

晶体管双频道电影还音 扩音机

上海市电影发行放映公司 编

上海科学技术出版社

晶体管双频道电影还音扩音机

上海市电影发行放映公司 编

上海科学技术出版社出版

(上海福建二路 450 号)

新华书店上海发行所发行 浙江嘉兴印刷厂印刷

开本 87×109 2 1/32 印张 5 8/75 插页 2 字数 123 000

1979 年 8 月第 1 版 1979 年 8 月第 1 次印刷

印数 1—75,000

书号: 15119·1985 定价: 0.53 元

目 录

第一章 概述	1
第二章 电压放大电路	7
第一节 两管直接耦合互偏置电路	8
第二节 射极输出器	14
第三节 负反馈电路概述	21
第四节 前级、混合级的技术特性和调试	34
第三章 放大器的频率特性	42
第一节 频率特性的基础知识	42
第二节 单独前置放大器的提升高频网络	64
第三节 唱片放大级的提升低频网络	68
第四节 音调控制网络	71
第五节 限频网络	83
第六节 分频电路	86
第四章 功率放大电路	94
第一节 图解法介绍	95
第二节 单管甲类功率放大电路	100
第三节 监听功率放大电路	105
第四节 高低频道功率放大电路	127
第五章 直流电源供给	139
第一节 整流滤波电路	139
第二节 稳压电路	146
第六章 安装、使用与检修	153
第一节 安装	153
第二节 使用	157
第三节 检修	161

附：上海牌双频道电影还音扩音机线路图

第一章 概 述

这一章将对晶体管双频道电影还音扩音机作一个总的介绍,以了解本机的一些概况。晶体管具有体积小、重量轻、耗电省、寿命长和坚固耐震等优点,本机是晶体管技术在固定式电影还音设备方面的一种运用,是一种尝试,它有那些特点?在技术指标方面能达到怎样的水平?整体结构是怎样的?下面将逐一地介绍。

一、主要特点

1. 机内分频

固定式电影放映单位如电影院的还音系统中,在扩音机与高、低音扬声器之间都插入一个分频网络(分音器),将还音的音频信号通过分频网络按指定的分隔频率进行分割,将信号分为高、低频两路,分别送到高、低音两组扬声器,这样可以减少高、低频信号在同一个扬声器中产生的相互调制,即减少互调失真。但是,即使经过这样的处理,扩音机功率放大器中的互调失真依然存在。机内分频就是为了进一步解决这个矛盾。所谓双频道是在电压放大器的末级,采用分频技术,将放大的电压信号按指定的频率分为两个频道,分别将电压信号送入各自的功率放大器,推动各频道的扬声器发出声音来。与本机配套的扬声器为 YZ40-3 型 40W 双频带扬声器,其分频点为 800 Hz,本机分频点亦为 800 Hz,至于使用单位所用的是其他分频点的双频带扬声器,则稍加改装亦可适用。

2. 全硅管

本机前期产品除监听功放用了锗管 3AD6C 外,都采用

硅管。近期产品则全部采用硅管。硅管的耐压高、反向电流小, 温度稳定性好, 能保证整机的质量指标。此外, 所选用的硅管频率参数也是较高的, 这对还原波形复杂的音频信号是有利的。

3. 多用途

本机主要用于电影光学声带的还音, 同时也是一台多用途的扩音机。本机在电影放映前, 可以放送唱片或录音带, 在作电影光学还音时, 可同时输入话筒或录音带以供映间宣传解说。如有必要还可在电影放映过程中, 通过录音输出插座选录一些片段, 供以后映前放送, 这些多种用途, 都是从满足使用单位的实际需要出发的。

二、技术指标

整机技术指标如下:

(1) 本机功率放大器分高、低频道, 分频点为 800 Hz, 偏离 $\pm 10\%$ (实测)。分频网络的衰减特性为 12 dB/倍频。

(2) 低频道额定输出功率 50 W; 最大输出功率 60 W。

高频道额定输出功率 30 W; 最大输出功率 36 W。

监听放大器输出功率 8 W; 最大输出功率 10 W。

(3) 负载阻抗: 高、低频道均为 $10\ \Omega$ (扬声器 $8\ \Omega$ 、接线 $2\ \Omega$) 监听放大器为 $8\ \Omega$ 。

(4) 输入阻抗: 硅光电池 $1\ \text{k}\Omega$;

话筒 $10\ \text{k}\Omega$;

唱机(慢速) $250\ \text{k}\Omega$;

录音 $25\ \text{k}\Omega$ 。

(5) 输入灵敏度:

硅光电池 $5\ \text{mV} \pm 20\%$;

话筒 $3\ \text{mV} \pm 20\%$;

唱机	$120 \text{ mV} \pm 20\%$;
录音	$25 \text{ mV} \pm 20\%$ 。

(6) 噪声电平:

硅光电池、话筒和录音输入:	高频道不劣于 -60 dB ;
	低频道不劣于 -60 dB ;
唱机(慢速)输入:	高频道不劣于 -60 dB ;
	低频道不劣于 -54 dB 。

(7) 谐波失真度:

高、低频道, 监听放大器在额定功率时均不大于 1% 。

(8) 本机使用电源为交流单相 50 Hz 市电, 额定电压为 $220 \text{ V} \pm 10\%$ 。无功率输出时耗电约 20 W , 在三组功率放大器同时作额定功率输出时, 耗电不超过 200 W , 此时进线电流约 1.1 A 。

(9) 本机在上海地区的室温下可保持正常连续工作。

(10) 本机外观尺寸为 $462 \times 255 \times 162 \text{ mm}$, 整机重量为 13 kg 。

技术指标中, 反映整机质量的几个指标的含义综合说明如下:

以电影光学还音为例, 将电影音量电位器 (R_{28}) 开到最大, 关闭话筒、拾音音量电位器 (R_{12} 、 R_{40}), 高、低音音调电位器 (R_{80} 、 R_{84}) 处于频响平直位置, 三组功放级的输出端均接入规定的负载电阻(检验时用 10Ω 、 8Ω 代负荷电阻)。从电影插口输入 800 Hz 正弦信号, 逐步增大输入电压, 使低频道输出电压为 22.4 V (10Ω , 50 W), 旋动“高频衰减”电位器 (R_{108}), 适当降低高频道功放输入电压, 可使高频道输出电压达到 17.3 V (10Ω , 30 W), 旋转监听音量电位器 (R_{147}), 适当衰减监听功放输入电压, 可使监听输出达到 8 V (8Ω , 8 W)。

当三组功放均为额定功率输出时, 谐波失真度均不大于1%, 此时电影插口输入的正弦信号电压不大于规定的5 mV + 20%, 如果输入信号电压要超过6 mV 才能使三组功放达到额定功率, 则输入灵敏度不合要求, 如果达到额定功率后失真度大于1%, 则谐波失真度不合要求。

本机的噪声指标是按照额定功率时的输出电压为基准, 以对数方式来表达噪声电压, 即:

$$\text{噪声电平} = 20 \log \frac{\text{噪声电压}}{\text{额定功率时输出电压}} \quad (\text{负载电阻相同})$$

检验时条件与上述方式相似, 只是此时各输入端子均不接入信号, 仍以电影光学还音为例, 当电影音量电位器开到最大, 高频道功放输出端的噪声电压不大于17.3 mV (-60 dB, 以17.3 V 作0 dB), 低频道功放输出端的噪声电压不大于22.4 mV (-60 dB, 以22.4 V 作0 dB)。当检验唱片还音的噪声电平时, 应将“拾音选择”开关 K_1 拨至唱片档, 拾音音量电位器 (R_{46}) 开到最大, 而关闭 R_{12} 、 R_{28} , 其他不变, 此时高频道功放输出端的噪声电压亦应不大于17.3 mV, 而低频道功放输出端的噪声电压则要求不大于44.8 mV (-54 dB、以22.4 V 作0 dB), 这是因为唱片还音时, 低频端已加补偿 (提升) 的缘故。

三、整机结构

整机结构请参见图1-1的方框图, 每个方框上半部文字表示其功能, 下半部数字表示对应于总图的晶体管编号, 图中方框之间的接线用实线表示交流电传送, 用虚线表示直流电传送, 箭头表示传送方向。

总图表明整机共有45只晶体管 (编号为1~43, 差动两管用 一个编号), 按它们的功能来划分, 三组前级电压放大、混

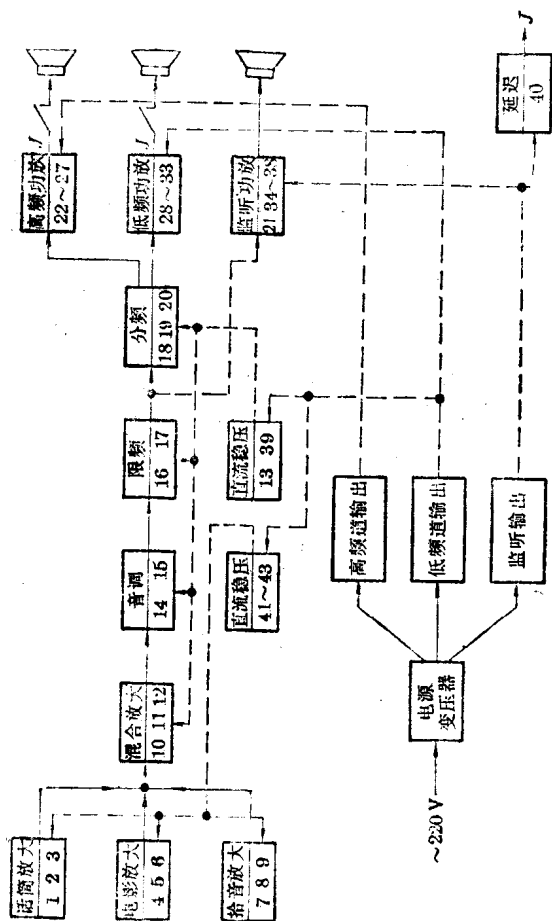


图 1-1 方框图

合、音调、限频、分频、三组功放，二组直流稳压源和延迟。直流电源共有三组整流器，即图 1-1 中标明“高频道输出”等三个整流输出方框，它们的交流电源由市电经电源变压器来提供。

整机各级在装配时是这样组合的：三个前级电压放大级（话筒、电影、拾音）和直流稳压源（ $BG_{41\sim 43}$ ）电路组成一块前置印刷板，混合、音调、限频、分频和直流稳压源（ $BG_{13, 39}$ ）电路组成一块混合级印刷板，前置印刷板小，混合级印刷板大，很易识别，这两块印刷电路板均通过各自的 24 脚插件和其他各部接通。三组功率放大级有三块印刷板，它们共用一块散热片，大功率管垫上涤纶膜片固定在散热片上，三块功放板按高低监顺序固定在散热片上，当中一块是低频功放板，由于监听功放板小，所以也易于识别，这三块功放印刷板是通过焊接和其他各部接通的。延迟电路及继电器安排在一小块印刷板上。三组整流器的装配有两种情况，一种是整流元件用二极管，此时 12 只元件固定在一块绝缘板上，另一种是用硅桥式整流组合管，此时 3 只组合管固定在印刷板上。整流部分都是通过焊接与其他部分接通。除上述各级外，变压器、电表、电位器、插座和接线柱等，均固定在机壳上并组成一个整体机体。

以上是对本机的特点、达到的技术指标和整机结构作一些概略的说明，以期对本机有一个初步的认识，在以后的几章中，将对具体的电路进行讨论。

第二章 电压放大电路

本机电压放大电路,如话筒、电影和拾音三个前级放大电路,混合级放大电路,都采用三管直接耦合相互偏置电路。现以图 2-1 电影前级放大电路为例, BG_5 的基极电位就是 BG_4 的集电极电位, BG_6 的基极电位就是 BG_5 的集电极电位,而 BG_4 的基极电流是经过 R_{17} 、 R_{16} 由 BG_5 的发射极电阻 R_{23} 上的电压降供给的, $BG_{4\sim6}$ 都是直接耦合(交连),因为没有了级间耦合电容器。这个电路包括两部分; $BG_{4,5}$ 组成两管共发电路, BG_6 是共集(射极输出器)电路,此外 $BG_{4\sim6}$ 尚有一多级负反馈电路,现分述如下。

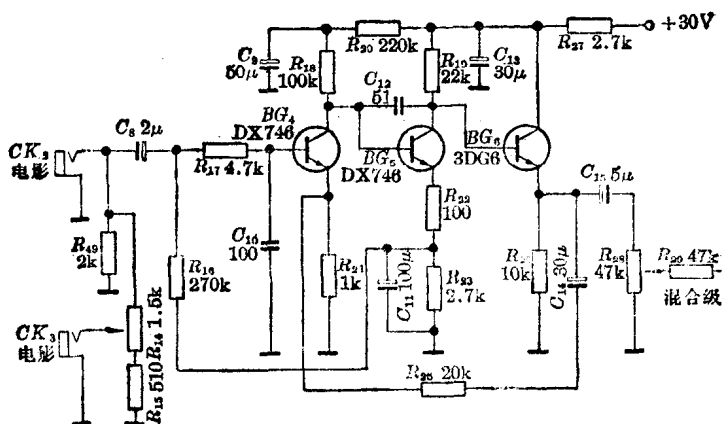


图 2-1 电影前级放大电路

第一节 两管直接耦合互偏置电路

一、直流通路

BG_4 与 BG_5 组成的两管直接耦合互偏置电路见图 2-1。图中, R_{18} 既是 BG_4 的集电极电阻, 又是 BG_5 的基极电阻。 R_{21} 是 BG_4 的发射极电阻, R_{16} 是 BG_4 的基极电阻, BG_4 的基极电流是通过 R_{16} 取自正比于 I_{e5} 的在 R_{23} 上的电压降, 两管的直流电流的流向见图 2-2。图中, 尚标出几点对地的直流电压值。

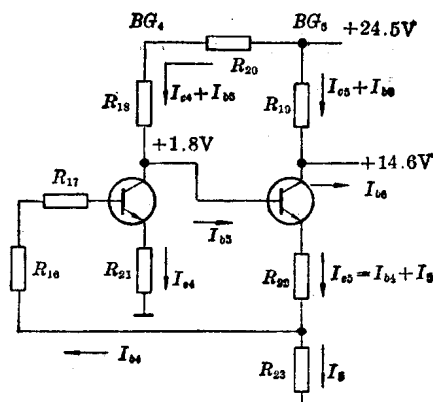


图 2-2 BG_{4-5} 直流通路

采取这种相互偏置电路, 主要是解决晶体管因温度的变化致使原设置的静态工作点也将随之变化的问题。

若温度上升后, 假定 BG_5 的 I_{e5} 增加, R_{23} 上的电压降也将增加, 经过 R_{16} 、 R_{17} , 将使 BG_4 的 I_{b4} 也增加, I_{c4} 增加, 集电极电压 u_{c4} 将下降, BG_5 的基极电位下降, I_{b5} 随之减少, 从

而牵制了 I_{e5} , 使它基本上不因温度的变化而变化, 同理; 温度变化后也会使 BG_4 的工作点得到稳定。这种电路比其他单管电路稳定性好。

BG_4 、 BG_5 采用低频低噪声管 DX746 (即 3DX6B)。为降低噪声, 在电路上设计得使 BG_4 工作在低电压、弱电流的状态。 R_{20} 、 C_9 是一组去耦滤波器, 作为后级电路也可以不用。流经 R_{18} 、 R_{20} 的电流为 I_{c4} 、 I_{b5} 之和, 由于 $I_{c4} > I_{b5}$, 所以 I_{c4} 可以推算如下:

$$I_{c4} = \frac{24.5V - 1.8V}{100k + 220k} = \frac{22.7V}{320k} \approx 70 \mu A$$

同理:

$$I_{e5} = \frac{24.5V - 14.6V}{22k} = \frac{9.9V}{22k} = 450 \mu A$$

二、交流通路

BG_4 、 BG_5 的交流等值电路, 可按以下的方法将图 2-1 中有关电路改画。因耦合电容 C_8 、旁路电容 C_9 、 C_{11} 、 C_{13} 对通带频率的容抗甚小, 可视作短路, 直流电源因内阻很小, 亦可视作短路; 把晶体管输入电路和输出电路中脉动电流看作是静态直流部分与动态交流部分迭加且把直流部分撇开, 只取剩下的交流部分, 这样就可得到图 2-3。由于图 2-1 中的 C_{14} 、 R_{25} 是负反馈电路, 留待第三节讨论, 所以图中不予画出。

图 2-3 中, 设输入信号电压为 u_{λ} , u_{λ} 驱使两股电流分别流过 R_{16} 和 $r_{\lambda 4}$, 后者就是 BG_4 的基极交流信号电流 i_{b4} 。设 BG_4 的电流放大系数为 β_4 , 则 $i_{c4} = \beta_4 \cdot i_{b4}$ 。作为 BG_4 的交流负载电阻, 应是 R_{18} 和 $r_{\lambda 5}$ 的并联电阻, i_{c4} 流过这个并联电阻产生的电压降, 就是 BG_4 的输出电压, 亦即 BG_5 的输入电压。该电压在 $r_{\lambda 5}$ 上产生的电流为 i_{b5} , 设 BG_5 的电流放大系

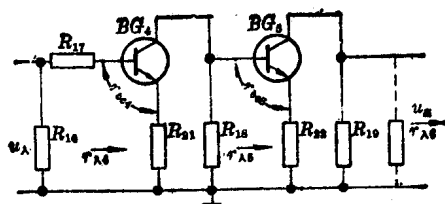


图 2-3 BG_4 、 BG_5 交流通路

数为 β_5 , 则 $i_{o5} = \beta_5 \cdot i_{b5}$, 同理 i_{o5} 在 R_{19} 与 $r_{\lambda 6}$ 的并联电阻上产生的电压降, 就是 BG_5 的输出电压 u_{o0} 。

三、晶体管的输入电阻

r_{be4} 、 r_{be5} 是晶体管基极与发射极之间呈现的交流输入电阻, 当共发电路以混合参数 (h 参数) 来等效一个晶体管时, r_{be} 就是 h 参数中的 h_{ie} 。 $r_{\lambda 4}$ 、 $r_{\lambda 5}$ 、 $r_{\lambda 6}$ 是自晶体管的基极与公共端之间看进去的一个电阻。只要我们弄懂这两个电阻的概念, 则图 2-3 电路的放大倍数即不难估算出。

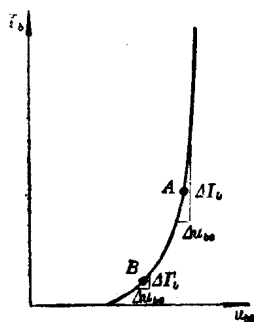


图 2-4 从晶体管输入特性曲线求 r_{be}

输入电阻 r_{be} , 是指静态工作点附近的变化信号所呈现的电阻, 它属于动态电阻, 可以用图 2-4 来说明。如基极电流偏置在 A 点, 当 u_{be} 有一个微变量 Δu_{be} 时, I_b 产生一个微变量 ΔI_b , 则 A 点的 r_{be} 为

$$r_{be} = \frac{\Delta u_{be}}{\Delta I_b}$$

如基极电流偏置在输入特性曲线弯曲部分的 B 点, B 点的静态 I_b 比 A 点小, 同样的 Δu_{be} 所产生的 $\Delta I'_b$ 比 ΔI_b 小, 因而 B 点呈现的输入电阻比 A 点大。从图 2-4 可以看出, r_{be} 随 I_b 的不同而不同, 所偏置的静态 I_b 愈小, r_{be} 愈大。

为了看出 r_{be} 变化趋势和 r_{be} 大体上的数值, 我们借用和 DX746, 3DG6 近似的 3DG4 的特性曲线图 2-5 来说明, 当 I_e 从 10 mA 降低到 0.1 mA 时, 它的 $\beta(h_{fe})$ 是逐步减小的, 而 $r_{be}(h_{ie})$ 则是逐步增大的。

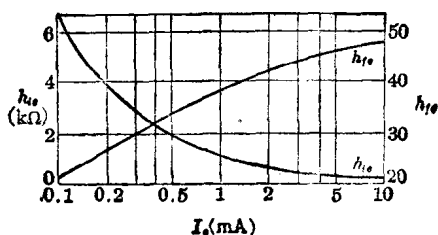


图 2-5 3DG4 的 h_{fe} 、 h_{ie} 与 I_e 关系曲线

对于弱电流的 β 值, 尚可用 JT-1 图示仪测其直流 β (用阶梯选择 0.001 毫安/级), 但 r_{be} 需要用其他仪器才能测出, 我们介绍一种估算方法, 可以根据静态的发射极电流 I_e 及在此 I_e 下测出的 β 推算出 r_{be} :

$$r_{be} = r_b + (\beta + 1)r_e$$

式中, r_b 为晶体管的基区体电阻, 随不同的工艺而异, 对于 DX746、3DG6 外延平面管, 工作于音频信号时, $r_b \approx 300\Omega$ 。 r_e 是发射结电阻, 至于发射极的体电阻, 由于很小, 略而不计, r_e 在常温 (25°C) 和正向偏置的条件下,

$$r_e \approx \frac{26(\text{mV})}{I_e(\text{mA})}$$

r_b 、 r_e 的含义, 可参看图 2-6。

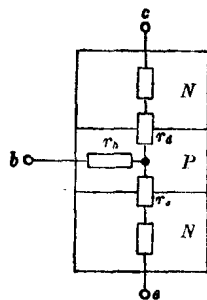


图 2-6 晶体管的 PN 结电阻与半导体体电阻

图 2-6 中把晶体管等效为几个电阻。三个区共有三个体电阻, 但集电区与发射区电阻小, 而基区很薄, 所以基区体电

阻 r_b 不可忽略。此外，集电结的结电阻 r_d ，因在反向偏置的条件下， r_d 很大。基极与发射极之间的电阻 r_{be} 为什么不直接等于 r_b 与 r_e 之和，而要将 r_e 乘上 $(\beta+1)$ 后才与 r_b 相串联

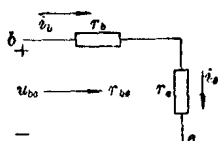


图 2-7 等效的输入回路

呢？这是因为流过 r_b 与 r_e 的电流不相同的缘故。在图 2-7 中，设基极与发射极之间有一交流电压 u_{be} ，则驱使的电流 i_b 流过 r_b ，由于 $i_e = (\beta+1)i_b$ ，在 r_e 上流过的是 i_e ， u_{be} 应是 r_b 、 r_e 两个电阻上的电压降之和，即：

$$u_{be} = i_b r_b + i_e r_e = i_b r_b + (\beta+1)i_b r_e = i_b [r_b + (\beta+1)r_e]$$

图 2-7 中自箭头方向朝里看的这个电阻 r_{be} ，应是 u_{be} 与 i_b 之比，所以：

$$r_{be} = r_b + (\beta+1)r_e \approx 300 + (\beta+1) \frac{26(\text{mV})}{I_e(\text{mA})}$$

这种将 r_e 从发射极回路折算到基极回路来的方法是很有用处的。设图 2-3 中 BG_4 、 BG_5 的 β 为 60，各自的静态 I_e 为 $70 \mu\text{A}$ 、 $450 \mu\text{A}$ ，则 r_{be4} 、 r_{be5} 分别为：

$$r_{be4} = 300 + (60+1) \frac{26 \text{ mV}}{0.07 \text{ mA}} \approx 300 + 61 \times 370 \approx 23 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be5} = 300 + (60+1) \frac{26 \text{ mV}}{0.45 \text{ mA}} \approx 300 + 61 \times 58 \approx 3.8 \text{ k}\Omega$$

估算出的 r_{be} 与实测的大体相符。 I_e 在 5 mA 以下，按所介绍的公式估算，误差在 20% 之内，这种估算可以大致上了解输入电阻的数量级，对分析其他偏置电路也是适用的。

四、电压放大倍数的估算

现在再看 $r_{\lambda 4}$ 、 $r_{\lambda 5}$ 这两个电阻。在图 2-3 中 R_{21} 、 R_{22} 都在发射极回路，它们都是与各自的 r_e 相串的，按照同样的理由，要乘上 $(\beta+1)$ 后再与 r_{be4} 、 r_{be5} 相串，仍设 β_4 、 β_5 为 60，

所以:

$$r_{\lambda 4} = r_{be4} + (60+1) \cdot R_{21} \approx 84\text{k}\Omega$$

$$r_{\lambda 5} = r_{be5} + (60+1) \cdot R_{22} \approx 10\text{k}\Omega$$

了解 $r_{\lambda 4}$ 后, 可知由于 R_{18} 的存在要损失信号电流, R_{17} 要损失信号电压, 但 $R_{17} \ll r_{\lambda 4}$, 所以当输入电压为 u_{λ} 时,

$$u_{\lambda} \approx i_{b4} \cdot r_{\lambda 4} \approx i_{b4} \cdot [r_{be4} + (\beta_4 + 1) \cdot R_{21}]$$

BG_4 的交流负载电阻应是 R_{18} 与 $r_{\lambda 5}$ 的并联值, 但 $R_{18} \gg r_{\lambda 5}$, 所以交流负载电阻可看成 $r_{\lambda 5}$ 这个电阻。 BG_4 的输出电压就是 BG_5 的输入电压, 而 BG_4 的电压放大倍数是:

$$K_{v4} = \frac{i_{b4} \cdot \beta_4 \cdot r_{\lambda 5}}{i_{b4} \cdot r_{\lambda 4}} = \beta_4 \frac{r_{\lambda 5}}{r_{\lambda 4}}$$

BG_5 的交流负载电阻应是 R_{19} 与 $r_{\lambda 6}$ 的并联值, 由于 BG_6 是个射极输出器, 它的输入电阻高, 即 $r_{\lambda 6} \gg R_{19}$, 所以交流负载电阻可以看作是 R_{19} , 这样 BG_5 的电压放大倍数是:

$$K_{v5} = \frac{i_{b4} \cdot \beta_4 \cdot \beta_5 \cdot R_{19}}{i_{b4} \cdot \beta_4 \cdot r_{\lambda 5}} = \beta_5 \frac{R_{19}}{r_{\lambda 5}}$$

两级总电压放大倍数为二者放大倍数 K_{v4} 、 K_{v5} 之乘积, 所以:

$$K_v = \beta_4 \cdot \beta_5 \frac{R_{19}}{r_{\lambda 4}}$$

如果 β_4 、 β_5 按 60 来估算, 则 $K_{v4} \approx 7.1$ 倍, $K_{v5} \approx 132$ 倍, $K_v \approx 937$ 倍, 以上

估算, 与实测比较接近。通过分析, 可以掌握这种电路的估算方法, 又使我们了

解到 BG_5 这级比 BG_4 的放大倍数要大得多, 因而在选管时应将 β 大的管子当作 BG_5 。但也应注意, BG_4 应具有小信号放大能力。图 2-8 所示, 在基极注入较小时, 下面几根线间隔很小, 甚至并在一起, 这种管子的小信号放大能力差, 应尽量不用。

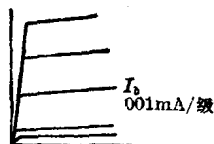


图 2-8 小信号放大能力差的输出图形

第二节 射极输出器

图 2-1 中的 BG_6 是个射极输出器，它没有常见的集电极电阻，如 BG_4 、 BG_5 的 R_{18} 、 R_{19} 。它自基极输入信号电压，而信号电压的输出是取自发射极，所以称这种电路为射极输出器（或射极跟随器、共集电路）。本机运用这种电路的地方较多，这一节结合 BG_6 具体电路，来说明一下射极输出器的几个特点。

一、直流通路

将 BG_6 的直流电路单独画出如图 2-9，考虑到流过 R_{19} 的是 I_{c5} 和 I_{b6} ，故将虚线连接一个电阻，来代表实际存在的

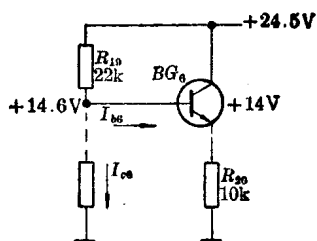


图 2-9 BG_6 直流通路

BG_5 这一分流电路，由图可见，它的偏置电路是一个分压式直流电流负反馈电路，因而在温度改变时，其工作点能得到很好的稳定。 BG_6 的 I_{e6} 可推算如下：

$$I_{e6} = \frac{14 \text{ V}}{10 \text{ k}} = 1.4 \text{ mA}$$

假设 BG_6 的 β_6 为 20，则 I_{b6} 约为 $70 \mu\text{A}$ 左右，和 $I_{c5} = 450 \mu\text{A}$ 相比，是很小的，因而基极电位不受 BG_6 的 I_{b6} 而变，可看作是基本不变的，当温度升高后，若 I_{e6} 增大，那末在 R_{20} 上降压亦增大，即其射极电位要上升，而基极电位不变，这样 BG_6 的基极射极间的电压 u_{be} 会减小，随之 I_{b6} 亦减小，从而牵制了 I_{e6} ，使它基本上不因温度的变化而变化，工作点较为稳定。