突出的优势:

1. 噪声相当低, 在正常音量条件下, 要把耳朵贴在扬声器上, 才能听见。由此而来, 音乐的动态范围很大。指标给出 96dB, 这实际上是“数字化动态范围”, 转换为模拟音频的语言来说, 也有 80 多 dB。重放柴可夫斯基的《1812 序曲》、斯特拉文斯基的《火鸟》(以上均有 CD 唱片发行), 便可深刻地体会到这一点。

2. 由于 CD 系统的取样和运转均受钟信号的严格控制, 而钟信号受控于石英振荡, 因而 CD 系统的转速误差、抖晃率均极低, 是石英振荡的精度所决定的。

3. 频率响应很宽。至少可达 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$, $\pm 0.5\text{dB}$ 。

4. 不怕灰尘及划伤, 重放无磨损, 基本上是半永久性家用声源。

但在 1982 年前, CD 唱机系统的音质, 存在着较明显缺点, 主要在于音乐的高频部分存在着染色和失真, 而这些失真并非由静态正弦信号测试所能显示出来的。

经过研究, 发现主要原因是在 CD 唱机中, 经模拟/数字(D/A)变换器后, 按调频定理会出现镜像频

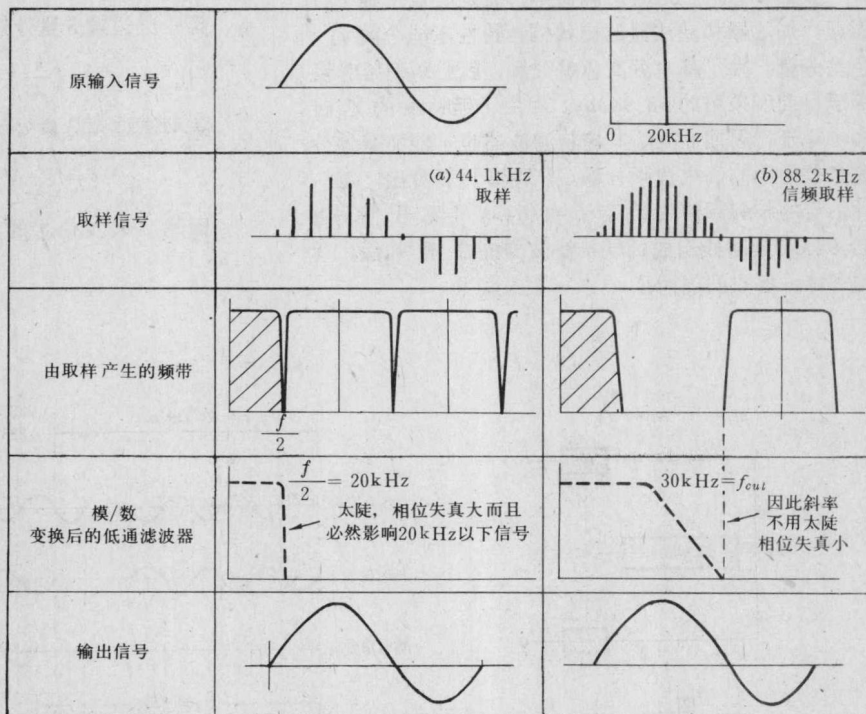


图 6

(下转第 1—25 页)

关于消除PAL彩电梳状滤波器色彩信号 高频串色及包络相位失真的探讨

厦门经济特区建设发展公司 朱素安

【编者按】在理论上PAL制是彩电制式中较完善的制式。但其延时解调所存在的高频串色及包络相位失真，却直接影响彩色图象重现，本文针对这一问题，对PAL-D延时解调器进行分析，在理论上推出彻底消除色差信号高频串色及包络相位失真的依据，并分析其电路实现的可能。

PAL制彩色电视的特点，是以色度信号逐行倒相的方式，并采用超声延时线构成梳状滤波器，来克服NTSC制相位敏感的缺陷。但由此也带来一些难以克服的问题。

延时解调存在的问题

图1就是目前我国彩电制式中的PAL-D解码方式原理方框图。

我们知道，在延时解调器中，若延时量 τ 等于行周期，加法器和减法器的梳状幅频特性不能分离 u 、 v 色差分量。为了基本分离色差分量，就必须使延时量等于目前所采用的 $63.943\mu s$ 。但由于延时线的延时间不等于行周期 $64\mu s$ ，其梳状滤波器也不能完善地分离色差信号的高次边频分量。从图2可以看出，每一种信号的相邻频谱线均以 $f=1/64\mu s$ 间隔开，而由 $63.943\mu s$ 延时线组成的梳状滤波器的幅频特性，其相邻峰，谷点间隔为：

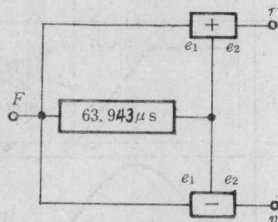


图1

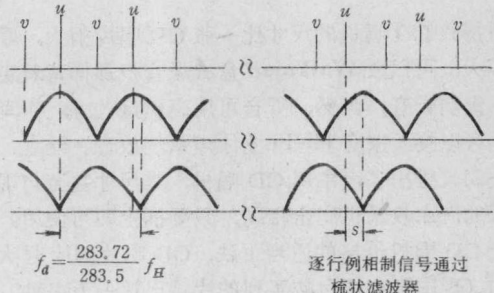


图2 逐行倒相制信号通过梳状滤波器

$$f_d = \frac{1}{63.943\mu s} = \frac{f_s}{283.5} = \frac{283.75}{283.5} f_H$$

显然，信号谱线间隔 f_H 比梳状滤波器特性的峰、谷点间隔 f_d 短。

第一次边频分量处短了

$$\left(\frac{1}{4} / 283.5\right) f_H$$

第M次边频分量处就短了

$$\delta = \left(\frac{1}{4} M / 283.5\right) f_H$$

因此， u 、 v 信号的第M次边频分量不落在加法

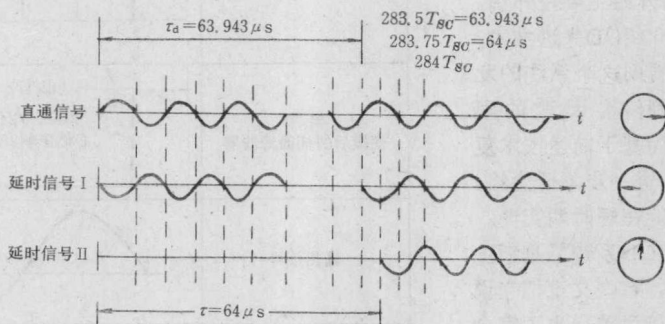


图3 延时线对信号的延时作用

器, 减法器特性的谷点和峰点, 而有一个 δ 值误差。也就是说色差信号互串, M 越大, 串色量也越大。

延时线不等于一个行周期带来的第二个问题, 是延迟信号与下一行直通信号相加或相减时, 时间关系不密合, 两行色度信号在进行叠加平均时, 其过渡沿就对齐。因而平均信号的过渡沿将增加 $(64 - 63.943) \mu s$ 。于是, 在色彩突变处, 边界有一定宽度的模糊。

消除梳状滤波器 u 、 v 分量高频串色及包络相位失真的理论分析

要使梳状滤波器达到 u 、 v 色度信号彻底分离, 又要使相邻行包络对齐, 延时量即不等于 $63.943 \mu s$, 也不能等于 $64 \mu s$ 。

天津大学对 PAL 梳状滤波器做了大量的分析, 研究和实验。认为延时线的延时间有两种要求: 一为群延时, 一为相延时。其中群延时是复杂信号作为一个整体的延时, 对调幅波来讲, 群延时是指包络延时。而相延时是指单一频率波的相位延时, 对调幅波来讲, 是指载波的相位延时。

为了保证色度信号包络不出现相位失真, 梳状滤波器在整个频带宽度内能将 u 、 v 两分量不失真地完善分离, PAL 延时线的延时特性应同时满足以下两个要求:

(1) 延时线的群延时在带通内应等于常数, 且等于行周期 $64 \mu s$ 。

(2) 相延时的延时量应满足副载波经延时线后, 相对输入端倒相或同相。

可见, 单独利用延时线是难以同时满足这两个要求的。如图 3 所示, 倘若延时时间准确地等于 $64 \mu s$, 且就不能符合第二个要求。因为延时输出的信号与直通信号的相位差 90° , 而不是所要求的 180° , 导致不能分离 u 、 v 色差分量。为了达到反相 180° 目的, 就必须使延时量偏离 $64 \mu s$, 选取 283.5 个副载波周期, 即:

$$\tau = 283.5 T_{sc} = 63.943 \mu s$$

这样虽能大部分分离色差分量, 但仍有有色差信号高频串色, 且将使色度信号包络出现相位失真, 导致图象边缘色彩模糊。

那么, 是否能借助于其它电路来同时实现延时解调这两个要求呢?

我们设想在梳状滤波器中, 让延迟线的延时量等于一个行周期, 且为了使延时输出达到反相, 在延时线路中加一个 $\pi/2$ 移相网络。其方框图如图 4 所示。

从图中可以很直观看出, 它不仅满足延迟线的群延时在带通内应等于行周期 $64 \mu s$; 且满足色副载波经延时线后, 相对输入端倒相的要求。

可见, 该延时移相电路所构成的梳状滤波器, 在保证色度信号包络不出现相位失真真是无可非议的。那么, 它能否彻底消除色差信号高频串色呢? 它的梳状滤波器的幅频特性怎样?

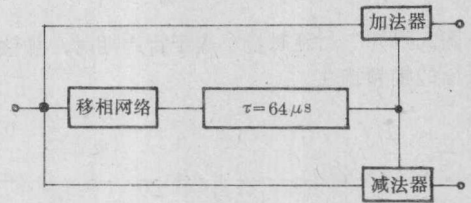


图 4 $64 \mu s - \pi/2$ 延时梳状滤波器方框示意图

若向该电路送进一个扫频信号

$$e_1 = A e^{j\omega t}$$

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

这个信号经延时线前, 先经 $\pi/2$ 移相网络相当于乘上一个旋转因子

$$j = e^{j\pi/2} \quad \text{即} \quad e_2 = e_1 \cdot e^{j\pi/2} = e^{j(\omega t + \pi/2)}$$

再通过延时量为 L 的延时线, 并假定延时线对信号幅度毫无衰减, 仅在时间上有所滞后, 则延时信号为:

$$e_3 = e^{j[\omega(t-\tau) + \pi/2]} = e^{j\omega t} \cdot e^{-j(\omega\tau - \pi/2)}$$

这样, 加法器输出电压为:

$$e_+ = e_1 + e_3 = e_1 [1 + e^{-j(\omega\tau - \pi/2)}]$$

减法器的输出电压为:

$$e_- = e_1 - e_3 = e_1 [1 - e^{-j(\omega\tau - \pi/2)}]$$

对于加法器, 其输出信号 e_+ 和输入信号 e_1 之比, 即为其幅频特性。

一个用复数表示的信号, 其振幅应是复数的模。所以, 加法器的幅频特性应为:

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

$$= \left| 2\cos\left(\frac{\omega t - \pi/2}{2}\right) \right|$$

同理，减法器的幅频特性为：

$$F_-(\omega) = \left| \frac{e_+}{e_1} \right| = \left| 2\sin\left(\frac{\omega t - \pi/2}{2}\right) \right|$$

从图5可知，当延时量 τ 等于行周期时，加法器和减法器的幅频特性。

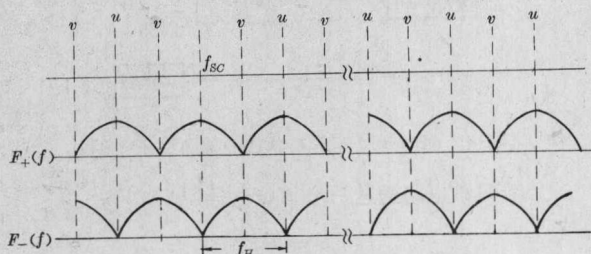


图5 64μs π/2梳状滤波器幅频特性

加法器和减法器不仅仍保持其梳齿状的幅频特性，且两色差分量都恰好处其波峰谷之处，能够将 u 、 v 色差分量彻底分离。

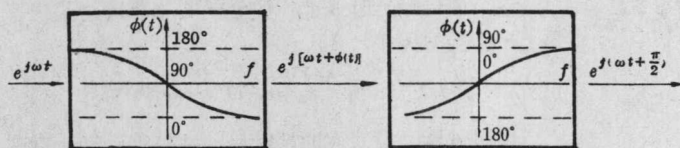


图6 π/2宽频带移相器原理方框示意图

由此可得结论：

要彻底消除色差信号高频串色及色度信号包络相位失真，就必须使色度信号经延时量 τ 严格等于行周期的延时线，并满足延时输出相对直通倒相要求。要实现这一要求，就必须采用色度信号带宽内相频特性为一常数 $\pi/2$ 的移相器。

延迟电路的实现及要求

在目前电路中，所给出的移相网络，都是应用在单一频率信号移相，也就是说其相移是随频率而变的，所以，这种移相器是不能满足要求的。

但在移相网络中，相频特性无非两种。一种相移是频率的减函数；一种相移是频率的增函数。可见，只要将这两种具有相反特性移相网络组合，就能得到相频特性等于一个常数或近似为一个常数的移相网络。图6为相频特性为 $\pi/2$ 的移相器组成示意图。

我们知道，如图7双调谐电容耦合移相电路，当

初级回路调谐时， u_2 超前于 u_1 90°。次级回路失谐时，超前相角在0~180°之间改变。

一般来说，信号频谱不超出回路通频带范围，回路的最大失谐相角为 $\pm 19^\circ$ 。

色度信号带宽约为2MHz，我们取其第80对从 u 傍频分量，即频偏为1.25MHz处，分析梳状特性的串色程度。

这里仍以加法器为例：

$$\begin{aligned} F_+(\omega) & \Big|_{\omega = f_{sc} - 1.25\text{MHz}} \\ &= \left| 2\cos\left[\frac{2\pi(283.75f_H + 80f_H)/f_H - (\pi/2 - 19^\circ)}{2}\right] \right| \\ &= \left| 2\cos 99.5^\circ \right| \\ &= 0.33 \end{aligned}$$

即，在1.25MHz处，串入 v 分量中的 u 分量达到 v 分量的1/6。

可见，单应用双调谐电容器耦合移相电路，其梳状滤波器串色程度是目前延时线的串色程度1/4。

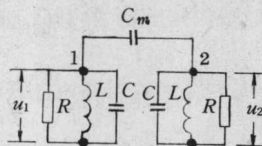


图7 双调谐电容耦合移相电路

图8是根据以上分析，给出的一个具体参考电路。

色度信号经 BG_1 放大，一路通过双调谐电容耦合移相电路 B_1 、 B_2 移相 $\pi/2$ 后经64μs延迟线输出至 B_3 。另一路直通信号 W 送至 B_3 和延时信号加减后分离出 u 、 v 色差分量。

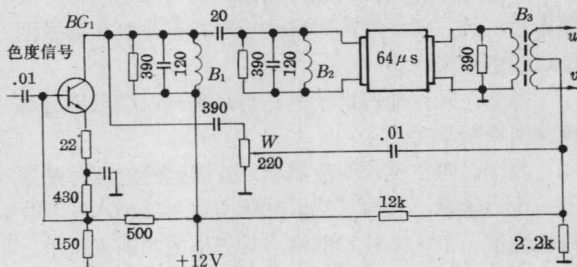


图8 参考电路

"MUTE"电路

吕泉勇

所谓“MUTE”电路（静噪声抑制电路），就是把电视机开、关瞬间和频道转换瞬间所产生的“扑、扑声”加以抑制（尤其是伴音音量采用直流音量控制方式），不使这些噪声从喇叭发出（以防止瞬时大电流流过喇叭，提高喇叭的可靠性）和破坏 AFT 的正常工作。

这里介绍的“MUTE”电路分别采用一个 PNP 三极管 Q_{301} 和一个场效应晶体管 Q_{202} 作为开关来控制，三极管 Q_{301} 接入于低放前置级的输入端，场效应晶体管 Q_{202} 接入于 I_{c201} 的 AFT 输出端子⑬、⑭脚。（图 1）

电视机开、关瞬间或频道转换瞬间所产生的脉冲信号，经控制、放大成正向脉冲信号电压，该脉冲电压分别使 Q_{301} 和 Q_{202} 饱和导通，这样：1) Q_{301} 一饱和导通，来自鉴频输出信号和开、关电视机的“扑、扑声”就被 Q_{301} 旁路。2) Q_{202} 一饱和导通， I_{c201} ⑬和⑭脚电压基本相同，即 I_{c201} AFT 输出电压为 AFT 的静态输出电压，也就是预选电视台时的 AFT 电压，这样就能保证转换频道时正确捕捉所预选的电视台节目。如果不加此电路，则频道转换时，由于伴音载频信号和干扰信号，而使 AFT 动作失常，不能正常收看节目，而需要重新进行调节。这里还要补充一点，之所以采用场效应管作为它的开关控制管，是因为 I_{c201} ⑬、⑭脚的 AFT 输出电压，随着选台频率的偏高或偏低而变化，它们的动态范围⑬脚是 3~11V，⑭脚是 11~3V，⑭脚即场效应管(S)电压有可能比⑬脚即场效

应管(D)电压高，⑭脚电压也有可能比⑬脚低，而场效应管 S 脚和 D 脚互换，其输出特性不变。

图 2 为其电原理图。

(1) 电源合上时的静噪过程

电源一合上，电源通过 C_{102} 、 R_{103} 、 R_{106} 对 C_{102} 充电， R_{106} 两端电压 $\geq 0.7V$ 时， Q_{102} 饱和导通。 Q_{102} 饱和导通， Q_{103} 就饱和导通， Q_{103} 集电极电压升至 11V 左右， Q_{301} 和 Q_{202} 均饱和导通，伴音静噪电路和 AFT 电路均工作（此时， Q_{101} 饱和， D_{101} 截止），+B 电压波形， Q_{103} 集电极电压波形如图 3 所示。

(a) +B 电压波形

(b) 消噪脉冲波形

(Q_{103} 集电极波形)

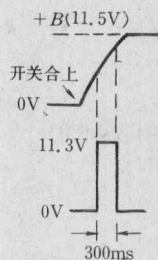


图 3

必须指出， Q_{102} 、 Q_{103} 、 Q_{301} 和 Q_{202} 导通时间长短（即消噪时间长短）取决于 C_{102} 、 R_{103} 和 R_{106} 的大小（ C_{102} 为 0.47μ ， R_{103} 为 $47k$ ， R_{106} 为 $10k$ ）， Q_{103} 集电极脉冲宽度为 300ms，如需增加或缩小消噪时间，只要改变 C_{102} 的大小即可。

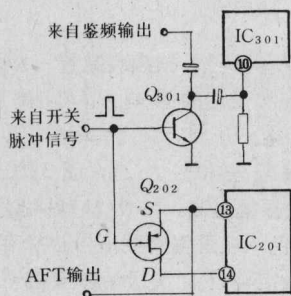
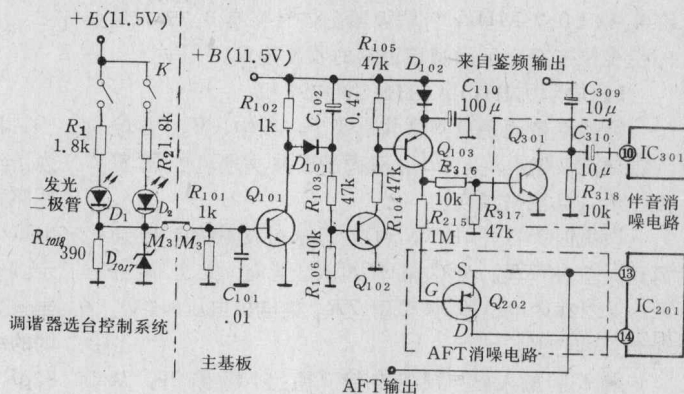


图 1



NTSC改PAL实验综述〔3〕

郑 青

色度解调电路部分

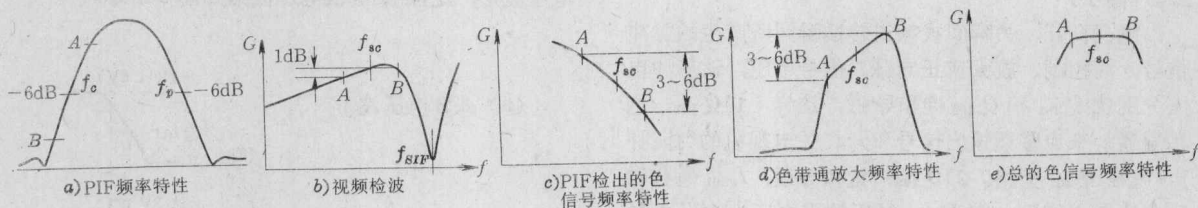
通常的 NTSC 色解调电路可分作三部分：a) 色带通放大；b) 副载波再生；c) 同步解调 (PAL-D 色解调电路则增加了 $\pm V$ 信号逐行倒相及延时解调电路部分)。

一、色带通放大电路的改制

1. 由于彩机的 PIF 通道多为窄带型，一般将

色载频点调在振幅曲线的 $-3 \sim -6\text{dB}$ 边带斜坡上。因而色度信号在放大后出现上下边带增益不对称。通常视频检波或预视放提供约 1dB 的补偿，故而色度信号上下边带增益的不同，主要由色带通放大加以补偿，见图 1。

改制时应测出原色通道放大器的振幅特性，色带通放大的总振幅特性与色信号输入带通滤波器的幅频特性。



注：A、B——色度信号的低端和高端频带范围； f_{sc} ——色度信号副载波频率。

图 1

2. 色带通放大器的带宽不宜改得过宽，这主要因为：(1) 通带改得过宽，色带通放大器的增益将下降过多，易增大色噪等。(2) 色信号经带通放大后将产生一定的延迟量，原机的 Y 延时线是根据原色通道的带宽设计的，故若在不改换延时线的情况下，带宽改得过宽易引起色度与亮度的重合显示性能变差。

一般改制 NTSC 机，色带通放大器的带宽宜选在 $4.43 \pm 0.75\text{MHz}$ ，色解调输出信号将有 0.75MHz 的色视频带宽，足已满足正常的收看要求。

【改调示例】HITACHI CT-757 机：

原机色带通调谐网络共有四个，其中， T_{501} 是输入带通滤波器， L_{501} 、 L_{502} 双调谐回路决定色带通宽度。 T_{552} 为宽带耦合。

改调时为打开 ACK，可在 T_{552} 次级测调色带通网络，应在 TR_{25} ACC 兼 ACK 放大管射-集之间并联一个 $22\text{k}\Omega$ 电位器，调节到 TR_{25} 集电极电压 $\approx 7\text{V}$ ，消色门即打开。

将 C_{501} 输入端与预视放管 TR_{12} 射极断开，从 C_{501} 端输入扫频信号，检波探头接 T_{552} 次级 P_{15} 测试点，测得原特性 (图 2b)。

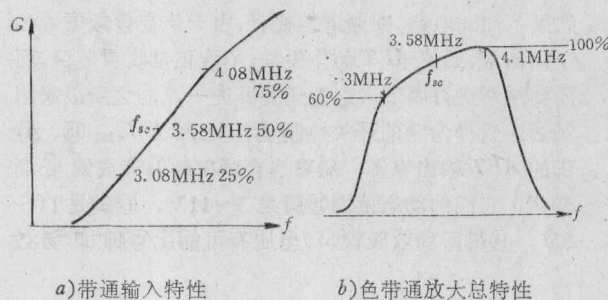


图 2

将检波探头接 TR_{22} 基极，扫频衰减置 -10dB ，为消除通过 TR_{22} 集电极反馈的影响。 TR_{22} 集电极回路暂作对地交流短路。开机，调试 T_{501} ，使 $4.43\text{MHz} \pm 1\text{MHz}$ 边带振幅差 50% 左右，图 3 虚线所示。此时， 3MHz 处振幅过高，将使 2MHz 以上的垂直亮度信号易于串色 (在垂直亮度信号边缘有不规则的细彩条滚动)。故应将 T_{501} 次级谐振电容 C_{502} 由 82pF 改为 62pF ，再调整 T_{501} ，使 4.43MHz 位于振幅的 $40 \sim 50\%$ ， 3.43MHz 的振幅 $\leq 25\%$ 。

将探头改接至 L_{502} 的输出端中心抽头处 (即 C_{501} 与

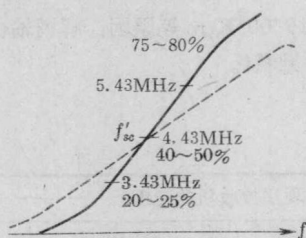


图 3

R_{526} 相连处), 扫频仪衰减置 -20dB , 调整 L_{501} 、 L_{502} , 使曲线呈图 4 振幅特性*。

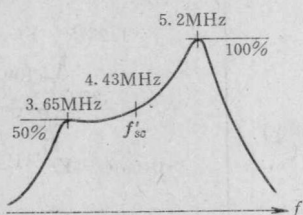


图 4

将探头改接至 T_{552} 次级 P_{15} 测试点, 扫频仪衰减置 -30dB 。调试中发现 T_{552} 的调节范围较窄, 须将谐振电容 C_{556} (C_{556} 电原理图上标为 150pF , 实为 100pF) 由 100p 改为 82p , 再调整 T_{552} , 使色带通总振幅呈图 5 特性。

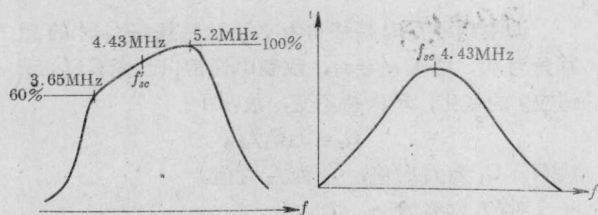


图 5

图 6

将 TR_{28} 的偏置按下文“PAL 逐行倒相功能电路”中 CT-757 的实例改接后, 扫频信号直接从 TR_{28} 基极输入, T_{552} 单级的振幅特性应如图 6 所示。

某些色带通网络中接有 π 或 $\lambda/4$ SIF 中频陷波

网络。改制时, LC 陷波组件应单独测出其幅频特性, 用相应的 LC 元件按 6.5MHz 陷波频率组成后代替, 或再串联一电容, 使其陷波频率为 6.5MHz 。压电陶瓷陷波器则应换成相应的 6.5MHz SIF 陷波器。

二、副载波再生电路的改制

1. 解调轴各种移相网络的改制:

NTSC 和 PAL 制都是用正交平衡调幅方式来传送 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} (为分析方便, 暂不考虑 PAL 制中的逐行倒相及 NTSC 中 I 、 Q 轴相位问题), 两信号

相位为 $E_{R-Y}\cos\omega t$, $E_{B-Y}\sin\omega t$, 相加合成后为:

$$e_c = E_c \sin(\omega t + \varphi_c)$$

式中, c ——色度信号;

E_c ——色度信号振幅

其中 $E_c = \sqrt{(E_{R-Y})^2 + (E_{B-Y})^2}$

$$\varphi_c = \text{tg}^{-1} \frac{E_{R-Y}}{E_{B-Y}}$$

由于色度信号发送时副载波被抑制, 接收端同步检波器解调 e_c 时, 还必须将被抑制的副载波恢复。本文讨论解调轴时均设副载波已恢复, 只待确定其输入同步检波器时与 e_c 的相位关系。

解调电路中送入同步检波器的是 e_c 与解调基准副载波 $e_{CW(DM)}$ 两信号, (CW ——副载波; DM ——解调), 其中,

$$e_{CW} = E_{CW} \sin(\omega t + \alpha)$$

同步检波器的解调输出电流为:

$$I_{DM} = I_c \sin(\omega t + \varphi_c) \cdot I_{CW} \sin(\omega t + \alpha)$$

$$= \frac{I_c I_{CW}}{2} \{ \cos(\varphi_c - \alpha) - \cos(2\omega t + \alpha + \varphi_c) \}$$

由于输入同步检波器的信号 $E_{CW} \gg E_c$ 信号, 上式可改写为:

$$I_{DM} = \frac{I_c I_{CW}}{2} \cdot \cos(\varphi_c - \alpha)$$

同步检波器负载 R_L 上的解调输出电压为:

$$E_{DM} = \frac{I_c I_{CW} R_L}{2} \cdot \cos(\varphi_c - \alpha)$$

也相等于

$$E_{DM} = E_c \cos(\varphi_c - \alpha)$$

这表明: 同步检波器的解调输出电压与 e_c 的振幅有关, 同时与输入同步检波器的 e_{CW} 相位有关。色信号解调过程中同步检波器的解调基准相位矢量方向称解调轴。典型的 90° 解调系统中 $R-Y$ 检波器沿 $\cos\omega t$ 轴解调, $B-Y$ 检波器则沿 $\sin\omega t$ 轴解调。对于 $B-Y$ 检波器, $E_{R-Y}\cos\omega t$ 相位超前于解调轴 90° , 因此 $\cos(\varphi_c - \alpha) = \cos\pi/2$, $E_{DM} = 0$; $E_{B-Y}\sin\omega t$ 同相于解调轴, 因此 $\cos(\varphi_c - \alpha) = 1$, $E_{DM} = E_{B-Y}$ 。 $R-Y$ 检波器情况亦同。

由此可见: 同步解调电路是依靠检波器的解调轴基准副载波相位区分检出 E_{R-Y} 和 E_{B-Y} 的。很明显, 如解调轴相位不准确, 检波器输出 E_{DM} 中需检信号成份幅度下降, 而另一相位的色信号成份幅度上升, 形成色调畸变。

* 本例电路 L_{501} , L_{502} 的 f_0 调节范围较宽, 故不改动 C_{506} , C_{509} 就可以调至谐振点。其次, 由于 C_{508} 的 x_c 在 f 上升时减小, 从而增加了 L_{501} 与 L_{502} 回路的耦合度, 故也可不予改动。至于其他电路应视具体情况而定。

实际产品中各种电路的设计不同,解调轴相位也各异。新近的NTSC接收机中由于显像管的不断改进,亮度的提高,以及色温从标准白光6774°K_(c)提高

到非标准的9300°K_(D)等原因,解调轴也出现了不同的变化,参见表1。

表 1

	NTSC 标准		A ←——— 现用接收机的范围 ———→ B			
	解调增益	解调轴	解调增益	解调轴	解调增益	解调轴
R-Y	1.14	90°	2.5	100°	1.93	109°
G-Y	0.70	235.67°	0.75	237°	0.55	259°
B-Y	2.03	0°	2.65	0°	2.56	3.2°

--	--	--

由于NTSC-M与PAL-D制中 E_{R-Y} 、 E_{B-Y} 信号压缩系数相同,标准的R-Y、G-Y、B-Y三轴相位相同,亮度方程相同,实际r纠正值相同等等,所以在改制时,应当使改制后频率下的网络相移量 φ' 与原频率下的相移量 φ 一致,即解调轴相位不变。

通常的色度解调电路中只有一个 e_{CW} 再生源,为了同时向两个以上同步解调器提供不同相位的基准副载波,需用移相网络将 e_{CW} 再生源提供的信号按各解调轴的相位进行移相。

常用的移相网络中有RC、RL、LCR等无源网络。由于改制中 e_{CW} 频率从3.58MHz改为4.43MHz,原网络中的 X_c 、 X_L 均发生变化,引起相移量的改变,使解调轴相位发生变化,如不加以改制,定将引起色调失真。

常见的几种无源移相网络的改制计算:

1. RC、RL 移相网络

RC移相网络中的相位关系见图7。

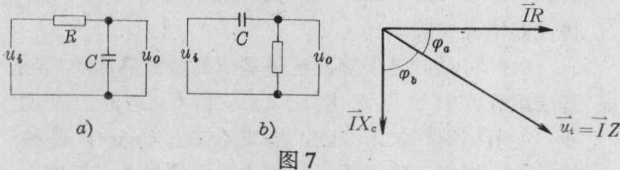


图 7

电路a)中 $\vec{u}_i$ 超前于 $\vec{u}_o$, $\varphi_a = \text{tg}^{-1} 2\pi f c \cdot R$ 。

电路b)中 $\vec{u}_o$ 超前于 $\vec{u}_i$, $\varphi_b = \text{ctg}^{-1} 2\pi f c \cdot R$ 。

RL移相网络中的相位关系见图8。

电路a)中 $\vec{u}_i$ 超前于 $\vec{u}_o$, $\varphi_a = \text{tg}^{-1} X_L / R$ 。

电路b)中 $\vec{u}_o$ 超前于 $\vec{u}_i$, $\varphi_b = \text{ctg}^{-1} X_L / R$ 。

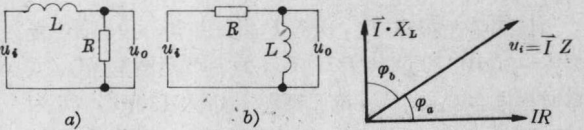


图 8

设原频率 f_1 时相移角为 φ_1 , 改后频率 f_2 时的相移角为 φ_2 , 要求 $\varphi_2 = \varphi_1$, 改制中通常以改变C(L)来适应f的变化, R保持不变, 故:

$$C_2 = f_1 C_1 / f_2$$

式中, C_1 为 f_1 时值, C_2 为 f_2 时值。

对RL网络为

$$L_2 = f_1 L_1 / f_2$$

式中, L_1 为 f_1 时值, L_2 为 f_2 时值。

单节RC或RL移相网络只能作 $<90^\circ$ 的移相。NTSC机中常作色相调节网络。

2. LC 移相网络

(1) 并联LC移相网络中, u_i 与 u_o 的相位差为:

$$\varphi = -\text{tg}^{-1} (2L\Delta\omega/r)$$

式中, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$; ω ——电路工作角频率;

ω_0 ——LC谐振频率;

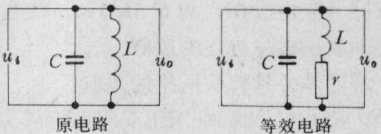


图 9

r ——电路等效电阻*。

由于 r 改制前后不变, 所以此网络改制时要求 φ 不变, 即 $2L\Delta\omega$ 值不变。

(2) 串联 LC 移相网络是最常用的一种电路, 它又分两种情况:

1) u_0 从 L 上输出的电路。该形式 u_i 与 u_0 之间的相移角 φ 为总回路中 $\vec{u}_i$ 与 $\vec{I}$ 的相角 θ 和输出端 $\vec{u}_L$ 与 $\vec{I}$ 的相角 α 之差, 见图10。

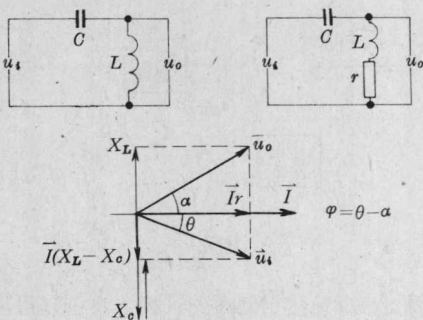


图10

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} X/r, \quad X = X_L - X_C$$

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} X_L/r, \quad \varphi = \theta - \alpha$$

由于 X_L 对 θ 有影响, 所以应先求出 f_2 时 L_2 值。使改制后 f_2 时的 $\theta_2 = \theta_1$, θ_1 ——原频率 f_1 时的相角, 并通过调整 C 使 $\alpha_2 = \alpha_1$, 以确保 φ 不变。

$$L_2 = \frac{f_1}{f_2} L_1, \quad C_2 = \frac{f_1}{f_2} C_1$$

L 和 C 必须同时按计算改制。

2) u_0 从 C 上输出的电路。

该形式 u_0 与 u_i 之间的相移角 φ 为 $\vec{u}_0$ 与 $\vec{I}$ 的相角 α 和总回路中的 $\vec{u}_i$ 与 $\vec{I}$ 的相角 θ 之差, 见图11。

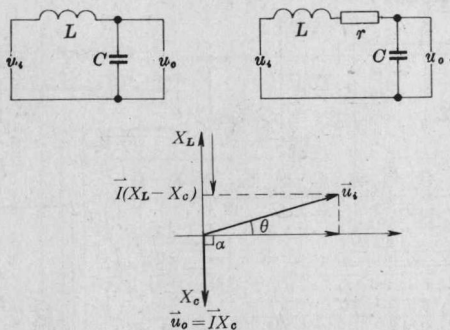


图11

由于 u_0 就是 u_c , 所以 $\alpha = -90^\circ$ 。

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{X_L - X_C}{r}, \quad \varphi = \theta + 90^\circ$$

电路工作频率由 f_1 变到 f_2 时保持 φ 不变有三种情况:

(i) 同时改变 L 和 C 值, 同1) 电路。

(ii) L 值不变, 仅改动 C :

$$C_2 = \frac{1}{f_2 C_1 / f_1 - 4\pi^2 f_2 L (f_1 - f_2)}$$

C 值不变, 仅改动 L :

$$L_2 = \frac{4\pi^2 f_2 f_1^2 LC - f_2 + f_1}{4\pi^2 f_2^2 f_1 C}$$

3. RC(RL)桥式移相

这种网络 u_i 与 u_0 之间的相移角 $\varphi = 2\operatorname{tg}^{-1} \frac{R}{X_C}$

($\varphi = 2\operatorname{tg}^{-1} \frac{X_L}{R}$)。参见图12。改制时只需改动 C 值

(L) 值即可。 $C_2 = \frac{f_1}{f_2} C_1$, ($L_2 = \frac{f_1}{f_2} L_1$)。

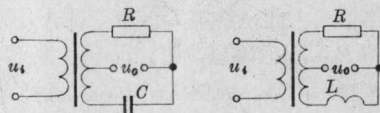


图12

【解调轴电路改调示例】HITACHI CT-757 机

该机色度为三轴解调, 其 e_{CW} 输出相位为 $B-Y$ 轴; 经 L_{551} 与 C_{553} 组成的移相网络 (实际上还有 R_{554} , R_{555} 及 C_{554} 的影响, 但 $R-Y$ 轴的副载波移相主要决定于 L_{551} 和 C_{553}) 将 e_{CW} 相位移至 $R-Y$ 轴; 再将 $R-Y$ 轴 e_{CW} 经 R_{554} 与 C_{554} 组成的 34° 滞后移相送至 $G-Y$ 检波器。 $G-Y$ 检波器按 $-(R-Y) - 34^\circ$ 解调。

参照上述计算方法计算后取整数系例值, L_{551} 改为 $39\mu\text{H}$, C_{554} 改为 27pF 。这样, 三轴的相位关系都保持原状。

SONY KV-1801 机:

这个电路中 $R-Y$ 和 $G-Y$ 的解调副载波采用 RC 桥式移相得到, 见图13。

改制中 $C_{346}C_{347}$ 由 22pF 改为 18pF , $C_{318}C_{439}$ 由 18pF 改为 15pF 。

TOSHIBA 18T40E 机:

该机采用了 TA7192P 单片 IC 色解调电路, IC ⑥⑦两脚外接的移相网络决定了送往同步检波器的 e_{CWR-Y} 与 e_{CWB-Y} 之间的相位关系。

TA7192P ⑥、⑦、⑧脚外围网络中 R_{511} 、 R_{512} 及 C_{513} 、 C_{514} 与晶振级有关, 这一网络的调整将在下文中介绍。

* 以下计算中电路等效电阻均设不变, 这与实际改制情况是基本相符的。

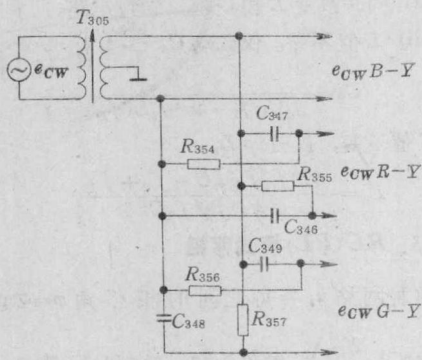


图13

TA7192P⑥脚相位由⑪脚输入的色同步信号相位决定。⑥与⑦脚之间的相位差由 R_{510} 、 C_{515} 、 L_{502} 移相网络形成。此电路中 L_{502} 值不很大，为 $51\mu\text{H}$ ，此时可将 R_{510} 视作隔离电阻，而 C_{515} 则与 L_{502} 构成并联失谐移相网络。顺便说一下，如此类电路中如 L_{502} 值很大，如 $\geq 470\mu\text{H}$ 等，可将它看作一高频电阻，由于 $X_L \gg X_C$ ，此时移相网络主要为 R_{510} 、 C_{515} 。

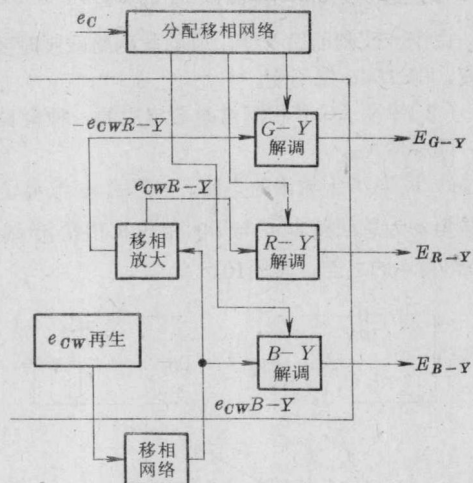
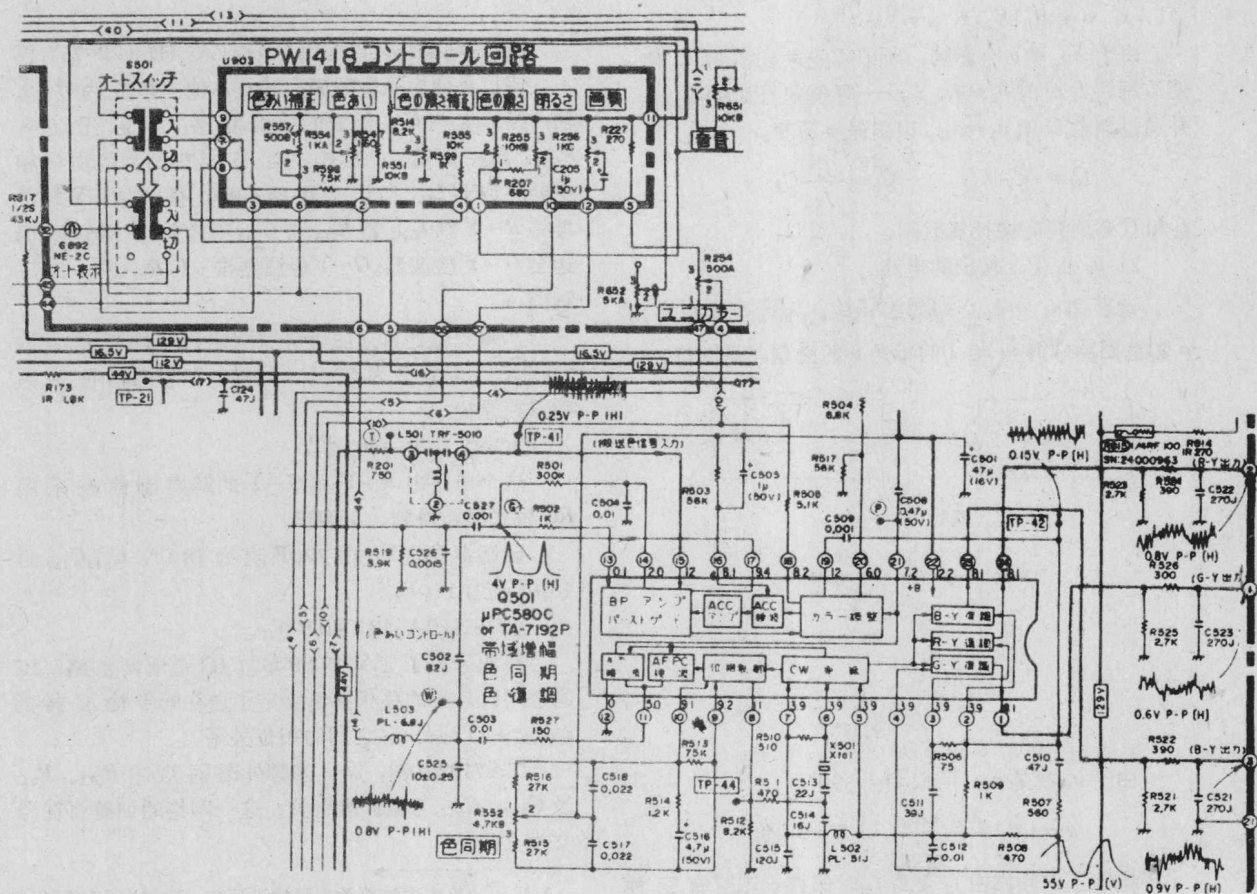


图15

根据并联 LC 移相网络的计算方法可以得出：保持 L_{502} 不变，对于 $\varphi = -\text{tg}^{-1} 2L\Delta\omega/r$ ，欲使 φ 不变，则简化为要求 $\Delta\omega$ 不变。原电路中 L_{502} 、 C_{515} 的 $\omega_0 \approx$



2MHz, $\Delta\omega \approx 1.58\text{MHz}$ 。改后的 $\omega_0' \approx 2.85\text{MHz}$, 这时 C_{515} 应改为 62pF。

该机 TA7192P 外围电路还对输入 $R-Y$ 和 $G-Y$ 同步检波器的色信号作了移相*, 原理如下:

TA7192P 的色度为三轴解调电路, 其内部将 e_{CWR-Y} 和 $-e_{CWR-Y}$ 分别送入 $R-Y$ 和 $G-Y$ 同步检波器, 但 $G-Y$ 调制轴与 $R-Y$ 轴并非反相关系, 这时再利用一个简单的 RC 移相网络将 e_c 信作适当的超前移相后送入 $G-Y$ 检波器, 使 e_c 中的 $G-Y$ 信号相位与电路中的 $G-Y$ 解调轴相对应。TOSHIBA 18T40E 机由 C_{510} 、 R_{507} 、 R_{508} 对输入 TA7192P ④脚的 e_c 信号作超前移相, 同时由 R_{507} 、 R_{508} 分压作 $G-Y$ 矩阵比例处理, 使 $G-Y$ 同步解调输入的 e_c 幅度近似为零, 两个解调器输入幅度的 $1/2$ 。参见图 14, 图 15。

该机中由 C_{511} 、 R_{506} 对 TA7192P ③脚输入 $R-Y$ 同步检波器的 e_c 信号作滞后移相, 但 C_{511} 对 f_{sc} 的 X_c 远大于 R_{506} 阻值, 所以 C_{511} 、 R_{506} 对 e_c 的滞后移相量很小。

TA7192P ③、④脚所外接的移相网络改制时, 为将 u 、 V 分别送入 $R-Y$ 和 $B-Y$ 检波器, 需对电路作一些改动。改后的②、③、④脚外围网络见图 16。改制时将原电路中 C_{509} 、 C_{510} 、 R_{507} 及 R_{508} 都拆除, R_{506} 输入端悬空, 待接入 V 信号, 其余按图改接, 电路 F_{R-Y} 、 F_{B-Y} 、 F_{G-Y} 相位关系保持原特性。

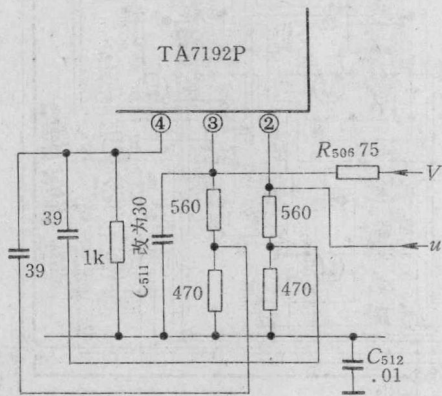


图16

2. APC 电路中相位检波器的移相网络改制:

APC 副载波再生电路中的相位检波器输入的是色同步信号和本振副载波信号。电路进入同步状态时,副载波再生电路被锁定于一固定相位上,使进入相位检波器的副载波滞后于色同步信号 90° 。

在一些产品中,需用移相网络调整送入相位检波器的两信号的相位,当CW的 f 改变后移相网络应作

改动。

【改制示例】 National TH-707D机

该机是 X 、 Z 解调系统, 输入 $D_{601}D_{602}$ 等组成的 APC 相位检波器的本振副载波与 X 轴同相位。色同步信号经 R_{615} 至 C_{634} 等移相网络后由色同步选通放大电路放大, 再加至 D_{601} 、 D_{602} 检波器。调 R_{615} 可改变色相。见图 17。

电路中 L_{615} 与 L_{602} 组成 RL 移相网络, L_{601} 与 C_{634} 组成另一移相网络。改制时应将 L_{602} 改为 $27\mu\text{H}$, L_{601} 改为 $3.9\mu\text{H}$, C_{634} 改为 220pF (网络改制计算同前)。

电路中由 D_{603} 、 D_{604} 等组成 ACC 及 ACK 相位检波器。由于该检波器仅为 ACC 和 ACK 电路提供控制电压，所以只要求它有一个方向的检出电压，本例电路检出为正电压。电路中由 C_{646} 、 L_{610} 、 R_{636} 将 X 轴相位的副载波作滞后移相后送入 D_{603} 、 D_{604} 检波器，使电路进入 APC 锁定状态后， D_{603} 、 D_{604} 只能检出正电压，其电压幅度取决于色同步信号幅度。很明显，只有当色同步信号幅度达到一定值时才能使消色电路打开， ACC 进入工作状态。

由于相位检波器的输出电压幅度与输入的两信号的相位有关,为使改制后的 ACC、ACK 的性能不变,应将 C_{646} 改为 39pF,这样输入 D_{603} 、 D_{604} 的副载波相位仍可保持原 φ 角。

Toshiba 18T40E机

该电路色同步信号从TA7192P⑰脚输出后经 L_{503} 、 C_{502} 、 C_{525} 等移相网络(手控色相时)送入⑪脚加至APC相位检波器。由于该IC电路⑥脚的副载波相位就是送APC检波器的副载波相位,所以当电路进入APC锁定状态时⑥脚的副载波相位与⑪脚的色同步信号相位必定差 90° 。这样只要改变⑰脚至⑪脚的移相量,就可以改变副载波振荡器的相位,从而改变色调。

为改制后色调准确,色同步移相可调范围正常,应将 C_{502} 改为 62pF , C_{525} 改为 8.2pF , L_{503} 改为 $5.6\mu\text{H}$ 。 R_{557} 及 R_{554} 是移相调节电位器, NTSC 时作为色相调节, 改调完毕后应换成固定电阻, 以免使用者旋动后色调不准。

最后，须提醒读者的是：

(1) 虽然整个色度解调电路中各 LC 网络绝大部分是要改动的, 但这大都为色高频信号的谐振或移相网络。电路中某些 LC 网络则是不必改动, 甚至不得改动的。例如, 电源退耦及色解调输出滤波 LC 网络

* 该部分电路不属于副载波电路部分, 但为便于分析及文章篇幅上的原因而放入该小节内讨论。

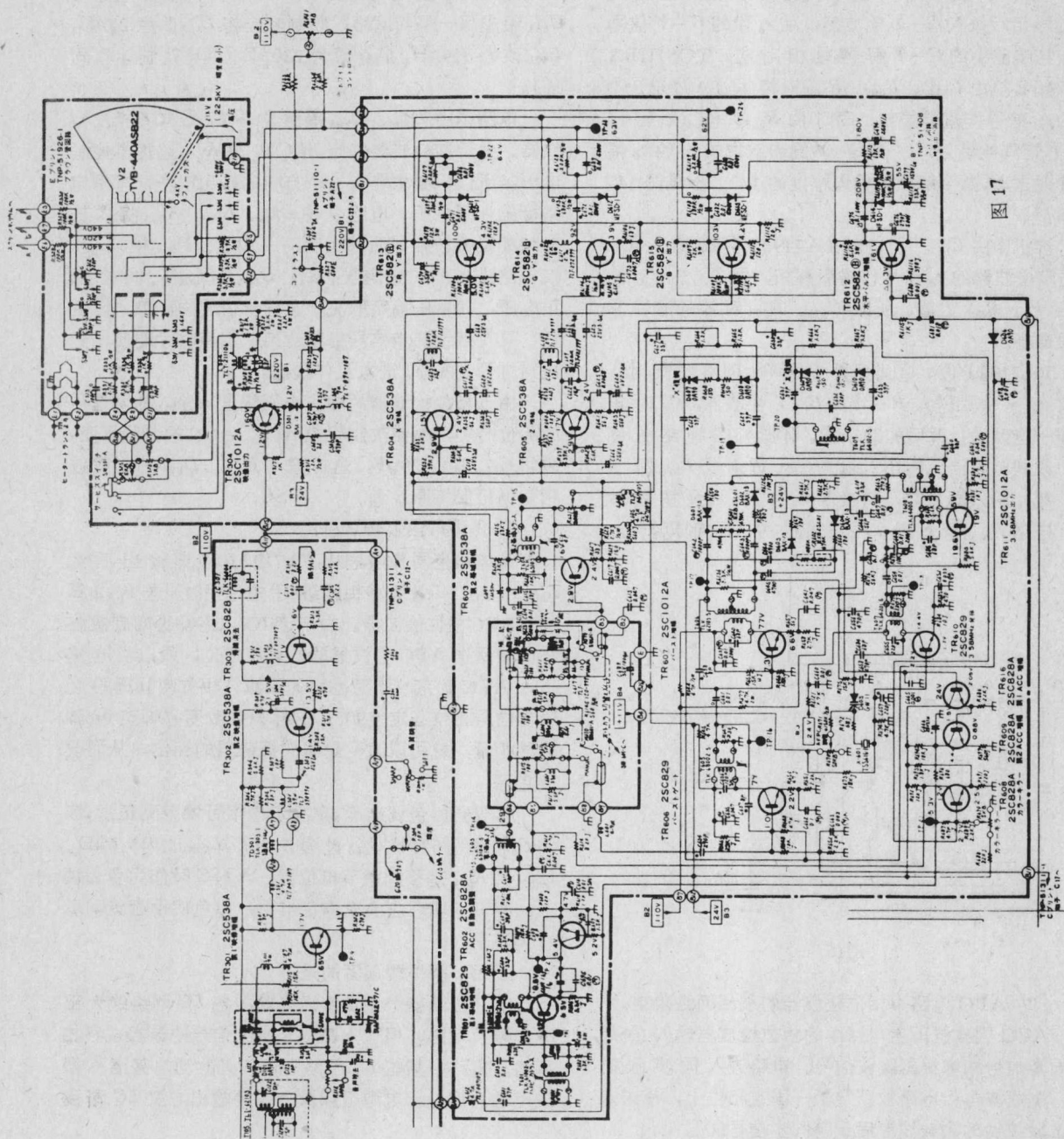
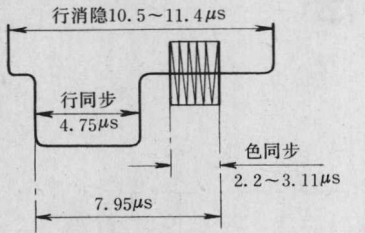
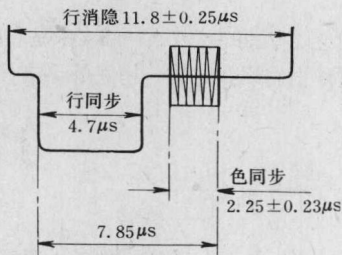


图 17

不必改动,色同步选通脉冲延时网络则绝不允许改动!这是因NTSC色同步信号对同步脉冲的延时量与PAL-D的延时量基本是一致的,见图18。



a) NTSC-M同步信号



(b) PAL-D/K同步信号

图18

色解调电路中色选通脉冲延时网络随产品而异,如随意改动将引起副载波电路工作异常。一般该网络 L 均取mH数值, C 为数百至数千微微法(产品中亦有采用 RC 延时的),网络的输入为同步分离后的行同步脉冲或行逆程脉冲。因此,电路中还是易于辨别出该网络的。

(2)某些解调轴移相网络由于电路分布电容影响较大,故 L 、 C 、 R 等元件还需按计算值再减小5%~10%值(参见总调试流程图中说明)。

3. 晶振级及副载波放大回路的改制:

副载波再生电路不论是APC型或冲击式*,其改制要点都是将副载波再生频率的基准元件——石英晶体换成与原电路相匹配的4.43MHz晶体,及把副载波或色同步放大回路的谐振频率调谐至4.43MHz。

改制中需注意的是同一频率的不同型号的晶体在不同电路中不能任意换用。晶体的串联谐振频率 f_s 和并联谐振频率 f_p 是相当接近的,通常只有使晶体工作于 f_s 与 f_p 之间呈感性的一段频率上才能激起正常的压电效应振荡。一般 f_s 是不能改变的,但 f_p 随分布电容 C_0 的改变而变。当 C_0 逐渐增大, f_p 向 f_s 靠近,当 $f_p=f_s$ 时,晶体的压电振荡就停止。在实际电

路中, C_0 视各种产品而异,因此实际使用的晶体也有所区别。

一般备有JA19型晶体(常用作并联谐振)及JA22型晶体(常用作串联谐振)即可适应各种电路的改制。

【改制示例】HITACHI CT-757机

该机副载波再生电路是典型的无源方式电路。晶体 X_{501} 是串联滤波连接,改制应换用JA22型较合适。 C_{515} 改为270pF, C_{519} 改为120pF, C_{552} 改为120pF, C_{562} 改为100pF(具体调试见下文)。

Toshiba 18T40E机副载波振荡级的改制及调试:

该机TA7192P的副载波振荡电路通过⑧~⑥和⑦脚的外围移相网络与内电路形成正反馈回路。其振荡频率主要取决于外围网络中的晶体 X_{501} (图14)。振荡器的相位和频率除可由APC电位器 R_{552} 微调整外,还可以通过改变与晶体串联的 RC 移相网络的相移角进行微调整。TA7192P副载波振荡级的外围网络由 R_{511} 和 C_{514} 组成 RC 移相网络,与晶体的 X_L 和 C_{513} 的 X_C 形成的移相网络串联。

改制中除了将 X_{501} 换成JA22型晶体外,还应检验调整 C_{514} (R_{511} 、 R_{512} 不变,⑧~⑦脚的网络应先改好,色带通网络等也应已改好)。检验调整 C_{514} 的原因和方法如下:

改制时换了 X_{501} 等元件后,TA7192P外围网络中所形成的相移量会与原电路连接时有所误差,副载波振荡频率亦会与电台副载波频率存在一定误差,这可能使APC失控而造成彩色不同步。虽然调节APC电位器后有可能使电路进入锁定的同步状态,甚至未调节APC电位器,电路已能锁定同步。但是,如果本振副载波自由振荡频率与电台的副载波频率存在较大误差的话,就易造成色调失真和APC锁相范围不正常等情况(所谓自由振荡就是振荡器在未加同步控制时的振荡)。所以APC型副载波再生电路的调整是首先将振荡器的自由振荡频率调至正常,再加上压控信号。

本例中由于 C_{514} 直接影响到晶振级的频率和相位,所以通过自由振荡频率的调试就可确定 C_{514} 值是否合适,通过对 C_{514} 的调整就能使APC电位器在正常调节范围内将副载波自由振荡频率调至正常。

调试方法如下:将 C_{502} 、 C_{503} 连接点(Ⓢ测试点)对地短接,使7192PIC⑪脚无色同步信号输入,在②脚(Ⓢ测试点)对地接2k电阻,使消色门打开。接收电台彩色信号,调节 R_{552} ,使上下滚动的彩带渐变

* 请参阅本刊1983年第2期《NTSC制改PAL制实验谈》。
(下转第1—32页)

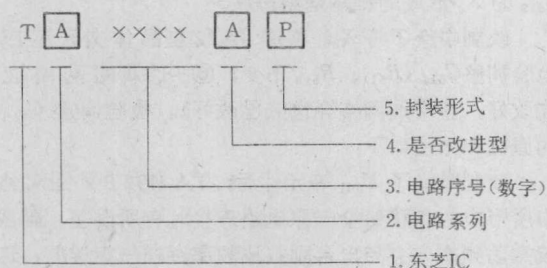
资料：国外半导体集成电路型号标志命名方法*

王 国 定

由于国外生产IC的工厂(或公司)很多,限于篇幅只介绍一些常见的主要著名厂商的型号标志命名方法。

东芝(TOSHIBA)IC 型号命名方法

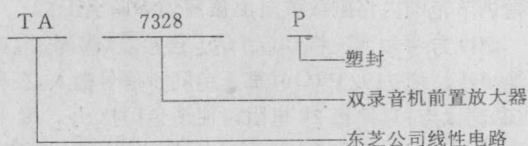
东芝公司的 IC 在国内民用三机(电视、收录、收音)上得到广泛的应用。其型号一般用八位字母和数字来标志,从而来区分这一电路是什么系列、用何种封装形式(塑封、陶瓷、金属等)以及大致属于何种性质的电路。东芝公司的 IC 其首字母用其公司英文字母的首字表志,即用“T”字母打头:



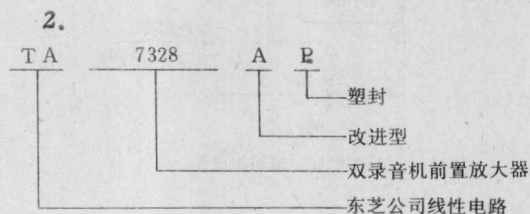
第二位表示电路系列用A、C、D、M分别代表“模拟(线性)集成电路”,“CMOS电路”,“双极型数字电路”,“MOS电路”四种系列。中间四位(××××)代表电路序号,例如第一个数字是“7”代表视听电路,“4”代表CMOS 4000系列数字电路,最后二位字母,前者表示是否属改进型,后者代表封装形式,由“P”——塑封,“M”——金属封装,“C”陶瓷封装表示,字母均取英文首字。

例如:

1.

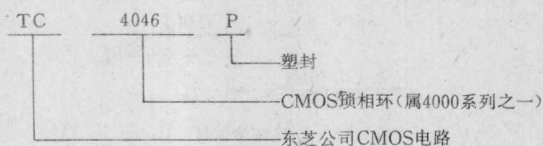


表示TA7328P是东芝公司线性电路中一个用于录音机的双前置放大器,用双列塑料封装。



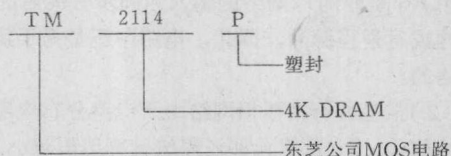
较前之T7328P,TA7328AP是它的改进型电路,但电路引出线、封装、用途等诸方面两者相同。

3.



TC4046P是一个仿美国RCA公司CD4046的CMOS锁相环电路,生产厂商是东芝公司。

4.



显然, TM2114P 是东芝公司仿美国 Intel 公司生产的1×4K bit静态NMOS存储器(RAM),用塑料封装,工作温度在0~+70°C,系普通工业用和民用级。如果是TM2114AP则是TM2114P的改进型,主要在性能(如速度、功耗等)上的改进,其他同TM2114P。

一般对双列直插封装,塑封温度范围在0~+70°C,陶瓷在-55~+125°C属军用级高可靠产品。

* 本文只解决判断这一电路属哪家公司,是哪一大类电路,其工作温度范围(品级)以及什么封装。至于这一电路究竟是什么电路?参数如何?则本文不能解决。但掌握了识别命名方法则可进一步查找技术(或数据)手册。