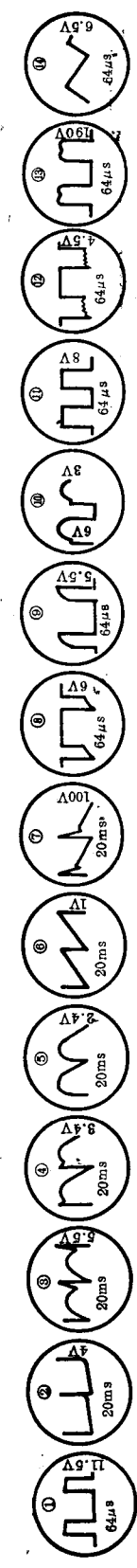
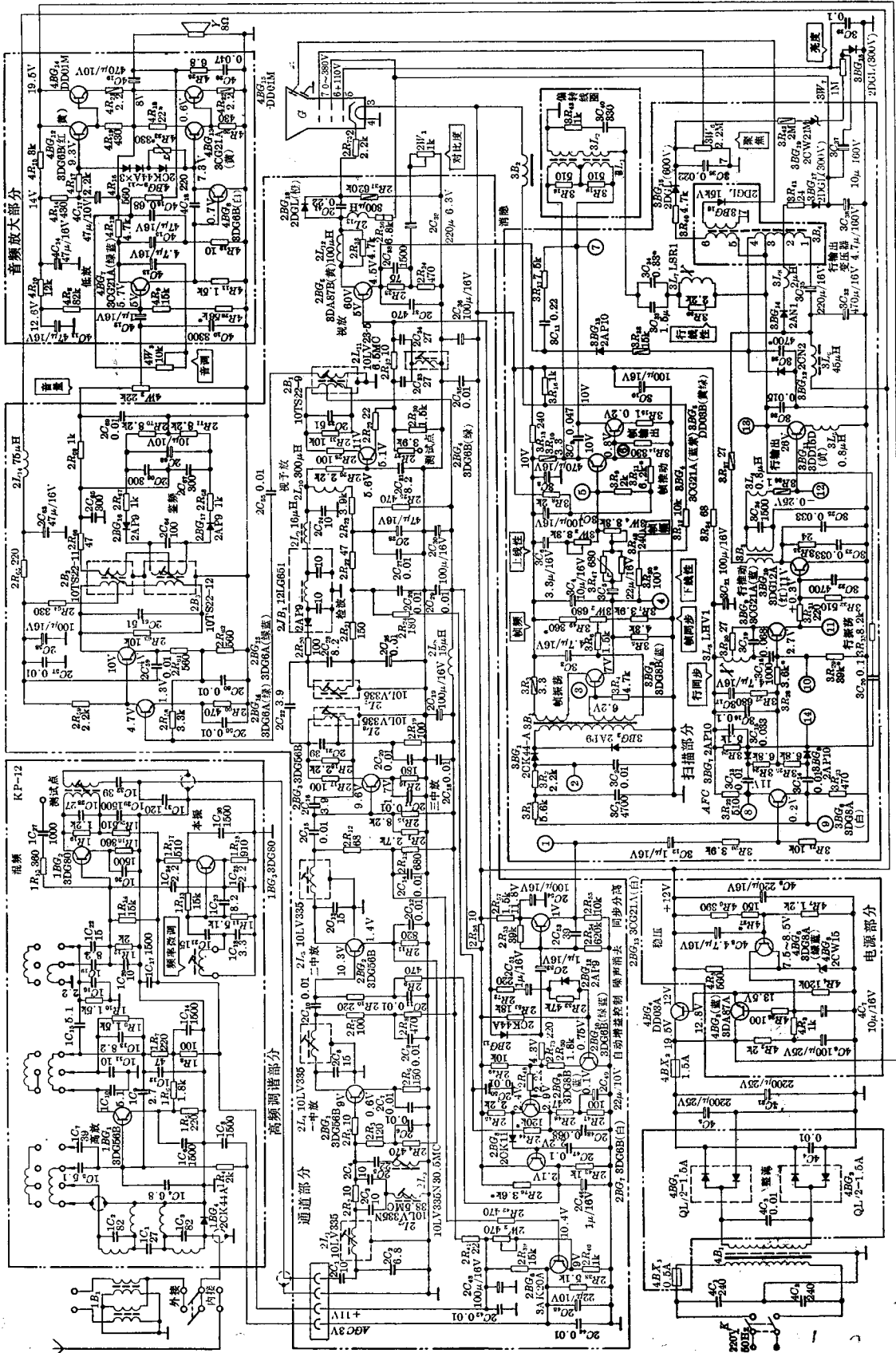
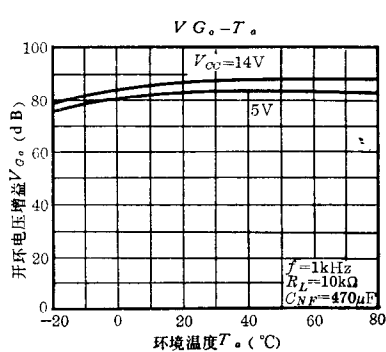
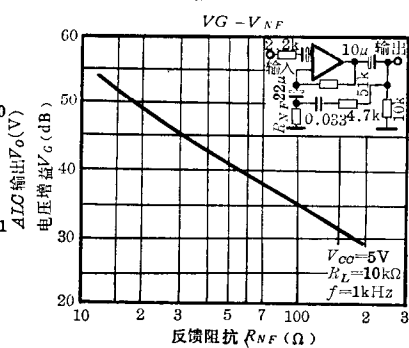
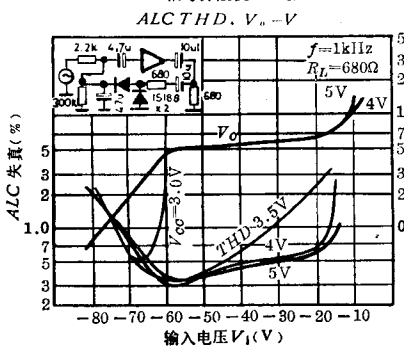
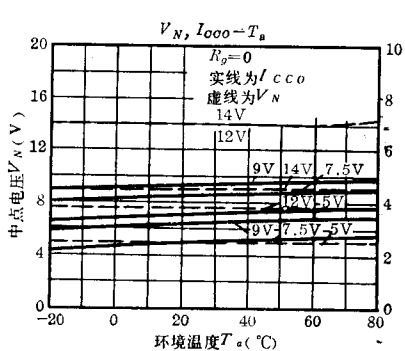
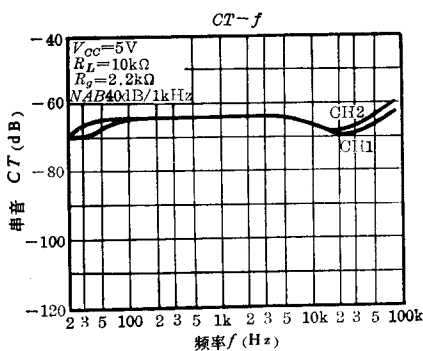
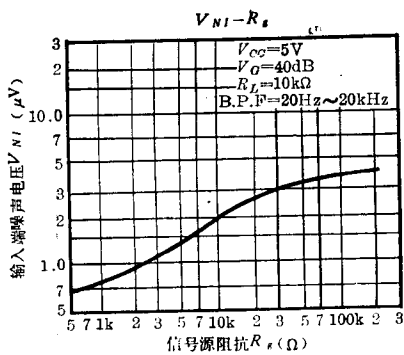
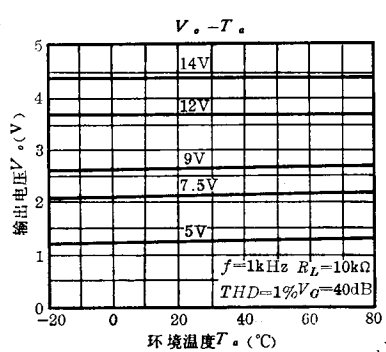
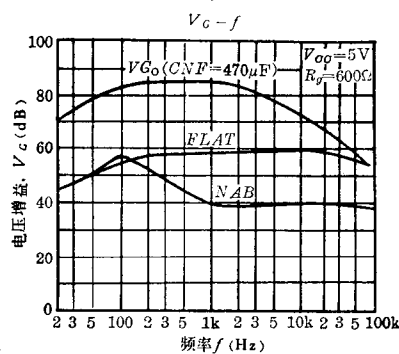
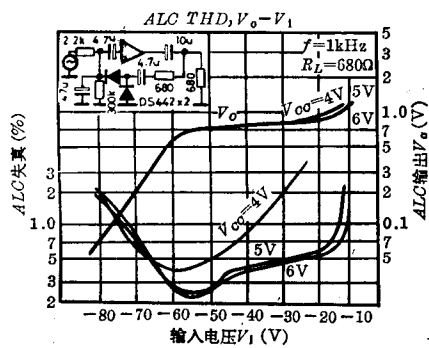
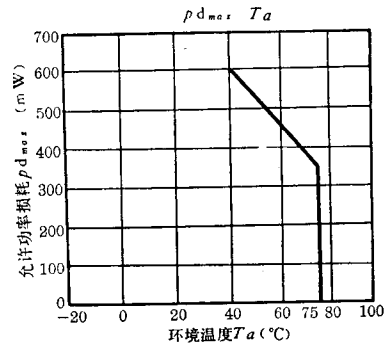
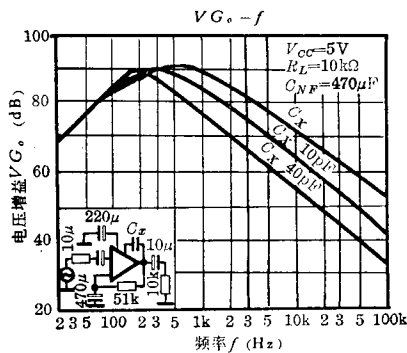
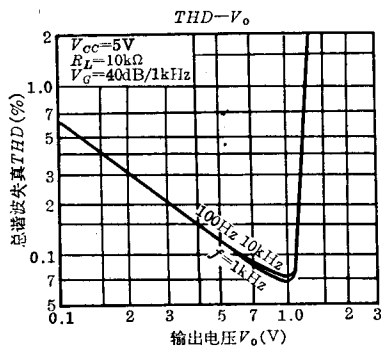


飞跃 12D1A 型晶体管黑白电视接收机电原理及测试点波形





双通道前置放大集成电路 LA3220 特性曲线



彩色电视接收机中的特殊部件

(二)

夏逸华

彩色显象管是彩色电视接收机中最有特色的器件。没有它,就不能显示鲜艳的彩色图象。

最早的彩色显象管是五十年代初制成的三枪三束荫罩管。三十多年来,彩色显象管经历了几次重大改革。今天,自会聚彩色显象管已成为主流,国产彩色电视接收机都采用自会聚彩色显象管。国产自会聚显象管由陕西彩色显象管总厂生产。右下角所示是该厂产品——彩虹牌彩色显象管的外貌图。

为了正确使用显象管,必须了解显象管的构造、工作原理及其外部电路的作用。

一、基本原理

彩色电视图象是荧光屏上的彩色光线射入人眼所引起的视觉印象。物理学中,用亮度、色调和色饱和度三个物理量来表征一种彩色光。所谓在荧光屏上显示彩色图象,就是在外加信号作用下,显象管把原景物各处的亮度、色调和色饱和度尽可能逼真地重显出来。彩色显象管是如何完成这一任务的呢?

1. 图象的亮度

亮度是指图象亮暗的程度。黑白电视图象就是由亮度有差别得图象细节构成的。跟黑白显象管不一样,彩色显象管的荧光屏是由大量

细如针尖的独立荧光体构成的。这些荧光体以R(红)、G(绿)、B(蓝)三个为一组,形成一个三色点(见图1)。当显象管中的电子枪所发射的三条电子束分别同时打中R、G、B时,就使R发红光;G发绿光;B发蓝光。只要调整电子束电流强度,使所激发的红、绿、蓝光以红光为30%;绿光为59%和蓝光为11%的比例混合在一起,所得到的混合光就呈现白光。保持三条电子束电流强度的比例不变,而绝对值改变时,即可以变化扫描点的亮度(即图象亮度)。在显象管控制电路中,采用同时改变三个阴极直流电压的办法来实现图象亮度调节。

2. 图象的色调

色调指的是彩色的种类。红、橙、黄、绿、青、蓝和紫就是七种不同的色调。显象管中发射三条电子束的是电子枪中三个独立的阴极,分别称为红阴极、绿阴极、蓝阴极。当然这种称呼完全是从荧光屏上所产生的彩色效果而言的,并非电子束或阴极本身有任何特殊之处。在彩色显象管内荧光屏附近,装有一块选色用的障板——荫罩板(参阅图1)。荫罩板是带有几十万槽形小孔的薄钢板,每一槽孔与一组荧光体对应。当三条电子束通过槽孔并在其中交会后,分别打中对应的荧光体——红束只打中R;绿束只打中G;蓝束只打中B。在整个荧光屏上,处处都是这样。

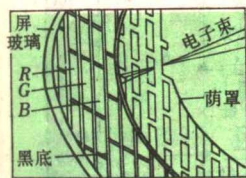
图象色调的产生,可以通过分别改变三个阴极的电位或加入不同幅度的信号电压来实现。例如,当

我们提高绿、蓝阴极的电位使绿束和蓝束都截止,只让红束发射,则荧光屏上出现红色光点。借助扫描,就可得到一幅单色的红色光栅。同理,截止红束和绿束得蓝色光栅;截止红束和蓝束得绿色光栅。上述三种单色光栅的彩色即为显象管三基色。用两种基色混合能得到混合色。红、绿相混得黄。黄是一种混合色。它与蓝相加可得白色,称黄色与蓝色互为补色。很明显,利用三种基色可以混出它们的三种补色黄、青(绿、蓝相混)、品(红、蓝相混)。只要截止三条电子束中的一条,让另外两条同时发射即可产生这三种补色中的某一种。

补色是基色等量相混的结果。如果不用等量混合,则根据参与混合的两种基色光的不同比例,可得各种中间色调。例如,红光与绿光相混合,红光份量较多时,混合光呈黄偏红——橙色;绿光份量较多时,混合光呈黄偏绿——草绿色等等。获得中间色调的方法是改变各阴极之间的电压比例或加入不同幅度的信号电压,藉以形成不同比例得电子束电流,从而激励出各种强度的基色光参与混合,由此而获得各式各样的色调。

3. 图象的色饱和度

色饱和度是指色光被白光冲淡的程度。以色光中含有白光份量的多少来表征色饱和度的大小。不含白光的基色光和它们的补色光具有100%色饱和度。白光的色饱和度为零。可以说,色饱和度表示了颜色的深浅程度。例如:在暗处看起来



R: 红荧光粉条
G: 绿荧光粉条
B: 蓝荧光粉条

图 1

色彩鲜艳的电视图象，一旦移到光亮处，就显得浅淡。这就是由于外界白光冲淡了图象彩色光的色饱和度的缘故。

上述讨论说明：一幅彩色电视图象，实际上是由R、G、B独立产生的三幅基色图象的合成，是这

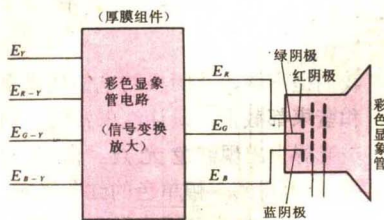


图 2

三幅基色图象在人们头脑中的综合印象。所以，显象管必须输入三个独立的基色信号。

4. 彩色显象管电路

彩色显象管电路用来变换、放大激励显象管的基色信号和调整显象管工作状态的。图2是该电路的原理方块图。这种电路，现在大多做成厚膜组件，即把晶体管、电容、电感组装在一块陶瓷基板上；电阻、

电位器和连接线制作在基板上，形成一个整体，应用十分方便。图3是金星牌彩色电视机用的显象管厚膜组件实样及电原理图。安装时，利用装在基板上面的管座，插在象管尾端。

彩色电视技术中，把被摄物体任一点的彩色，用 E_R 、 E_G 和 E_B 三个基色信号来代表。信号传输时，这三个基色信号又被转换为亮度信号 E_Y 和三个色差信号 E_{R-Y} 、 E_{G-Y} 和 E_{B-Y} ，它们分别代表图象的亮度和色度(色调加饱和度)。彩色电视接收机中将这两种信号在显象管电路内变换后，形成三个基色信号并加以放大，然后分别加给显象管的红阴极、绿阴极和蓝阴极，控制它们的发射电流强度，从而产生各种彩色光点。图象中任何一点的彩色，决定于扫描电子束到达该点时三个阴极的瞬时电压(直流偏压加信号电压)的比例关系。随着信号电压的不断变化，在场行扫描配合下，荧光屏上就显示出具有色彩的电视图象。

二、自会聚彩色显象管

自会聚彩色显象管是指单枪三束一字形阴极荫罩管与精密静态环形自会聚偏转线圈的结合。图4为装好偏转线圈和管颈尾部会聚磁件的自会聚管(管子本身、偏转线圈、会聚磁件三者作为一个整体)。显象

管制造厂已把偏转线圈精确调好，使用者不必再作调整。

1. 自会聚显象管内部构造

自会聚管(以下均仅指管子本身而言)的管颈玻壳内装的是电子枪，其结构如图5。阴极(K)与第一、第二栅极(G_1 、 G_2)构成电子发射部分，其作用是把热阴极发射的电子加速，使之向荧光屏方向飞去。 G_3 是聚焦极； G_4 是加超高压的加速阳极。依靠 G_3 、 G_4 间高达20KV的电位差和特殊设计的电极结构，把飞经期间的三股电子流分别聚焦成细束，打在荧光屏上产生很细的光点。

电子束飞离电子枪时，两条边束(红束和蓝束)大约以 1° 的倾斜角偏向中束(绿束)；在进入偏转磁场后，同时受到场、行偏转力和会聚校正力的作用，使电子行进到荫罩板时，准确地荫罩板槽孔内交会，然后散开，分别打到对应的荧光体上(见图1)。三条电子束在槽孔中的交会，称为会聚。准确地会聚是保证图象质量的重要条件。

2. 色纯度校正

色纯度是指在只有一条电子束扫描时显象管能够产生纯粹单色光栅的能力。例如，只有红束扫描(绿束和蓝束被截止)时，荧光屏上

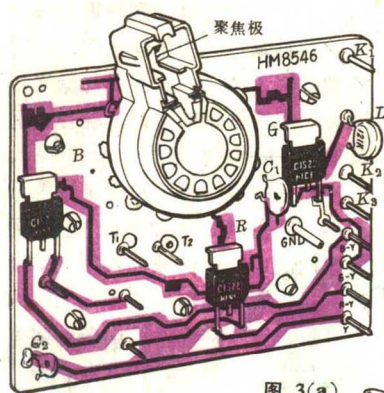


图 3(a)

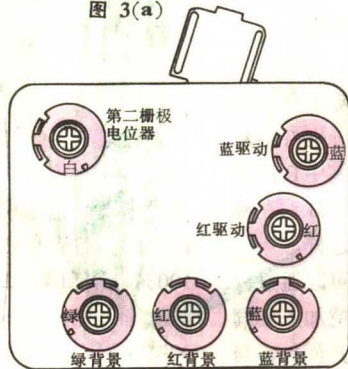


图 3(b)

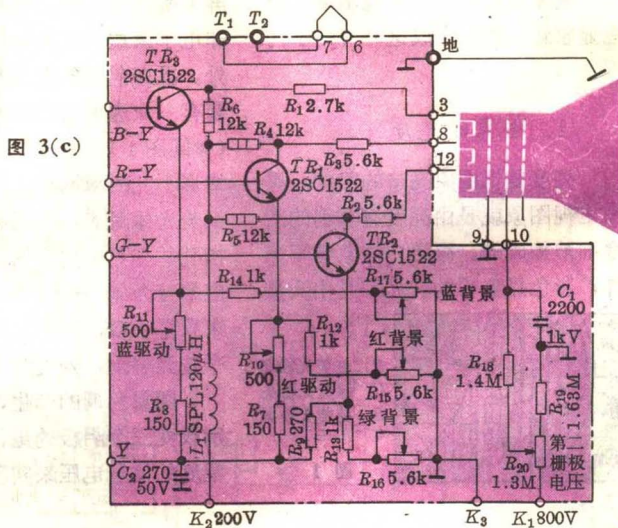


图 3(c)

应出现单色的红色光栅。由于制造上的原因或受到外部杂散磁场的影响，在荧光屏的某些部分往往出现了不同于红色的其它彩色，造成色调改变(即色纯度差)。这是由于电子束在着屏时，全部或部分地误打上旁边的荧光体造成的。故只需略微偏转一点电子束飞行途径，纠正着屏位置的误差，色纯度就会变好。图6是一对色纯校正磁环，它们是有两个磁极的永久磁铁。只要根据管面出现的现象，改变两者之间的夹角或同时绕管颈旋转，就能校正色纯度差的毛病。方法类似于黑白显象管扫描光栅中心的调整。

3. 会聚校正

会聚是要求在整个荧光屏上，三条电子束处处都能准确地打到同一组三色体对应的 R、G、B 上。前提是三条电子束必须准确地荫罩孔内交会。会聚失散的现象称为失聚。失聚时，图象出现彩色镶边现象。例如三条电子束中只有红、绿两束通过一个槽孔，各打中对应的荧光体 R、G，蓝束却从旁边的槽孔通过，打中另一组三色体中的 B。使原来应是一条白线的地方出现黄线旁边镶上蓝线，这就是失聚造成的严重后果。一般来说，荧光屏边角部分的失聚较中间区域严重。

自会聚管除了从本身结构上减少失聚外，配用的偏转线圈既产生行场扫描磁场，还产生会聚校正磁场，对边角部分进行有效的会聚校正，一般称为动会聚校正。荧光屏中心区域的失聚现象，叫静会聚误差。用套装在色纯校正磁环前面的两对静会聚校正磁环来实现静会聚校正。磁环外形和它们的磁场方向，如图7所示。四极磁环用来调整边束红、蓝的会聚，而六极磁环能使中束与边束所生的光栅重合。适当调节这两对磁环，就能获得良好的静会聚。

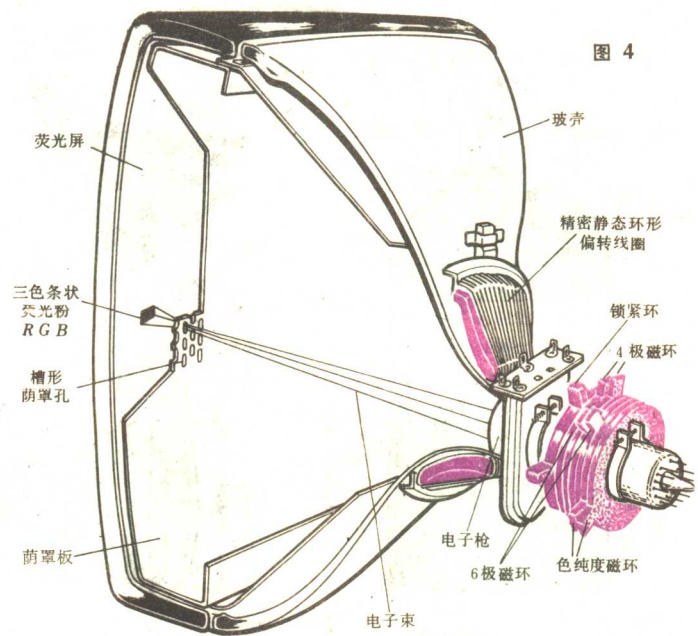


图 4

三、自会聚管的主要技术指标

下面分别介绍国产管彩虹牌14英寸，22英寸和日立牌14英寸，22英寸自会聚管的外形尺寸和主要参数。

1. 彩虹牌 37SX101Z 和日立牌 37EFB22-TC07 的外形尺寸如图8所示。

2. 彩虹牌 56SX101Z 和日立牌 560AVB22-TC03 的外形尺寸如图9所示。

3. 管基、管脚和三个阴极相对位置见图10。

4. 偏转线圈及其接线图见图11。

5. 主要电气参数 ([]内是22英寸管不同于14英寸管的数值。)

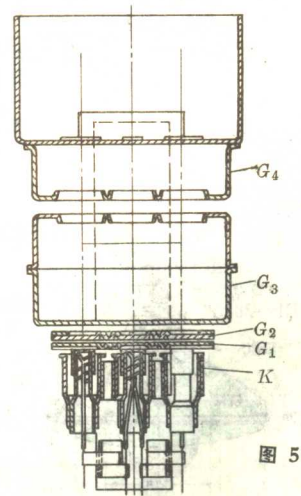
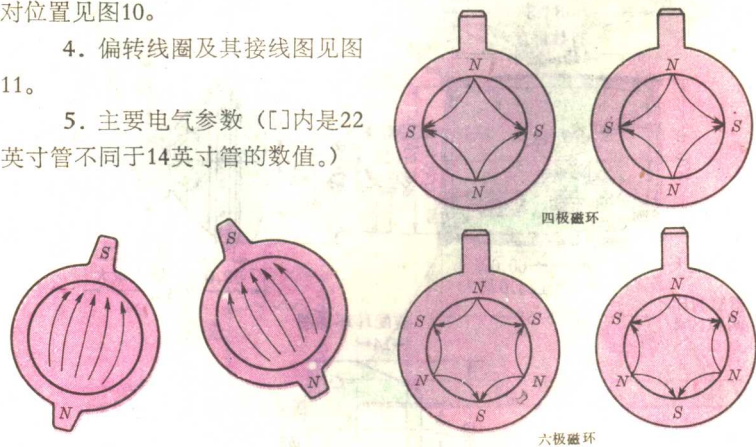


图 5



六极磁环

图 6

图 7

14英寸管外形尺寸

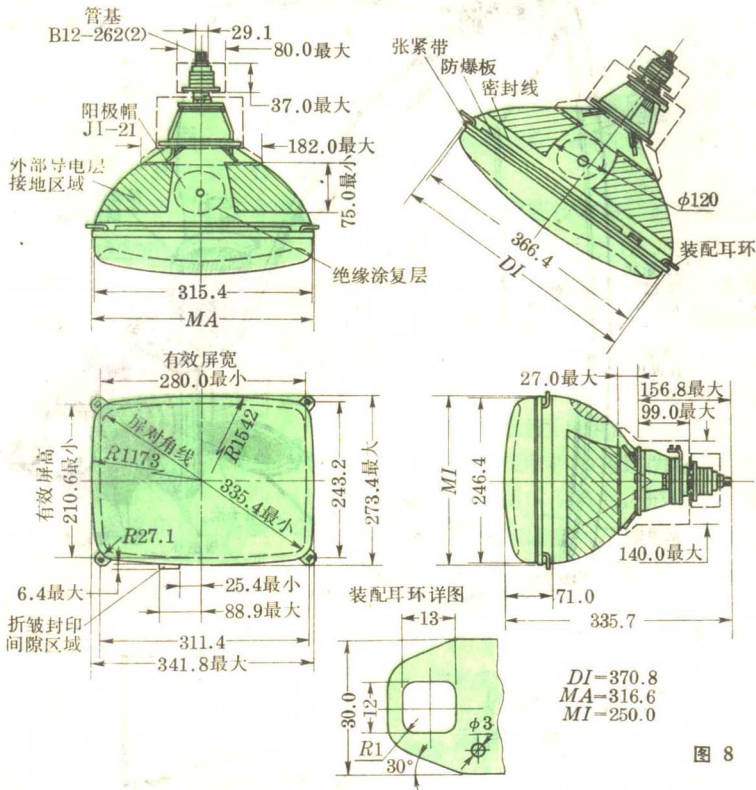


图 8

22英寸管外形尺寸

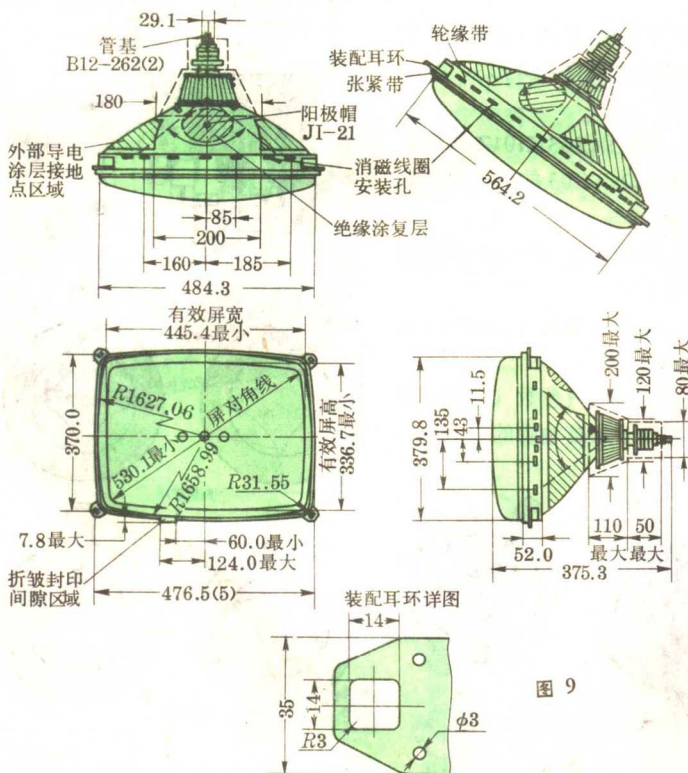


图 9

管基接线编号

1	第三栅极
3	蓝阴极
6、7	热丝
8	红阴极
9	第一栅极
10	第二栅极
12	绿阴极
4、5、11、13	空脚

一般规格

电子枪……单枪三束一字形阴极
 热丝………6.3V, 0.68A
 聚焦方式………静电聚焦
 偏转方式………磁偏转
 会聚方式………自会聚(静会聚用磁环调整)
 偏转角(对角)……约90°[约110°]
 电极间静电容
 第一栅极与其他电极间约15PF
 阴极(三只并联)与其他电极间约15PF
 红、蓝阴极与其他电极间约7PF
 绿阴极与其他全电极间约8PF
 阳极与外部导电石墨涂层最大1400PF[2150PF]; 最小800PF [1550PF]

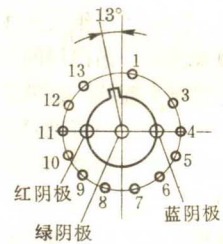


图 10

典型使用值

热丝………6.3V, 0.68A
 预热5.5V
 全阳极电流最大700 μ A[1000 μ A]
 (长时间平均)
 全阳极输入功率最大17.5W[30W]
 阳极电压………22KV[27KV]
 第三栅极电压………4140~4840V
 [5076~5940V](阳极电压的18.8~22%)(最佳聚焦)
 第二栅极电压………460~820V
 (阴极电压160V, 光点刚消失时的)

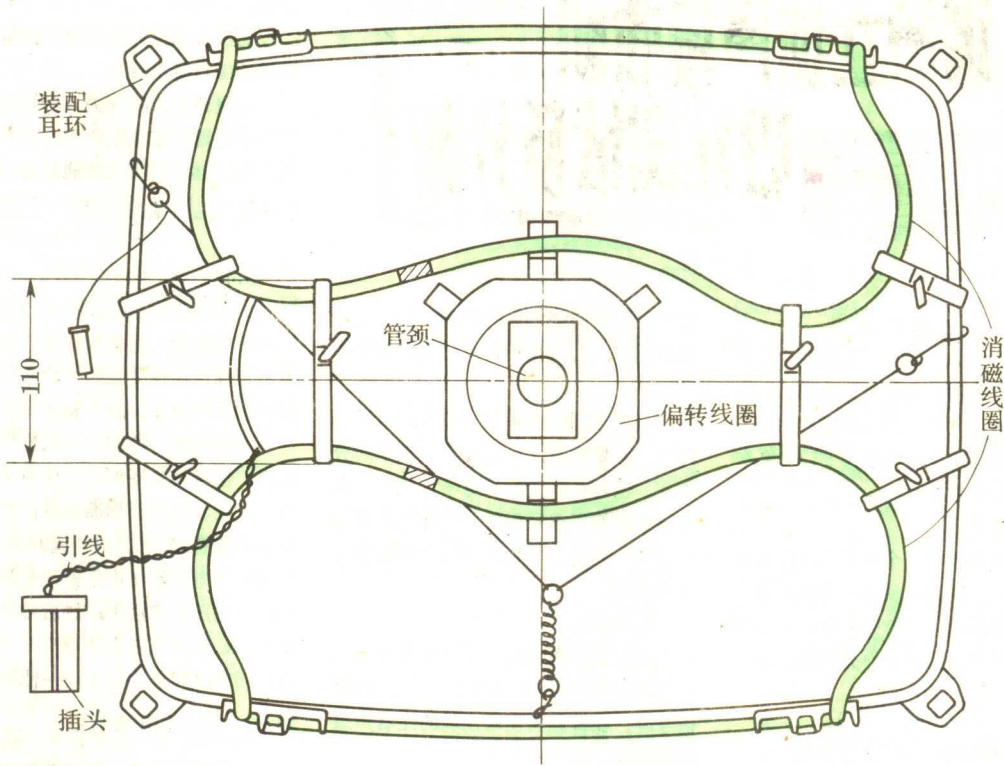


图 13

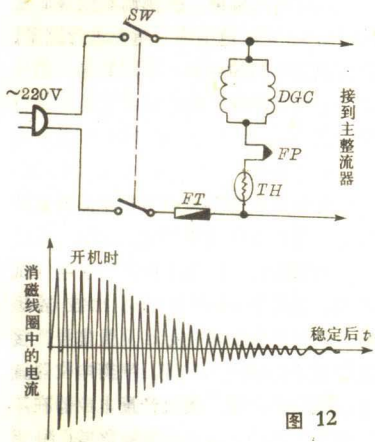


图 12

第二栅极电压)

分辨能力

黑白画面………最小 375 线
 单色画面………最小 375 线

光栅失真

左右枕形………约4% [约7%]
 上下枕形………约1%

偏转线圈

行偏转线圈(并联)
 (下转第22页)

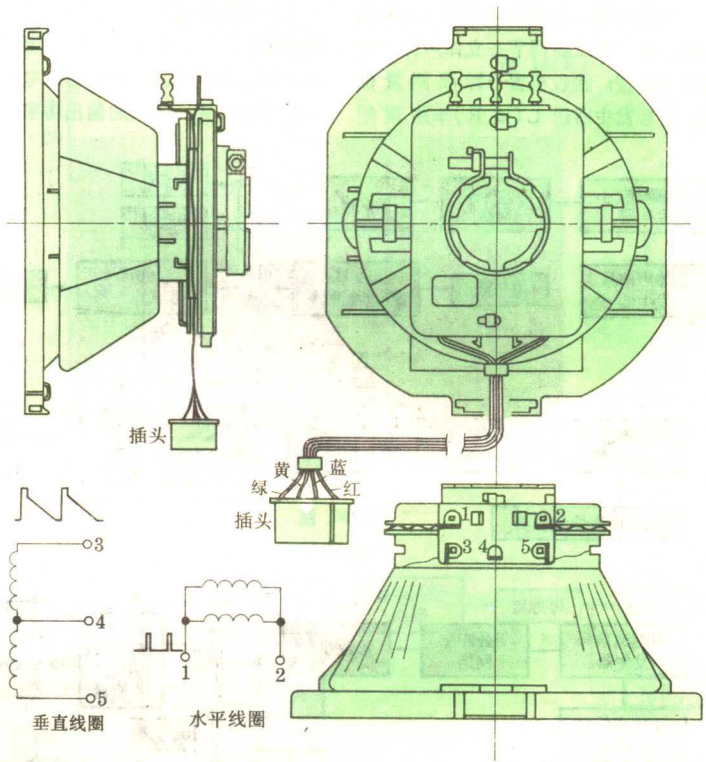


图 11

调频立体声接收机 (下)

性能测试及分析



王恭行

五、立体声效果

双声道立体声效果是依靠两个声道声压的幅度差和相位差来达到的。因此,如果立体声接收机的两个声道产生相互串音和相位误差,必然会引起声象失真,使立体声效果变差。

1. 分离度。

立体声接收机一个声道产生的信号串入到另一个声道,使另一个声道也有串入信号的输出,这就是串音。信号电平与串音电平之比就称作分离度,即

$$S_{分} = 20 \log \frac{U_L}{U_{L'}} \text{ (dB)}$$

($U_{L'}$ 为右声道对左声道的串音电平)

$$S_{分} = 20 \log \frac{U_R}{U_{R'}} \text{ (dB)}$$

($U_{R'}$ 为左声道对右声道的串音电平)

测试方法:按图9所示连接各测试仪表。信号发生器调节在立体声标准测量信号位置;接收机置于标准测量位置。信号发生器送L(或R)单路调制

信号,记下两个声道的输出,按上式计算分离度。L对R和R对L的分离度均要测量。

改变调制频率(100 Hz~10000 Hz),重复测量,可反映各个频率的分离度。也可在改变输入电平或频偏,以及导频频偏下重复测量,这样可分析输入电平,频偏,导频频偏的变化对分离度的影响。

2. 相位差。

相位差是指立体声接收机分别输入立体声调制[(R=L)或(R=-L)]测量信号时,在音频输出端出现的左右声道的相位差。用相位角表示。

按图10所示连接各测试仪表。信号发生器调在立体声标准测量信号位置,接收机置于标准测量位置。从相位计上可直接读出相位差。将调制从L=-R改成L=R,重复测量。必要时,可在不同的调制度、不同的输入电平、不同的音调位置、不同的输出功率上进行

测量。

在没有相位计的情况下测量相位差可采用图11所示接法。

测量方法:将开关S分别置于1,2,3三个位置,在电压表上分别读出 V_1 、 V_2 、 V_3 ,然后用下式即能算得相位差。

$$\phi = \arccos \frac{V_1^2 + V_2^2 - 4V_3^2}{2V_1V_2}$$

3. 同一性。

同一性是反映立体声双声道不对称性的重要指标。它将相位差引起的立体声不对称性用幅度差的方式表达出来,能准确反映立体声的声象效果。

测量方法:按图11所示连接各测试仪表。信号发生器输出立体声标准测量信号,接收机置于标准测量位置,开关S置于位置“3”上。先使调制为L=R,微调平衡电位器使电压表读数最小,记录此时电压表读数 V_3 ,然后将调制改为L=-R,从电压表上读得 V_3' 。则1kHz调制频率时的总立体声同一性因数是:

$$20 \log \frac{V_3}{V_3'} \text{ (用dB表示)}。$$

保持原来频偏,改变调制频率(在200Hz~3kHz范围内),重复进行测量。也可以在不同的频偏,不同的输入信号电平下重复测量,最后对测量结果进行分析。

4. 平衡度。

立体声收音机双声道在不同音量情况下的增益差即为平衡度。

测量方法:按图9所示连接各测试仪表。将两个1000Hz带通滤波器短路。信号发生器输出标准测量信号,接收机置于标准测量位置。平衡电位器置于机械中心位置,测量音量电位器在不同位置时两个声道电压增益之差(测量时如果输出电压过载,可以减小输入信号电平,使输出不过载),测量结果用dB表示。

测量两个声道在不同调制频率下的增益差。测量方法与上述基本相同,不同的是在1000Hz调制时,可先调节平衡电位器,使两路输出相同,然后再改变调制频率,测量两个声道在各个不同调制频率下的电压增益之差。

分离度、相位差、同一性、平衡度四个参数与接收机各级电路均有关。下面,就立体声效果对各级电路的要求作简单分析。

两路低频放大器:通常设计两个声

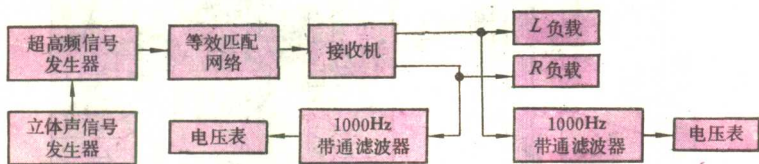


图9

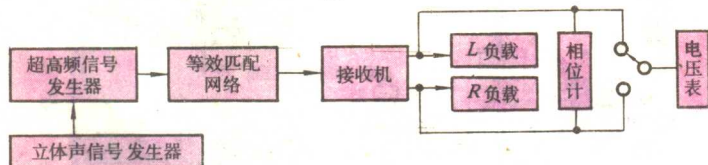


图10

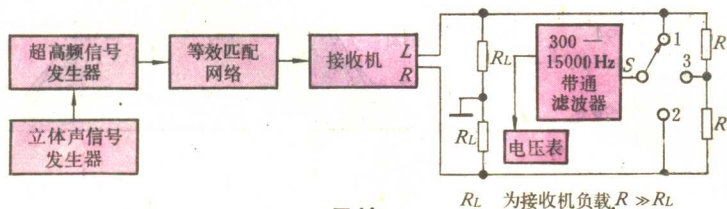


图11

R_L 为接收机负载, $R \gg R_L$

道电路总是完全相同的，但由于元器件误差必然会引起两个声道增益不一致，频响也不一致，这就使平衡度，相位差变差，也就影响了同一性。为此，低放电路应采用低敏感度设计。同时，对关键器件须提出严格的质量要求，譬如要求音量电位器严格同步，否则电路将无法补偿它引起的不平衡。

另外，两路低放间的相互串音起码要大于 55dB，否则会影响整机分离度指标。

解码电路通常采用锁相环 IC，解码电路本身的分离度应达到 45dB 以上。设计时要尽量使输入电平满足 IC 最佳输入电平值(通常为 200mV)，这样分离度最好，相位差最小。

高中放电路及鉴频器应有大于 280 kHz 的带宽，还要有非常好的线性。如果带宽太狭，线性较差，将引起波形失真，破坏原立体声复合调制信号，必然影响解码器工作，使分离度、相位差、同一性变差。

在高级接收机里，常在解码器前后加接相位校正电路，也可适当提高同一性指标。

六、谐波失真

在规定的输入信号和调制频率下，接收机输出的谐波分量与输出总量之比，为谐波失真。

测量方法：按图12所示连接各测试仪表。信号发生器调在标准测量信号位置，但调制度调到 100%，频偏为 75 kHz。接收机置于标准测量位置，即音量电位器调到使收音机有额定功率输出，音调电位器全部在提升位置。改变调制频率，便可测得在各不同调制频率时的总谐波失真。失真用百分比表示。

对于立体声接收机，除要测量一个通道不加调制，另一个通道加调制时的失真，还要测量两个通道同向调制以及两个通道反向调制时的失真。测量结果上须注明测量条件。

除了上述测量外，还应在不同输入

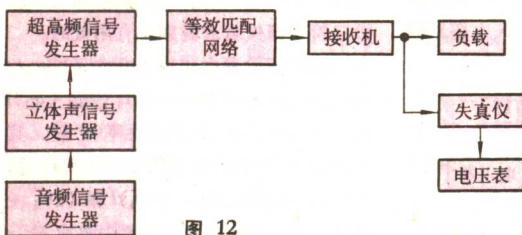


图 12

电平下，尤其是在有限噪声灵敏度时测量失真。

整机的谐波失真实际上是低放、解码鉴频、中放、高频头各级失真的总和。它们之间的关系可用下式表示：

$$S_{失} = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 + S_4^2 + S_5^2}$$

式中 $S_{失}$ 、 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 分别为整机总谐波失真、低放级失真、解码器失真、鉴频级失真、中放级失真和高频头失真。

调频对低放级的失真要求是：低档机小于 3%，高档机小于 1%。解码器失真很小，在使用锁相环解码 IC 时，电路失真小于 0.5%，但须注意送入解码电路的信号电平应为最佳电平(约 200 mV)。鉴频级与中放级是决定调频接收机谐波失真的关键部分，鉴频 S 曲线的线性要好，也就是 S 曲线中间线段要直(图 13 所示的 ab 段要直)。通带要足够宽，为避免失真，至少大于 200kHz，为保证立体声分离度，至少要求大于 280kHz。高频头由于工作在小信号，对谐波失真影响不大，而混频级的非线性将严重影响互调失真，这个问题将在互调失真中介绍。

七、频率响应

频率响应表示接收机频率失真的情况。

测量方法：按图14(A)所示连接各

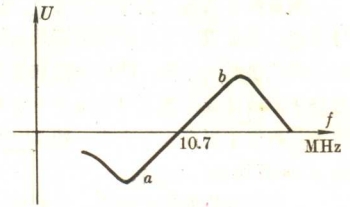


图 13

测试仪表。音频信号须通过预加重网络(50μs)[见图14(B)]对超高频信号发生器调制。测试信号调到标准测量信号，接收机置于标准测量位置。然后改变调制频率(从 50~15000Hz)，分别记录接收机的输出电平，以 1000Hz 时的输出电平作为 0dB，其它各调制频率时的输出电平均对 1000Hz 时的输出电平作比较，用 dB 表示，绘成的曲线就是总频响曲线。

测试时如果提升过大，出现过载现象，可关小音量电位器，在不过载电平下测试。

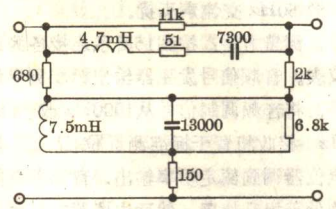


图 14(B)

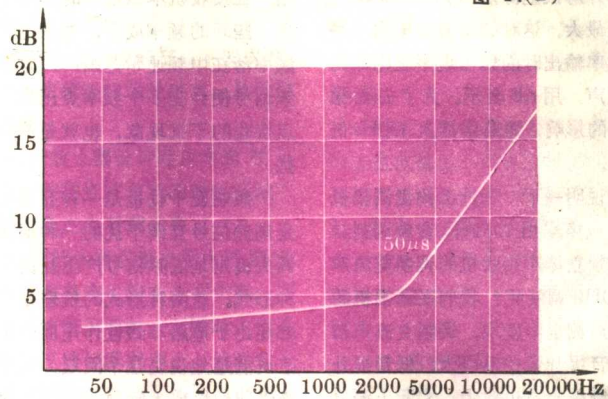


图 14(C)

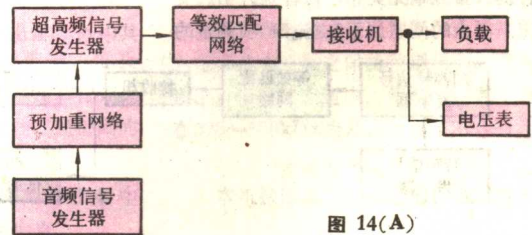


图 14(A)

测量频率响应,也可先测得音频信号不通过预加重网络直接调制高频信号时的接收机频响曲线,然后根据加重曲线修正测试结果,也就是在每一个频率点上,将加重提升量加上去,图14(c)为50μs预加重曲线。

调频接收机的频率响应,主要取决于中放,鉴频曲线的带宽。频响和带宽的关系可由下式表示:

$$B = 2\Delta f + 6F$$

[Δf : 频偏(75kHz);

F : 频响(一般要求15kHz)]

$B = 2 \times 75 + 6 \times 15 = 240\text{kHz}$, 所以只要带宽大于240kHz,就能达到15kHz的(小于3dB)频响特性。由于调频中频率较高(10.7MHz),所以要满足240kHz带宽是容易的,通常单调谐中放能满足240kHz以上的通带,双调谐中放的通带就更宽了。

八、调制交流声

调制交流声是伴生在接收信号上的电源50Hz交流声干扰。

测量方法:按图15所示连接各测试仪表。音频信号发生器输出标准测量信号,将音频调制信号从1000Hz改为80Hz。接收机置于标准测量位置,音量电位器调到额定功率输出,音调电位器均处于提升位置。然后去掉调制,微调信号频率并对换电源插头,使50Hz交流声输出最大。这时的交流声输出电平与额定功率输出时的输出电平之比即为调制交流声,用dB表示。为了去除噪声对测量的影响,电路中接入400Hz低通滤波器。

必须说明一下,为什么测量调幅机的调制交流声采用1000Hz音频调制,而测量调频立体声接收机的调制交流声却要用80Hz调制呢?我们在调幅机的调制交流声测量中发现,调制交流声与低放级低音提升量关系很大,低音提升愈大,调制交流声也愈大。实际上测量调制交流声,是为了分析电源50Hz交流调制到高频回路后引起的干扰,与低音提升量应毫无关系。低音提升引起交流声增大的问题属于“交流声”项测量的

范围。因此,如果把两者混起来,有些设计师就会用减小低音提升量的办法来提高调制交流声指标,真正的调制交流声并未得到改善。为了避免这类不合理设计,就将调制频率改为80Hz,80Hz的有用信号与50Hz的交流声只差30Hz,无论低放级低音提升量多大,电路对两者的提升量决不会相差1dB,从而使调制交流声的测量与低音提升量无关,使测量更准确。

调制交流声的形成,是由于电源变压器和电源线等发射的50Hz交变磁场对本振回路或天线等高频回路线圈的感应作用,使回路频率被50Hz交流调制,该调频波通过鉴频器后,即成为调制交流声。要减小调制交流声必须让电源变压器(包括交流220V电源线)远离高频头。同时,加强电源滤波,合理安排地线,也能提高调制交流声指标。

九、互调失真

当两个(或两个以上)音频信号通过接收机时,由于接收机电路的非线性作用,使接收机的输出信号中,除了原来的两个音频信号外,还产生了新的频率成份,这种现象就称为互调失真,互调失真使接收机的音质变差。

如果有某个频率的载频信号进入接收机,由于接收机变频电路的非线性作用,在接收机本振信号的作用下,会产生一些新的频率成分,如果这些成分的频率落在中频通带范围内,这同一个载频信号便会在多个频率点出现,产生多点接收的干扰现象,也就是假响应干扰。

假响应干扰也是一种互调失真,它是高频信号互调干扰的一种形式。而互调失真则是低频信号产生互调干扰的一种形式。这两种形式的机理是相同的,都是由于电路非线性作用而产生的。为了更清楚地说明这个问题,现用普通三极管非线性放大函数式作简单讨论。普通三极管的输入输出非线性转移特性可以用一个幂级数来表示:

$$e_0 = a_0 + a_1 e_s + a_2 e_s^2 + a_3 e_s^3 + \dots + a_n e_s^n$$

其中 e_0 为输出电压, e_s 为输入电压。设

$$e_s = e_1 + e_2 = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$$

将 e_s 代入 e_0 展开后,各项的输出电压为:

$$a_1 e_s = a_1 (E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)$$

$$a_2 e_s^2 = a_2 (E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^2$$

$$= \frac{a_2}{2} (E_1^2 + E_2^2) + \frac{1}{2} a_2 E_1^2 \cos 2\omega_1 t$$

$$+ \frac{1}{2} a_2 E_2^2 \cos 2\omega_2 t$$

$$+ a_2 E_1 E_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t$$

$$+ a_2 E_1 E_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t$$

$$a_3 e_s^3 = a_3 (E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t)^3$$

$$= \frac{1}{4} a_3 E_1^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} a_3 E_2^3 \cos 3\omega_2 t$$

$$+ \frac{3}{4} a_3 E_1^2 E_2 [\cos(2\omega_1 + \omega_2) t + \cos(2\omega_1 - \omega_2) t]$$

$$+ \frac{3}{4} a_3 E_1 E_2^2 [\cos(2\omega_2 + \omega_1) t + \cos(2\omega_2 - \omega_1) t]$$

$$+ \frac{3}{2} a_3 E_1 \left(\frac{1}{2} E_1^2 + E_2^2 \right) \cos \omega_1 t$$

$$+ \frac{3}{2} a_3 E_2 \left(\frac{1}{2} E_2^2 + E_1^2 \right) \cos \omega_2 t$$

(上面我们略去了四阶项以后的各项)由于我们讨论的是互调失真,所以我们只对上式中的频率成分变化感兴趣(如果讨论的是阻塞干扰,则还将对幅度变化内容感兴趣)。

$a_1 e_s$ 一阶项内没有新的频率成分,它只有 $\omega_1 t$ 和 $\omega_2 t$ 两个频率,所以说一阶项不存在互调失真,也没有谐波失真,完全是线性放大。

$a_2 e_s^2$ 二阶项中有四个新的频率成分: $2\omega_1 t, 2\omega_2 t, (\omega_1 + \omega_2) t, (\omega_1 - \omega_2) t$ 。其中 $2\omega_1 t$ 是 $\omega_1 t$ 的二次谐波, $2\omega_2 t$ 则是 $\omega_2 t$ 的二次谐波,所以这二项是谐波失真分量。如果 $\omega_1 t$ 和 $\omega_2 t$ 是两个音频信号,那么新产生的 $(\omega_1 - \omega_2) t$,必然也是一个音频信号,这就是互调失真信号。而 $(\omega_1 + \omega_2) t$ 如也在音频范围($<15\text{kHz}$)内,那它也是互调失真信号。

假如 $\omega_1 t$ 和 $\omega_2 t$ 是两个高频信号,譬如 $\omega_1 t$ 为本振信号,它比接收信号大一个中频, $\omega_2 t$ 为输入信号,则二阶互调的 $(\omega_1 - \omega_2) t$ 就等于中频频率。所以说二阶互调失真对变频是有好处的。

$a_3 e_s^3$ 三阶项中出现了 $3\omega_1 t$ 和 $3\omega_2 t, (2\omega_1 + \omega_2) t$ 和 $(2\omega_1 - \omega_2) t, (2\omega_2 + \omega_1) t$ 和 $(2\omega_2 - \omega_1) t$ 六个新的频率成分。其中 $3\omega_1 t$ 和 $3\omega_2 t$ 均是三次谐波失真分量。而 $(2\omega_2 + \omega_1) t, (2\omega_2 - \omega_1) t$ 和 $(2\omega_1 + \omega_2) t, (2\omega_1 - \omega_2) t$ 则是互调失真成分。

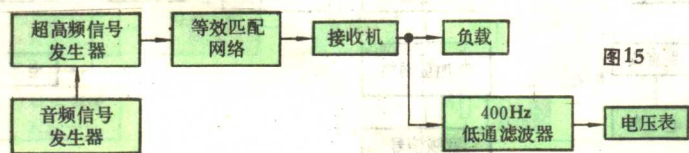


图15

如果 $\omega_1 t$ 和 $\omega_2 t$ 是音频信号, 那么这四
项低于 15kHz 就是互调失真量, 如大
于 15kHz, 可忽略不计。如果 $\omega_1 t$ 和 $\omega_2 t$
是高频信号, 当 $(2\omega_1 - \omega_2)t$ 和 $(2\omega_2 -$
 $\omega_1)t$ 这两项落在中频通带内, 就成为多
点接收的干扰点, 造成假响应干扰, 如
落在中频通带外, 会被衰减掉。

同理, 可求出四阶项, 五阶项……
 n 阶项的谐波分量和互调分量。通常项
次愈高, 幅度愈小, 故四阶项以上一般
可忽略不计。

对于调频波, 如果电路的频率与相
位特性非线性, 同样会出现互调失真。
这种非线性现象是普遍存在的, 如有限
带宽的谐振曲线, 就存在频率与相位的
非线性……

通过上述分析我们知道: 互调干
扰可分为载频互调干扰和音频互调干
扰。载频互调干扰就是假响应干扰。假响应
干扰主要是三阶互调干扰引起的, 其测
量方法已在“假响应抑制”一节中介绍过
了。音频互调干扰也称互调失真, 其干
扰频率必定是:

$$f_x = mf_1 \pm nf_2$$

而互调失真则主要是二阶和三阶项互
调干扰引起的。

1. 单通道互调

测量方法: 按图 16 所示连接各测试
仪表。接收机置于标准测量位置, 信号
发生器调在标准测量信号位置, 但音频
调制信号的频率改为 1kHz 和 1.2kHz。
每一信号的频偏均为 $\pm 33.75\text{kHz}$, 使
总频偏为 67.5kHz (如果是立体声收音
机还需加上导频, 频偏 7.5kHz, 总频
偏为 75kHz)。然后用选频电压表在接
收机输出端测量 200Hz 互调信号以及
其它互调信号的电压, 同时测量任一调
制频率信号的输出电压值, 两者之比,
用 dB 表示, 即为互调失真量。

可在 15kHz 以内, 任取一对相差
200Hz 频率的信号进行重复测量, 也可
在不同调制度, 不同频偏, 不同输入电
平的情况下重复测量, 得出不同测量条
件的互调失真。

2. 立体声接收机通道间的互调

测量方法: 按图 16 所示连接各测试
仪表。接收机置于立体声标准测量位
置, 信号发生器 L 路用 8.7kHz 信号调
制, R 路用 11kHz 信号调制, 频偏均
为 33.75kHz, 导频频偏 7.5kHz, 总
频偏为 75kHz。信号发生器输出立体声

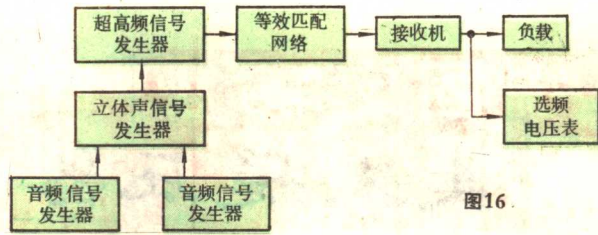


图 16

标准测量信号。然后在接收机输出端,
分别在 L 路和 R 路, 用选频电压表测量
除了 8.7kHz 和 11kHz 以外的互调信
号的电平(如 2.3kHz 等互调信号的电
平)。该电平与标准输出电平之比, 即
为通道间的互调失真, 用 dB 表示。

也可在其它频率组合下进行重复测
量。

我们分析了互调失真的机理, 就不
难了解改进互调失真的方法。

(1) 接收机电路尽可能采用场效应
管(主要用作高放和变频), 这样能大大
改善互调失真。其原因在于场效应管的
转移特性几乎是理想的平方律特性:

$$i_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} [(U_P - U_{GSO})^2 - 2U_S(U_P - U_{GSO}) + U_S^2]$$

式中 I_{DSS} 是 $U_{GSO} = 0$ 时的漏极电
流, U_P 为夹断电压, U_{GSO} 为栅源间偏压,
 U_S 为输入信号电压, i_D 为漏极电
流。

从上式可看出, 对于外加信号电压
 U_S 来说, i_D 只有一次项和二次项, 不
存在三阶以上的互调失真。

(2) 天线和高放级的增益不要太高,
避免使进入变频级的信号过载, 从而产
生互调失真。

(3) 低频放大器设计时应考虑到足
够的动态。使信号在理想的线性区域工
作, 也可避免产生互调失真。

(4) 低频放大器尽量少用大环路负
反馈。否则容易产生瞬态互调失真。因
为当电路反馈很深时, 对瞬时大信号
的输入往往反馈速度跟不上, 这时就呈
现开环放大状态, 一般开环增益很高,
就势必发生瞬态过载现象, 产生瞬态互
调失真。所以应尽量采用无反馈电路,
或每级单独反馈电路, 以代替大环路反
馈电路。

(5) 扩展中频放大器的带宽, 可提
高立体声解码器的分离度, 使串音分量
减小, 这能改善立体声接收机通道间的
互调。

(6) 变频级负载最好采用宽带集中
滤波器, 这样可改善互调失真。

十、自动频率微调特性

自动频率微调也称 AFC, 它反映了
自动控制频率变化的范围。

测量方法: 按图 3 所示连接各测试
仪表。信号发生器和接收机均处在测量
有限噪声灵敏度位置。合上接收机的
AFC 开关, 先向一边偏调信号发生器的
频率, 当接收机输出从基本不变到下跌
3dB 或开始突然下跌, 记下此时信号
发生器的频率。再将信号发生器频率往
另一边偏调, 也调到使接收机输出开始
下跌 3dB 或开始突然下跌, 记下此时
信号发生器的频率。这两个频率相减
值, 就是 AFC 保持范围, 单位用 kHz。

当信号发生器偏调到接收机输出大
大下跌后, 将信号发生器频率朝着正确
调谐的方向变化, 直到接收机输出突然
上升或上升到离标准输出 -3dB 处,
记下该点频率, 然后在另一边, 也从大
失谐开始向正确调谐方向改变频率, 同
样到接收机输出突然上升或上升到离
标准输出 -3dB 处, 记下该点频率, 这
两个频率之差, 即为 AFC 的引入范围,
单位也用 kHz。以上测量结果可用曲线
描述。

AFC 电路是依靠鉴频级在正确调谐
时无直流输出, 而在失谐时会出现有极
性的直流电位的特性控制并接在振荡回
路上的变容二极管的工作偏压, 改变其
本振频率, 达到自动微调频率的目的。
要提高 AFC 性能, 必须注意下面几个问
题:

(1) 鉴频器的两个二极管的特性要
对称。调试时鉴频 S 曲线中线点的直
流电平一定要调整到零电平。否则 AFC
开关合上时, 会出现频率偏移。

(2) 变容二极管接入本振回路的耦
合电容, 如果容量大, 则保持范围及引
入范围也大, 反之保持范围及引入范围
也小。设计时应适中, 使 AFC 控制范围
在 300~500kHz 为好, 过大了不合适。

十一、本机振荡辐射

本机振荡辐射反映了本振电压耦合

(下转第 42 页)

三端固定输出 集成稳压器

张永皓

陈珮

一 概 述

随着集成电路的迅速发展和元器件的小型化,相应地要求电源部分也集成化、小型化、多功能、高可靠性和低成本。集成稳压器正是具有这些优点,因此得到广泛应用。

(1)可靠性高 没有大量的外部焊点,且由于元件集成在一块很小的芯片上,可靠性与一只三极管差不多。

(2)性能好 在集成稳压器内,应用先进的半导体集成技术能容易地制成高增益、低漂移、失调小的比较放大器和温漂小,时漂小,低压,低噪声且稳定

性很高的基准电源。集成稳压器电压、负载和温度稳定性都比较好。

(3)具有较多的保护功能 如限流保护、功率管安全区保护、芯片过热保护、脉冲控制等功能,其中有些功能是分立元件难以制作的。

(4)使用灵活方便 它以器件的形式出现,使用三端式集成稳压器就象使用功率三极管那样方便。

三端集成稳压器一般采用功率三极管封装,如图1-1所示。电流可达1~2A。三端集成稳压器只有三个引出端,分别为:输入端,输出端和接地端。

集成稳压器经历了由小功率多端

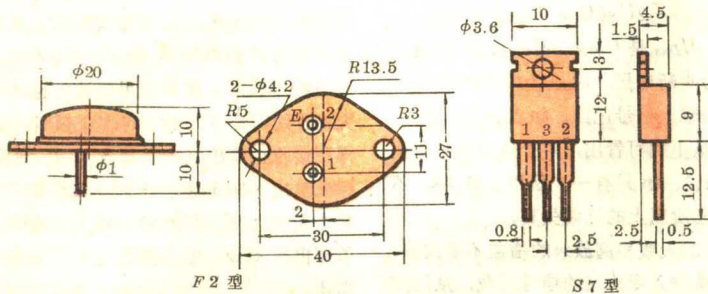


表 1-1

分 类	已集成部分 (0)				产品举例	优点	缺点
	比较 放大器	基准	调整 部分	取样 回路			
1 多端 可调	0	0			μ A 723 WA 724 5G 14 μ PC-141 A LM-105	输出可调 应用范围广	输出电流容量小、外接元件多
2 多端 可调	0	0	0		WB 724 WA 5-WA 8 MC 1461 R MC 1560/1561	适用范围较大、输出电流大	外接元件多、使用不便
3 三端 固定	0	0	0	0	WB 8 \times \times LM 7800 LM 7900 SW 7800 SW 7900 SI-3554 M	使用方便 不用调试 输出电流大 保护功能全	输出不可调
4 三端 可调	0	0	0	0	SW 117 SW 137 LM 117 LM 396	使用方便 电流大 保护功能全	

大功率三端的进展过程。三端集成稳压器又分为固定输出和可调输出两类(见表1-1)。本文先介绍上海无线电七厂生产的三端固定输出集成稳压器SW7800系列(正电源)和SW7900系列(负电源)。它们分别仿制仙童公司 μ A7800和 μ A7900系列产品,与国际上各半导体公司生产的7800和7900系列产品有相同性能指标和封装,能互换使用。

二 三端集成稳压器工作原理

目前,大部分集成稳压器都属于串联型,负载能力较强,输入电压调整率较好。但在低电压输出高电压输入时效率较低,耐负载短路能力较差。图2-1是串联型稳压器原理方块图。其工作原理是:由于某种原因(输入电压变化或负载电流变化)使输出电压变化,如 V_o 下降 ΔV_o , ΔV_o 的一部分由取样回路送到比较放大器与基准电压进行比较放大,然后将放大后的信号送到调整管,使调整管的基极注入电流增大 ΔI_b ,导致调整管的 V_{ce} 减少,从而使输出电压 V_o 增大,达到了稳定输出电压 V_o 的目的。

1-2 SW7800 系列正三端固定输出集成稳压器的工作原理

图2-2是SW7800电原理和结构框图。其稳压原理与一般串联型稳压器类似。

基准电压

一般集成稳压器通常采用温度补偿齐纳二极管来获得基准电压,但是齐纳管噪声较大(尤其在温度高时更大),内阻也大,在单片集成结构里不容易获得低于5V的输出电压。因此,在SW7800中采用能隙式低噪声零温漂基准电压源(见图2-3)。基准电压为:

$$V_{REF} = V_{BE3} + I_{R2} \cdot R_2 \dots \dots (2-1)$$

根据PN结的电流方程, T_1, T_2 管的发射极电流密度 J_1, J_2 分别为:

$$J_1 = J_{S1} e^{\frac{qV_{BE1}}{KT}} \dots \dots (2-2)$$

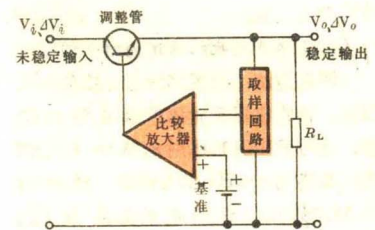


图 2-1

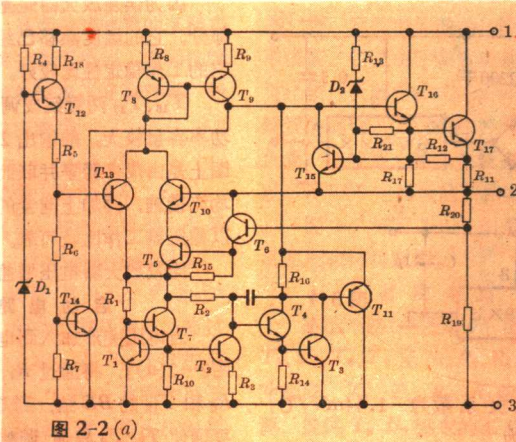
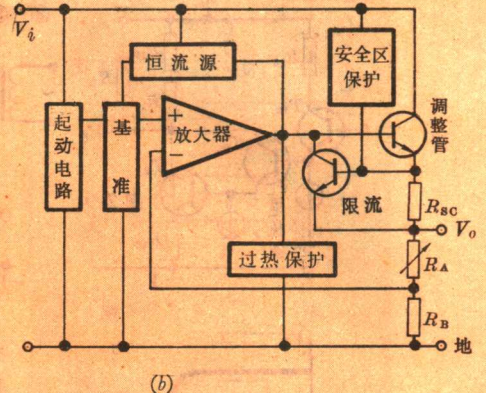


图 2-2 (a)



(b)

$$J_2 = JS_2 e^{\frac{qV_{BE2}}{KT}} \dots\dots\dots(2-3)$$

J_{S1} 、 J_{S2} 分别是 T_1 、 T_2 管的反向饱和和电流密度，由于两管结构相同，故一般情况下可以认为两者相等，但 J_1 、 J_2 不等。从(2-2)，(2-3)式得出：

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{E1}}{J_{E2}}$$

(其中 $J_{E1} = J_1 / JS_1$ ， $J_{E2} = J_2 / JS_2$)

而 $\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = I_{E2} \cdot R_3$ ，因管子 β 较大， R_2 中的电流 I_{R2} 近似等于 I_{E2} ，则

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_3} \frac{KT}{q} \ln \frac{J_{E1}}{J_{E2}} \dots\dots\dots(2-4)$$

基准电压为：

$$V_{REF} = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_3} \frac{KT}{q} \times \ln \frac{J_{E1}}{J_{E2}} \dots\dots\dots(2-5)$$

由于晶体管的发射结电压可近似地表示成*

$$V_{BE} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \times \left(\frac{T}{T_0}\right) \dots\dots\dots(2-6)$$

(V_{g0} 是硅在绝对零度时的能隙电压； V_{BE0} 是 $T = T_0$ 时 V_{BE} 值。)把(2-6)式代入(2-5)式得出基准电压表达式：

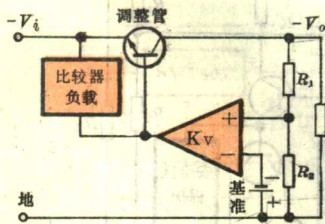


图 2-6

$$V_{REF} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE0} \times \left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{R_2}{R_3} \frac{KT}{q} \times \ln \frac{J_{E1}}{J_{E2}} \dots\dots\dots(2-7)$$

令 $\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = 0$ ，得零温漂条件是：

$$V_{g0} = V_{BE0} + \frac{R_2}{R_3} \frac{KT_0}{q} \ln \frac{J_{E1}}{J_{E2}} \dots\dots\dots(2-8)$$

将(2-8)式代入(2-7)式，得到： $V_{REF} = V_{g0}$ ，即基准电压等于绝对零度时的硅材料外推能隙电压，(因此称之为能隙式零温漂基准电压)。

设 $R_2/R_3 = 10$ ， $J_{E1}/J_{E2} = 10$ ， $T = 300^\circ K$ ， $V_{BE0} = 0.6V$ ，代入(2-8)式得： $V_{REF} = V_{g0} = 0.6V + 600mV = 1.2V$ 。

也就是说只要控制电路元件数值是有可能实现 V_{REF} 接近硅外推禁带电压 $1.205V$ 的低电压基准源的。又由于三极管 EB 结处于正向工作状态，所以是低噪声的。这种低电压基准温度特性如图 2-4 所示。

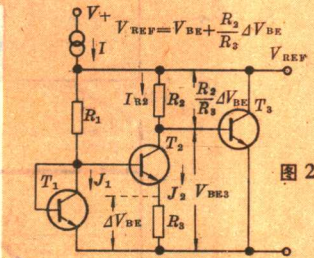


图 2-3

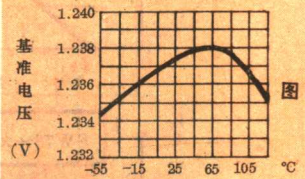


图 2-4

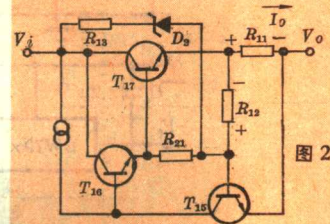


图 2-5

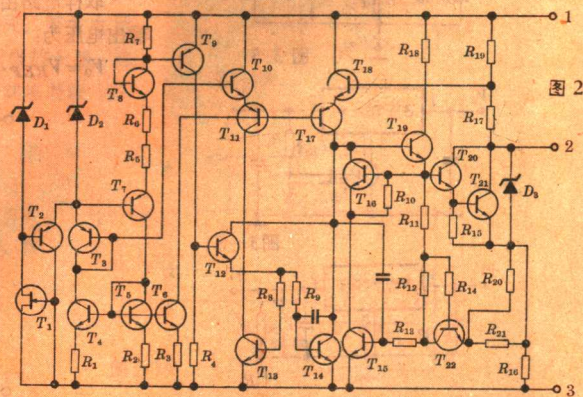


图 2-7

* IEEE. Solid-State Circuits Vol. SC-6 pp.2-7

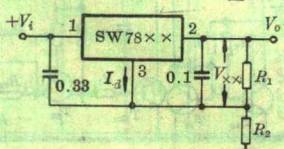
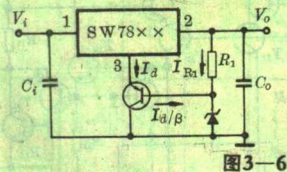
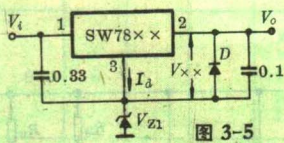
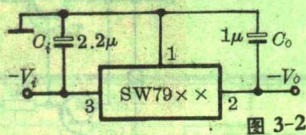
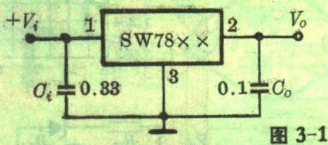
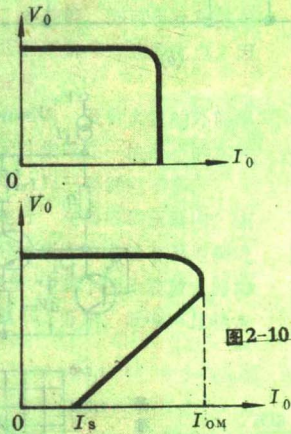
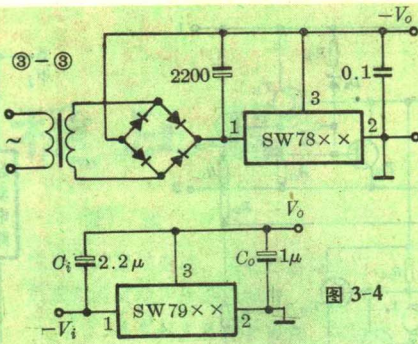
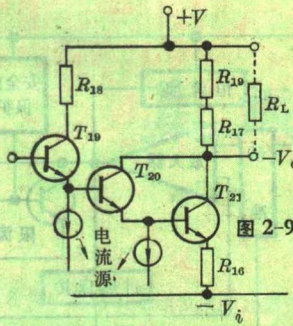


图 3-7

若 V_{BE} 的温度系数为 $-1.44\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，则基准温漂为

$$\partial V_{REF} / \partial T \approx -0.5\text{mV}/^\circ\text{C}$$

在 SW7800 中 $V_{BE0} = 0.7\text{V}$

$R_2/R_3 = 20\text{K}/1\text{K} = 20$, $J_{E1}/J_{E2} = 20$, 当 $T = 300^\circ\text{K}$ 时, $V_{REF} = 4.4\text{V}$ 。

SW7800 的基准不用 1.2V ，而提高到 4.4V ，是为了在确定的输出电压下增加取样比，提高稳压器性能。

比较放大器和调整器

SW7800 的比较放大器由 $T_3, T_4, R_{14}, R_{16}, T_{11}, T_9$ 等元件组成 [见图 2-2 (a)]。 T_3, T_4 接成达林顿结构，有很高的电流放大系数，是主放大级。 T_6 传递比较信号，是射极输出器，对比较放大器起缓冲作用。 T_8, T_9 形成镜像恒流源， T_9 输出阻抗较高，是放大器的有源负载。放大器 T_4 的集电极输出推动了由 T_{16}, T_{17} 组成的调整器。 T_{11} 是电流放大级，它提高了比较放大器的跨导，对减少稳压器的内阻有很大作用。 R_{16} 被 T_{11} 的发射结箝位，形成恒流源，作为比较放大器负载一部分，起到进一步提高比较放大器增益的作用。 R_{11} 是 T_4 射极电阻，起到了稳定 T_4 工作点的作用。

取样电路由 R_{19} 和 R_{20} 组成，稳压器输出电压为：

$$V_0 = V_{REF} \cdot (R_{19} + R_{20}) / R_{19}$$

因为误差放大器是基准电压的组成部分，它的温度漂移已经被补偿，所以它的工作稳定性比较好。

T_{16}, T_{17} 两管组成调整器，设计时功率容量较大，能输出 2A 的电流。版图上是由很多管子并联而成，但都没有均流措施，再加上健全的保护电路，所以稳压器工作比较可靠。

比较放大器电压增益约为 2×10^4 。

启动电路

当电压突然加入到电路输入端 [见图 2-2(a)]，将通过 R_4, T_{12} 的 BE 结、 R_5 和 T_{13} 的 BE 结，到基准回路。 T_{13} 导通使 T_8, T_9 导通、调整管也导通，从而使整个电路建立起正常的工作状态。在电路启动后，为了不使输入电压通过启动管 T_{13} 干扰电路的工作，在电路的设计上作了这样的考虑：即电路正常工作时， T_{13} 截止，并且不随输入电压的变化而破坏该状态。

T_{10} 的作用是隔离输入电压通过偏置电路 R_8, T_8 对输出和基准的影响。

保护电路

SW7800 具有限流保护，调整管安全区保护和芯片过热保护电路。

限流保护和调整管安全区保护线路 (见图 2-5)。由 $R_{15}, D_2, R_{12}, R_{11}, R_{21}$ 和 T_{15} 组成。在输入端与保护管基极之间加箝位二极管 D_2 ，选取适当的击穿电压，使 D_2 在正常工作时满足 $V_{D2} > V_i - (V_0 + V_{BE15})$ ，即 D_2 不通。当有输出电流时， T_{17} 的电流在 R_{11} 上产生一压降，其方向与 R_{12} 上压降相同，共同作用于 T_{15} 的 BE 结。在正常工作时， $(V_{R12} + I_0 R_{11}) < V_{BE15}$ ，即保护管 T_{15} 不工作，而整个稳压器能正常工作。 V_{R12} 可以使 T_{15} 有一预置偏压，以提高控制灵敏度，这样可减小 R_{11} 的数值，从而减少在 R_{11} 上的功耗。当输出电流增加到 $V_{R12} + R_{11} \cdot I_0 \geq V_{BE15} (\approx 0.7\text{V})$ 时， T_{15} 导通，

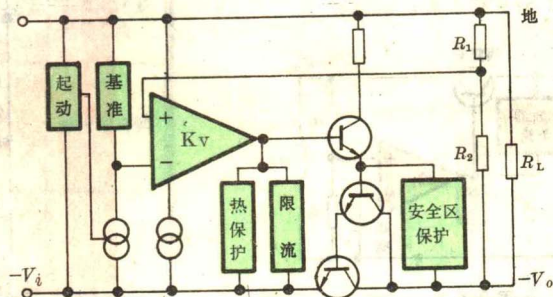


图 2-8

保护线路动作。 T_{15} 导通后夺取了恒流源一部分电流，从而使调整管的基极电流不会由于继续过载而增加，使调整管的输出电流在过载情况下受到限制。最大的受限制的电流满足

$$I_{0M} = (V_{BE15} - V_{R12}) / R_{11}$$

在 SW7800 中大约为 2A。

在一般情况下，输出过载时，先是 R_{11} 起限流作用，如果过载继续加重，输出电压下跌到使 $V_i - V_o - V_{BE15} > V_{D2}$ ， D_2 导通，将有电流从输入端流过 R_{13} 、 D_2 、 R_{12} 到输出端，在 R_{12} 上产生一附加压降，使 V_{R12} 与 V_{R11} 共同作用于保护管 T_{15} 的发射结。输入输出压差越大，流过 R_{12} 的电流越大，保护管导通得越利害，输出电流就越少，形成所谓减流型保护。这样调整管的工作点被限制在安全区之内。

过热保护电路由 R_7 及 T_{14} 管组成。 T_{14} 管的集电极接在调整管 T_{16} 的基极， T_{14} 的基极电位由启动电路 R_5 、 R_6 和 R_7 固定在 0.5V 左右。在温度较低时， T_{14} 管不导通，不影响稳压器的正常工作。 R_7 具有正的温度系数， T_{14} 管发射结具有负的温度系数，它们作为温度的检测元件而靠近调整管。温度升高时， R_7 阻值增加，其压降增大，而 T_{14} 导通的发射结电压将降低。当温度到达临界温度时 T_{14} 导通，使稳压器输出电流减少，从而减少芯片功耗，使芯片的温度限于安全的温度之内，达到过热保护的目。

在稳压器出现故障时，上述三种保护是互相关联的。如输出短路引起过流的同时，也必然使调整管的压降增大，并可能进入安全区保护状态，同时也因过热引起热过载保护电路动作。

2-2 SW7900 系列负三端固定输出集成稳压器的的工作原理

由于它与正三端固定输出集成稳压器有许多类似地方，故仅作简要介绍。

SW7900 属于集电极输出型稳压电

路(见图 2-6)。调整管处于共射工作状态，有一定的电压增益，所以电压调整率较高。往往由于调整管基极电流方向与比较放大器输出电流方向一致，使调整管的高输入阻抗成为比较放大器的负载，比较放大器就有较高的增益。所以 SW7900 电路性能指标比较高。

图 2-7 与图 2-8 分别是 SW7900 的电原理和结构框图。

基准电路

基准电路(见图 2-7)由 D_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_7 、 T_8 、 T_9 及 R_1 、 R_2 、 R_6 、 R_6 、 R_7 等元件构成。 T_4 、 T_5 、 R_1 、 R_2 组成比例恒流源，提供 T_3 D_2 恒定的工作电流。 D_2 是齐纳二极管，它给 T_7 基极提供固定偏压，因而 T_7 的集电极输出一固定电流提供给 T_5 作为工作电流。各管子的发射极接有电阻，由于这种负反馈作用以及整个电路处于自偏置状态，所以工作电流十分稳定。

通过分析计算， $V_{REF} \approx 3.4V$ 。

比较放大电路

比较放大器(见图 2-7)由二级组成，第一级由 T_{10} 、 T_{18} 、 T_{11} 、 T_{17} 、 T_{13} 、 T_{14} 、 R_8 、 R_9 、 T_6 以及基准电压组成。它是线性电路中比较典型的互补差分放大器。输入管 T_{18} T_{10} 是射极跟随器，它们驱动由 PNP 管 T_{11} 和 T_{17} 组成的共基差分对的射极。 T_{10} 、 T_{11} 及 T_{18} 、 T_{17} 分别组成共基 PNP 管。 T_{13} 、 T_{14} 则作为 T_{11} T_{17} 的有源负载，并且把差模输入转换成单端输出。 R_8 、 R_9 插入 T_{13} 、 T_{14} 的基极，可使镜像恒流源电流更为平衡。互补差分放大器的偏置电流是由恒流源 T_6 提供，相当于复合管的基极交流接地。 T_6 集电极电流由 T_7 的电流和 R_2 、 R_3 之比决定。

比较放大器的第二级由复合管 T_{20} 、 T_{21} 构成的调整管电路组成，等效电路如图 2-13 所示。它是共射极放大器，在负载 R_L 比较小的情况下其增益较小。

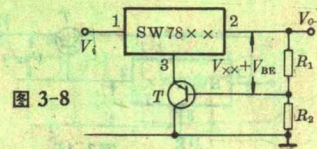


图 3-8

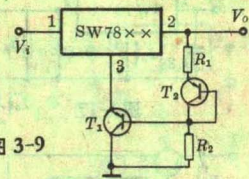


图 3-9

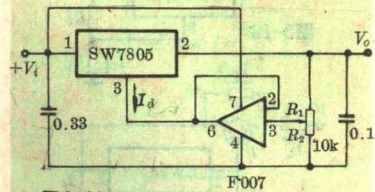


图 3-10

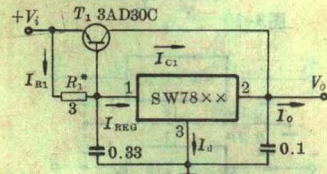


图 3-12

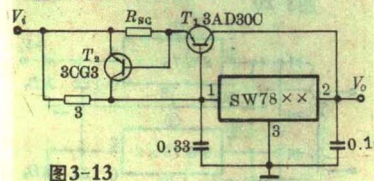


图 3-13

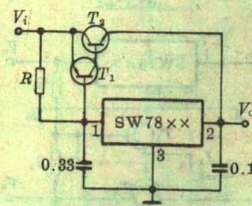


图 3-15

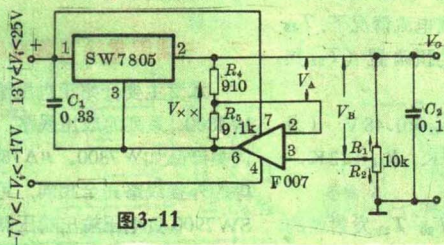


图 3-11

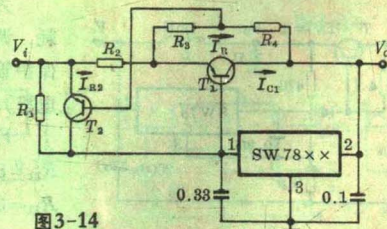


图 3-14

启动电路

由于两级放大器是直接耦合的，前级提供后级直流偏置，在开机时必须前级先导通，后级才能工作。而互补差分的导通，有赖于恒流管 T_6 导通，而 T_6 管的导通有赖于 T_5 和 T_7 先导通。所以在开机时，电流通路是 $R_7 \rightarrow T_8 \rightarrow R_6$ 、 $R_6 \rightarrow T_7$ 发射结 $\rightarrow T_2 \rightarrow T_1$ 。同时， D_1 、 T_1 通路也有电流流通。由于 T_7 的导通使整个电路建立起正常工作状态。 T_4 的导通使 D_2 所建立的电压提供 T_7 确定的偏置，因此 T_7 是一恒流源，使二极管 T_5 在恒定电流下工作，以提供 T_4 、 T_6 的偏置。 D_2 是在 T_4 的恒定电流下工作，所以整个电路的恒流偏置是很稳定的。

D_1 、 D_2 有相同结构和击穿电压。所以在启动后， T_2 的发射极和基极有相同的电位，因此 T_2 将自动地截止掉，这样输入电压就不会干扰基准电路和放大器的工作。由于 T_1 是场效应管恒流源，其电流不随输入电压的变化而变化，对稳压器的扩展使用影响不大。

保护电路

SW7900 的保护电路有芯片过热保护、限流保护和调整管安全区保护。

限流保护由 R_{10} 、 R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{16} 、 T_{15} 、 T_{16} 、 T_{22} 等元件构成。电流取样信号从 R_{16} 取出，作用于 T_{22} 及 T_{15} 发射极之间。当调整管电流增大时， T_{15} 发射极电位将下降，当电流超过 1.5A， T_{15} 开始导通， T_{15} 的集电极电流先通过 R_{10} 把 T_{19} 的发射极电流分流，使调整管的驱动电流减小，调整管的输出电流得到限制。 T_{16} 管的作用是使限流过程分成二步：当 R_{10} 上的压降不足以使 T_{16} 导通时， T_{15} 的集电极电流只控制 T_{20} 的基极；当输出过载比较大时， R_{10} 上压降使 T_{16} 导通，从而直接控制前一级 T_{19} 的基极电流。如果把 T_{16} 的集电极直接接在 T_{19} 的基极上，保护作用就过于灵敏，限流点拐弯处将不稳定。限流保护特性如图 2-10 所示。

为了减小电流取样电阻 R_{16} 的功耗，调整管在没有负载电流情况下， T_{15} 保护管就设置了固定的预偏置 (T_{22} 集电极) 电压 V_{C22} 。

$V_{C22} = V_{R21} + V_{CE22} \approx 0.48V$ (当 $R_{11} = 8.2K$ ， $R_{12} = 2.7K$ ， $R_{14} = 12K$ ， $R_{21} = 0.1K$ 时)。

该预偏置电压在 T_{20} T_{21} 发射结的箝位下比较固定。 T_{22} 的设置有如下作

用：如果 T_{22} 集射间短接，则 T_{15} 的基极电流流过 R_{11} 、 R_{12} 使预偏置电压下降，保护作用将推迟。 T_{22} 加入后，保护作用发生时， R_{11} 上压降增加，将使 T_{22} 导通减少， R_{12} 上电流减少， V_{C22} 上升，这样就补偿了 R_{11} 上的电压增加，保持了 T_{15} 预偏置的固定。 T_{22} 对 T_{15} 还有温度补偿作用，使限流值不因温度变化而减少。

D_3 、 R_{20} 、 R_{21} 构成调整管安全区保护。当调整管的 V_{CE} 大于 V_{D3} 时， D_3 的电流在 R_{21} 上产生一个附加压降，这个附加压降与 R_{16} 上的调整管电流取样电压是同相的，它们共同作用于保护管 T_{15} ，使限流作用提前。换句话说，被限制的电流数值将减少，并与调整管的 V_{CE} 有关 (D_3 导通后)。调整管的 V_{CE} 越大，限流作用发生时被限制的电流数值就越小，形成所谓减流型的保护特性，如图 2-11 所示。

D_3 、 R_{21} 的选取使调整管的工作点在过载或短路的情况都限制在安全区之内。SW7900 短路电流不大于 0.5A。

过热保护电路由 R_7 、 T_9 、 R_4 、 T_{12} 、 T_{13} 等元件构成。扩散电阻具有正的温度特性，三极管的发射结具有负的温度系数，当芯片温度上升时， R_7 阻值增加，则 V_{R7} 也增加，而 T_9 导通的发射结电压却下降， T_9 电流增加。由于 R_4 的阻值也随温度上升，所以 R_4 上压降上升得很快。 T_9 管起放大作用，把 R_7 上变化电压放大来推动 T_{12} 。温度上升的同时， T_{13} 发射结电压也变小，并且由于 T_{13} 发射结的负温漂使 T_{12} 发射极电位下降。这样，当温度到达某一值时， T_{12} 便导通，直接控制了 T_{19} 的基极，使调整管电流减少，芯片的温度不继续上升。在常温下 T_{12} 是有一定的预偏置电压，但不足以导通，对稳压器正常工作无影响。SW7900 的热保护使用了三个 BE 结正向压降和两只电阻作为过热检测元件，并有放大作用，过热保护特别灵敏可靠。

三 三端固定输出集成稳压器应用

本文主要介绍正电压输出稳压器 W7800 系列的应用线路，它与国内外同类产品如 W7800、 $\mu A7800$ 、LM7800 等的外接线路完全相同，可互换使用。SW7900 负电压输出稳压器应用线路与 W7800 是完全类似的，这里只给出其

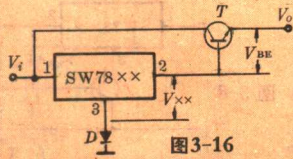


图3-16

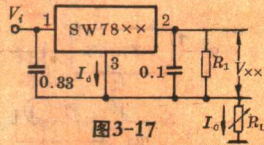


图3-17

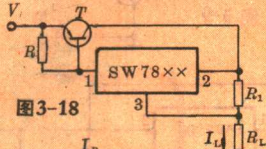


图3-18

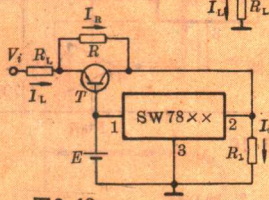


图3-19

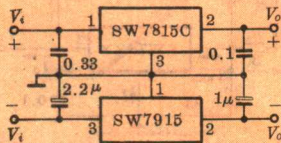


图3-20

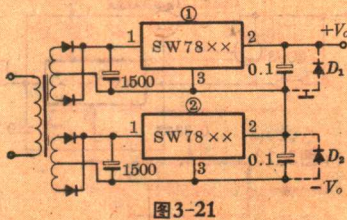


图3-21

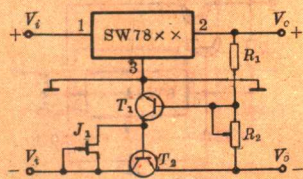


图3-22

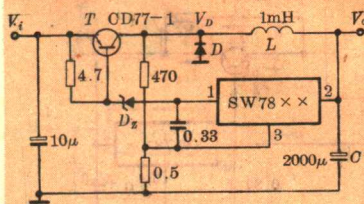


图3-23