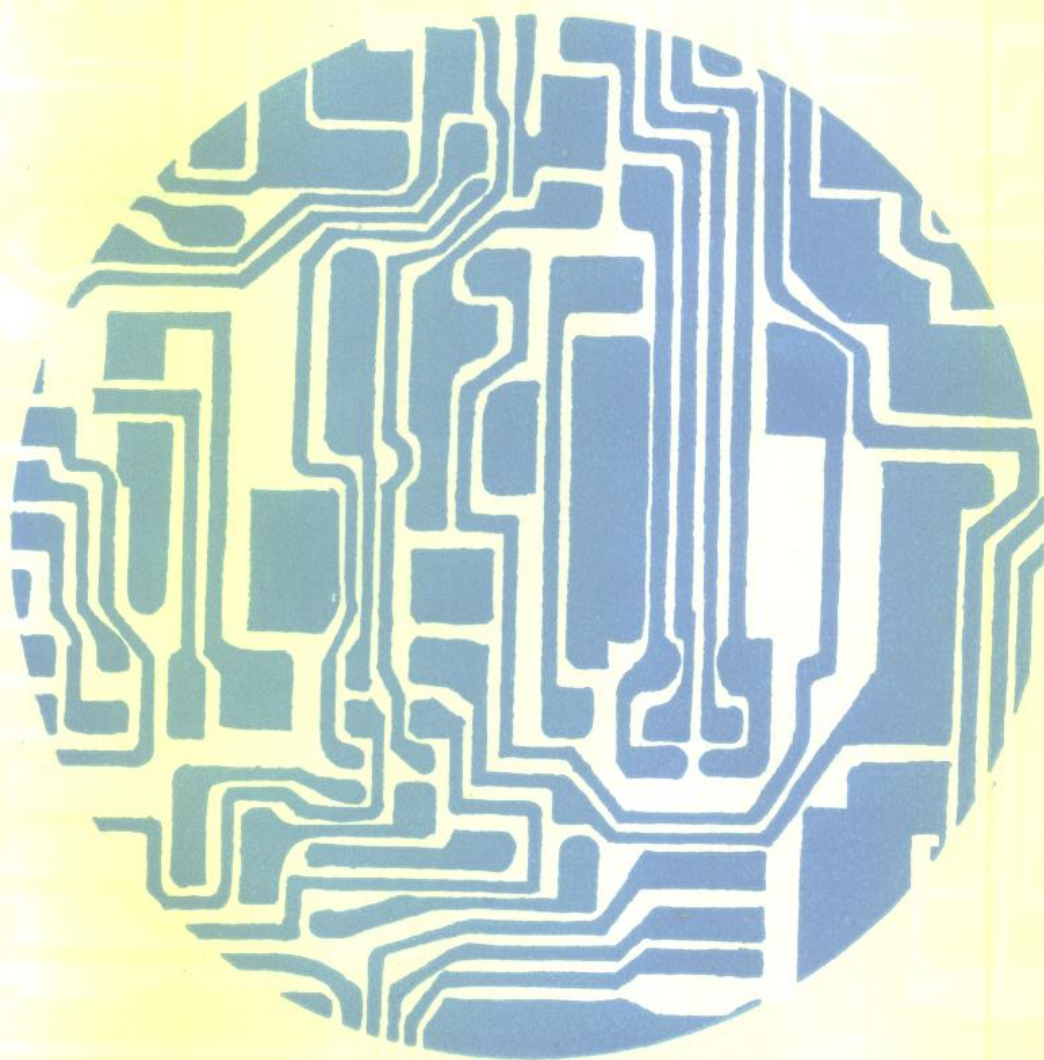


彩电专用集成电路

M_{μ} 电路分析

高文焕 著



電子工業出版社

内 容 简 介

M51354AP 和 $\mu\text{PC}1403/1423$ (简称 M μ 两片) 是近年来彩色电视机专用集成电路中集成度高, 功能齐全, 性能优良的新型电路之一, 在许多机芯中得到了广泛的应用, 已被列为我国彩色电视机的优选电路。

本书分为两部分: 第一章介绍了 M51354AP 集成电路, 包括它的主要特点、图像中频通道、AGC 电路、AFT 电路及伴音通道等。第二章介绍了 $\mu\text{PC}1403/1423$ 集成电路, 包括电路的特点, 视频放大通道、色度通道、行场扫描电路、同步脉冲形成电路及 $\mu\text{PC}1423$ 用于 NTSC 制等内容。在附录中介绍了场输出集成电路 LA7830。

书中每一章节都附有详细电路图, 对电路的介绍采用定性分析和定量计算相结合的方式, 易于理解和掌握。由于大部分电路都经过电子计算机进行了定量的分析计算, 因此对原理的分析和定量计算的数据准确可靠。

本书适合于从事彩色电视机生产、科研的有关技术人员, 维修人员及电视专业师生阅读, 亦可作为有关工厂进行技术培训的参考教材, 对业余爱好者也有一定的参考价值。

彩电专用集成电路 M μ 电路分析

高文焕

责任编辑: 张荣琴

*

电子工业出版社出版 (北京海淀区万寿路)

电子工业出版社发行 各地新华书店经销

北京李史山胶印厂印刷

*

开本: 787 $\times$ 1092 毫米 1/16 印张: 7.25 插页: 2 字数: 183 千字

1989 年 10 月第一版 1989 年 10 月第一次印刷

印数: 1—10, 100 册 定价: 2.90 元

ISBN7-5053-0648-0/TN·241

前 言

M51354AP 和 μ PC1403/1423 两片集成电路（简称 $M\mu$ 两片）分别是日本三菱公司和 NEC 公司 1983 年推出的较先进的彩色电视机专用集成电路。这两片集成电路设计先进、性能优良、功能完整，具有 80 年代的先进水平。它所需的外围电路简单、元件数目少，因而整机可靠性高、造价低，相比之下具有较高的经济效益，被我国有关部门列为彩色电视机专用优选电路。到目前为止，已有若干电视机厂使用这两片集成电路生产了大量优质彩色电视机，积累了丰富的生产经验。可以预料，随着我国彩色电视机国产化（包括这两片集成电路的国产化）程度的提高，使用 $M\mu$ 两片集成电路生产彩色电视机的厂家及其产量将会有大幅度的上升，并会逐渐取代目前市场上出售的四片、五片或六片彩色电视机。

目前，有关 $M\mu$ 两片集成电路的资料甚少，给有关工厂、科研及维修等部门带来了相当大的困难，也不利于彩色电视机的国产化和对这两片集成电路的进一步开发。因此迫切需要有专著来分析这两片集成电路。这也就是编写这本小册子的目的。希望它能对提高我国彩色电视机的产品质量、增加品种，加速彩色电视机的国产化进程有所贡献。

为了满足不同读者的需要，本书对 $M\mu$ 两片集成电路的各部分进行了详细的分析和论述，力求以文配图，按图论理，达到把新技术介绍清楚的目的。对电路各部分的介绍一般包括内部电路框图，内部电路原理图及典型的外围电路三部分内容。为了准确无误，我们使用电子计算机辅助设计（CAD）这个先进手段对 $M\mu$ 两片集成电路中的大部分电路进行了分析计算。在电路分析中采用了定性分析和定量计算相结合的方式，使读者易于理解和掌握，这是本书的一个突出的特点。

为了便于叙述，本书常用 V_{B1} 表示三极管 $BG1$ 的基极电位，用 I_{C1} 表示 $BG1$ 的集电极电流等，余类推。

在本书编写过程中，清华大学无线电电子系的张岳、诸昌清、杨明杰等同志协助完成、了许多工作。“引进三洋技术联合体”办事处主任焦俊民同志给予很大的帮助和支持，作者在此表示衷心的感谢。

限于水平，书中难免有不妥之处，敬请读者批评指正。

作者

一九八八年一月

于清华大学

目 录

第一章 图像及伴音信号处理集成电路 M51354AP	1
第一节 概述	1
第二节 图像中频通道	3
一、图像中频放大器	3
二、图像视频检波及预视放电路	8
三、噪声抑制电路	12
第三节 AGC 电路	14
一、中放 AGC 电路	14
二、AGC 噪声抑制及 AGC 锁定保护电路	15
三、高放 AGC 延迟放大电路	16
第四节 AFT 电路	18
第五节 伴音通道	22
一、伴音检波电路	22
二、伴音中频限幅放大器	23
三、伴音鉴频电路	25
四、电子衰减器 (ATT) 及音频激励放大器	26
第二章 视频放大色度解码及行场扫描集成电路 μPC1403 / 1423	29
第一节 概述	29
第二节 视频放大通道	30
一、直流箝位与对比度控制电路	30
二、图像加工及亮度控制电路	33
三、行场消隐及白峰值限幅电路	36
第三节 色度通道	37
一、色度放大器及色信号与色同步信号分离电路	37
二、色度信号的同步解调电路	43
三、自动色饱和度控制 (ACC) 及自动消色 (ACK) 电路	50
四、色副载波振荡器	54
五、自动相位控制 (APC) 电路	58
第四节 行场扫描电路	63
一、同步分离电路	63
二、行振荡电路	67
三、AFC-1 及 HKM 电路	69
四、AFC-2 及行驱动电路	73
五、行-场分频及场同步电路	77
六、场激励电路	78
第五节 同步选通脉冲形成电路	80
一、行逆程脉冲	80
二、“增益置定”脉冲	80
三、行同步脉冲	80

四、色同步选通脉冲	81
第六节 μ PC1423 集成电路用于 NTSC 制	82
一、色度信号的同步解调	82
二、ACC 与 ACK 电路	83
三、行、场扫描电路	84
附录 2-1 场输出集成电路 LA7830	85
附录 2-2 三洋彩电 83P 机芯的自动亮度限制 (ABL) 电路	89
附录 2-3 μ PC1423 集成电路中的 I ² L 电路	92

第一章 图像及伴音信号处理

集成电路 M51354AP

第一节 概述

M51354AP 是日本三菱公司一九八三年推出的图像及伴音信号处理集成电路。它包含有图像中放、视频检波及预视放、噪声抑制、AFT、中放及高放 AGC、伴音中频检波、伴音中放与鉴频电子衰减器 ATT 及音频激励放大等电路。它是近年来彩色电视机专用集成电路中集成度较高，功能较完整的新型电路之一，因而获得了广泛的应用。

M51354AP 采用双列直插式塑料封装，有 30 个管脚，管脚间距为 2.54 毫米。片内含有 506 个元件，其中晶体管 183 只，二极管 45 只，电阻 263 只，电容 15 只，属于大规模集成电路。

图 1.1.1 画出了 M51354AP 的内部电路框图及其典型的外围电路。表 1 给出了各引脚的功能及典型的直流工作点。

表 1 管脚功能及典型的直流工作点

序号	功 能	直流工作点	序号	功 能	直流工作点
1	高放 AGC 延迟	4.5V	16	负反馈旁路电容	2.9V
2	中放 AGC 滤波	4.7V	17	伴音输出	5.7V
3	中放 AGC 滤波	4.7V	18	伴音中频输入	2.1V
4	图像中放电源	12.4V	19	旁路电容	2.0V
5	AGC 锁定保护	0V	20	伴音中频输出	5.6V
6	地	0V	21	去加重电容	7.9V
7	旁路电容	4V	22	伴音陷波	
8	图像中频输入	4V	23	伴音陷波	
9	图像中频输入	4V	24	AFT 电压输出	6.1V
10	旁路电容	4V	25	AFT 鉴相回路	3.6V
11	地	0V	26	图像中频回路	6V
12	电子音量控制	0.7V	27	图像中频回路	6V
13	伴音中放电源	12.4V	28	AFT 鉴相	3.6V
14	鉴频回路	3.9V	29	视频输出	5.1V
15	鉴频回路	3.9V	30	高放 AGC 输出	6.1V

M51354AP 有如下特点：

1. 图像中频放大器由三级直接耦合差分放大器组成，直流闭环，交流开环，因而直流工作点稳定，增益高。

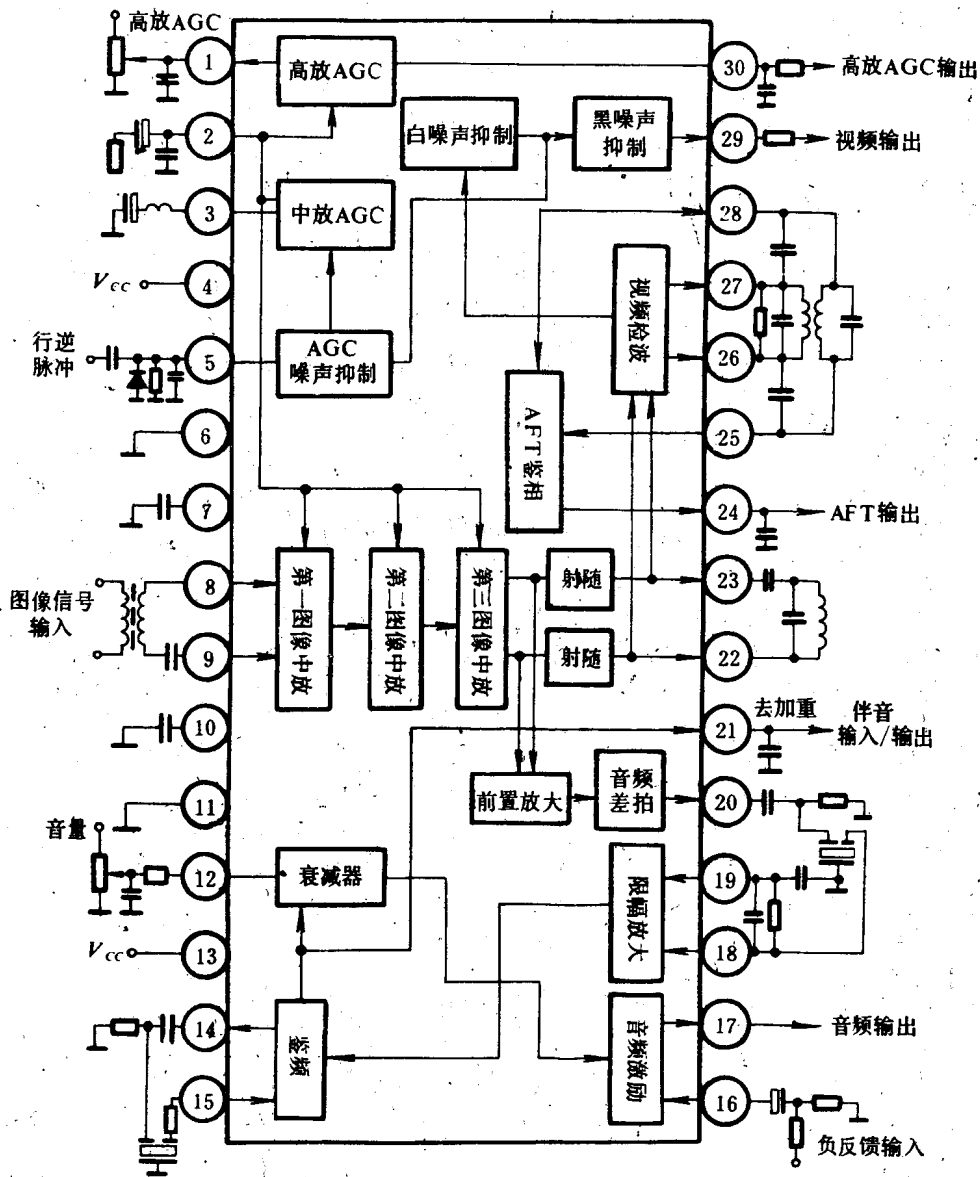


图 1.1.1 M51354AP的内部电路框图

2.信噪比高,可达 57dB。

3.图像视频检波和伴音检波分属两个信号通道,因而在视频通道内可将伴音中频信号吸收得很彻底,不会产生伴音干扰图像及 2.07MHz 网纹干扰。在伴音通道可得到足够大的第二伴音中频信号,改善伴音特性。

4.具有良好的 AGC 响应特性、噪声抑制特性及 AGC 锁定保护,工作稳定,图像画面的质量高。

5.伴音鉴频采用正交鉴频方式,因而可使用陶瓷鉴频器作移相网络,提高了性能,减少了外围元件的数量。

6.备有接伴音中频吸收网络的引脚和接鉴频移相网络的引脚,所以可适于不同国家和制式的要求。

7.音频激励级备有专用引脚可引入深度负反馈以改善音质、减少失真。

8.在 ATT 电路之前的去加重端 (21 脚) 可进行音频信号的输出/输入。

第二节 图像中频通道

一、图像中频放大器

M51354AP 的图像中频放大器的具体电路如图 1.2.1 所示。它由三级直接耦合差分放大器组成, BG3~BG7 为第一级, BG8~BG12 为第二级, BG13~BG17 为第三级。三级的电路形式相同,都是具有自动增益控制的双端输入双端输出的差分放大器,后接有差动跟随器作两级间的隔离缓冲,以减少级间的相互影响,提高电压放大倍数。

来自高频调谐器的图像及伴音中频信号,经过预中放及声表面波滤波器处理后,由 T_{104} 及 C_{127} 耦合到 8、9 两脚,即 BG1 和 BG2 的基极。差动跟随器 BG1 和 BG2 用来提高输入阻抗以减轻声表面波滤波器的负载。BG1 和 BG2 输出的信号经三级图像中放逐级放大,最后由 BG13 和 BG17 的射极输出。该输出信号分为两路,一路送入视频检波级,另一路送入伴音通道电路。

1.图像中频放大器的直流偏置

图像中放的直流偏压由 R_3 、 R_4 、 D_1 和 D_2 以 BG4、BG9 和 BG14 等组成的稳压电路来提供。显然 BG4、BG9 和 BG14 的射极电位近似等于稳压二极管 D_2 的稳定电压,约为 5.6 伏,它们便是三级图像差分放大器的直流电源。这里加入 BG4、BG9 和 BG14 作“调整管”以减少该直流电源的输出电阻,使三级图像中放供电电压更加稳定。

由于三级图像中放采用直接耦合方式,故直流工作点的稳定,是一个很重要的问题。由图 1.2.1 可见,第三级图像中放 BG15 的集电极输出,经过 R_{26} 、 C_2 和 R_7 、10 脚的外接电容 C_{128} 组成的两节低通滤波器滤除交流成分,将直流分量反馈到 BG2 的基极;同样, BG16 的集电极输出,经 R_{25} 、 C_1 和 R_6 、7 脚外接电容 C_{126} 滤除交流成分,将直流分量反馈到 BG1 的基极,这样就构成了深度直流负反馈,保证了三级图像中放的直流工作点的稳定,而对交流信号呈开环状态,保证了图像中放有足够高的电压增益。

分析表明,各级直流工作点如下:

$$I_{c5} = I_{c6} = 1.12\text{mA}$$

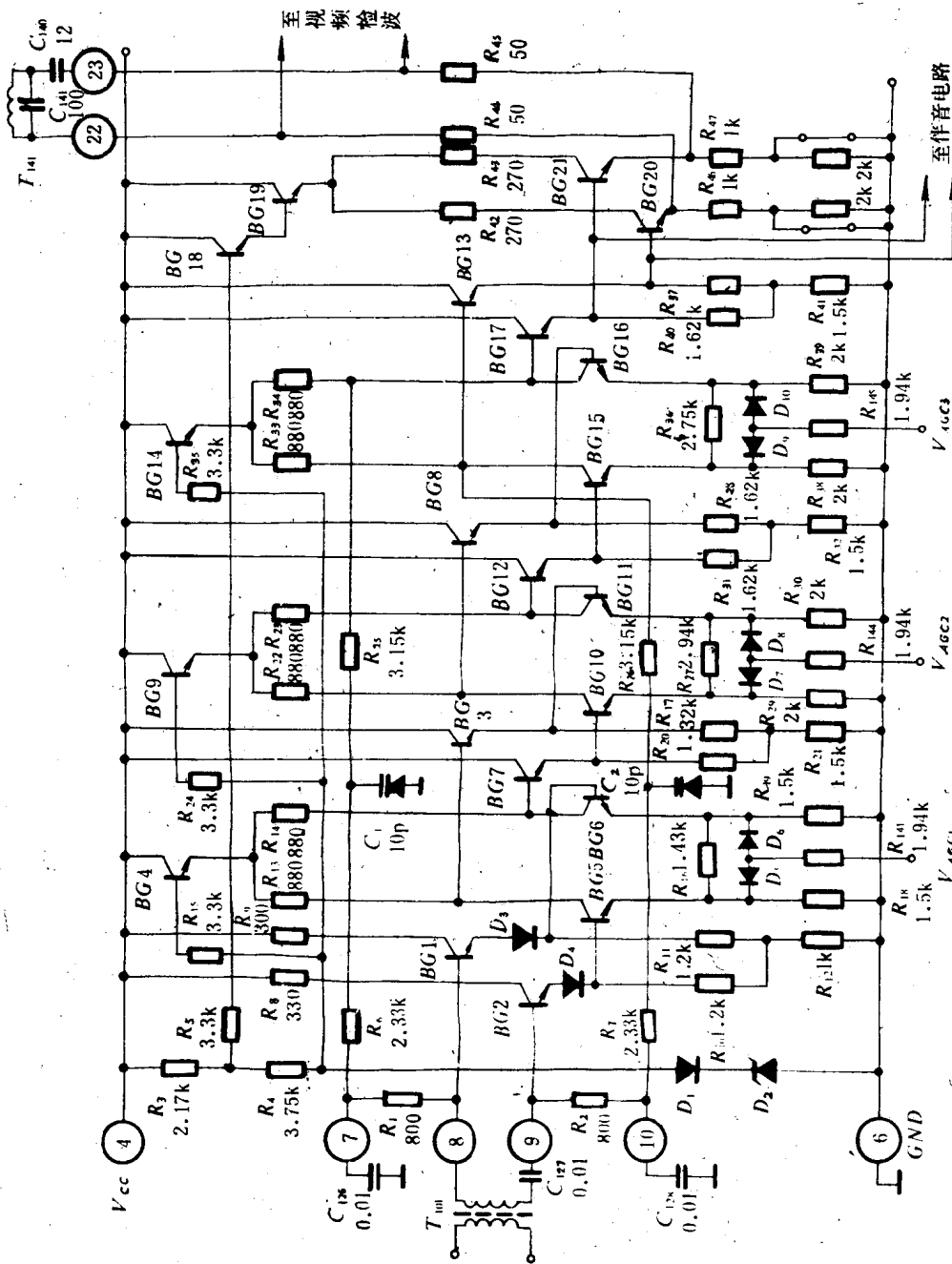


图 1.2.1 图像中频放大器

$$\begin{aligned}
I_{c10} &= I_{c11} = 1.47\text{mA} \\
I_{c15} &= I_{c16} = 1.38\text{mA} \\
I_{D5} &= I_{D6} = 0.378\text{mA} \\
I_{D7} &= I_{D8} = 0.134\text{mA} \\
I_{D9} &= I_{D10} = 0.059\text{mA}
\end{aligned}$$

2. 自动增益控制 (AGC)

三级图像中放均采用相同形式的负反馈 AGC 差分放大电路。我们以第一级图像中放电路为例来说明其工作原理, 如图 1.2.2 所示。

假设该电路的参数完全对称。在交流情况下, 二极管 D_5 、 D_6 的动态电阻用 r_{D5} 和 r_{D6} 表示。若在 $BG5$ 、 $BG6$ 两管基极加上大小相等、相位相反的差模信号, 它们射极的电位变化也必定大小相等、相位相反。这就意味着电阻 R_{16} 的中点及 D_5 和 D_6 的正极相接点电位不变, 所以 R_{16} 的中点和 D_5 、 D_6 的正极交流接地, 于是可得到如图 1.2.3 所示的差模等效电路。

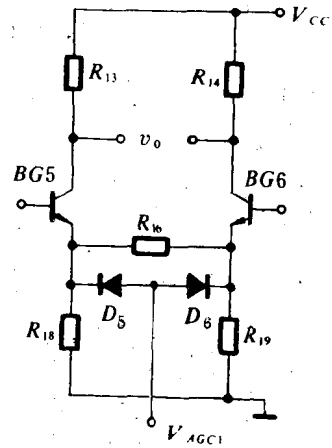


图 1.2.2 图像中放单元电路

若设 $BG5$ 、 $BG6$ 射极负反馈总电阻为 R_e , 则

$$R_e = R_{18} \parallel r_{D5} \parallel \frac{R_{16}}{2} \quad \dots\dots(1)$$

那么该级的电压增益为

$$A_{v1} = -\frac{\beta_5 R_{13}}{r_{be5} + (\beta_5 + 1)R_e} \quad \dots\dots(2)$$

式中 β_5 为 $BG5$ 的电流放大倍数, $r_{be5} = r_{bb'} + (\beta_5 + 1) \cdot r_{e5}$ 为 $BG5$ 的输入电阻, $r_{e5} = \frac{26\text{mV}}{I_{E5}}$ 为 $BG5$ 的发射结电阻。在 $(\beta_5 + 1)r_{e5} \gg r_{bb'}$ 的情况下, (2) 式可近似为:

$$A_{v1} \approx \frac{R_{13}}{r_{e5} + R_e} \quad \dots\dots(3)$$

当输入信号较小时, AGC 没有起控, AGC 电压 V_{AGC} 最高, 因而 D_5 、 D_6 导通电流较大, 其动态电阻 r_{D5} 、 r_{D6} 很小, 所以 $R_e = r_{D5}$ 。此时 (3)

式近似变为:

$$A_{v1} \approx \frac{R_{13}}{r_{e5} + r_{D5}} \quad \dots\dots(4)$$

这是增益最高的时候。

当输入信号增加到一定程度时, AGC 起控, V_{AGC} 开始下降, D_5 和 D_6 工作电流减小, 其动态电阻增大, 因而 R_e 的数值也加大, 使该级的电压增益减小。当输入信号足够大, V_{AGC} 下降到使二极管 D_5 、 D_6 截止时, 其动态电阻趋于无穷大, 这时 R_e

$= R_{18} // \frac{R_{16}}{2}$, 中放增益减到最小值, 即

$$A_{v1} \approx -\frac{R_{13}}{R_e} \approx -\frac{R_{13}}{R_{18} // \frac{R_{16}}{2}} \dots\dots (5)$$

于是第一级图像中放的 AGC 控制范围便由 (4) 式和 (5) 式决定。

根据前面计算出来的直流工作点可算出各级的最大增益、最小增益以及 AGC 的控制范围。假设各管 $r_{bb'} = 100\Omega$, $\beta = 100$, 计算如下:

(1) 第一级差分放大器 BG5、BG6

已知 $I_{c5} = I_{c6} = 1.12\text{mA}$, $I_{D5} = I_{D6} = 0.378\text{mA}$, 则 $r_{be5} \approx 2.44\text{k}\Omega$, $r_{D5} = 68.8\Omega$ 。

由 (1) 式可得 $R_e = 60.2\Omega$, 于是第一级差分放大器最大增益 $A_{v1\max}$ 为:

$$A_{v1\max} = -\frac{100 \times 0.88}{2.44 + 101 \times 0.0602} = -10.3$$

约 20.3dB。

$R_{18} // \frac{R_{16}}{2} = 0.484\text{k}\Omega$, 所以由 (5) 式可得其最小增益 $A_{v1\min}$ 为:

$$A_{v1\min} = -\frac{0.88}{0.484} = -1.82$$

约 5.3dB。

(2) 第二级差分放大器 BG10、BG11

已知 $I_{c10} = I_{c11} = 1.47\text{mA}$, $I_{D7} = I_{D8} = 0.134\text{mA}$, 则 $r_{be10} \approx 1.89\text{k}\Omega$, $r_{D7} = 194\Omega$ 。由

(1) 式得:

$$R_e = 2\text{k} // \frac{2.94}{2} // 0.194 = 0.158\text{k}\Omega$$

$$A_{v2\max} = -\frac{100 \times 0.88}{1.89 + 101 \times 0.158} = -4.93$$

约 13.9dB。

$$A_{v2\min} \approx -\frac{R_{22}}{R_{29} // \frac{R_{27}}{2}} = -\frac{0.88}{2 // \frac{2.44}{2}} = -1.04$$

约 0.33dB。

(3) 第三级差分放大器 BG15、BG16

已知 $I_{c15} = I_{c16} = 1.38\text{mA}$, $I_{D9} = I_{D10} = 0.059\text{mA}$, 则 $r_{be15} \approx 2.0\text{k}\Omega$, $r_{D9} = 441\Omega$, 可算得 $R_e = 286\Omega$ 。考虑到电容 C_2 在图像中频频率下电抗较小, 即比电阻 R_{26} 小得多, 所以可认为第三级差分放大器的集电极负载电阻为 R_{33} 与 R_{26} 的并联, 即为 $0.688\text{k}\Omega$, 于是可得:

$$A_{v3\max} = -\frac{100 \times 0.688}{2 + 101 \times 0.286} = -2.23$$

约 7dB。

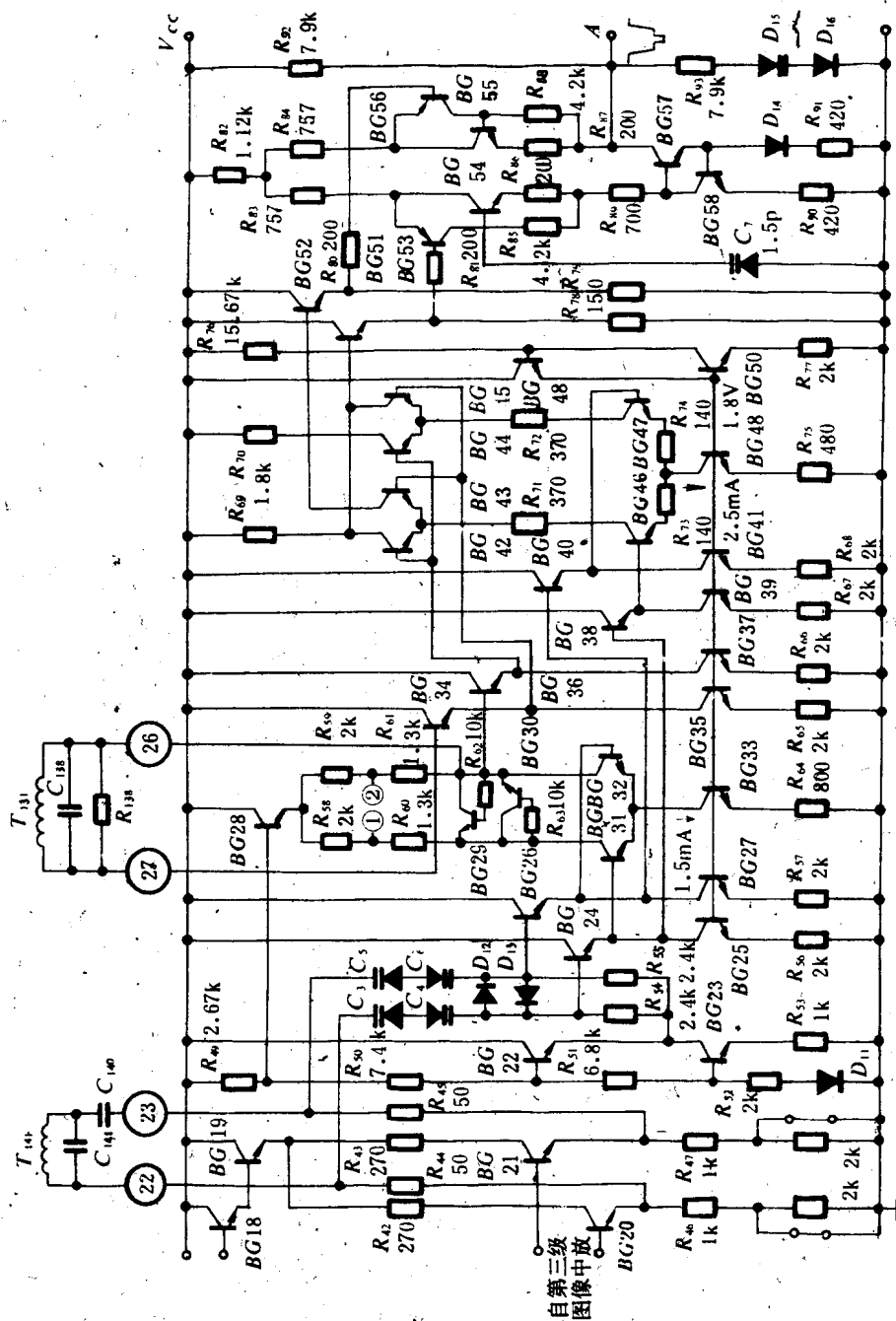


图 1.2.4 图像视频检波及预视放大电路

$$A_{V3min} = -\frac{R_{33} \parallel R_{26}}{R_{38} \parallel \frac{R_{36}}{2}} \approx -0.84$$

约-1.5dB。

根据上面计算可得三级图像中频放大器的总的电压增益，即

$$A_{Vmax} = A_{V1max} \cdot A_{V2max} \cdot A_{V3max} = 10.3 \times 4.93 \times 2.23 = 113.2$$

约 41dB。

$$A_{Vmin} = A_{V1min} \cdot A_{V2min} \cdot A_{V3min} = 1.82 \times 1.04 \times 0.84 = 1.59$$

约 4dB。

AGC 控制范围可达 37dB。

应该说明，上述计算结果是理想情况下的增益，它没有考虑各管的极间电容及分布电容，没有考虑 BG1 和 BG2、BG3 和 BG7、BG8 和 BG12 以及 BG13 和 BG17 组成的四级差动跟随器，也没有考虑电路参数不对称等因素，如果考虑到上述各因素带来的影响，图像中频放大器的总增益要比上述计算结果小一些，这便是图像中频放大器增益的实测结果不到 40dB 的原因。

二、图像视频检波及预视放电路

图像视频检波及预视放电路如图 1.2.4 所示。来自第三级图像中放的图像中频信号及伴音中频信号送到 BG20 和 BG21 的基极。BG20 与 BG21 射极输出端即 22、23 脚之间接有伴音中频吸收网络，因而由 22 和 23 脚输出送入视频检波器的只有图像中频信号。该图像中频信号通过 C₃~C₆ 耦合，BG24 和 BG26 缓冲送至由 BG28~BG52 组成的视频检波电路进行检波，获得全电视视频信号，再由 BG53~BG58 组成的预视放电路放大，由 A 点输出送到噪声抑制电路去。

1. 伴音中频吸收电路

为了减小伴音干扰图像，减少由伴音中频信号与彩色副载波中频信号通过视频检波电路所产生的 2.07MHz 差频造成的干扰网纹，提高图像通道的信噪比，在视频检波之前接有伴音中频吸收网络，最大可能地衰减伴音中频信号。

伴音中频吸收电路由 BG20、BG21、R₄₄、R₄₅ 及 22 脚与 23 脚之间的外接元件 C₁₄₀、C₁₄₁ 和 T₁₄₁ 所组成。为了清晰起见，将这部分电路重画于图 1.2.5 中。

22 脚与 23 脚之间的 C₁₄₀ 和 T₁₄₁、C₁₄₁ 构成串并联谐振网络，它作为 BG20、BG21 射极负载的一部分。调节 T₁₄₁ 的电感量 L₁₄₁，使

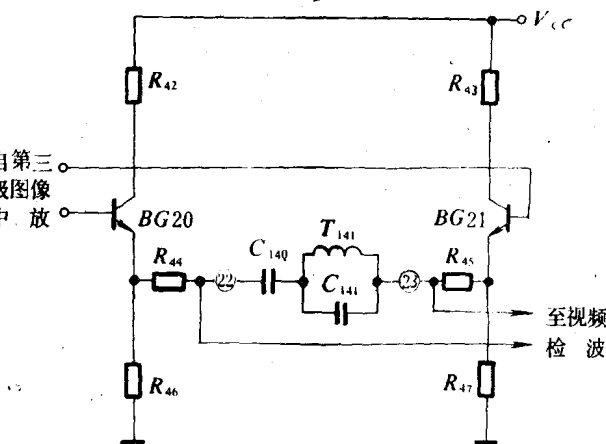


图 1.2.5 伴音中频吸收电路

C₁₄₀、L₁₄₁ 和 C₁₄₁ 串联谐振于伴音中频频率 (30.5MHz) 上，那么该网络对伴音中频近于

短路，而对图像中频（37MHz）信号呈现较大阻抗。因此，22脚与23脚之间输出的信号只含有图像中频信号而没有伴音中频信号。

由于视频检波和伴音检波是不同的两个通道，所以，从理论上讲，这里的伴音中频吸收电路对伴音中频信号吸收得越干净越好，不必担心伴音信号衰减过多等问题。因此，M51354AP 集成电路的一大优点就是不会出现伴音干扰图像及 2.07MHz 网纹干扰。同时，只要改变 22 脚与 23 脚之间外接吸收网络的参数，便可实现对不同频率的伴音中频信号的吸收，可适合于不同国家及制式的要求。

需要说明的是，22 脚与 23 脚之间的吸收网络有两个谐振频率，其串联谐振频率

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{141} \cdot (C_{140} + C_{141})}} \quad \dots\dots(6)$$

并联谐振频率

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{141} \cdot C_{141}}} \quad \dots\dots(7)$$

两个谐振频率的间距主要决定于 C_{140} 和 C_{141} 的比值，该网络的阻抗频率特性如图 1.2.6 所示。

显然，它的串联谐振频率 f_s 应严格调谐到伴音中频频率（30.5MHz）上。那么，它的并联谐振频率 f_p 应调至什么频率上才合适呢？从抑制伴音中频信号，选出图像中频信号的角度讲，似乎 f_p 应调到图像中频频率（37MHz）上。其实不然。这是因为：第一，图像中频信号是调幅信号，它除了图像中频载频分量外，还含有丰富的边带分量。若将吸收网络的并联谐振频率 f_p 调至图像中频频率上，那么，这些边带分量必然落在其阻抗频率特性曲线的并联谐振峰点两侧，处于幅频特性和相频特性曲线都很陡的区域内，这样各频谱分量通过该网络产生了不同倍数的衰减和相移，结果造成输出信号的频率失真。第二，若将 f_p 调谐到图像中频频率（37MHz）上，势必加大 f_p 与 f_s 之间的间距，使 f_s 附近的特性曲线不够陡，不利于干净利落地吸收掉伴音信号。

图 1.2.6 是采用三洋 83P 机的典型参数计算出来的吸收网络的阻抗频率特性曲线， $C_{140}=12\text{pF}$ ， $C_{141}=120\text{pF}$ ， T_{141} 的 Q 值取 80，它的 $f_s=30.5\text{MHz}$ ，而 $f_p=32\text{MHz}$ 。这样在图像中频 37MHz 左右的较大范围内，特性曲线较平坦，基本上可消除信号的频率失真。同时，在 f_s 附近的 $\pm 0.5\text{MHz}$ 范围内曲线较平，呈很低的阻抗，而在 $\pm 0.5\text{MHz}$ 以外，曲线很陡，所以对伴音中频信号，包括载频及边带分量均有良好的吸收特性。

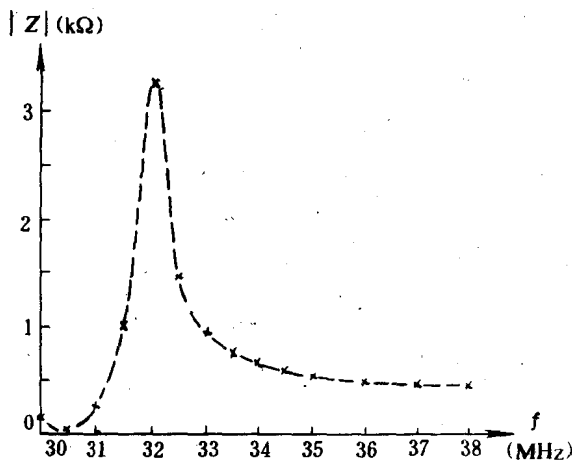


图 1.2.6 吸收网络的阻抗特性

2. 图像视频检波电路

图像视频检波电路由限幅放大器及同步检波器组成。下面分别介绍其工作原理。

(1) 限幅放大器

限幅放大器主要由 BG28~BG33 以及 27 与 26 脚所接的 R_{138} 、 T_{131} 和 C_{138} 等元件组成, 这是典型的双端输入双端输出的差分放大器。在该差分放大器前后各接有一级射极跟随器 BG24、BG26 和 BG34、BG36 作级间隔离, 减少级间相互影响。BG25、BG27、BG33、BG35 和 BG37 作为各级的射极恒流源。BG22 和 BG23 以及其基极分压网络为限幅放大器及后面的视频检波级提供直流偏置。差分放大器 BG31、BG32 的工作电流 $I_{E31} = I_{E32} = 0.75\text{mA}$ 。

来自第三级图像中放的信号经上述伴音吸收网络后, 由 $C_3 \sim C_6$ 耦合到 BG24、BG26 的基极。BG24、BG26 两管基极之间接有两只反向并联的限幅二极管 D_{12} 、 D_{13} , 以限制加至 BG24 和 BG26 及 BG31 和 BG32 基极间的最大差模输入电压, 这对限制大幅度脉冲干扰、保护差放管不受损坏是有利的。而对正常的图像信号, 由于其幅度较小, D_{12} 和 D_{13} 截止。

BG24 和 BG26 射极输出的图像中频信号分成两路, 一路送至限幅放大器 BG31 和 BG32 的基极进行限幅放大, 以产生同步检波所需要的图像载波信号; 另一路经跟随器 BG38、BG40 送至视频检波级 BG46、BG47 的基极, 它便是被检波的图像信号。

假定 26 脚和 27 脚之间接的选频网络准确地调谐于图像中频频率上, 那么, 差分放大器的交流负载电阻为 $R_{58} \sim R_{61}$ 及 R_{138} , 设:

$$R_L = (R_{58} + R_{60}) // \frac{R_{138}}{2} \quad \dots\dots(8)$$

则限幅放大器的电压增益为:

$$A_v = - \frac{\beta_{31} \cdot R_L}{r_{be31}} \quad \dots\dots(9)$$

$$\text{设 } \beta_{31} = 100, r_{bb} = 100\Omega, I_{E31} \approx 0.75\text{mA}, r_{be31} \approx 3.6\text{k}\Omega, R_{138} = 1\text{k}\Omega \\ R_L = (2 + 1.3) // \frac{1}{2} \approx 0.43\text{k}\Omega$$

$$\text{于是, } A_v = - \frac{100 \times 0.43}{3.6} \approx -11.9 \text{ 约 } 21.5\text{dB}.$$

值得说明, 该限幅放大器有两个限制环节: 一是利用差分放大器传输特性来限幅。当 BG31、BG32 两基极之间输入的差模信号幅度大于 104mV 时, 两管一个导通, 一个截止, 其集电极输出不再变化, 即进入限幅状态。二是利用 BG31、BG32 两管集电极之间所接的限幅二极管 (这里是三极管 BG29 和 BG30) 来限幅。当差分放大器输出即 BG31 和 BG32 两管集电极输出的差模电压的峰值达到 0.7V 左右时, BG29 和 BG30 导通, 使差分放大器等效交流负载减小, 增益下降, 达到限幅的目的。根据上面计算的电压增益, 若使 BG29 和 BG30 导通, 进入限幅状态, 由 BG31 和 BG32 两管基极输入的差模电压峰值应大于 60mV。很明显, 两个限幅环节哪个先起限幅作用, 决定于该限幅放大器的电压增益。在上述参数下, BG29 和 BG30 先进入限幅状态。

27 脚与 26 脚之间接的 T_{131} 、 C_{138} 和 R_{138} 是并联选频网络, 谐振于图像中频频率上, 选出图像中频的载频分量、衰减旁频分量, 以满足同步检波的需要。加入电阻 R_{138} , 降低

回路的 Q 值, 以改善检波输出的稳定性。

$BG31$ 、 $BG32$ 集电极负载电阻 R_{58} 、 R_{59} 两端之间, 即图中①、②两点间的输出电压送到 AFT 检波电路去。

(2) 图像视频检波电路

图像视频检波电路由 $BG42 \sim BG48$ 组成, 这是典型的由差分放大器组成的模拟相乘器, R_{69} 和 R_{70} 是其集电极负载电阻, $BG48$ 是其射极恒流源, 其恒流电流 $I_{C48} \approx 2.50\text{mA}$, 因而 $BG46$ 、 $BG47$ 的静态工作电流约为 1.25mA 左右。

由限幅放大器输出的图像载频信号经 $BG34$ 、 $BG36$ 缓冲送至 $BG42 \sim BG45$ 的基极, 一般说来它是等幅度的开关信号, 而来自 $BG38$ 、 $BG40$ 的图像中频调幅信号为小信号, 所以此视频检波电路属于大信号检波。如果在检波电路输出端接有低通滤波器滤除高频分量, 则在 $BG42$ 与 $BG45$ 的集电极输出正极性 (同步头向下) 的视频信号, 而在 $BG43$ 和 $BG44$ 的集电极则输出负极性 (同步头向上) 的视频信号, 这两个极性相反的双端输出信号经过 $BG51$ 、 $BG52$ 缓冲后送至预视放电路去进一步放大。

下面来计算视频检波器的检波增益。

由于 $BG42 \sim BG45$ 工作于开关状态, 因此 $BG46$ 和 $BG47$ 输出的集电极信号电流近于等量地传输到检波器的输出端, 所以对于 $BG46$ 和 $BG47$ 两管基极的被检波的图像信号而言, 该检波器相当于 CE-CB 组合电路。因而其电压增益近似于

$$A_v \approx \frac{R_{69}}{(r_{e47} + R_{74})} \quad \dots\dots(10)$$

式中 r_{e47} 为 $BG47$ 的发射结电阻。

在 $I_{E47} \approx 1.25\text{mA}$ 时, $r_{e47} \approx 21\Omega$, 则

$$A_v \approx \frac{1800}{21 + 140} = 11.2 \quad \text{约}$$

21dB。

图中 $BG49$ 、 $BG50$ 与 $BG48$ 、 $BG41$ 、 $BG39$ 、 $BG37$ 、 $BG35$ 、 $BG33$ 、 $BG27$ 和 $BG25$ 等管构成多路比例电流源, 为各级提供恒流偏置, 它们的参考电流由 R_{76} 、 $BG50$ 、 R_{77} 支路提供。

3. 预视放电路

预视放电路由 $BG53 \sim BG58$ 组成, 其中 $BG53$ 和 $BG54$ 、 $BG55$ 和 $BG56$ 各组成一只复合管, 等效于一只 PNP 型三极管, 所以 $BG53 \sim$

$BG56$ 实为 PNP 管差分放大器。 R_{83} 、 R_{84} 是其射极负反馈电阻, $BG57 \sim BG58$ 和 D_{14} 等

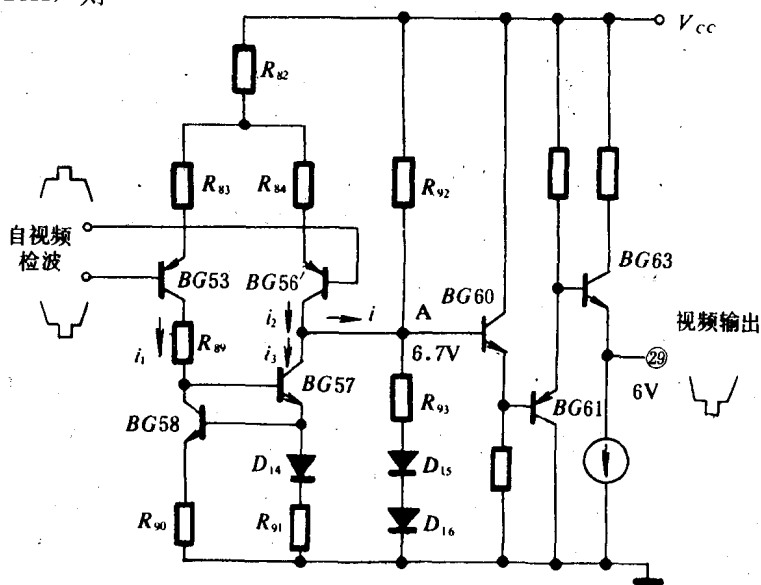


图 1.2.7 预视放等效电路

元件构成差分放大器的集电极有源负载, R_{92} 、 R_{93} 、 D_{15} 和 D_{16} 分压支路作为预视放的交流负载, 同时也确定了 BG57 的集电极电位, 约为 6.7V。图 1.2.7 画出了预视放的等效电路。

(1) 预视放电路的增益

在差模输入信号的作用下, BG53 和 BG56 产生的信号电流 i_1 和 i_2 大小相等相位相反, 即 $i_1 = -i_2$ 。由于 BG57、BG58 是镜像电流源, 所以 $i_3 = i_1$, 于是差分放大器的输出信号电流 $i = i_2 - i_3 = 2i_2$ 。这就是说, 差分放大器虽是单端输出, 但它将双端的差动输出电流都利用起来了, 所以其增益等于双端输出的增益。

其次, 由于复合管等效电流放大倍数很大, 由它们组成的差分放大器的开环增益很高, 且射极负反馈电阻 R_{83} 、 R_{84} 又较大, 故必满足深度负反馈的条件, 于是预视放电路的电压增益近似于

$$A_v \approx \frac{R_L}{R_{83}} \quad \dots\dots(11)$$

式中 $R_L = R_{92} // R_{93} = 3.95\text{k}\Omega$ 为差分放大器的负载电阻。代入数值得:

$$A_v = \frac{3.95}{0.757} = 5.2$$

约 14dB。显然该电压增益十分稳定。

(2) 双端输入变单端输出的作用

视频检波输出的是双端对称信号, 而以后各级均为单端输入电路, 因此需要有一“双端变单端”的电路。预视放电路兼起此作用。被放大的视频信号经 BG60、BG61 和 BG63 三级跟随后由 29 脚输出, 29 脚输出的是正极性视频信号。

(3) 视频检波的低通滤波作用

视频检波器的输出除含有低频分量—视频信号外, 还含有丰富的高频分量, 需要用一低通滤波器滤除高频分量。由于预视放采用了两只截止频率较低的横向 PNP 管 BG53、BG56, 所以预视放的频带宽度受到限制, 这正好用来抑制视频检波产生的高频分量, 起到了低通滤波器的作用, 减少了元件的个数。

由于预视放采用了 PNP 管, 它兼有电平移动的作用, 这里不必详述了。

三、 噪声抑制电路

噪声抑制电路由 BG59~BG75 组成, 具体电路如图 1.2.8 所示。

为了便于理解噪声抑制电路的工作原理, 有必要先说明直流工作点及正常情况下各管的工作状态。

由 R_{92} 、 R_{93} 和 D_{15} 、 D_{16} 组成的分压网络使 BG60 的基极电位约为 6.7V, 而 R_{94} 与 R_{95} 组成的分压网络使 BG59 的基极电位约为 7V, 因而 BG59、BG62 均截止, 故 BG60、BG61 导通。BG63、BG65、BG66 三管射极接在一起, 类似于数字电路中的“或门”。由于 BG65 和 BG70 两管的基极分别接固定偏压 3.5V 和 2.64V, 比 BG61 射极电位 6.7V 低得多, 故有 BG63、BG67、BG69 导通, BG65、BG70 截止。BG69 导通, BG70 截止必使 BG72 截止, BG73 导通, 因而 BG66 亦截止。这样 BG63 射极, 即 29 脚的直流电位和 BG67 的射极, 即 B 点的直流电位均为 6V 左右。来自预视放的同步头向下的视频信号便