

彩色电视技术交流资料

彩色电视接收机 中册
(天津大学无线电系彩电组编)

5

天津大学科技情报资料室印

一九七七年五月

目 录

§ 1. 亮度通道	(3)
(一) 工作原理	(3)
(二) 副载波抑制电路	(4)
(三) 亮度信号放大电路	(6)
(四) 亮度延迟与亮度延迟线	(13)
1. 亮度延迟	(13)
2. 亮度延迟线	(20)
(五) 直流恢复与直流钳位	(27)
1. 电视信号消隐电平、同步电平变化的原因及后果	(28)
2. 直流恢复与直流钳位原理	(29)
3. 直流恢复与直流钳位电路	(30)
4. 在彩色电视中的直流钳位电路	(36)
(六) 其它电路	(38)
1. 自动消晰度控制电路 (A.R.C)	(38)
2. 画质改善电路 (勾边电路)	(38)
3. 自动亮度控制电路 (A.B.L)	(39)
(七) 834 彩色电视接收亮度通道	(40)
§ 2. 色度通道	(43)
(一) 彩色带通放大器与彩色同步信号消隐	(44)
1. 彩色带通放大器	(44)
2. 彩色同步信号消隐	(48)
(二) 梳状滤波器 (延时解调器)	(49)
1. 梳状滤波器	(49)
① 梳状滤波器的频率特性	(49)
② 对梳状滤波器延迟线延迟时间 T 的要求	(51)
2. 超声延迟线的构造与性能	(51)
3. 彩色信号通过梳状滤波器	(54)
① 彩色信号通过梳状滤波器实现 U 、 V 分量分离的原理	(54)
② 彩色信号通过梳状滤波器存在的几个问题	(56)
4. 延迟相位补偿电路	(61)
5. 实际延时解调器电路	(67)
(三) 同步检波器	(68)
1. 同步检波器的一般原理	(70)
① 同步检波器输出信号的计算	(70)

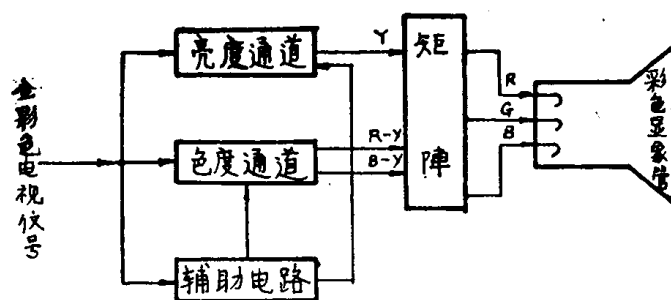
② 同步检波器输入电阻	(75)
③ 同步检波器负载电阻、电容的选取	(77)
2. 平衡式同步检波器	(79)
3. 其它形式的同步检波器	(82)
① 钳位式同步检波器	(82)
② 差分式同步检波器	(83)
§ 3. 辅助电路	(88)
(一) 基准副载波恢复电路 (U 副载波恢复电路)	(90)
1. 色同步选通放大器	(90)
2. 鉴相电路	(94)
① 锁相环路基本工作原理	(94)
② 锁相环路分析	(95)
i 鉴相器	(95)
ii 环路滤波器	(105)
iii 压控振荡器	(106)
3. 副载波振荡缓冲及稳幅电路	(112)
4. 副载波 90° 相移器	(112)
(二) V 副载波恢复电路	(114)
1. 识别信号形成电路	(114)
2. 双稳态触发器	(116)
3. 电子开关	(117)
4. V 副载波 90° 相移器	(119)
(三) 消色信号产生电路	(119)
(四) 自动色度控制电路 ($A.C.C$)	(120)
(五) 解码矩阵与末级视频放大电路	(121)
1. 解码矩阵电路	(121)
2. 末级视频放大电路	(125)
§ 4. 消隐电路	(125)
(一) 行消隐电路	(125)
(二) 场消隐电路	(126)

第七章 彩色解码器

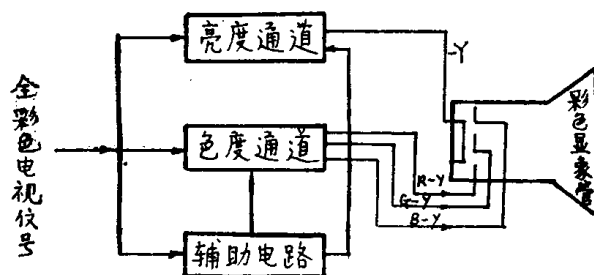
第一节 概述

解码器是彩色电视接收机的一个核心电路部份，是区别于黑白电视接收机的重要验证之一。它的作用是将接收机视频检波得到的全彩色电视信号，分离出亮度信号及色度信号，并把它还原为三基色信号，送至彩色显象管的阴极；或将色度信号还原为色差信号，与亮度信号一起分别送至显象管的栅、阴极，以激励彩色显象管产生彩色图象。

为了达到此目的，不同制式的解码方式是不同的，现在以 PAL 制（逐行倒相正交平衡调幅制）为例，加以说明。最简单的解码方框图如图（7—1）新示。它包括处理从全彩色电视信号中分离出来的亮度信号的亮度通道，对色度信号进行解调的色度通道及产生各种帮助进行准确解调用的辅助信号的辅助电路。彩色接收机视频讯号推动显象管的方式当如采用图（7—1a）新示的方程时，即由三基色视频信号激励显象管的阴极，那么解码器应包括一个矩阵电路，使亮度信号 Y 与色差信号 $R-Y$ 、 $B-Y$ 解码矩阵产生红（ R ）、绿（ G ）、蓝（ B ）原始信号；如采用图（7—1b），由 Y 及 $R-Y$ 、 $G-Y$ 、 $B-Y$ 分别激励显象管的阴、栅极，那么此阵电路可省去。前一种激励方式常称为“三原色讯号激励法”，多用于全晶体管化的彩色电视接收机中；后一种激励方式为“色差讯号激励法”，多用于电子管或电子管，晶体管混合化的彩色电视接收机中。关于这两种方式的比较，将在（ ）中详述。



图（7—1a）



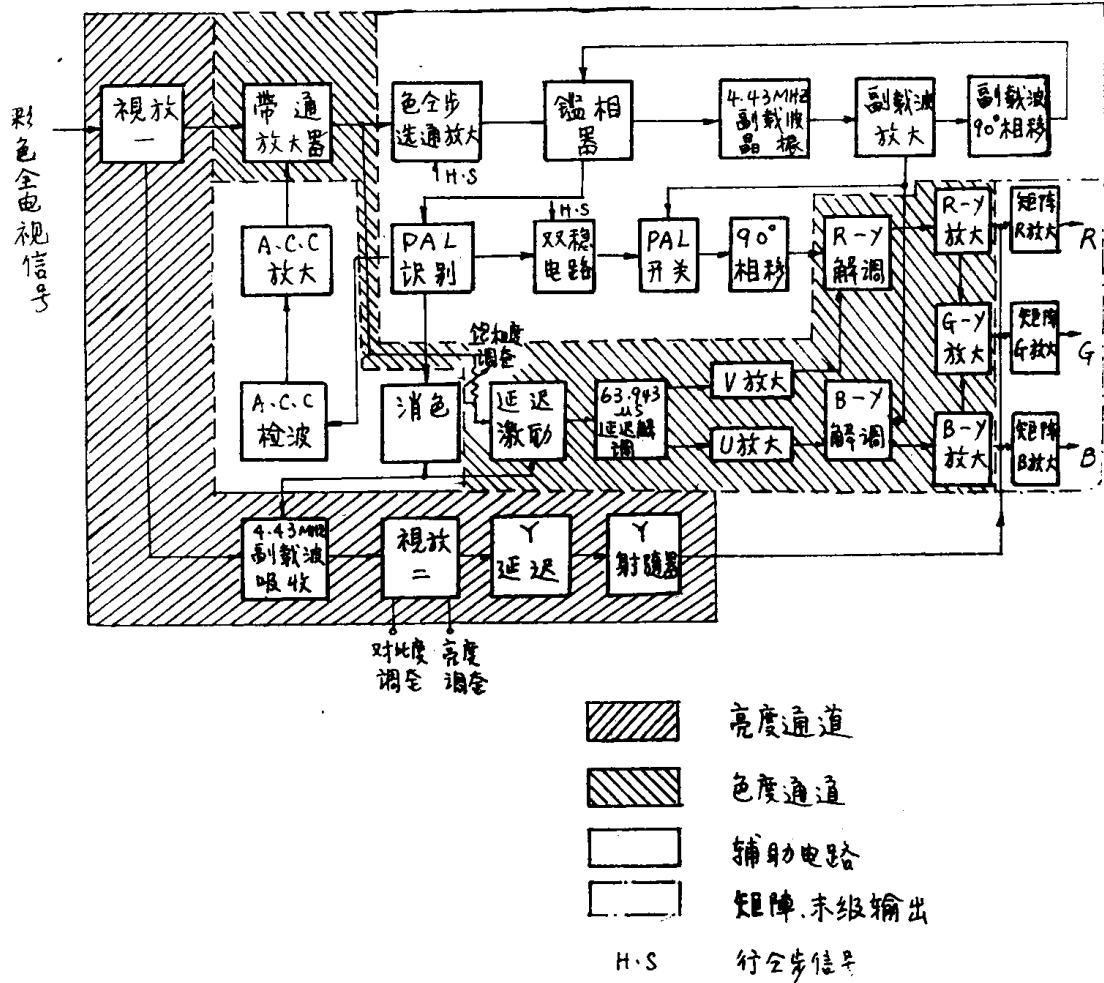
图（7—1b）

PAL 制彩色电视解码电路的具体形式虽有各种各样，但对解码器的设计要求则是共

同的。如要求高度信号与色度信号尽可能彻底的分离，即亮度、色度信号互串少、能实现良好的黑白电视与彩色电视“兼容”。保证亮度信号与颜色信号无失真的复原。设计线路与结构力求简单、工作稳定可靠、调整简捷、成车价格低廉。

PAL 解码器主要分有简单PAL解码器（简称PAL_s）及标准PAL解码器（简称PAL_D）两种，目前接收机多采用后者，因此本章主要讨论PAL_D解码电路。

PAL_D全晶体管化彩色电视接收机解码电路的详细方框原理图如图（7—2）所示（参考国产834型彩色电视接收机。）。



图（7—2）

对于在专业性的彩色监视器中，为了提高图象的清晰度、颜色的逼真度及工作更加稳定可靠，解码器的电路组成更加复杂。但无论在接收机中或在监视器中，解码器可单独形成一个完整的电路体系，做成积木结构形式、接插件形式或独立的单元设备，并由于逐步采用集成电路等微型组件，其体积的趋小型、超小型化、调整更加方便简捷、便于大规模流水生产。

下面将分别就亮度通道、色度通道、辅助电路阐述它们的工作原理及电路分析。

第二节 解 码 器 电 路 分 析

§ 1. 亮度通道

(一) 工作原理:

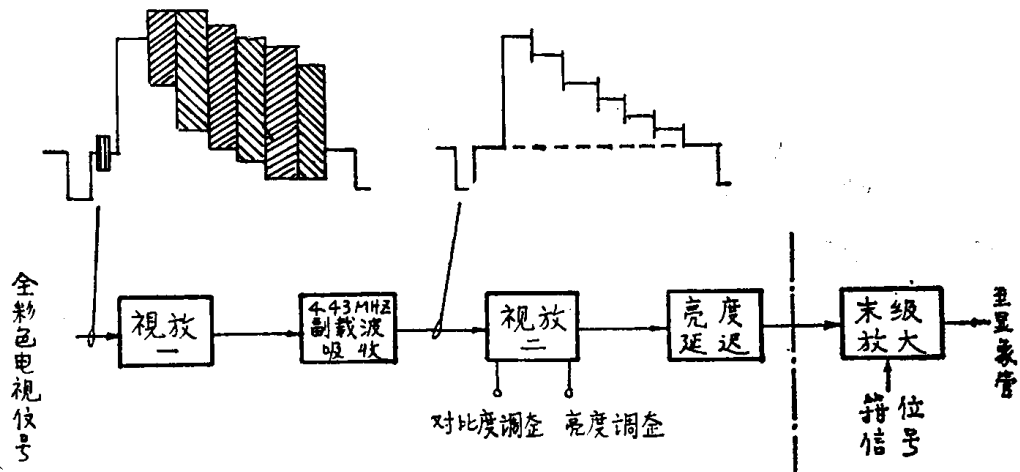
在彩色电视发送端的编码器中, 将亮度信号(即里白全电视信号)和色度信号合成为彩色全电视信号, 送到发射机进行射频调制后发射出去, 因而在接收机图象视频检波后必须首先将这两个信号分离复原。在彩色接收机中, 亮度通道除了如同黑白接收机视频通道一样, 将讯号放大至足够的幅度以推动显象管外, 还需对讯号进行一系列的处理。例如, 亮度信号占有 $0 \sim 6 \text{ MHE}$ 的频带, 色度讯号以副载波 4.43 MHE 为中心占有 $\pm 1.3 \text{ MHE}$ 的带宽并引入到亮度讯号中, 如果我们将这种混合的视频信号放大后直接的视频信号放大后直接推动彩色显象管, 色度讯息就会在萤光屏上呈现点状的副载波干扰图样, 虽然这种干扰程度不算太严重, 但仍会影响彩色图象的最佳重现, 因此, 应当在亮度通道中抑制掉这些彩色信息。但是如果采用一般的带阻滤波器滤去 $(4.43 \pm 1.3) \text{ MHE}$ 的频带分量, 那么虽然彩色成份可以完广滤除, 而同时也就丢失了这一频带范围内的亮度分量, 降低了图象清晰度, 所以在一般的全播接收机中, 对彩色信号往往并不采用宽带抑制, 而是采用窄带抑制。因而在滤除主要的彩色分量(副载波分量)外, 还可兼顾到保留必要的亮度成份, 以获得比较良好的图象细节。这种副载波抑制电路一般采用吸收很深的桥 T 式滤波器。当用彩色接收机接收黑白电视信号时, 这种窄带滤波器是会损失亮度信号的, 因此, 接收机必须能在这种情况下自动切断陷波器的工作, 保证具有 $0 \sim 6 \text{ MHE}$ 带宽的黑白电视讯号的重现。在专业性解码器中, 为了实现亮度信号与色度信号的彻底分离, 还有采用两根超声延时线的梳状滤波器, 将交错分布在亮度频谱中的色度信号成份完全抑制, 以就得全清晰度的亮度信号。

另外, 从图(7—1)解码器原理图中还看到, 亮度信号与色度信号要分别通过亮度通道和色度通道同时到达显象管, 由于亮度通道与色度通道的网络频率特性不同, 亮度通道是宽频带的($0 \sim 6 \text{ MHE}$)而色度通道则是窄频带($0 \sim 1.3 \text{ MHE}$), 因此信号通过狭带的色通道要比亮度通道延迟时间 $0.5 \sim 1 \mu\text{S}$ 左右, 为了补偿色通道付信号产生的滞后, 亮度通道必须引入延迟网络, 以获得两通道的的时间平衡。这种延迟网络的形式种类有多种, 如延时电缆、延迟线圈及 LC 延迟网络等。

除此之外, 在彩色电视接收机中, 必须要考虑直流分量的无失真传送, 因为除了要再现真实的图象明暗面外, 还要保持色调的均匀, 这样, 从图象检波器到显象管, 往往采用直接耦合的电路连接方式或交流耦合加箱位的电路方式, 以恢复和稳定在交流耦合中丢失的直流分量。在黑白接收机中为了简化电路, 一般不考虑直流分量的传送; 在彩色接收机中箱位过程多在视放末级中进行。

在亮度通道中常常还有其它附属电路, 如自动清晰度控制电路(A 、 R 、 C)、自动亮度控制电路(A 、 B 、 L)、画质改善电路(或称轮廓补偿电路)等等。自动清晰度控制电路又称自动消色电路, 它的作用是使接收机接收黑白信号时将副载波陷波器及色度通道自动断开, 而接收彩色信号时则自动接通。自动亮度控制电路主要是控制显象管电子束电流的大小, 使它保持正常的数值, 例如当电子流过大即画面亮度太强时, 该电会提供一个亮度控制电压, 使显象管的束射电流减少。画质改善或称轮廓补偿电路主要是提高视频通道的高频特性, 例如因抑制掉色载波成份或因显象管本身的“孔阑效应”, 都会使图象高频清晰度下

降，因此，为补偿这种特性劣化而设置轮廓补偿电路（又称“勾边电路”）。
亮度通道的基本结构如图（7—3）所示。



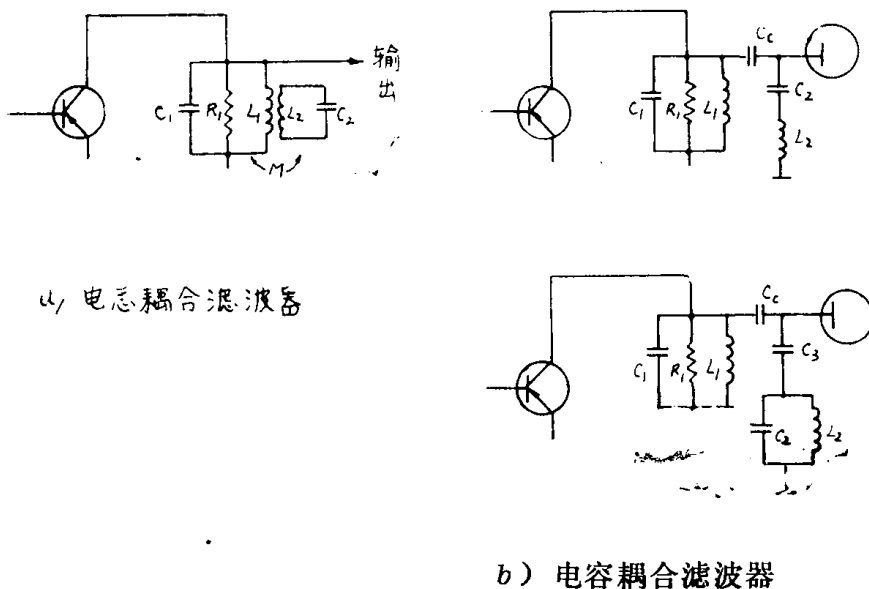
图（7—3）

接收机的亮度通道常还色拾对比度调整及亮度调整。对比度调整一般是通过改变视频信号的幅度来实现，而亮度调整则改变信号的直流电平。

末级放大较出级不属亮度通道内容，将在第 节详述。但直流恢复和直流箱位在某些解码电路里有时在亮度通道内进行，故直流恢复及直流箱位电路将在本节介绍。

（二）副载波抑制电路

在电视接收机中，为了获得要来的通道频率特性，需要采用滤波电路。在黑白接收机中，这种电路的形式是多种的，如图（7—4）所示。图（2—2 a）为电感耦合滤波，用互感 M 将滤波电路（由 L_2 、 C_2 并联构成）与图象中频线圈 L_1 耦合起来，在 $L_2 C_2$ 产生的谐振频率上得到最大衰减；图（2—2 b）为电容耦合滤波，滤波电路由串联回路 $C_2 L_2$ 或复杂串并联电路 $L_2 C_2 C_2$ 构成，偶合电容为 C_c 。对于彩色接收机，为了保证图象的质量，要求通道的频率响应更加严格，如在减少副载波干扰时要来抑制量大且特性尖锐等，因此，



图（7—4）

在彩色接收机中广泛采用的抑制电路形式为桥T型滤波网络，这种网络具有单峰特性尖锐，在滤波频率上吸收极深的特点。

关于桥T型滤波网络的分析，已在第三章（图象中频放大器）第五节作了专题介绍，此处不再重述。

但对于具有如图（7—5）形式的滤波器，我们不妨再把它的设计公式重写一遍：

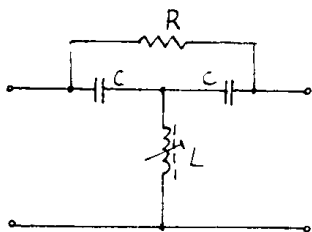
$$|r| = \left| -\frac{R}{R^2\omega^2C^2 + 4} \right|$$

$$L = \frac{2}{\omega^2C(R^2\omega^2C^2 + 4)}$$

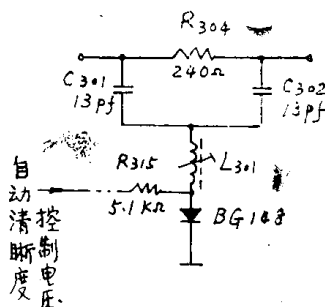
其中 r 为电感线圈 L 的损耗电阻，

由已知的被吸收频率 ω 、电阻 R 及电容 C 便可设计线圈的电感量 L 及其所应具有的品质因数 Q 。

例、834彩色电视机副载波吸收电路如图（7—6）所示。桥T型滤波网络由 R_{304} 、 C_{301} 、 L_{301} 和二极管 BG_{148} 组成。自动清晰度控制电压（即消色控制电压）通过 R_{315} 加到二极管



图（7—5）



图（7—6）

的正极。当接收机接收彩色电视信号时，消色控制电压为 $+4V$ ，此时二极管 BG_{148} 导通，彩色副载波被短路到地；当接收机接收黑白电视信号时，消色电压为 $0V$ ，此时二极管截止，网络对副载波频率不起作用。亦即是说，当接收彩色信号时，消色电压能将彩色“消去”，减少副载波信号对亮度信号的干扰；当接收黑白信号时，副载波吸收网络不起作用，保证黑白电视信号的频带，使图象清晰。

对于此电路，因需吸收的副载波 $f = f_s = 4.43MHz$ ， $R = 240\Omega$ ， $C_1 = C_2 = C = 13Pf$ 根据上两式：

$$L_{301} = \frac{2}{(2\pi)^2(4.43 \times 10^6)^2 \times 13 \times 10^{-12} \times [240^2 \times (2\pi)^2 \times (4.43 \times 10^6)^2 \times (13 \times 10^{-12})^2 + 4]}$$

$$\approx 50\mu H$$

$$\gamma = \frac{240}{240^2 \times (2\pi)^2 \times (4.43 \times 10^6)^2 \times 13 \times 10^{-12} + 4}$$

$$\approx 60\Omega$$

r 应包括电感线圈的损耗电阻和二极管 BG_{148} 导通时的正向电阻。

流过二极管的直流偏置电流

$$I_D = \frac{\text{消色控制电压} \mid \text{在彩色工作状态时}}{R_{315} + r_D}$$

$$\approx \frac{4}{5.1 \times 10^3}$$

$$= 0.8 \text{ mA}$$

因而二极管在导通时的交流内阻（发射结的动态电阻）

$$r_D = \frac{26 \text{ mV}}{I_D \text{ mA}}$$

$$= \frac{26 \text{ mV}}{0.8 \text{ mA}}$$

$$= 32 \Omega$$

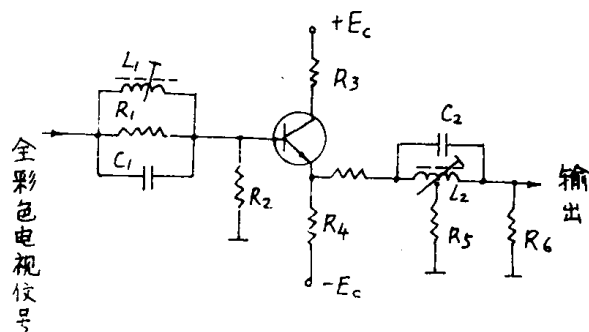
故电感线圈应具有的品质因数为

$$Q_L = \frac{\omega_s L_{301}}{r - r_D}$$

$$= \frac{2\pi \times 4.43 \times 10^6 \times 50 \times 10^{-6}}{60 - 32}$$

$$\approx 50$$

在要求较高的监视器里，为提高对副载波的抑制程度而进行两次副载波吸收，如图（7—7）。第一次由串接的并联网路 $L_1 R_1 C_1$ 构成抑制网络，第二次抑制由 $C_2 L_2 R_5$ 构成桥T型滤波电路。



图（7—7）

（三）亮度信号放大：

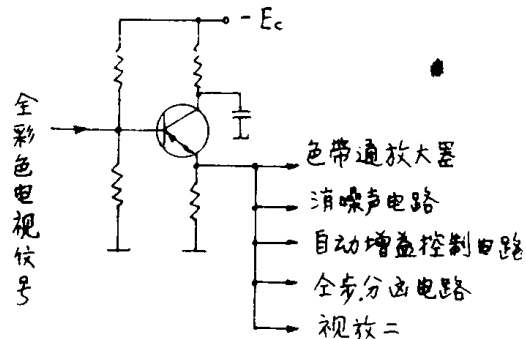
图象查波后的视频信号约 1 伏（指晶体管式接收机），为了能使视频信号驱动显象管，必须将它放大至几十伏到一百多伏，同时，还要无失真地传送频率从零至 6 MHz 的各种频率分量，因而亮度信号放大器应该是一个宽频带放大器。在采用色差激励显象管时，在视频放大电路中，值得注意的是要考虑信号的极性，以保证送到显象管阴极的信号极性为正。

在晶体管化的电视接收机中，亮度放大器的结构如图（7—3）所示。第一级视放采用高输入阻抗、低输出阻抗的射极跟随器。这是因为亮度放大是接在接收机视频检波之后，为了减少后级对检波级的影响，提高检波效率，必须使视放一的输入阻抗高；同时，视放一的输出负载比较重，一般要馈给多路使用，例如 834 机中视放一要输出五路信号，分别送到：

1. 色带通放大器
2. 消噪声电路
3. 自动增益控制 (A、C、C) 检波电路
4. 同步分离这电路
5. 视放二

对于视放二，一般采用宽带的共发射极电压放大器，为保证它的优良的频率特性，亦要求它有比较低的信号源阻抗（理由将在下详述），

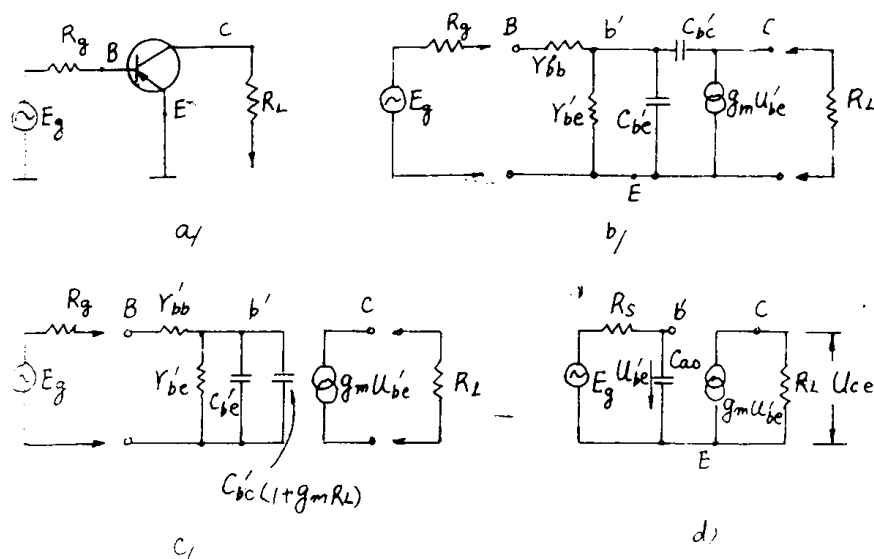
因此，视放一设计成能满足上述要求的射极跟随器形式，如图（7—8）。视放二除要求有一定的电压增益外，频率特性也是它的主要指标。共发射极电压放大器的高频等效电路图如图（7—9）所示，可画成混合 π 型电路，并由图（7—9 a）等效为（7—9 b）→（7—9 c）→（7—9 d），



图（7—8）

这里

- | | |
|-----------|--------------|
| E_g | 等效信号源 |
| R_g | 信号源内阻 |
| $r_{b'b}$ | 晶体管基极扩散电阻 |
| $r_{b'e}$ | 晶体管基极—发射极间电阻 |
| $c_{b'c}$ | 晶体管发射结扩散电容 |
| $c_{b'e}$ | 晶体管集电极结势垒电容 |
| g_m | 共发射极连接的晶体管互导 |
| R_L | 放大器集电极负载电阻 |



图（7—9）

在图（7—9 d）中

$$R_s = \frac{(R_g + r_{b'b}) \cdot r_{b'e}}{R_g + r_{b'b} + r_{be}}$$

$$C_{ao} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + gmR_L)$$

$$r_{b'e} = \frac{r_e}{1 - \alpha_o}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_e \text{ mA}} \text{——晶体管放大器的输入电阻}$$

I_e ——晶体管发射极电流

α_o ——共基极连接时的电流放大系数

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_T r_e}$$

f_T ——晶体管的特征频率

$$gm = \frac{\alpha_o}{r_e} \text{ (姆欧)}$$

$$= \frac{1}{r_e}$$

从图(7—9 d)看到,起放大作用的电压为 $u_{b'e}$,当频率增时,在 b' 对 E 处的电容 C_{ao} 的容抗值下降,因而 $u_{b'e}$ 减少。即放大器的增益随之减少;同时当 R_s 增大时即 R_g 和 $r_{b'b}$ 也会减少,因此,可以得到结论,由于频率升高导致放大器的频率特性下降主要决定于晶体管本身的特性,但如果减少信号源的内阻 R_g ,是可以改善放大器的频率特性的,为此,在视放二之前,一般采用低阻抗输出的射极跟随器。

求出频率特性曲线平恒部分-3dB处的高端频率值

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_s C_{ao}} \text{ MHZ}$$

(KQ) (Pf)

其中

$$C_{ao} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + gmR_L)$$

$$= \frac{1}{2\pi f_T r_e} + C_{b'c} \left(1 + \frac{R_L}{r_e} \right)$$

∴

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times \frac{(R_g + r_{b'b})r_{b'e}}{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}} \left[\frac{1}{2\pi f_T r_e} + C_{b'c} \left(1 + \frac{R_L}{r_e} \right) \right]}$$

$$= \frac{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}}{2\pi (R_g + r_{b'b})r_{b'e} \left[\frac{1}{2\pi f_T r_e} + C_{b'c} \left(1 + \frac{R_L}{r_e} \right) \right]}$$

$$= \frac{2\pi f_T r_e (R_g + r_{b'b} + r_{b'e})}{2\pi (R_g + r_{b'b})r_{b'e} \left[1 + 2\pi f_T r_e \left(1 + \frac{R_L}{r_e} \right) C_{b'c} \right]}$$

$$= \frac{f_T r_e (R_g + r_{b'b} + r_{b'e})}{(R_g + r_{b'b})r_{b'e} (1 + 2\pi f_T r_e C_{b'c} + 2\pi f_T R_L C_{b'c})} \quad (7-1)$$

以上分析是设负载为纯阻的情况，当负载电阻减少时，频带虽然可以加宽，但也仅使衰减减缓，特性比较平坦而已。

视频放大器的中频放大倍数

$$\begin{aligned}
 \dot{K}_0 &= -\frac{\dot{U}_{ce}}{E_g} \\
 &= -\frac{g_m u_{b'e} \cdot R_L}{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}} \times \frac{r_{b'e}}{u_{b'e}} \\
 &= -\frac{\frac{\alpha_0}{r_e} R_L \cdot \frac{r_e}{1 - \alpha_0}}{R_g + r_{b'b} + r_{be}} \\
 &= -\frac{\beta R_L}{R_g + r_{b'b} + (1 + \beta) r_e} \quad (7-2)
 \end{aligned}$$

β ——晶体管电流放大系数

如果 $R_g \approx 0$ ，且因高频管 $r_{b'b}$ 很小，可忽略， $\beta \gg 1$ ，此时

$$\begin{aligned}
 K_0 &\approx -\frac{R_L}{r_e} \quad (7-3) \\
 &= -g_m R_L
 \end{aligned}$$

高频端的放大倍数

$$\dot{K}_H = \frac{K_0}{1 + j\omega C_{ao} R_s} \quad (7-4)$$

从 (7-3)、(7-4) 式可看到，当 R_L 减少时，虽然会展宽频带，但增益随下降了。对宽频带放大器来说，总的要求是要在足够宽的通频带下还要有足够大的放大倍数，通常用 f_H 与 K_0 二者的乘积作为衡量放大器指标的优劣程度，这正如在电子管视频放大器中用 $G \cdot B$ 来表征它的性质好坏一样（ G 为电子管放大器增益， B 为它的通频带）。

实际上，当负载存在着分布电容时，高频响应及电路增备都会劣化，如图 (7-10) 所示。虚线代表存负载电容时的特性曲线。因此，在视频放大器中，为了补偿高频端频率特性，除了选用 f_T 高、 $r_{b'b}$ 、 $c_{b'e}$ 小的晶体管外，还在电路上采取一系列的改进措施。下面介绍视放高频补偿的基本电路：

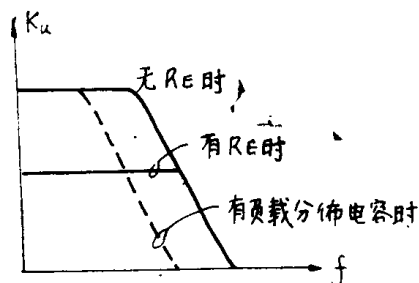


图 7-10

1. 用发射极串接电阻 R_E 实现电流负反馈来展宽频带。

图 (7—11) 示出这种电路的形式及其等效电路。

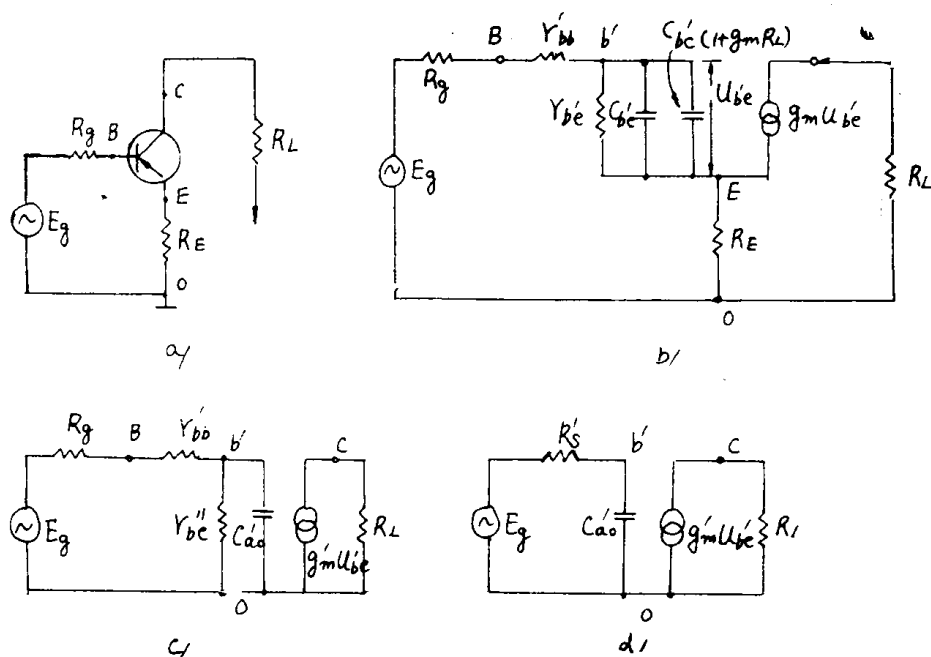


图 7—11

图中

$$r_{b''e} = r_{b'e} (1 + g_m R_E)$$

$$c_{a'o} = \frac{c_{b'e}}{1 + g_m R_E} + (1 + g_m' R_L) c_{b'c'}$$

$$= \frac{c_{b'e}}{1 + g_m R_E} + \left(1 + \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_E} \right) c_{b'c'}$$

$$= \frac{c_{b'e} + (1 + g_m R_E) c_{b'c'} + g_m R_L c_{b'c'}}{1 + g_m R_E}$$

$$\therefore cd'e = \frac{1}{2\pi f_T r_e} = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$$\therefore c_{a'o} = \frac{g_m + (1 + g_m R_E)(c_{b'c'} 2\pi f_T + g_m R_L 2\pi f_T c_{b'c'})}{2\pi f_T (1 + g_m R_E)}$$

$$= \frac{g_m [1 + 2\pi f_T R_L c_{b'c'}] + 2\pi f_T (1 + g_m R_E) c_{b'c'}}{2\pi f_T (1 + g_m R_E)}$$

$$= \frac{g_m [1 + 2\pi f_T R_L c_{b'c'}]}{2\pi f_T (1 + g_m R_E)} + c_{b'c'}$$

$$\approx \frac{g_m [1 + 2\pi f_T R_L c_{b'c'}]}{2\pi f_T (1 + g_m R_E)}$$

(7—5)

$$R'_s = \frac{(R_g + r_{b'b}) r_{b''e}}{R_g + r_{b'b} + r_{b''e}}$$

$$= \frac{(R_g + r_{b'b})r_{b'e}(1 + g_m R_E)}{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}(1 + g_m R_E)} \quad (7-6)$$

同理

$$\begin{aligned} f'_H &= \frac{1}{2\pi R'_s \cdot C_{a'o}} \\ &= \frac{1}{2\pi \frac{(R_g + r_{b'b})r_{b'e}(1 + g_m R_E)}{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}(1 + g_m R_E)} \times \frac{g_m(1 + 2\pi f_T R_2 C_{b'e})}{2\pi f_T(1 + g_m R_E)}} \\ &= \frac{R_g + r_{b'b} + r_{b'e}(1 + g_m R_E) \cdot f_T}{(R_g + r_{b'b})r_{b'e} \times g_m(1 + 2\pi f_T R_2 C_{b'e})} \\ &= \frac{[r_e(R_g + r_{b'b}) + r_{c'e}(r_e + R_E)]f_T}{(R_g + r_{b'b})r_{b'e}(1 + 2\pi f_T R_2 C_{b'e})r_e} \quad (7-7) \end{aligned}$$

设 $(R_g + r_{b'b})r_e \gg r_{b'e}(r_e + R_E)$

$$\text{则} \quad f'_H = \frac{(r_e + R_E)f_T}{(R_g + r_{b'b})(1 + 2\pi f_T R_2 C_{b'e})} \quad (7-8)$$

$$\begin{aligned} K'_o &= g'_m R_L \\ &= \frac{g_m}{1 + g_m R_E} \cdot R_L \quad (7-9) \end{aligned}$$

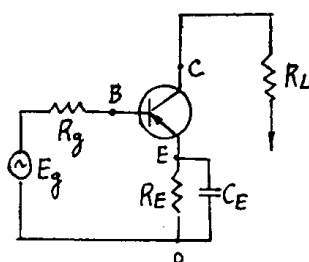
因为 $g'_m < g_m$ ，所以 $K'_o < K_o$ ，即由于发射极串接反馈电阻后放大器增益下降了，但又因晶体管的输入电容也同时减少，因而频率特性得到改善，如图（7-10）所示。

2. 用阻抗负反馈展宽频带。如图（7-12）。

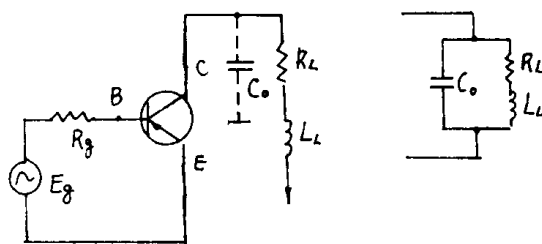
在发射极电阻上并接一个小电容 C_E ，如几 $\sim$ 几百 Pf ，对低频及中频， C_E 的容抗很大，使 R_E 负反馈作用大；对高频， C_E 的容抗小，使 R_E 的负反馈作用小，且频率愈高，负反馈量愈少，因而高频端特性得以改善。所以 C_E 的作用就是通过减弱负反馈而使原来高频下降特性被重新抬高。 C_E 又称高频补偿电容。但是由于在高频上负反馈减少，容易使失真增加，信号饱和，所以一般不希望它产生过大的影响。

3. 并联式高频补偿

如图（7-13）所示。在负载电阻 R_L 处串接电感线 L_L ，频率升高时，感抗增大，放大器增益增大，因而能补偿放大特性的下降。如果本级放大器负载处的分布电容为 C_o 。（包括本级较出电容、下级较入电容等），而使 C_o 与 L_L 谐振在高频处，那么在高频端会形成峰状

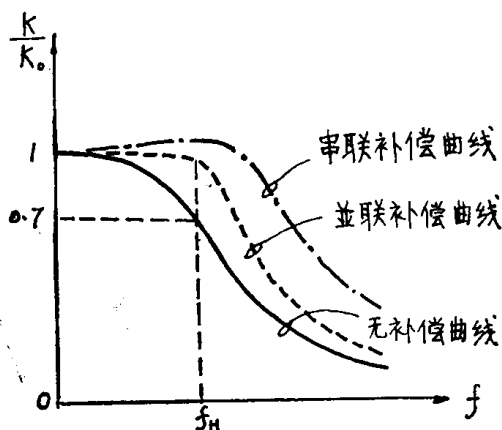


图(7-12)



图(7-13)

突起，一般不希望突起太高，故 L_L 的品质因数不宜过大。图（7—14）画出了频率补偿曲线。



图（7—14）

4. 串联式高频补偿

如图（7—15）所示，在本阶与下级之间串接电感线圈 L_s ，将电路原来的负载分布电容 C_0 分为本级负载电容 C_1 及下级输入电容 C_2 ，一方面相当于减少负载电容，另外因串接电感 L_s 也抵消了下级输入电容的影响，此时通带展宽，且增益也能相应增大。在图（7—14）中也画出了相应的频响曲线。

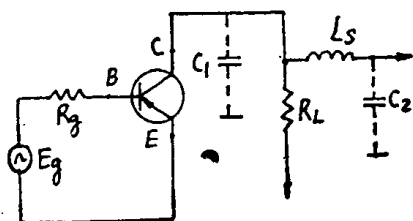


图 7—15

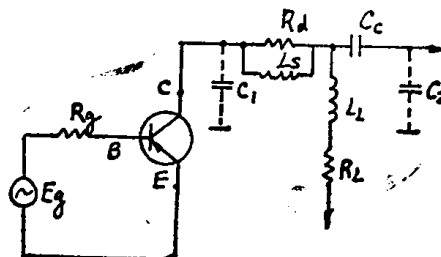


图 7—16

5. 串并联式高频补偿，如图（7—16）所示。由 L_2 与 C_2 产生并联谐振，谐振产生在特性的中频段（如3—4 MHz），由 L_s 与 C_1 产生串联谐振，谐振在特性的高频段（5 MHz左右），因而可获得较平坦的总宽带特性。

高频补偿元件 C_E 、 L_L 、 L_s 的参数选择多依据实验求得。

由于整个视放通道要有0~6 MHz的带宽（包括末级放大输出）因而对于每级视放的带宽要求要大于6 MHz，例如图（7—3）方案的视放，视放二及末级的带宽应有7.7 MHz左右。

理想的视放频率特性曲线如图（7—17）所示。

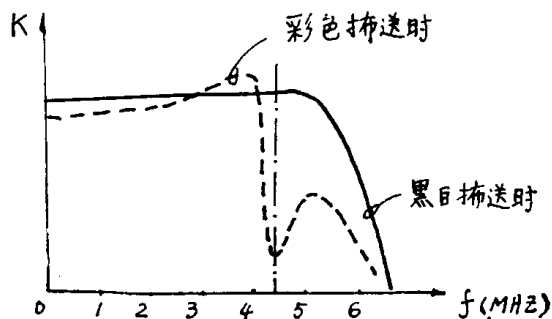


图 7—17

(四) 亮度延迟与亮度延迟线

1. 亮度延迟

如同在彩色信号发送端的编码过程一样，在解码器中也存在着亮度信号与色度信号的传输时间平衡问题。

我们知道，无线电信号是占有一定的频带的，当无线电信号通过传输系统时，为了保信号不产生失真，要求传输网络的传输系数 $K(\omega)$ 在信号所占据的频带内不随频率变化，即 $K(\omega) = K$ ；而它的相位角 $\varphi(\omega)$ 与频率成直线性关系，如图 (7—18) 所示。对电视信号来说，我们首先考虑具有里反过渡明显的图象信号，即具有脉冲特性的信号，这种信号的频带很宽，如果它通过的网络通带不能与之相适应，或相位角的变化不正比于频率的变化，那么信号通过网络后由于存在着过渡过程而将会产生波形失真。例如，脉冲信号通过具有有限通频带的线性系统后，会产生时间的延迟和使脉冲前沿时间增宽。现以阶跃电压作用于理想低通滤波器为例，说明时间延迟与脉冲前沿陡度变化与滤波器通频带的关系。

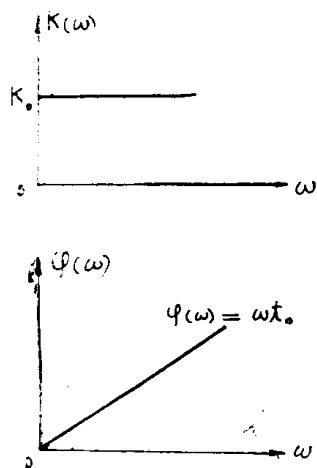


图 7—18

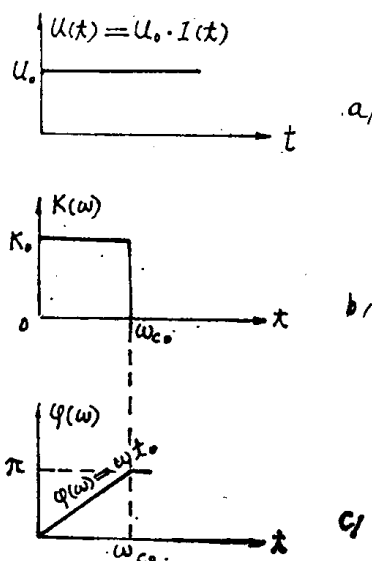


图 7—19

阶跃电压波形 $u(t)$ 与理想低通滤波器特性如图 (7—19) 所示。(7—19 a) 为阶跃电压，(7—19 b) 为低通滤波器频率特性，(7—19 c) 为低通滤波器相位特性。在通频带内，即 $\omega < \omega_{co}$ (截止频率)，低通滤波器的频率特性 $K(\omega) = K_0$ ，相位角 $\varphi(\omega) = \omega t_0$ ，

$$\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = t_0 = \text{常数}, \text{ 当 } \omega > \omega_{co} \text{ 时, } K(\omega) = 0, \varphi(\omega) = \pi. (*)$$

阶跃电压 $u(t) = u_0 \cdot I(t)$ ，根据拉氏反变换可写成狄里赫莱积分形式，

即

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{u_0}{2} + \frac{u_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \\ &= u_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega \right] \end{aligned} \quad (7-10) \quad (**)$$

通过低通滤波器后在通带内的输出电压

$$u'(t) = K_0 u_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{co}} \frac{\sin \omega (t - t_0)}{\omega} d\omega \right] \quad (7-11)$$

设

$$\omega(t - t_0) = x$$

$$d\omega = \frac{dx}{t - t_0}$$

则

$$\begin{aligned} u'(t) &= K_0 u_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{co}(t-t_0)} \frac{\sin x}{x} dx \right] \\ &= K_0 u_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx \right] \\ &= K_0 u_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{six} \right] \end{aligned} \quad (7-12)$$

其中 $\text{six} = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx$ 称为正弦积分函数。图 (7-20) 给出函数与 x 的关系曲线。当 x

增大时, six 值在 $\frac{\pi}{2}$ 附近自由振荡, 当 x 为无穷大时 six 趋至 $\frac{\pi}{2}$, 当 $x < 0.4$ 时, 可认为 six

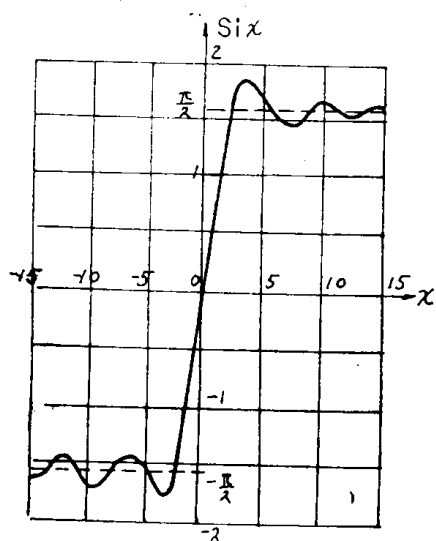


图 7-20

$\approx x$ 当 x 从 3 至 6 时, $\text{six} \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\cos x}{x}$ 。

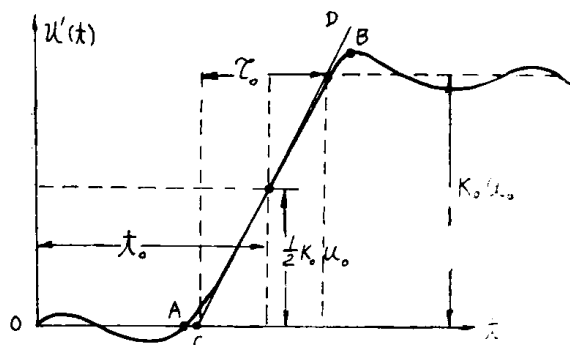


图 7-21

作出输出电压 $u'(t)$ 的波形图, 如图 (7-21)。由图看到, 输出电压的波形与输入阶

跃电压的波形是不同的。首先, 输出电压比输入电压延后一段时间出现, 当以 $u(t) = \frac{1}{2}$