

徐松森 徐柏华 编著

# 高保真

## 胆机制作与维修

各类电子管与功放电路  
电子管功放制作与维修  
电源、输出变压器绕制



电子科技大学出版社

# 第一章 基本知识

## 第一节 电子管的结构、特性与参数

### 一、电子管的结构

电子管是利用电子在真空中受电场力的作用作定向运动来工作的电子器件。参与工作的电极封装在抽成真空的管壳内,所以又称真空管。现代则俗称为“胆管”。常用电子管结构示意图如图 1-1 所示。

在真空的玻璃壳内,加入一块金属板和灯丝,当灯丝点燃后,即能获得金属板向灯丝的单向电流,即将交流电变为直流电,这就组成了具有单向导电特性的电子二极管。发射电子的电极称为阴极;吸收电子的电极称为阳极或屏极。

在电子二极管的阴极和屏极之间,加入一个栏栅状的栅极,即构成电子三极管。栅极又称为信号栅、控制栅。栅极的出现使真空电子管的功能发生了质的飞跃。栅极就像晶体管的基极控制集电极电流一样,可以控制自阴极射向阳极的电子数量。所以,利用栅极上电位变化,即能控制阴极电子发射量。根据三极管的结构与特性不同,电子管在一定的栅压变化范围内,以很小的控制电压来使屏极电流发生很大的变化,这就使三极管具有了放大作用。

当电子三极管的栅极对阴极处于较高的负电位时,从阴极发射的电子将受到排斥,也就没有阳极电流。如果栅极对阴极具有较高的正电压时,电子将被栅极吸引,也不存在阳极电流。如果栅极上不加电压,则三极管只能起到二极管的作用。

电子三极管的结构较为简单。当我们把电子三极管用在频率较高的放大器中时,由于屏极与栅极的极间电容较大,极易产生自激,所以电子三极管的运用受限于极间电容。为了减小屏栅间电容,于是在栅极与屏极之间加入一个帘状金属丝电极,称之为帘栅极。帘栅极具有静电屏蔽作用,可以降低栅极与屏极之间的电容,这就构成了电子四极管。当栅极工作于低负压,帘栅极工作于适当的正电压时,可加速阴极向屏极发射电子,提

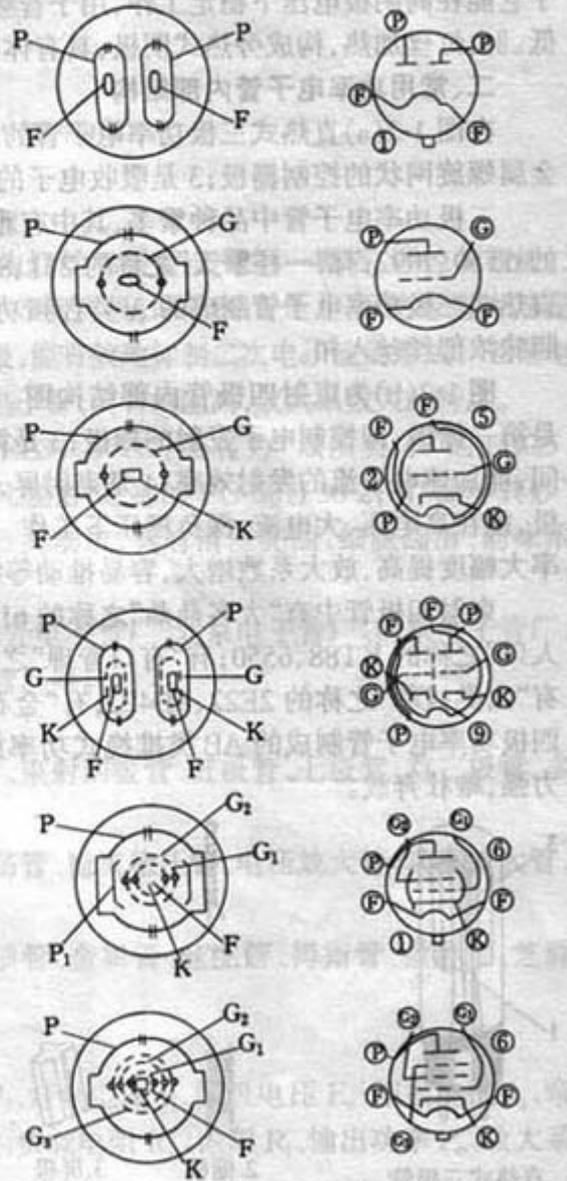


图 1-1 常用电子管结构示意图

图中 P 为阳极或屏极;G、G<sub>1</sub> 为控制栅极;G<sub>2</sub> 为帘栅极;G<sub>3</sub> 为抑制栅极;K 为阴极;F 为灯丝。

高放大效率。

不久,人们发现四极电子管会产生“负阻效应”,即阳极电压升高时,阳极电流反而会减小,以致造成工作不稳定。于是在 20 世纪 20 年代时又产生了电子五极管。电子五极管是在帘栅极与屏极之间,加入大螺旋网的抑制栅极,以控制二次电子的发射,增强了放大效率。以后随着应用的需要又先后制成了两组电极同装在一个管壳里的双二极管、双三极管、二极三极管、二极五极管、三极五极管及多个栅极的六极、七极、八极管及带有束射屏的束射四极管等。

现代电子管结构还在不断地改进,制作材料的品种与质量、阴极的发射效率与使用寿命亦在不断地提高。阴极的结构从古典型的只能用直流点灯丝的直热式阴极,发展到后来的交直流两用的旁热式阴极。制造阴极的材料,亦从原始的钨阴极,不断地改进为敷钍阴极、敷钽阴极和各种氧化物阴极。

这四种常用的阴极材料,钨与钍钨阴极发射温度高,能耗大,多在直热式电子管中应用,由于它能在高阴极电压下稳定工作,用于音频放大,音质透明度高。氧化物与敷钽阴极发射温度低,由灯丝加热,构成旁热式阴极,具有体积小,热容量大,效率高的特点,但发射稳定性稍差。

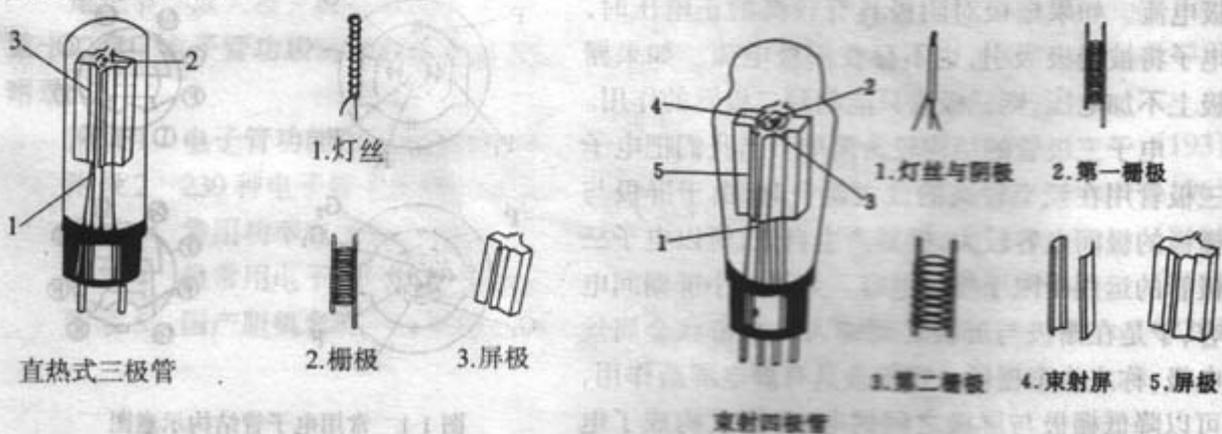
## 二、常用功率电子管内部结构

在图 1-2(a)直热式三极功率电子管的解剖图中,1 是发射电子的直热式灯丝,即阴极;2 是金属螺旋网状的控制栅极;3 是吸收电子的阳极,又称为屏极。

三极功率电子管中品种繁多,其中有雅号为“胆中之王”的 300B、4300;美名为“胆中王后”的 6T50、7092;有“一柱擎天”之称的 211、845;有“青山不老”之称的 FU-5、805 等。采用这些直热式三极功率电子管制成的 A 类音频功率放大器,其音色纯真柔美,清澈透明,谐音丰满,胆味浓郁丝丝入扣。

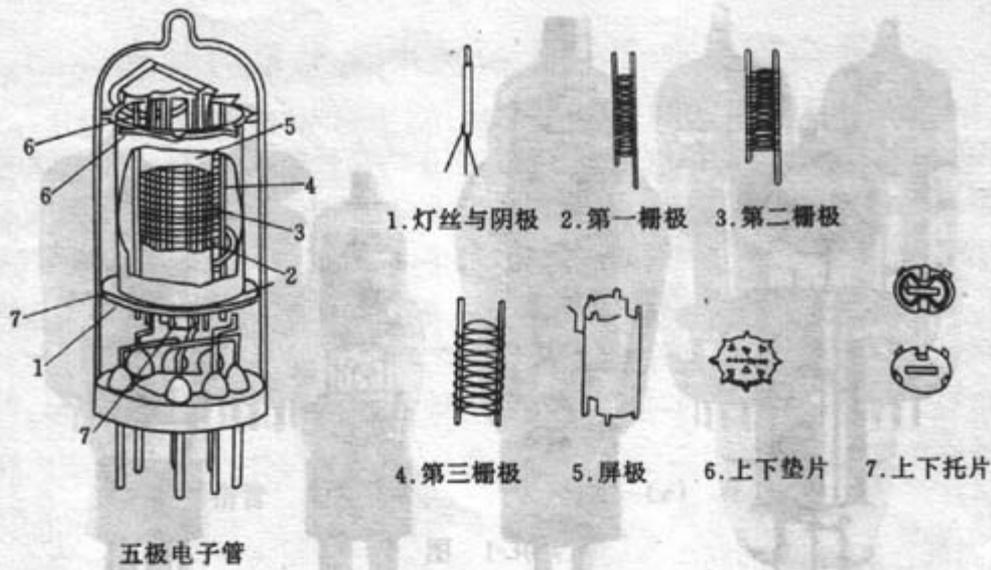
图 1-2(b)为束射四极管内部结构图。图中,1 是内层为热灯丝,外层为敷氧化物阴极;2 是第一栅极,即控制电子发射的栅极;3 是第二栅极,又称为帘栅极,它介于第一栅极与屏极之间,能加速电子流的发射效率;4 是束射屏,利用电子聚焦的方法,抑制二次电子的发射;5 是屏极,能在高电压、大电流、深负栅压下工作。由于束射四极管增加了帘栅极与束射屏,故放大效率大幅度提高,放大系数增大,容易推动等特点,故在电子管功放中被广泛采用。

束射四极管中有“大名鼎鼎”之称的 6L6、6P3P;有“高山流水”之称的 6V6、6P6P;有“脍炙人口”之称的 KT88、6550;有“有口皆碑”之称的 FU-7、807;有“一鸣惊人”之称的 FU-13、813,有“出类拔萃”之称的 2E22、FD422;有“金石之声”之称的 FU-250、4CX250 等。采用这些束射四极功率电子管制成的 AB 类推挽式功率放大器,其输出功率强劲,低音深厚有力,高音穿透力强,雄壮奔放。



(a) 直热式三极功率电子管内部结构图

(b) 束射四极管内部结构图



(c) 五极电子管内部结构图

内阻  $R_i$  表示当栅极电压  $U_g$  固定不变的情况下, 阳极电压的变化量与阳极电流变化量之关系式为:  $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ , 单位为  $\Omega$ 。

放大系数  $\mu$ : 表示放大器栅极电压对屏极的控制能力, 较之阳极电压的影响强多少倍。它表示电子管电压的放大能力, 也反映阳极电压变化对栅极电压的控制作用。

图 1-2

图 1-2(c) 为五极电子管内部结构图。图中 1 为灯丝与阴极; 2 是第一栅极, 即控制栅极; 3 是第二栅极, 即帘栅极; 4 是第三栅极, 又称抑制栅极; 5 为屏极, 即阳极; 6 是上、下绝缘垫片, 7 是支撑管芯的上、下托片。五极电子管内增加第三栅极, 能有效地抑制二次电子流的形成。五极电子管中有小电流的电压放大管, 也有大电流的功率电子管, 具有内阻高, 放大系数大的特点。

五极功率电子管中有称之为“一代风流”的 EL34、6CA7; 美名为“淑质英才”的 6BQ5、6P14; 有雅号为“百听不厌”的 FU-46、6146; 有“超凡脱俗”之称的 FU-50、P50-2; 有“曲尽其妙”之称的 EL81、6CW5 等。用五极功率管制成的 AB 类功放, 具有清澈亮丽、细腻圆滑、韵味浓郁的特点。

国内生产电子管的工厂也较多, 主要有长沙曙光电子管厂、北京电子管厂、南京电子管厂、上海电子管厂、四川红光电子管厂、桂林桂光电子管厂等。

电子管的种类繁多, 结构、功能、造型各异。

从内部结构上可分为: 二极管、三极管、四极管、束射四极管、五极管、七极管、双三极管、多极复合管、高压汞气管、稳压管、调谐指示管等。

从功能上可分为: 整流管、检波管、混频管、振荡管、稳流稳压管、电压放大管、功率放大管、示波管、显像管等。

从外形上可分为: 球形管、玻璃管、GT 管、自锁管、金属管、花生管、拇指管、微形管、芝麻管、橡实管等。图 1-3 是各种电子管的外形照片。

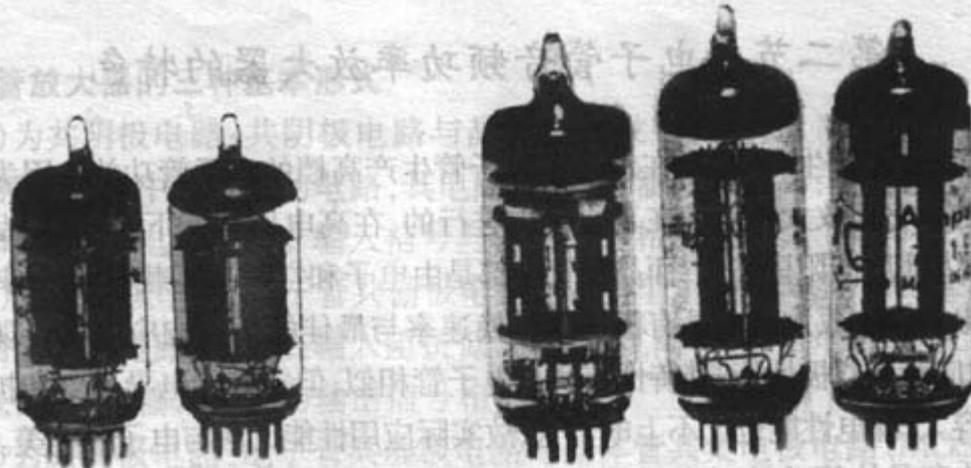
### 三、电子管主要参数

电子管在一般应用下主要参数有: 灯丝电压  $U_f$ 、灯丝电流  $I_f$ 、阴极电压  $E_c$ 、阳极电流  $I_a$ 、帘栅极电压  $E_{g2}$ 、栅极电压  $U_g$ 、阴极与灯丝间电压  $E_{kf}$ 、负载电阻  $R_L$ 、内阻  $R_i$ 、输出功率  $P_o$ 、放大系数  $\mu$ 、跨导  $S$  等。

电子管在放大电路中, 与放大器效果关系最密切的参数为跨导  $S$ 、内阻  $R_i$  和放大系数  $\mu$ 。

跨导  $S$ : 表示电子管栅极电压对屏极电流的控制能力。它表示在阳极电压固定不变时, 阳极电流的变化量  $\Delta I_a$  与栅极电压变化量  $\Delta U_g$  之比, 其关系式为  $S = \Delta I_a / \Delta U_g$ , 单位为  $\text{mA/V}$ 。





(d) 拇指管

(e) 花生管

图 1-3(续)

内阻  $R_i$ : 表示当栅极电压  $U_g$  固定不变的情况下, 阳极电压的变化量与阳极电流变化量之比, 关系式为:  $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ , 单位为欧姆  $\Omega$ 。

放大系数  $\mu$ : 表示放大器栅极电压对阳极的控制能力, 较之阳极电压的影响强多少倍。  $\mu$  不仅表示电子管电压的放大能力, 也反映阳极电压变化对栅极电压的控制作用。

跨导  $S$ 、内阻  $R_i$  和放大系数  $\mu$  三者的关系, 可用下式表示:

$$\mu = SR_i$$

#### 四、电子管输入与输出特征

图 1-4 为三极管(束射四极管、五极管)的输入特性曲线。

当电子管的栅极负电压从 0V 上升, 屏极电流也随之上升; 当达到足够的负压时, 屏极电流截止。所以电子管的输入范围, 是从屏极电流截止到 0V 之间的栅极跨导直线段相对应的栅极电压范围, 其范围在平面坐标的第三象限, 故称为电子管的靠左特性。

电子管的输入范围与屏极电压成正比, 屏极电压上升, 则栅极负压亦加深, 同样一只电子管当屏极电压升高, 其输入范围也会增大。但输入范围与电子管的放大系数成反比, 即高放大系数管输入范围小; 低放大系数管输入范围大。

图 1-5 为三极管(束射四极管、五极管)的输出特性曲线。

理想的输出负载线是从 0V 栅压时, 屏极电流曲线上方向横轴上的供电电压的连接线。

其最佳负载阻抗, 一般三极功率电子管取其内阻的 2~3 倍; 而束射四极管与五极功率管的内阻较高, 故一般取其内阻的 1/8~1/10。

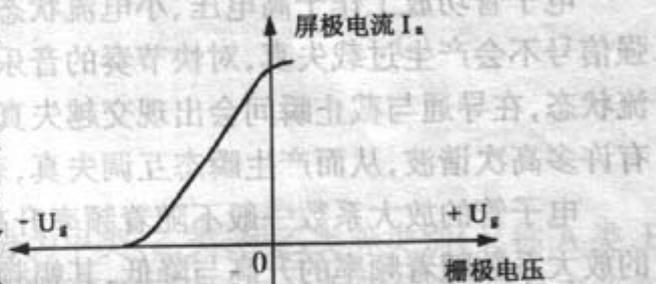


图 1-4

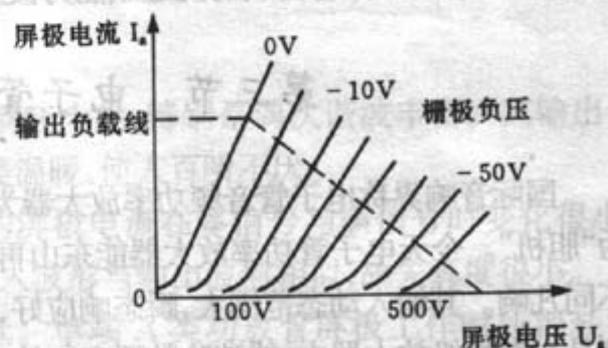


图 1-5

## 第二节 电子管音频功率放大器的特色

欧美著名的老牌音响生产厂,现在仍采用电子管生产高档的电子管功放。因为电子管本身具有极好的物理特性,它的放大工作是在真空管内进行的,在高电压状态下,从阴极发射出来的电子以 600km/s 的惊人速度向阳极飞去;而晶体管内部是由电子和空穴来运载电荷的,其平均速度仅为 0.2m/s。因此,电子管在放大器中具有极快的转换速率与最佳的瞬态响应。尽管现在还有些晶体管新品种的场效应管和双极性管,其特性有些与电子管相似,但它们的电导速度和扩散速度均非常低,加之极间电容大,漏电性能也比不上电子管,故实际应用性能无法与电子管媲美。

电子管功放和晶体管功放对音乐信号都是模拟放大,而对聆听者来说,喇叭终端的音响效果才是最终的结论。电子管功放的优势在于电子运动速度快,其瞬态响应好、动态范围大、频率响应宽广,高低音清晰明亮,层次分明,这些均是现代高保真功放所必备的条件。

晶体管功放的谐波失真能做到 0.003%,而在实际听觉上却不如谐波失真高达 2% 的电子管功放。因为失真度高低与音色的靓丽并不是一回事。晶体管音色干硬,而电子管音色柔美圆润,这主要是器件本身物理性能所决定的。制作音乐节目的录音师,经常对干涩无味的音乐进行润色,采用声音激励器,将丰富的谐波加入,使乐曲变得悦耳动听。

电子管功放音色靓美,可贵之处就在于含有丰富的谐波,由于谐波的存在,故电子管功放的失真度很难做到 0.1% 以下。正是由于润色的谐波存在,使电子管功放的中高频变得格外地靓丽温柔,丝丝叩人心弦。

电子管功放工作于高电压、小电流状态下,不但转换速率快,而且动态范围大,对音乐高峰强信号不会产生过载失真,对快节奏的音乐信号亦能如实再现。而晶体管功放则工作于大电流状态,在导通与截止瞬间会出现交越失真和瞬态失真,由于交越失真产生的脉冲尖峰,包含有许多高次谐波,从而产生瞬态互调失真,表现为刺耳的晶体管声。

电子管的放大系数一般不随着频率升高而产生变化,因此幅频特性变化稳定。而晶体管的放大系数随着频率的升高与降低,其幅频特性均要下降。因此电子管功放能获得更高的上限频率。

电子管功放具有较大的功率储备能力,当负载变化时或输出功率过载时,其输出负载曲线的变化并不明显;而晶体管功放的抗过载能力极差,超过额定功率时,失真度直线上升,无法正常工作。

## 第三节 电子管音频功率放大器的组成

国际音响界称电子管音频功率放大器为各种功放机中的新贵族。国内发烧友们称电子管功放为“胆机”。今天电子管功率放大器能东山再起,从旧爱到新宠,是由于电子管功放的音色别具特色,不同凡响。其输入动态范围大,瞬态响应好,输出功率储备量大,抗过载能力强,工作稳定可靠。特别是在发烧级放大器中,能消除数码音频技术带来的数码噪声,还原出柔美圆润、清澈透明的乐音,这些都是目前晶体管放大器尚难以完全替代的。这正是兴起现代国内外胆机新潮的主要原因。在追求高品质音色的今天,电子管放大器所独具的魅力,深受国内外发烧友的青睞。

目前世界各国制造的电子管功放机品种较多,有些收藏级的产品被国内外发烧友视为珍品,身价百倍。国外著名的功放机品牌有:McIntosh、Marantz、Cary、Conrad、Johnson、Unison、Audio Research 等。国内著名的功放机品牌有:斯巴克、大极典、曙光、欧琴、缪斯等,其中大部

分销往国外。

### 一、电子管放大器的三种基本形式

图 1-6(a)为共阴极电路：共阴极电路与晶体管共发射极电路、MOS 管、FET 管共源极电路相似，是音频放大器中最常用的电路，其电路特点是：输入阻抗高；输出阻抗也高。不但具有电压增益，同时也具有电流增益。输入信号与输出信号相位相反。

图 1-6(b)为共栅极电路：电子管共栅极电路与晶体管共基极电路、MOS 管、FET 管共栅、共闸极电路相似。其电路特点是：输入阻抗低，输出阻抗高，有电压增益；但无电流增益。高频放大特性与线性均好，输入信号与输出信号相位相同。

图 1-6(c)为共屏极电路：电子管共屏极电路与晶体管共集电极电路、MOS 管、FET 管共漏极电路相似。其电路特点是：输入阻抗高，输出阻抗低，电压无增益，电流有增益。输入信号与输出信号相位相同。由于该电路的输入信号与输出信号同步变化，故又被称为阴极跟随器。本电路常用于输入级的阻抗匹配器与输出级电流跟随器。

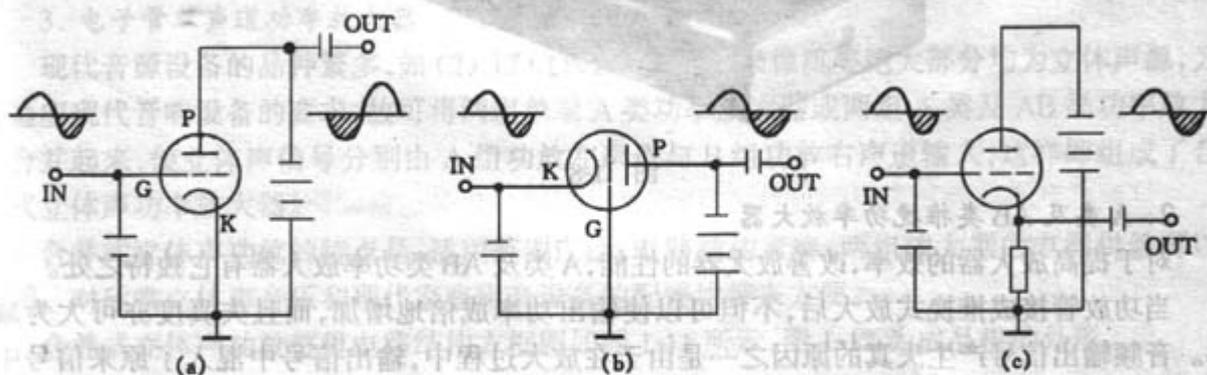


图 1-6

### 二、电子管功率放大器的主要类别

我们知道，功率放大器按工作状态的不同，可分为甲类、乙类、甲乙类等类别（又称 A 类、B 类、AB 类）。甲类放大器的特点是工作点选在输出特性曲线线性区的中间位置，信号电流在整个周期内都流通，其输出失真小、效率低。乙类放大器工作点选在输出特性曲线的零栅流点，信号只在半个周期内流动，其效率高，但失真很大。而甲乙类的工作状态介乎甲类和乙类之间，其效率高，失真也较小。

#### 1. 单端 A 类功率放大器

单端 A 类功率放大器音色纯真细腻，清澈透明，韵味十足，特别是偶次谐波丰富。其输出信号富有层次感，产生了类似多弦琴的效应，故音色甜美温暖，使人百听不厌。

单端 A 类功放的工作状态极为稳定，其功放级的屏极电流在零信号与满信号时变化很小；当功放管工作于屏栅特性曲线线性区时，音频信号的输入波形与输出波形相似，故失真度很小。

但美中不足之处是单端 A 类功放工作效率较低。单端 A 类功放管屏极工作时所消耗的直流功率，与屏极所能输出的功率之比，仅为 20%~30% 之间。如用“胆王”300B 直热式三极管制作的单端 A 类功放，其输出功率仅为 8~9W；用高屏压大功率直热式三极管 211、845 等制成的单端 A 类功放，输出功率也仅为 20~30W。

单端 A 类功放的整机电路结构比较简单，功放级可用一只放大管来完成，为取得良好的输出效果，通常输出级的负载阻抗应不小于屏极内阻的 2 倍。

单端 A 类功放整机电路结构方框图如图 1-7 所示，成品机外形如图 1-8 所示。



图 1-7

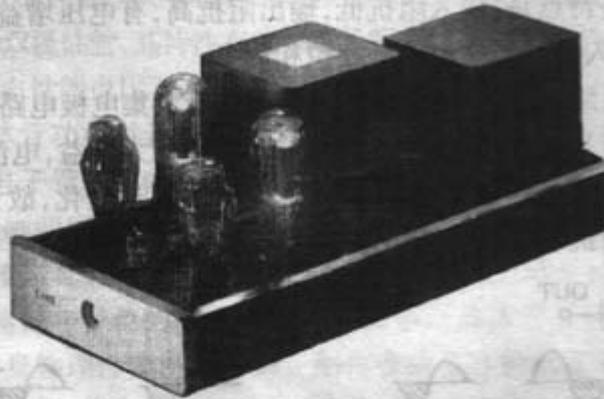


图 1-8

## 2. A类及AB类推挽功率放大器

对于提高放大器的效率,改善放大器的性能,A类及AB类功率放大器有它独特之处。

当功放管接成推挽式放大后,不但可以使输出功率成倍地增加,而且失真度亦可大为减小。音频输出信号产生失真的原因之一是由于在放大过程中,输出信号中混入了原来信号中所没有的多次谐波。当放大器接成推挽电路后,由于两只功放管的工作处于反相状态,将信号中混入的多次谐波在输出变压器中相互抵消了。

同时,推挽式功率放大器的输出变压器铁芯也能相应地减小。因为单管放大时,屏流通过输出变压器,故输出变压器不得不采用较大的铁芯,以防止电流经过铁芯而产生磁饱和现象而影响输出功率。但在推挽式输出变压器中,因稳定的电流由输出变压器中心抽头到两只功放管屏极所走的方向是相反的,故它们的磁化作用可以相互抵消,不致产生磁饱和现象,所以输出变压器的铁芯可以比单管放大时相应地减小。

此外,整机的交流声也能相应地减小。因为在使用交流电源供电时,屏极高压均由交流整流后供给,但输出的直流高压虽经过滤波网络,但交流成分不能完全被滤清,此交流分量在单管输出的整机中比较明显。在推挽放大电路内,因屏极电压由输出变压器相位相反的两组线圈供给,故能相互抵消。

许多国际上著名的电子管功率放大器,如麦景图、马兰士、威廉逊、威廉姆斯等均为AB类推挽功放。

A类及AB类推挽功放整机电路结构方框图如图1-9所示,图1-10为成品机的外形。



图 1-9

#### 四、抑制栅极的供电

在五极管中的阴板与帘栅极... 它的作用是抑制负阻效应,减小极间电容,提高频率特性。

抑制栅极通常不... 其作用是抑制负阻效应,减小极间电容,提高频率特性。

... 它的作用是抑制负阻效应,减小极间电容,提高频率特性。

... 它的作用是抑制负阻效应,减小极间电容,提高频率特性。

... 它的作用是抑制负阻效应,减小极间电容,提高频率特性。

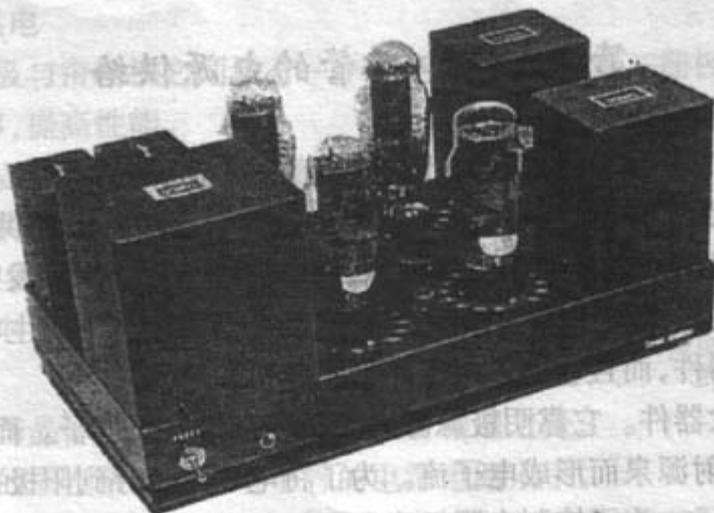


图 1-10

### 3. 电子管双声道功率放大器

现代音源设备的品种繁多,如 CD、LD、DVD、录音机、录像机等绝大部分均为立体声源,为了适应现代音响设备的要求,故可将两组单端 A 类功率放大器或两组 A 类及 AB 类功率放大器合并起来,使立体声信号分别由 A 组功放左声道与 B 组功放右声道输入,这样即组成了合并式立体声功率放大器。

合并式立体声功放的特点是,适用范围广泛,电路结构紧凑,两组放大器的电源供给可以合用。对欣赏立体声音乐和现代家庭影音设备的配置均带来方便。

合并式立体声功放整机电路结构方框图如图 1-11 所示,图 1-12 为成品机的外形。

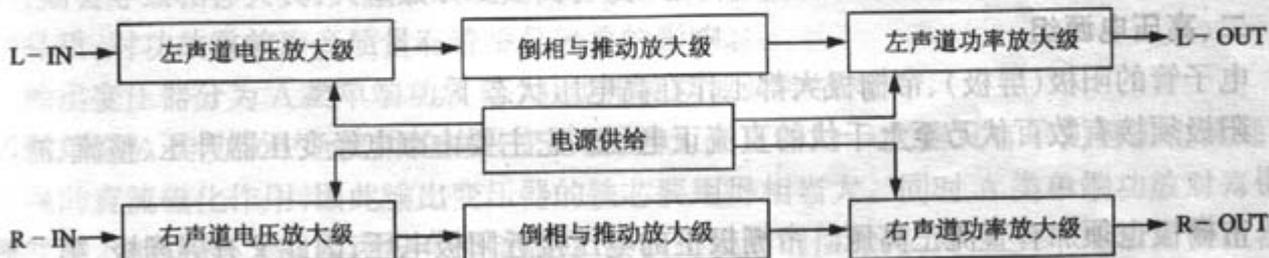


图 1-11



图 1-12

## 第四节 电子管的电源供给

电子管结构特殊,它的供电方式有别于晶体管的供电方式。

我们知道,晶体管为了维持正常工作状态必须为集电极和基极提供所需的电源。集电极电源是为了保证晶体管的集电极处于反向偏置,基极电源是为了保证发射极处于正向偏置,也就是说向基极提供正向偏置电压,使晶体管在集电极电压的作用下产生电流放大作用。所以,晶体管是个电流放大器件,而且它的供电电路形式相对简单。

电子管是电压放大器件。它靠阴极源源不断地向阳极发射电子。而阴极只有被加热到一定温度时,才能成为发射源泉而形成电子流。为了将电子流传导到阳极,阳极对阴极必须有很高的正电压,以吸引电子。为了控制自阴极飞向阳极的电子数量,从而控制电源转化到负载中的能量,还必须在栅极加上适当的负偏压。此外在多极管中还要为帘栅极和抑制栅极提供必要的工作电压。

因此,电子管的供电电路要比晶体管复杂。

电子管供电电源可分为以下几组:

### 一、灯丝电源组

灯丝电源组主要用来点燃灯丝。灯丝的作用是加热阴极,促使阴极发射电子。

电子管灯丝按供电方式来分有直流供电和交流供电两种方式。灯丝供电电流和电压根据电子管型号的不同而高低不等,主要属于低电压大电流形式。

电子管灯丝无论交流或直流供电,大都取自市电经变压器降低所得。早期也有用电池供电的电子管,但现在已很少使用。

### 二、高压电源组

电子管的阳极(屏极)、帘栅极大都工作在高电压状态下。

阳极须接有数百伏乃至上千伏的直流正电压。它主要由市电经变压器升压、整流、滤波后取得。

帘栅极也须加有直流正高压。帘栅极上的电压接近阳极电压,因此又有屏栅极、第二栅极之称。帘栅极工作电压大都是从阳极供电电路经电阻降压、电容滤波后取得。

### 三、栅极供电组

栅极电源在电子管供电系统中是十分重要的。电子管在正常工作状态下要提供一个负电压,通常称为栅负偏压。栅负偏压与晶体管基极偏压的作用相同。在电子管放大器中,栅偏压的大小,决定了电子管的工作点是否设在特性曲线的线性区域内。栅负压取得不合适,会引起放大器的非线性失真,破坏电子管的正常工作。

栅偏压的获取有两种方式,一是自给栅偏压方式;一是固定栅偏压方式。自给栅偏压又称阴极自给偏压。因为其栅极电压取自电子管本身阴极电流流过阴极电阻所产生的上正下负的压降,并通过阴栅间的栅漏电阻加在栅极上,如图 1-13 所示。

固定栅偏压的供电方式根据电子管放大器电路形式的不同,有多种方法。常用电路将在第七章第三节专门介绍。固定栅偏压的优点是栅压相对比较稳定且方便可调,适应性强。

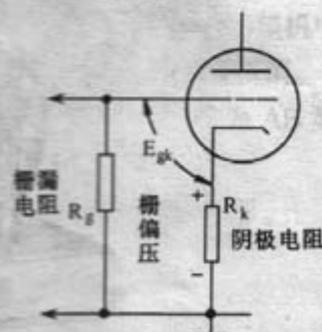


图 1-13

#### 四、抑制栅极的供电

在五极管中的阳极与帘栅极之间设有一个抑制栅极(又称第三栅极)。它的作用是抑制负阻效应、减小极间电容,提高性能。

抑制栅通常不另立供电电源,而是抑制栅极与阴极相连,故抑制栅相对阳极是负电压。

图 1-14 是电子管各极供电电压状况示意图。

有关电子管功放电源供给电路的详细分析请参看本书第七章。



图 1-14

电子管供电电路与晶体管供电电路在许多方面有相通之处。

建议初学电子管电路的朋友最好先从电子管的电源电路入手。

弄懂了电子管的供应方式,再进一步学习电子管电路原理,可以说打开了一扇方便之门。

### 第五节 电子管音频功率放大器的主要部件

组成电子管功率放大器的主要零部件有:变压器、电子管、电容器、电阻、电位器、接插件、各种接线、底板与机箱等。

#### 1. 变压器

电子管功放机中使用的变压器有:电源变压器、输出变压器和阻流圈。其中输出变压器的品质优劣,对功放机输出的音质与音色影响最大。从技术角度来说,即对功放机输出的频率响应和相移失真影响最为明显。如果输出变压器的频响不够宽时,单靠加深整机负反馈进行补偿时,则会导致相移失真,其重放表现是高音发飘或刺耳。因此,电子管功放机中的输出变压器的品质,对功放重放声音质量有着举足轻重的影响。

输出变压器分为 A 类单端功放与 AB 类推挽功放两种结构。

在单端 A 类功放中所使用的输出变压器,因为变压器的一次侧只有单向静态电流通过,有很强的直流磁化作用,因此输出变压器的铁芯要用得相当大。同时 A 类单端功放对寄生在供电线路上的纹波、干扰噪声没有抑制能力,要获得较高的信噪比,对 A 类单端输出变压器的漏磁、漏感、空载电流等有较严格的要求。

AB 类推挽输出变压器,由于在推挽电路中,功放管对交流信号是互为反相工作状态,对于功放管屏极直流供电则是同相关联在高压电源上,输出变压器一次侧的两个绕组为反相绕制,因此,它对直流高压的纹波有自动抵消作用,故交流哼声极低。同时,输出变压器一次侧绕组上流过的电流互为反向,铁芯上的直流磁化为零,故 AB 类推挽输出变压器的体积比 A 类单端输出能相应地减小,且输出功效比单端 A 类大幅度提高。

音频输出变压器不同于单一频率的电源变压器,它所传输的音频信号,通常包括下限频率和上限频率的整个频段,而且要求以 20Hz~20kHz 的整个频段内,由输出变压器引起的非线性失真必须抑制到最低限度,频率特性也必须符合技术指标上的要求。

为满足输出低音段的频响特性,输出变压器的一次侧电感量必须足够大,绕组圈数必须绕足;同时输出变压器的铁芯必须采用优质 GE 型硅钢片,以保证最佳的磁通密度,且铁芯的叠厚应大于单一频率的电源变压器。

为保证高音频段频率响应的要求,输出变压器线圈的漏感和分布电容要尽可能地小。这就要求输出变压器的线圈在绕制上有别于普通的平绕方式,而必须采用分段交叉叠绕的高

保真输出变压器制作方法。

如制作者无条件自制时,则可全部选用成品,在选购时必须注意,对于电源变压器的功率容量尽可能选择稍大一些,这样在使用中不但温升小,效率高;而且有利于今后的升级换代。在选购输出变压器时,必须选购通用电路型号的,如超线性接法与三极管接法兼顾,而且最好了解其绕制方式与频率响应范围等技术特性。有关音频变压器的论述请见第十章。

## 2. 电容器

功放电路中常用的耦合电容器品种较多,其中包括有机介质电容如聚丙烯电容(CBB)、聚苯乙烯电容(CB)、涤纶电容(CL)、纸介电容(CZ)等;无机介质电容如云母电容(CY)、陶瓷电容(CC)、玻璃釉电容等。

国内外音响专用电容器品牌也很多,如德国的 WIMA、ERO,法国的 SOLEN、SCR,澳洲的 RIFA、MKT等;国产的有 XINDAK(新德克)L系列 CBB 电容,这些音响发烧级补品电容大部分为金属化无感聚丙烯电容。



图 1-15 阻容元件图

功放滤波级用的高压大容量电解电容品种也不少,如 CD 型单只电解电容与 CDZ 型组合式电解电容,其耐压一般有 300V、450V、500V 等多种。此外,还有高压油浸电容 CZM,一般耐压有 600V、1000V 等多种,国产品牌有天和、双圈、和平等;国外品牌有日本的黑金刚、红宝石等。

耦合电容器品质的优劣对功放的靓声有很大关系。因为在音频放大电路中,耦合电容产生持续的充放电作用,将交流音频信号传输到下一级。但各种电容器均存在不同的介质损耗,并随着音频信号频率的增高而加大,其瞬时值即为该电场能量交换的转换速率,对不同频率产生不同的响应,使原有信号中各频率的幅度和相位发生变化,因而导致放大器产生各种频率失真和相位失真。

功放中如产生低频段响应不良时,则反映出低音力度不足,声音单薄无力;如高频段响应不良时,则表现出高音穿透力不强,解析力下降。如产生各种相移变化时,将导致放大器产生各种类型的相位失真、瞬态失真、互调失真等等,这样使功放的重低音变得混浊不清、模糊生硬,声音发毛、发破,严重影响放大器的保真度。

要制作保真度高的功放,在选择耦合电容器时决不可忽视它的品质,其中对音频信号传输特性影响最大的是它的转换速率与介质损耗。高速电容器的电荷转移速度与两个极板之间的介质有关。它在生产制作时预先对聚丙烯材料进行极化处理,以提高其转换速率。还有进口高档的高速电容器,将真空蒸发的铝膜改用价格昂贵的镍膜,因为镍膜可以被磁化,制成后可以磁化处理,这样可将转换速率提高一个数量级。鉴别该类电容器真伪只要将指南针凑近,指针偏转者为真品。

对有极性的电容器作耦合之用时,其极性不能接反,必须高电位接正,低电位接负。同时电路中的耦合电容应具有足够的容量与耐压余量,以免在低频区阻抗上升使放大器信噪比变差。

耦合电容器在装配前有条件应采用兆欧表检测一下,不能有轻微的漏电。因为耦合电容器在电路中可以看成为一个理想电容与绝缘电阻的并联。通常绝缘电阻与漏电流有关,一旦有轻微的漏电,则该电容的电阻特性加大,损耗也随之加大,不但影响电容器在电路中的快速

充放电,而且还将导致放大器产生相移失真与瞬态失真,导致快节奏变化的音频信号形成削波,使原来悦耳的乐音变得含混不清。

### 3. 电阻器

电阻器品种较多,经常使用的有金属膜电阻(RJ)、合成膜电阻(RH)、氧化膜电阻(RY)、碳膜电阻(RT)、线绕电阻(RX)、被釉线绕电阻(RXY)、精密线绕电阻等。

功放中常用电阻的功耗一般为 0.25~20W,大功率电阻的阻值直接印在电阻表面;而小功耗电阻一般以色环表示。因色环电阻具有标志清晰,从各个角度均能看清楚阻值的标记。常使用的有四色环两位有效数字表示法,及五色环三位有效数字表示法。

表 1-1 色环电阻标示表

颜色	有效数字	乘数	允许偏差%	识别示范
银	/	$10^{-2}$	$\pm 10$	<p>红 棕 紫 金</p> <p><math>27 \times 10^1 = 270\Omega</math></p> <p>允许偏差 <math>\pm 5\%</math></p>
金	/	$10^{-1}$	$\pm 5$	
黑	0	$10^0$	/	<p>棕 绿 黑 银</p> <p><math>10 \times 10^5 = 1M\Omega</math></p> <p>允许误差 <math>\pm 10\%</math></p>
棕	1	$10^1$	$\pm 1$	
红	2	$10^2$	$\pm 2$	<p>棕 绿 银 红 金</p> <p><math>125 \times 10^{-1} = 12.5\Omega</math></p> <p>允许偏差 <math>\pm 10\%</math></p>
橙	3	$10^3$	/	
黄	4	$10^4$	/	
绿	5	$10^5$	$\pm 0.5$	
蓝	6	$10^6$	$\pm 0.2$	
紫	7	$10^7$	$\pm 0.1$	
灰	8	$10^8$	/	
白	9	$10^9$	$+5, -20$	
无色	/	/	$\pm 20$	

功放电源回路功耗较大,一般为 5~20W,为保证功放的质量,应选用品质较好的被釉线绕电阻(RXY)与精密线绕电阻(RXJ)。

功放的前置级与推动级所用的电阻器功耗不大,但要求品质优良,稳定性好,不易产生噪声的金属膜电阻器或金属膜色环电阻器,其电阻功耗一般为 0.5~2W。特别是推动管与推挽功放管的栅极电阻,要求其品质精度高,偏差值应不大于  $\pm 5\%$ ,故应采用金属膜色环电阻为佳。

### 4. 电位器

功放机中所采用的音量控制电位器,在控制方式上可分为普通型与步进型。在封装上有单只装与双边装,以适用于声道分开控制与声道同步控制。从控制特性曲线上可分为 X 型(线性式)、Z 型(指数式)、S 型(双曲式)与 D 型(对数式)等方式。

对功放机的音量控制器来说,必须选用 Z 型(指数式)或 S 型(双曲式),这样才符合人耳的听觉习惯。如采用普通的 X 型(线性式)作音量控制时,会产生音量的骤增或骤减现象,而使

音量控制无均匀感。

电位器的品质很重要,质量差的电位器在使用中极易产生接触噪声。所以音量控制电位器应选用高质量的密封式为宜。国内产品可选用环球牌或双圈牌;国外产品可选用日本的ALPS 音响专用电位器。

### 5. 电子管座与接线支架

电子管座必须采用优质的陶瓷制品,劣质的胶木制品与胶纸制品最好不用,因为各种电子管的屏极电压均达数百伏,如管座的品质欠佳,容易引起漏电而产生杂声或交流声。同时管座的接插件必须保持良好的弹性,过松、过紧均不理想,特别是小型灯座过紧时,容易造成电子管脚弯曲,严重时可能导致电子管开裂。电子管座与接插件如图 1-16 所示。



图 1-16 电子管座与接插件图

前置放大管一般为拇指管或花生管,如 6N1、6N2、6N11、12AX7、12AU7、6C1、6J1 等,一般应选用 GZC 型瓷 7 脚或 9 脚管座;普通功率放大管一般为 GT 式,如 6P3P、6L6、6CA7、EL34、KT88、6550 等,一般选用 GZ-2C 型瓷 8 脚管座;其他功放管如 2A3、300B、211、805、807、811、845 等采用中型瓷 4 脚与瓷 5 脚管座。

接线支架在功放机中必不可少,因为功放机中高压与次高压回路的零部件与接线,为防止与各电子管栅极之间产生电场感应,故一般采用架空接法。接线支架应选用绝缘性能良好的制品,其上面的接线端子必须牢固,同时还能耐高温焊接,如无市售,可用绝缘胶木板加铆钉焊片自制。

### 6. 底板及外壳

底板外壳及各种零部件如图 1-17 所示。制作电子管功放底板材料很多,如薄铁板、薄铝板、防锈薄铁板与不锈钢薄板等。板材厚度一般为 1.2~1.5mm 为宜。如用薄铁板时,制成后表面最好加镀层或烘漆处理,以防止日久生锈。底板要求坚实牢固,能承受起电源变压器、输出变压器、阻流圈等大部件的沉重压力。



图 1-17 底板外壳及各种零部件图

底板的布局原则是,电源部分包括电源变压器、输出变压器、阻流圈、滤波电容器等,通常应与功率放大级靠近,这样有利于回路中大电流的输送。当电源变压器采用座式安装方法时,

则输出变压器必须采用立装方式,使两者之间成直角排列,这样电磁场感应最小。为防止电磁场的感应,最好在变压器线包上加罩壳,或外部增加金属隔罩壳,将变压器全部封住,这样可以较彻底地杜绝电磁场的辐射与电磁感应。

功放级与电源部分在工作时均会有热量散发出来,所以在设计布局与摆位时,应做到排列宽舒,而且在底板空隙之处多打些散热小孔,使底板上下热空气可以向上对流扩散。

底板上管座的排列原则是,如属双声道功放机,左右声道的功放级与输出级必须彻底分开,应一路靠左,一路靠右。电源部分可以公用,但滤波网络最好分成左右两路。

功放级安排在电源供电的大电流部分,然后依次为推动级、倒相级与前置输入级,最后至面板上的音量控制器。切不可前后顺序颠倒,也不可将前置放大级与电源级、功放级贴近,否则会产生感应交流声。

现代电子管功放外壳的造型,一般采用独具风格的敞开式,将所有电子管陈列在外,使聆听者能一目了然,彰显出胆机的华丽色彩和贵族风格。

在底座两侧可安装各种材质和色彩的装饰板;电子管上方可选用各种金属条材料,制成各种样式的装饰条,作为保护,外观上亦光彩夺目。

### 7. 线材

为了有利于调试中识别与今后维修方便,一般采用彩色接线。习惯用法是,高压线用红色,屏极线用黄色或橙色,栅极线用绿色或蓝色,阴极线用棕色或黑色等。线径尽可能粗些,这样流通热阻小。接地线可选用1mm左右的镀银铜丝或镍铜丝,选表面光泽,焊接性能好的为佳。

输入线与音量控制线必须采用金属屏蔽隔离线,因电子管栅极灵敏度很高,容易感应噪声。如金属屏蔽层暴露在外的导线,必须外加护套管,以确保安全。



## 第二章 电子管前级放大器

### 第一节 前级放大器的作用

在全套音响系统中,有前级出声、后级出力的共识。前级放大器是功放系统中电压增益最高的一个环节,它在各种音源设备与功率放大器之间起到承前启后的作用,对提高与改善音频信号的品质与音色起到了极其重要的作用。图 2-1 为一种成品前级放大器的外形照片;图 2-2 为一种前级放大器的内部结构照片。

一台高品质的电子管前级放大器,能够使全套音响的重放音变得生动活泼、层次分明、解析力提高、动态范围增大,同时它还能对音源信号的音色起到修饰作用,能使现代音源设备中数码声变得柔和温顺,音乐韵味增浓;反之,劣质的前级放大,将会导致感应噪声加大,声场变窄,音质生硬单薄,工作稳定性变差。

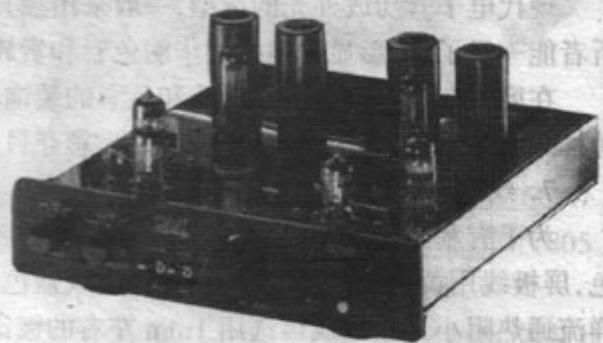


图 2-1 前级放大器的外形图

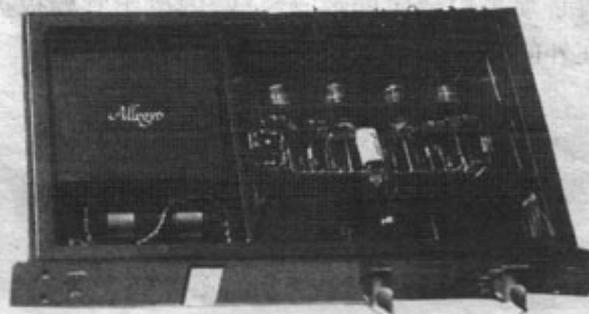


图 2-2 前级放大器的内部结构

前级放大器的功能与作用如下:

1. 选择切换各种音源设备;
2. 将各种音源设备输出的微弱信号放大到足够的电平;
3. 对音频信号进行频率均衡与补偿;
4. 能使音源设备与功率放大器之间达到最佳的阻抗匹配;
5. 提供各声道间良好的平衡控制及音量控制。

#### 一、前级放大器的分类

在现代音响设备中,如将前级放大器与功率放大器同装在一个机箱之内,即组合成为前后级合并式功率放大器。

如将前级放大器与后级功率放大器进行分体式组装,即分别称为前级放大器与后级功率放大器。一般来说,分体式组装的功率放大器其品质较高,技术性能也比较优越,音量与音调

控制器一般设置在前级放大器中,而后级不再设置音量控制器,故称为纯功率放大器,简称纯功放。图 2-3 为前后级合并式功放方框图。

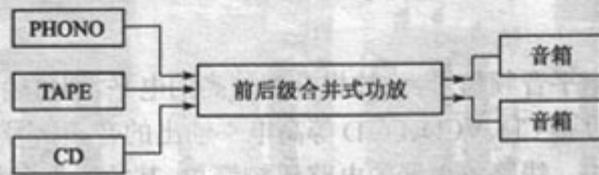


图 2-3 前后级合并式功放方框图

此外,前级放大器从电性能方面来划分时,还可分为有源式前级放大器与无源式前级放大器。目前较流行的大部分为有源式前级放大器。而无源式前级放大器中无放大器件,一般只具有功能选择与切换、平衡与音量控制、阻抗变换等作用。如果用变压器耦合时,只有升压作用。图 2-4 为分体式功放方框图。

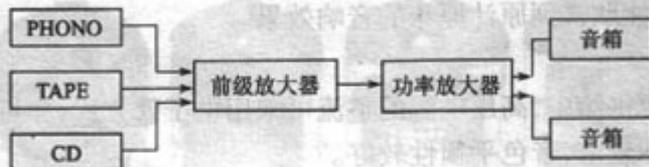


图 2-4 分体式功放方框图

## 二、前级放大器的电路组成

图 2-5 为前级放大器电路结构方框图。

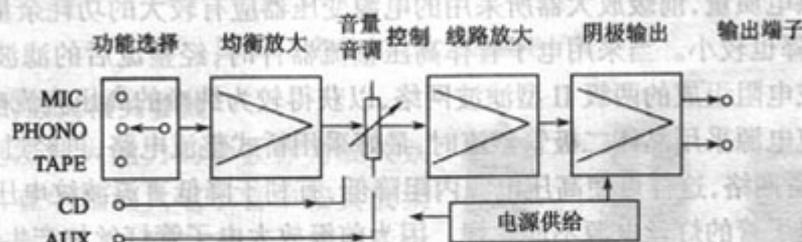


图 2-5 前级放大器基本电路方框图

### 1. 功能选择

现代音源设备的品种繁多,各种音源设备的输出音频信号电压强弱不同,如传声器(MIC)的输出信号电压仅为  $3\sim 5\text{mV}$ ,唱片机(PHONO)的输出信号电压约为  $30\sim 50\text{mV}$ ,录音卡座(TAPE)、调谐器(TUNER)的输出约为  $300\sim 500\text{mV}$ ,而现代数码音源 CD、LD、VCD、DVD 等输出信号电压可达  $700\sim 2\,000\text{mV}$ 。这些音源设备的输出阻抗高低亦不相同,其中低阻抗输出一般为  $600\sim 1\,000\Omega$ ,高阻抗输出可达  $20\sim 50\text{k}\Omega$ 。高阻抗输出的特点是:信号源所消耗的电流较小,匹配性能好,相互影响小,对信号线的品质要求不那么高,同时也减少了输入信号的干扰机会;而低阻抗输出的电流较大,可与后级直接匹配,能驳接较长的信号线与较强的负载能力,对噪声的感染机会少,使放大器背景噪声变得宁静而清晰。

### 2. 均衡放大

对于唱片机、磁带录音机等低电平输出的音频信号,不但要进行大幅度地提升放大,而且

由于唱头与磁头在录制时音频信号均经过预处理,故必须进行频率均衡放大,利用阻容元件组成的负反馈网络,对音频信号的频率响应特性进行校正与补偿,以弥补音频信号在录制过程中的损失。

### 3. 线路放大

经均衡放大后的低电平音频信号,已被提升到较高的电平,即可输入到线路间的电压放大器中。而对于现代音源设备 CD、VCD、DVD 等高电平输出的音频信号,无需进行均衡放大,可直接输入到线路放大器中。线路放大器的电路比较简单,其放大器的增益一般为 10 倍左右,以使输入音频信号电平再得到适当的提升。

### 4. 阴极输出器

阴极输出电路具有输入阻抗高,输出阻抗低的特点,通过阴极放大器能使前级放大器与后级功率放大器达到最佳的阻抗匹配。同时,阴极输出电路还具有较深的电流负反馈作用,它能够将放大后音频信号的失真度、频率响应与信噪比等各项电性能得到改善。

一般较好的前级放大器应具有低于 0.2% 的失真系数,不窄于 20Hz~20kHz 的频率范围。这样经后级放大后,才能欣赏到原汁原味的音响效果。

### 5. 电源供给

前级放大器的电源供给中,高压电源的整流可采用电子管方式,亦可采用晶体管方式。采用电子管方式音乐韵味较浓,音色平衡性较好。

前级放大器信噪比的优劣与电源供给是息息相关的。较为理想的电子管前级放大器信噪比应优于 90dB 以上,这样功放的重放背景才能宁静,有利于音质的清澈透明。

一般晶体管功放的信噪比可达 100dB,而一般电子管功放只能达到 85dB 左右,而对前级放大器的信噪比要求更高,否则经后级功放再放大后噪声将更严重。

为了提高供电质量,前级放大器所采用的电源变压器应有较大的功耗余量,这样电源的内阻才低,负载压降也较小。当采用电子管作高压整流器件时,经整流后的滤波平滑网络,最好采用阻流线圈或电阻组成的两级 II 型滤波网络,以获得较为纯净的高压直流电源。

当高压整流电源采用晶体二极管整流时,最好采用桥式整流电路,再经过由阻流线圈组成的 CLC 滤波平滑网络,这样可使高压电源内阻降低,有利于降低直流纹波电压。

前级放大电子管的灯丝电源不能忽视。因为前级放大电子管灯丝如产生轻微的感应交流声时,经多级放大以后,即变成严重的交流声。因此前级放大器的灯丝电源最好采用直流供电。为确保线路的稳定性,经整流后的直流电源还可采用三端稳压器进行稳压。

## 第二节 前级电子管的选择

在常用放大电子管中,一般可分为电压放大电子管与功率放大电子管,从外形上来看:电压放大电子管的尺寸较小,功率耗损也小,工作时热量也小,一般多为花生管、拇指管、GT 管等;而功率放大电子管的外形尺寸较大,功耗也大,工作时热量也较大,一般多为球形管、玻璃管等。

目前常用的电压放大三极电子管有:6C1、6C3、6C6 等;双三极电子管有:6N1、6N2、6N3、6N6、6N11、6DJ8、6SL7、6SN7、12AU7、12AX7、ECC81、ECC83 等;五极电子管有 6J1、6J5、6J8P、6SJ7 等。图 2-6、图 2-7、图 2-8 是各种常用电压放大电子管的外形。

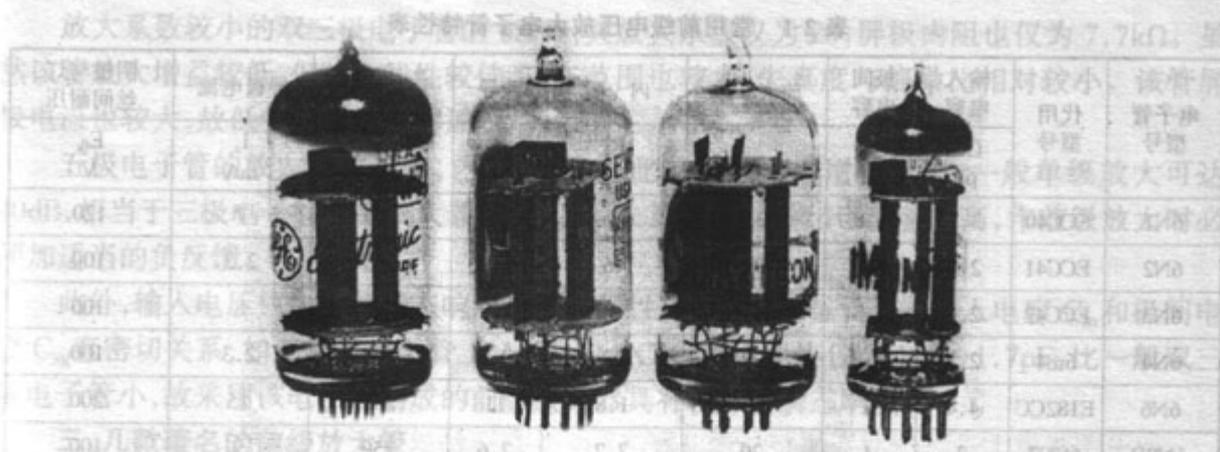


图 2-6 各种电压放大双三极管

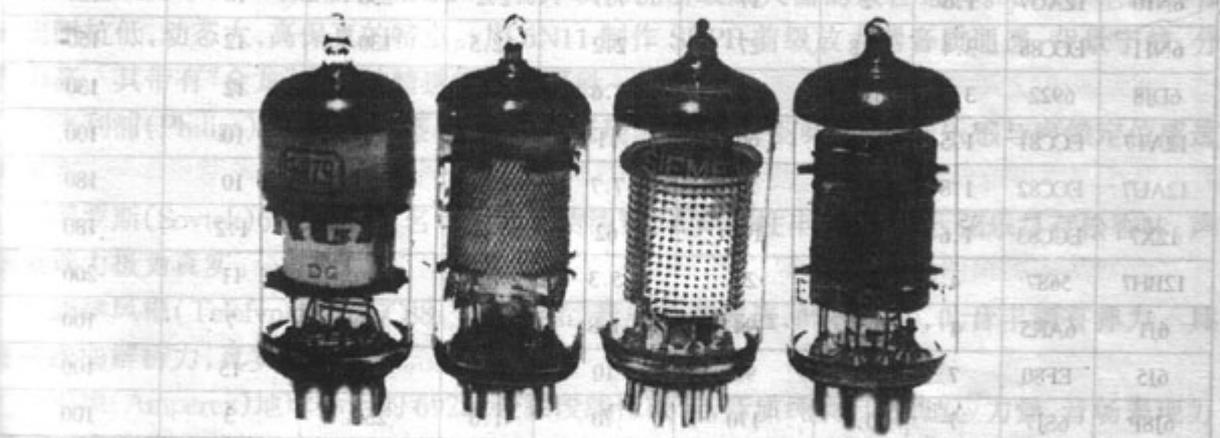


图 2-7 各种电压放大五极管

一、与前级的放大相关参数

电子管对电压放大能力的参数称为放大系数，用  $\mu$  来表示，在电压放大电子管中按其放大系数的高低可分为：高、中、低三种。一般高放大系数的  $\mu = 40 \sim 100$ ；中放大系数的  $\mu = 20 \sim 40$ ；低放大系数的  $\mu < 20$ 。

在选择前级放大电子管时，必须先从电子管的基本参数开始，因为前级电压放大器的增益，

取决于该电子管的放大系数  $\mu$ 、内阻  $R_i$  与跨导  $S$ （还有些手册中称导纳  $g_m$ ，单位为微姆欧  $\mu\Omega$ ）。现给出常用前级电压放大电子管特性表（见表 2-1），供设计与制作时参考。

电子管的跨导  $S$  与屏极内阻  $R_i$  的乘积为一常数，此常数即为该电子管的放大系数  $\mu$ ：

$$\mu = S(\text{mA/V}) \times R_i(\text{V/mA})$$

当放大系数  $\mu$  一定时，则  $S = 1/R_i$ ； $R_i = 1/S$ 。

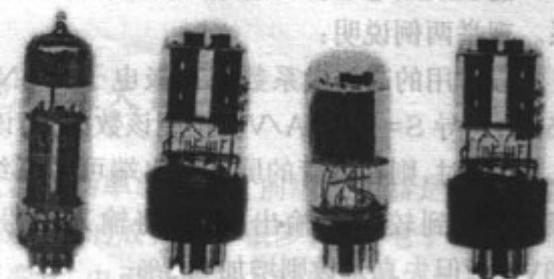


图 2-8 各种中功率电压放大管

表 2-1 常用前级电压放大电子管特性表

电子管型号	代用型号	输入电容	极间电容	放大系数	内阻	跨导	屏极电压	屏极电流	阴极与灯丝间耐压
		C <sub>in</sub> pF	C <sub>ag</sub> pF	$\mu$	R <sub>i</sub> k $\Omega$	S mA/V	E <sub>a</sub> V	I <sub>a</sub> mA	E <sub>k</sub> V
6N1	ECC40	3.1	1.95	35	8	4.3	240	7	120
6N2	ECC41	2.1	2.8	97	46	2.1	250	2.3	100
6N3	ECC42	2.6	1.3	35	5.9	5.9	160	8	100
6N4	6m4	2.1	2.8	97	42	2.3	250	2.3	100
6N6	E182CC	4.4	2	20	1.8	11	250	15	200
6N8P	6SN7	3	4	20	7.7	2.6	250	9	100
6N9P	6SL7	2	3	70	43	1.6	250	3	100
6N10	12AU7	1.6	2	17	7.7	2.2	250	10	180
6N11	ECC88	3.4	1.8	27	2.2	12.5	130	12	150
6DJ8	6922	3.3	1.4	33	2.6	7.8	130	12	130
12AT7	ECC81	1.5	2.2	60	11	5.5	250	10	100
12AU7	ECC82	1.8	1.5	17	7.7	2.2	250	10	180
12X7	ECC83	1.6	1.7	100	62	1.6	250	1.2	180
12BH7	5687	4	2	20	5.3	3.2	250	11	200
6J1	6AK5	4	0.2	94	1.8	5.2	120	7	100
6J5	EF80	7	0.5	90	10	9	120	15	100
6J8P	6SJ7	7	0.6	170	70	1.6	250	3	100

## 二、前级放大电子管选用须知

前级放大电子管在选用时,必须考虑到输入信号电压的强弱与放大管屏极电流大小的关系。现举两例说明:

以常用的高放大系数双三极电子管 6N2 为例。该管的放大系数  $\mu = 97$ ,屏极内阻  $R_i = 46\text{k}\Omega$ ,跨导  $S = 2.1\text{mA/V}$ 。按照该数据,当该电子管的栅极负偏压取  $-1.5\text{V}$ ,输入信号电压为  $0.1\text{V}_{\text{p-p}}$ 时,则在该管的屏极输出端可得到约  $5\text{V}_{\text{p-p}}$ 的信号电压,其失真系数小于  $0.5\%$ 。如果为了得到较高的输出电压,将输入信号电压强度加大到  $0.5\text{V}_{\text{p-p}}$ ,其输出电压可达到  $30\text{V}_{\text{p-p}}$ ,但失真系数则增加到  $5\%$ 。

再以常用的中放大系数双三极电子管 6N10 为例。该管的放大系数  $\mu = 17$ ,屏极内阻  $R_i = 7.7\text{k}\Omega$ ,跨导  $S = 2.2\text{mA/V}$ 。当该管的栅极负偏压取  $-7\text{V}$ 时,屏极负载电阻取  $100\text{k}\Omega$ ,阴极电阻取  $3\text{k}\Omega$ ,当该管栅极的输入电压为  $5\text{V}_{\text{p-p}}$ 时,则该管屏极输出的最大电压可达到  $65\text{V}_{\text{p-p}}$ 。

由上述可知,高放大系数三极电子管的内阻较大,屏极电流较小,其输入的电压范围也较小,适合作前级小信号放大;而中放大系数三极电子管的屏极内阻相对较小,其屏极电流较大,可以输出较高的驱动电压,因此适合于中间放大级与推动级使用。

在设计与制作前级电压放大器时,不要偏好选用高放大系数的电子管,应按照实际需要而定。因为电压放大器的失真度与放大器的增益有密切关系。单级放大器的增益越高,失真度越大,杂声与交流声也越大;同时,放大系数大的电子管相对屏极内阻也大,故放大线性较差,动态范围也较小。

放大系数较小的双三极电子管的 6SN7,其放大系数仅为 20,屏极内阻也仅为  $7.7k\Omega$ 。虽然该管放大增益较低,但放大线性较佳,动态范围也较大,失真度与信噪比相对较小。该管屏极电流也较大,故低频力度也会增加。

五极电子管的放大系数更大,内阻也高,因此单级放大的增益也高,一般单级放大可达 40dB,相当于三极电子管二级放大器的增益,但失真度与信噪比也显著增高,作前级放大时必须加适当的负反馈。

此外,输入电压放大级的瞬态响应与高频特性,还与输入电子管的输入电容  $C_{in}$  和极间电容  $C_{m}$  有密切关系,如双三极电子管 12AU7、12AX7 的输入电容仅为  $1.5\sim 1.7pF$ ,比一般双三极电子管小,故采用该电子管制成的前级放大器具有较好的瞬态响应。

### 三、几款著名的前级放大管

国产 6N11:该双三极电子管的屏极电压为 130V,阴极最大电流为 20mA,灯丝与阴极间的击穿电压为  $\pm 150V$ ,是制作 SRPP 单端并联推挽前级放大器的最佳选择。SRPP 电路具有输出阻抗低,动态大,高保真的特点。用 6N11 制作 SRPP 前级放大器音质通透,背景宁静,分析力高。其带有“金龙”商标的精选管性能更胜一筹。

飞利浦(Philips)6DJ8:享有盛名,其人声表现温暖醇厚,韵味浓郁,音乐感与声像定位感最为真实。

俄罗斯(Sovtek)6G22:亦属名管。其音质清雅,人声感性丰富又通透,弦乐具有松香味,声场表现力极为真实。

德律风根(Telefunken)ECC88:全球极品,音质晶莹通透,醇和厚实,低音丰满有弹力。具有高超的解析力,真实的磁性感。

美国(Amperex)地球标记的 6922:全频段线性极佳,音质纯真自然,适应力强,音场表现力与动态均可圈可点。

西门子(Siemens)E88CC:音色干净利落,保真度极高,人声旋律气势非凡,具有丰富的空间感,高频延伸范围广。

## 第三节 前级电压放大器

在电子管放大器中,从特性上可分为电压放大器与功率放大器。前级放大器是将各种音源设备输入的微弱信号电压进行放大。前级电压放大管的放大效率很多,只要电子管栅极输入微弱的信号电压,屏极回路即能产生相应的电流变化,由于电压放大管的屏极内阻较高,所以屏极回路内可接高阻值的负载电阻,当屏极变化电流经过高阻值负载电阻时,会产生较大的电压降,使输入的小信号得到放大。因为放大电子管的屏极电流较小,功率损耗也小,而电压增益较高,故称为电压放大器。

### 一、前级放大器增益的计算

前级电压放大器一般可采用共阴极阻容耦合放大电路,图 2-9 电路具有线路简单,放大器电压增益高,输入与输出阻抗适中的特点。图 2-9 中  $R_L$  为屏极负载电阻,音频信号由栅极输入,经放大后的音频电流经  $R_L$  负载后转变为电压变化,再经耦合电容  $C$  将放大后的音频信号电压输入至下一级。 $R_K$  为阴极自给栅负压电阻,使屏流通过时产生电压降,这样阴极为正电位,而栅极为负电位,以维持共阴极电压放大器的正常工作。

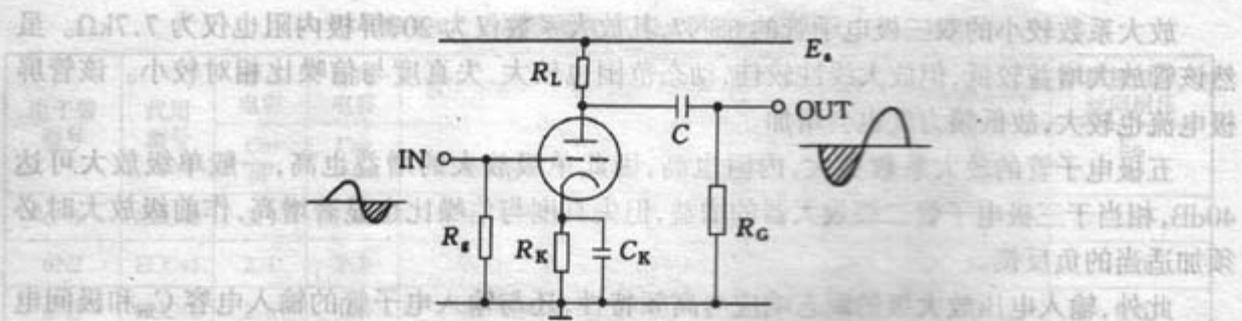


图 2-9 阻容耦合放大电路图

如采用高放大系数的双三极管 12AX7 作阻容耦合放大器。从参数表可知当屏极电压为 250V 时,屏极电流为 1.2mA,栅极负偏压为 -2V。此时,利用阴极电流所产生的电压降作栅负压之用,阴极自给负偏压电阻  $R_K$  的取值应根据屏流来确定。根据以上参数则  $R_K = 2V/0.0012A = 1.6k\Omega$ 。

那么该电压放大器的增益是如何计算出来的呢? 计算时先从手册中查到 12AX7 双三极管的放大系数  $\mu = 100$ , 要说明的是放大系数并不完全代表单级电压放大倍数, 因为屏极输出电压是由屏流经过屏极负载电阻  $R_L$  产生压降而得, 而屏极回路内除负载电阻以外, 还有电子管本身内阻  $R_i$ 。

12AX7 的屏极内阻  $R_i = 80k\Omega$ , 电压放大回路中屏极负载电阻  $R_L$  如取 120k $\Omega$ , 当该管栅极输入信号电压  $E_g = 1V$  时, 则该单级电压放大的输出电压:

$$E_{RL} = \mu \times E_g \times \frac{R_L}{R_i + R_L} = \frac{\mu R_L}{R_i + R_L} E_g$$

因为, 电压增益 = 输出电压 ( $E_{RL}$ ) / 输入电压 ( $E_g$ )

$$\text{根据上式可得: 电压增益} = \frac{\mu R_L}{R_i + R_L} / E_g$$

所以:  $100 \times 120000 / (80000 + 120000) = 60$  (倍)

由上式可知, 屏极负载电阻的阻值越大, 则电压增益越高, 但最大值也不会超出其放大系数。

如果负载电阻的阻值过高时, 电子管本身的极间电容会随着频率增高而增大, 电抗会降低, 从而影响放大器的高频增益。负载电阻的阻值高低对三极管的影响不大, 而对五极管的影响较大。例如 6SJ7 五极管当负载电阻用 100k $\Omega$  时, 则高频可做到 20kHz; 当用 250k $\Omega$  时, 则高频下降至 10kHz; 如采用 470k $\Omega$  时, 则高频将下降到 5kHz。

电压放大器的增益高低, 与放大器的失真度有着密切的关系, 放大器增益越高, 失真度也越大。如中放大系数双三极管 6N8P、6SN7 作电压放大器时, 当音频输出电压为 20V 时, 其失真度约为 1%; 当输出电压增至 50V 时, 则失真度则增加至 3.5%。又如用高放大系数双三极管 6N9P、6SL7 作前级电压放大器时, 当音频输出电压为 20V 时, 其失真度约为 1.5%; 当输出电压增至 50V 时, 则失真度增加至 4.3%。

电压放大电子管屏极电压的高低, 与失真度也有相当的影响, 如用 6N8P、6SN7 作推动电压放大时, 如屏极电压取 300V, 输出电压为 25V 时, 失真度约为 1%; 如屏极电压降至 150V, 输出电压仍为 25V 时, 则失真度将增至 4.8%。

表 2-2 6N1、6N8P、6SN7、6J5 用于阻容耦合放大时的数据表

屏极电压(V)	90			180			280		
	50	100	250	50	100	250	50	100	250
屏极负载电阻(kΩ)	50	100	250	50	100	250	50	100	250
栅极电阻(kΩ)	100	250	470	100	250	470	100	250	470
阴极电阻(kΩ)	2	3.9	10	1.4	2.7	6.8	1.2	2.4	5.6
阴极旁路电容(μF)	4	2	1	3	2	1	3	2	1
级间耦合电容(μF)	0.02	0.015	0.01	0.047	0.02	0.01	0.03	0.015	0.01
输出峰值电压(V)	14	17	18	30	34	38	51	55	57
电压增益	12	13	13	14	14	14	14	14	14

表 2-3 6N2、6N9P、6SL7、6AT6 用于阻容耦合放大时的数据表

屏极电压(V)	90			180			280		
	100	250	470	100	250	470	100	250	470
屏极负载电阻(kΩ)	100	250	470	100	250	470	100	250	470
栅极电阻(kΩ)	250	470	1000	250	470	1000	250	470	1000
阴极电阻(kΩ)	4.3	7.5	10	2	3.3	4.7	1.2	3	5.6
阴极旁路电容(μF)	2	1.5	1	3	1.5	1.2	3.6	2	1
级间耦合电容(μF)	0.02	0.015	0.01	0.02	0.015	0.01	0.02	0.015	0.01
输出峰值电压(V)	8	11	13	26	31	37	52	54	60
电压增益	28	32	39	33	36	40	39	45	46

## 二、前级放大器与功放级的配合

前级放大器的增益高低如何与后级功率放大器相配合,主要取决于功放的形式与功放电子管所需的推动电压。如采用束射四极管或五极管功率电子管制作的 AB 类推挽功放,其推动信号电压较低;而采用低放大系数直热型大功率放大管时,则需要较高的推动电压。同时在实际电路中,由于电路中存在负反馈网络及音量控制与音调控制等衰减网络,所以必须增加一倍左右的富裕量,才能满足功率放大级的要求。

如采用目前常用的束射四极管与五极管功率 6P3P、6L6、EL34、KT88 等,制作 AB 类推挽功放时,功放管采用自给栅负压方式,其功放电子管栅至栅极的推动峰值电压一般约需要  $60V_{p-p}$ ,即每只功放电子管的栅极与阴极之间需要的推动电压约为  $30V_{p-p}$ 。

现采用音源设备 PHONO 拾音器,如输入电压为 0.1V 时,则功放级所需的电压增益为  $30V/0.1 = 300$ (倍)

当采用高放大系数 6N2、6N9P、6SL7 作前级放大管时,该管的放大系数为 70,单级电压增益为 40,尚不能满足要求,如再加一级推动放大,采用中放大系数管 6N1、6N8P、6ST7 时,该管放大系数为 20,单级电压增益为 14,则两级电压放大的总增益即为  $40 \times 14 = 560$  倍,完全能满足功放级的要求。

如果前级的音源设备采用输出微弱信号的 MIC 传声器时,其输出的信号电压仅为 0.003V,则需要前级的电压增益为:

$$30V/0.003V = 10000(\text{倍})$$

这样两级电压放大已经达不到要求,必须采用三级电压放大才能满足要求,为此前二级电压小信号放大应采用高放大系数双三极管电子管,如 6N2、6N9P、6SL7、12AX7 等,两级电压增益为  $40 \times 40 = 1600$ (倍),再加上推动放大级,可采用中放大系数管 6N1、6N8P、6SN7、

12AU7、12BH7 等,才能满足功放电子管推动电压的要求。

三级电压放大总增益即为： $40 \times 40 \times 14 = 22\,400$ (倍)。

当采用目前流行的直热式三极电子管：300B、2A3、211、811、845 等,制作单端 A 类功放时,这些功率电子管的放大系数均小于 10 倍,所需要的推动峰值电压高达  $80V_{p-p}$ 。如果采用的音源设备,其输出信号电压仍为 0.1V 时,则要求前级放大器的电压增益要达到  $80V/0.1 = 800$ (倍)。

如采用单级电压放大已达不到要求,必须采用双三极电子管,如：6N9P、6SL7 等作二级放大才能满足,其二级电压放大总增益为： $40 \times 40 = 1\,600$ (倍)。

#### 第四节 马兰士-7 及麦景图-C22 经典前级放大器

为了提高读者对电子管前级放大器的认识,触类旁通,本节介绍两款名牌经典电路的设计特点,以供参考。

马兰士-7(Marantz-7)与麦景图-C22(McIntosh-C22)于 20 世纪 50 年代问世,几十年来被音响界推崇为前级放大器中的经典之作。

Marantz-7、McIntosh-C22 前级放大器的电路设计基本相似,主要由均衡放大器、线路放大器与阴极输出器所组成。前级均衡放大器与后级的线路放大器均采用两级共阴极放大再加一级共屏极电路的形式。该电路被誉为并列式前级放大器的典范。几十年来,采用并列式前级放大器的有 Cary、Conrad-johuson、Dynaco、Matisse 等世界著名品牌。

##### 一、均衡放大器

对于 PHONO 唱片机、TAPE 录音机、MIC 传声器等输出信号微弱的音源设备,要进行小信号电压放大,将微弱的音频信号进行大幅度地提升,而对唱头、磁头等输出的音频信号,由于录放时会有多种与频率有关的损失,必须经过频率补偿。在一般录音机和电唱机中,都设有频率均衡网络。前级均衡放大器是针对不同信号源,进行进一步频率补偿和幅度补偿,以保证将信号高保真地输入到各级。

图 2-10 为 Marantz-7 前级均衡放大电路。

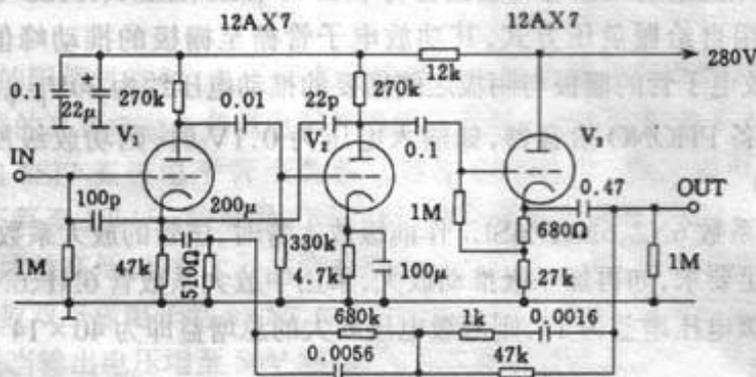


图 2-10 Marantz-7 前级均衡放大电路

Marantz-7 前级均衡放大管  $V_1$  与  $V_2$  采用高放大系数双三极电子管 12AX7,为两级并列式共阴极阻容耦合放大电路,两级电压放大增益约为 40dB。在  $V_1$  管阴极与  $V_2$  管阴间接入了由精密电阻与电容组成的频率均衡补偿网络,并在  $V_1$  管阴极与  $V_2$  管屏极之间还并联 22pF 小电容,以补偿高频响应。

$V_3$  为阴极输出电路,具有输入阻抗高与输入阻抗低的特点,并具有深度电流负反馈作用,它能使前级均衡放大器的失真度、频率响应与信号噪声比得到改善。

图 2-11 是 McIntosh-C22 前级均衡放大电路。

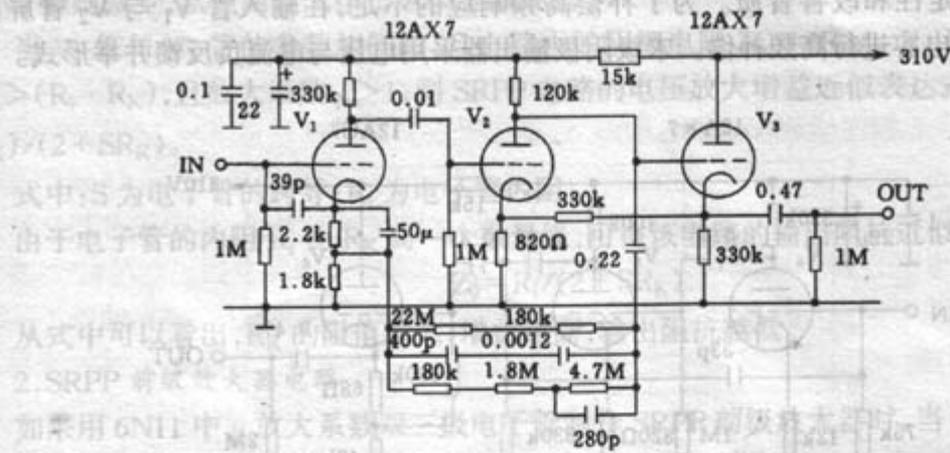


图 2-11 McIntosh-C22 前级均衡放大电路

McIntosh-C22 前级均衡放大电路  $V_1$  管与  $V_2$  管亦是采用高放大系数双三极管 12AX7 担任,为两级并列式共阴极阻容耦合放大电路。其频率均衡网络设置在  $V_1$  管阴极与  $V_2$  管屏极回路之间。

$V_3$  仍取阴极输出形式,为拓宽频响、减小失真, $V_2$  管与  $V_3$  管采用直接耦合的方式。

## 二、线路放大器与阴极输出器

对于双声道的 CD、VCD、DVD 等输出信号电平较高的音源设备,可直接从线路放大器输入端注入。在线路放大器的输入端设置左右声道间的平衡控制器与音量控制器,经过两级并列式放大后,还设置了音调控制网络。为了减少电位器旋转控制的不平衡状态,故 Marantz-7 与 McIntosh-C22 的音调控制网络均采用了由精密电阻电容组成的步进式调控网络。

图 2-12 的 Marantz-7 的线路放大级  $V_1$  管与  $V_2$  管由高放大系数双三极管 12A×7 组成二级共阴极放大电路,具有增益高、音质好的优点。为了进一步改善线路放大的性能, $V_1$  与  $V_2$  级间均加有电压负反馈与电流负反馈。

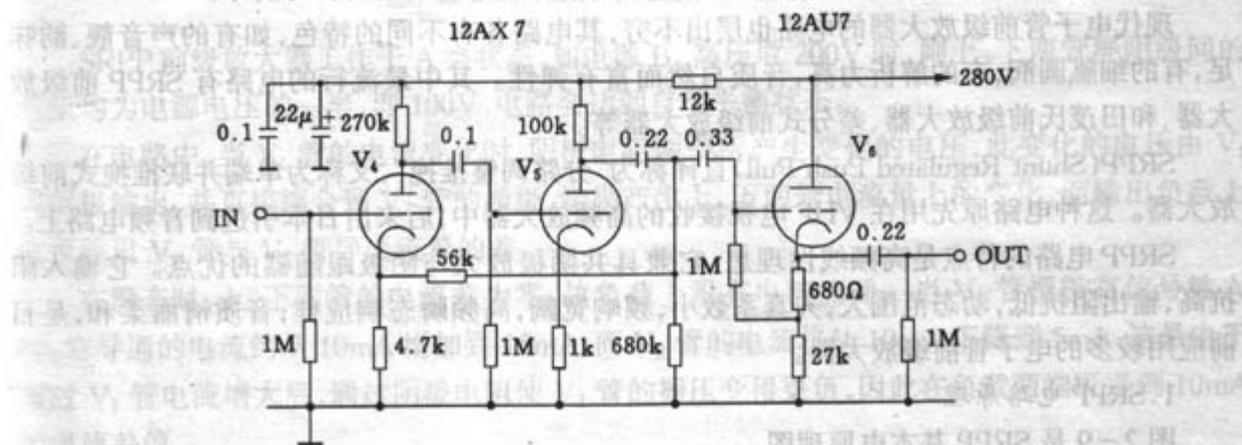


图 2-12 Marantz-7 线路放大与输出级

为了使前级放大器与后级功率放大器达到阻抗匹配,  $V_3$  管由 12AU7 组成阴极输出电路。  
 图 2-13 的 McIntosh-C22 线路放大器的  $V_1$  与  $V_2$  仍由高放大系数双三极管 12A $\times$ 7 担任, 采用二级并列式共阴极放大电路, 并在  $V_1$  管与  $V_2$  管阴极加有较深的电流负反馈, 以提高电路工作的稳定性和改善音质。为了补偿高频响应的不足, 在输入管  $V_1$  与  $V_2$  管屏极之间, 加有 33pF 小电容进行高频补偿。末级阴极输出器采用电压与电流负反馈并举形式。

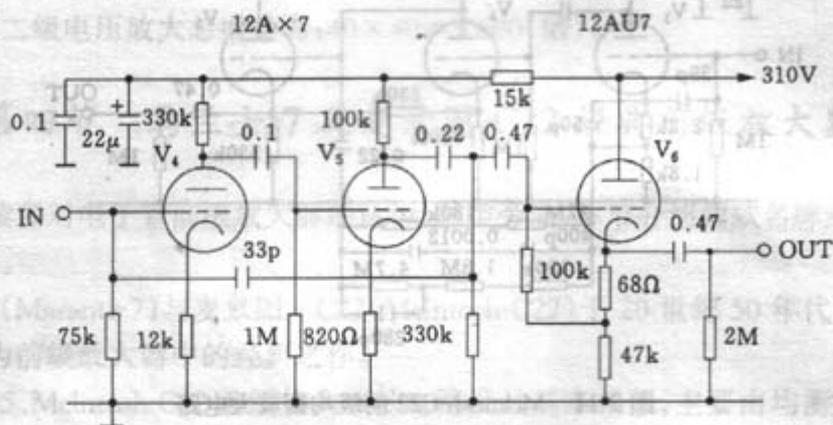


图 2-13 McIntosh-C22 线路放大与输出级

Marantz-7 与 McIntosh-C22 的音色均属于阴柔型, 声音清澈透明, 瞬态反应较快, 其中频表现尤为突出。在重放声乐曲时清晰明亮, 解析力高, 人声更具磁性, 播放弦乐时柔韧而细腻。

### 第五节 SRPP 前级放大器

现代数码音源设备 CD、VCD、DVD 等一般输出信号电平较高, 其输出的音频信号电压可达 1~2V, 因此与这些音源设备相匹配的前级放大器多为 10 倍放大器。对现代前级放大器的要求并非 20dB 的增益, 而是要求前级放大器必须具备较低的失真度, 较大的动态范围, 较优的信噪比, 较强的负载能力与良好的声场再现能力。同时, 电子管前级放大器必须发挥出它的特色, 对数码音源信号起到柔化与润色作用, 使聆听者能品尝到“胆机”的韵味。

现代电子管前级放大器的电路也层出不穷, 其电路各有不同的特色, 如有的声音靓、韵味足, 有的细腻圆润, 有的解析力高, 音质自然而富有弹性。其中最流行的电路有 SRPP 前级放大器、和田茂氏前级放大器、差分式前级放大器等。

SRPP(Shunt Regulated Push Pull)直译称为“分路调整推挽”, 又称为单端并联推挽式前级放大器。这种电路原先用在 VHF 电视接收的高频放大器中, 后来由日本引进到音频电路上。

SRPP 电路的特点是高频线性理想, 它兼具共阴极放大与阴极跟随器的优点。它输入阻抗高, 输出阻抗低, 动态范围大, 失真系数小, 频响宽阔, 高频瞬态响应佳; 音质清丽柔和, 是目前应用较多的电子管前级放大器。

#### 1. SRPP 电路原理

图 2-9 是 SRPP 基本电原理图。

SRPP 前级放大电路又称为串叠式放大电路。该放大电路由  $V_1$  管与  $V_2$  管串叠而成。音频信号由  $V_1$  管的栅极输入, 工作于共阴极放大状态, 经放大后的音频信号由  $V_1$  管的屏极输

出,并直接耦合至  $V_2$  管的栅极。静态时两管电流相等,当有音频信号输入时,两管反方向导通,在  $V_2$  管阴极电阻  $R_{K2}$  上的信号电压与  $V_1$  管栅极上输入的信号电压其相位相反。即  $V_1$  管栅极如果为正信号时,而在  $V_2$  管的栅极则为负信号,因此电流变化亦相反,即  $V_1$  管电流增加时, $V_2$  管则减少,从而两管工作于 A 类推挽状态。

当  $V_1$  管与  $V_2$  管的参数相同时,且电路中的阴极电阻  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$  时,在实际电路中  $2R_L > (R_i - R_K)$ ,且放大系数  $\mu > 1$ ,则 SRPP 电路的电压放大增益近似表达式:  $G \approx \frac{\mu(1 + SR_K)}{2 + SR_K}$ 。

式中:  $S$  为电子管的跨导;  $R_i$  为电子管内阻。

由于电子管的内阻  $R_i$  比  $R_K$  高一个数量级,可得该电路的输出阻抗近似表达式为:

$$Z_0 = R_i / (2 + SR_K)$$

从式中可以看出,  $R_K$  的阻值越大,增益越高,输出阻抗越低。

## 2. SRPP 前级放大器电路

如采用 6N11 中  $\mu$  放大系数双三极电子管制作 SRPP 前级放大器时,当  $R_K$  阴极电阻的阻值取  $1k\Omega$  时,其电压放大增益约为 20dB,输出阻抗约为  $400\Omega$ 。

SRPP 共阴——共屏串联式推挽放大电路,其电路简洁,放大器线性好,解析力高,输出负载能力强,音场再现能力强,是目前常用的前级放大电路。其电路图如图 2-14 所示。

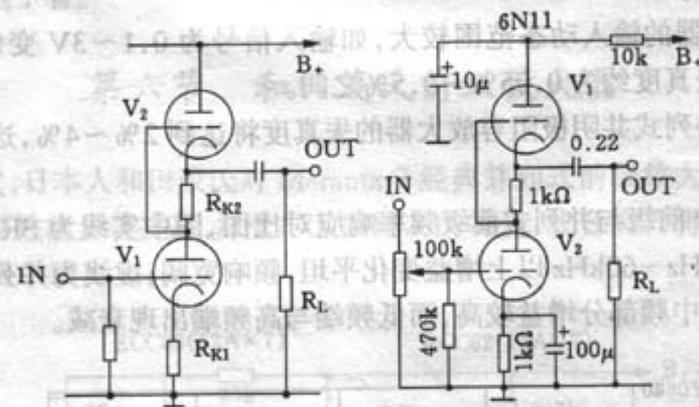


图 2-14 SRPP 前级放大器电路图

SRPP 前级放大器工作于 A 类状态,如电源  $B_+$  高压取 200V 时,则上、下两管屏阴极间的电压均为电源电压的一半,即 100V,电路会达到自动平衡状态。

在电路中,当  $V_1$  管的电流变化时,阴极电阻两端所产生变化的电压,此变化的电压由  $V_1$  管屏极输出,并直接耦合到  $V_2$  管的栅极,结果产生上、下两管电流量上的变化,而输出负载上则反映出  $V_1$  管与  $V_2$  管导通流量的差。

在静态时,上、下两管的电流差为零,故负载上没有电流流通。当  $V_1$  管栅极有信号输入时,它导通的电流约从 10mA 增加到 15mA,而  $V_2$  管的电流将从 10mA 下降到 5mA,这是由于流过  $V_1$  管电流增大后,通过阴极电阻使  $V_2$  管的栅压变得更负,因此在负载两端可得到 10mA 的电流差值。

$V_1$  管与  $V_2$  管阴极电阻的取值,一般可为  $510 \sim 5.1k\Omega$  之间。从理论上分析,SRPP 电路的阴极电阻的阻值越高,放大器的增益也越高,而输出阻抗越低。但输出阻抗过低时,其 A 类

放大器的输出电压却要下降,因此,阴极电阻的取值应适可而止。  
 3. SRPP 前级放大器特性

传统的带均衡放大的并列式前级放大器,在黑胶大碟唱片盛行的年代里,用它放音具有音色温暖圆润,胆味浓郁的特点,深为发烧友们所钟爱。而对采用输出信号较强的数码音响信号源来说,无需复杂的多级并列式前级放大器,因为放大级数越多,失真度越大,频率响应和信噪比也会变差。图 2-15 给出了 SRPP 前级与并列式前级失真度对比图。

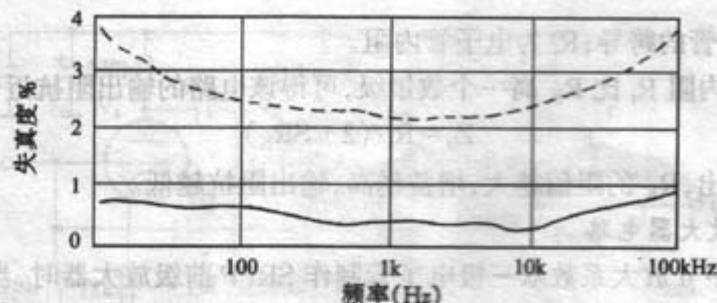


图 2-15 SRPP 前级与并列式前级失真度对比图

图 2-15 中的实线为 SRPP 前级放大器从 20Hz~20kHz 的失真度曲线图;虚线为并列式前级的失真度曲线图。

SRPP 前级放大器的输入动态范围较大,如输入信号为 0.1~3V 变化时,其输出电压为 0.6~18V 之间,其失真度约为 0.05%~0.5% 之间。

而一般的多级并列式共阴极阻容放大器的失真度将达到 2%~4%,这主要由于放大级数较多而造成的。

图 2-16 是 SRPP 前级与并列式前级频率响应对比图,图中实线为 SRPP 前级放大器的频率响应曲线图,从 10Hz~60kHz 以上增益变化平坦,频响宽阔;虚线为并列式前级的频响曲线图,从 20Hz~20kHz 中频部分增益较高,而低频端与高频端出现衰减。

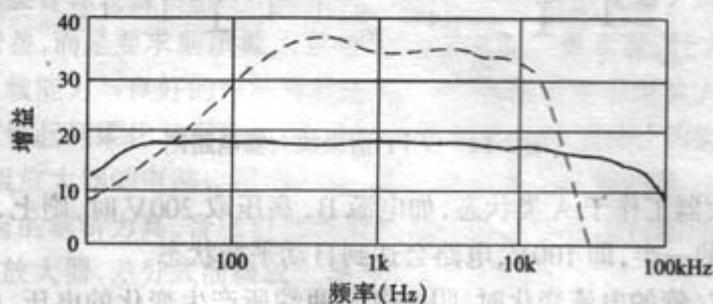


图 2-16 SRPP 前级与并列式前级频率响应对比图

前级放大器的频率响应必须开阔而平坦,特别是高频段。因为一般的音乐信号的高音泛音均在高频段,如前级的频带过窄,则泛音表现不丰富,对整体音响系统的音乐感与临场感会变差。同时低音段也必须有足够的延伸,这样经过后级放大器以后,低音才能有足够的力度。

#### 4. SRPP 前级对电子管的要求

SRPP 前级放大电路一般多采用双三极电子管来担任,因为双三极管电参数特性对称,电子管的老化程度也比较一致。为了能获得较好的线性放大效果,不是所有双三极电子管均能

使用,必须按照 SRPP 电路的要求选择才行。

SRPP 放大电路中,两只三极电子管上下串联使用,如果高压电源的供电电压为 200V,每只电子管屏阴极之间的电压仅为 100V。所以必须选择在低屏压下放大特性较好、直线范围较宽,这样才能保证不失真地对输入信号进行放大。

同时还要求能与现代数码音源信号的大动态范围相适应,因为 CD、DVD 等音源的输出信号电压可从 0.1~2V 之间大范围地变化,因此必须选用屏极内阻小,屏流和跨导值大的中放大系数管来担任,这样屏极特性曲线范围较宽,比较适合大动态范围的输入信号。在国产电子管中较合适的双三极电子管有 6N11、6N3、6N6、6N8 等。

还必须重视的是,一般地双三极电子管灯丝与阴极间的极限耐压小于 100V,如 SRPP 高压电源取 240V 时,则每只电子管屏阴极间的电压均为 120V,而上边管阴极与灯丝间的耐压已超过了极限电压,随时有被击穿的危险。所以必须选择灯丝与阴极间耐压  $E_{rk}$  大于 150V 的双三极管才行。国产双三极电子管中有:6N1-M、6N6、6N11、6N16 等,在进口双三极电子管中有:12AU7、12A×7、6DJ8、6922、ECC82 等。

如果一时难以找到  $E_{rk}$  高耐压管时,最简单的办法是:其一,牺牲电性能,降低电子管的直流高压;其二,对该管灯丝采用不接地的独立电源,单独进行悬浮供电方式;其三,可从直流高压中分压取出 60~80V 直流电压接在灯丝一端,将灯丝直流电位提高。采取以上措施,即可采用一般的双三极电子管。

### 第六节 和田茂氏前级放大器

20 世纪 60 年代,日本和田茂氏对 Marantz-7 经典并列式前级放大器作了适当的改进。改进后的前级放大器性能显著提高,深受广大发烧友的钟爱,故音响界将该电路命名为“和田茂氏前级放大器”(图 2-17)。

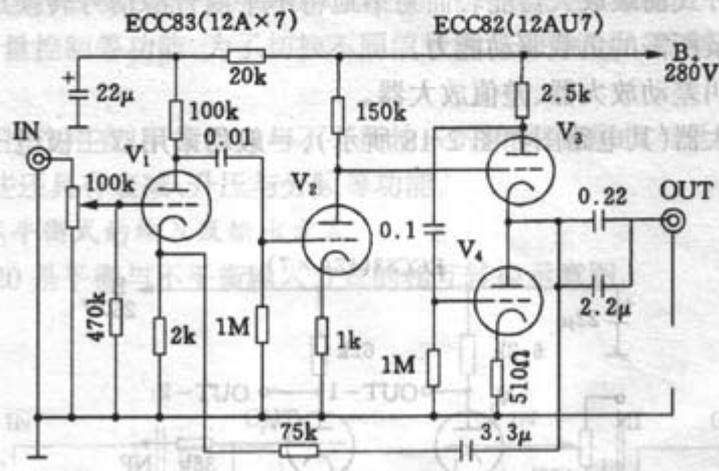


图 2-17 和田茂氏前级放大器电路图

未改进前的 Marantz-7 前级电压放大器,  $V_1$  管与  $V_2$  管为并列式共阴极阻容耦合放大器,  $V_3$  管为作缓冲级的阴极输出器。整机的负反馈网络设置在  $V_1$  输入管的阴极与  $V_3$  输出级的阴极之间。由于此反馈网络对  $V_3$  输出级造成较重的负担,并导致高频高端的阻抗下降,同时为防止高频自激,又在  $V_1$  管与  $V_2$  管的阴极与屏极之间增加了一只 22pF 电容,组成了高频局

部负反馈。但由于此高频反馈网络的接入,对整机的高频增益与频率响应带来较大的影响,使整机的高低频延伸范围变窄,使放音解析力不够清晰。

针对以上存在的问题,和田茂氏重点对输出级作了改进。将  $V_3$  管由原来的共屏极阴极输出电路,改成了 SRPP 推挽放大电路,改进后的前级放大器音质明亮清晰,胆味浓郁,解析力高,高低频延伸范围显著加宽,深受国内外音响界的好评。

和田茂氏前级放大器的前两级电压放大,仍沿用了与 Marantz-7 相同的并列式放大电路。由于阻容耦合放大电路的频率响应,其高频端受输入电容、分布电容与输出阻抗的影响;低频端仅取决于级间耦合电容与阴极旁路电容的影响。故前级  $V_1$  管与  $V_2$  管采用了 ECC83 (12AX7) 高放大系数双三极电子管担任,该管极间电容较小,对高频响应较为有利,为拓宽频响、减小失真, $V_1$  与  $V_2$  阴极加有电流负反馈。

改进后的输出级  $V_3$  与  $V_4$  采用中放大系数、低内阻双三极电子管 ECC82(12AU7),屏极内阻仅  $7.7k\Omega$ ,将  $V_3$  与  $V_4$  接成 SRPP 阴极输出器。它与 Marantz-7 共屏极式阴极输出器不同,此级无电压增益,作用只是增加输出级电流,并减小输出阻抗,使得输出级的负载能力比共屏极接法的阴极输出器大得多。同时,SRPP 电路本身是一个推挽放大器,将前级放大后的音频信号采用直接耦合的方式,由  $V_2$  管的屏极直接输入到  $V_3$  管的栅极,这样既拓宽了频率响应,又减小了失真。

将  $V_1$  管阴极与输出级之间的负反馈网络,巧妙地接在 SRPP 电路的中端,此反馈网络未加重输出级的负担,并对整机的频率响应、失真度、信噪比等均带来较大的改善,在声场效果方面比 Marantz-7 更胜一筹。

### 第七节 差分式前级放大器

目前使用的各种音源设备绝大多数均为不平衡式输出,具有真正平衡输出功能的音源设备价格高昂。而差分式前级放大器能轻而易举地将不平衡音源信号转换成平衡输出,为后级功放提供平衡输入及所需的负载驱动能力。

差分放大器又叫差动放大器、差值放大器。

差分式前级放大器(其电路图如图 2-18 所示),一般均采用双三极电子管担任,并要求两只三极管的参数

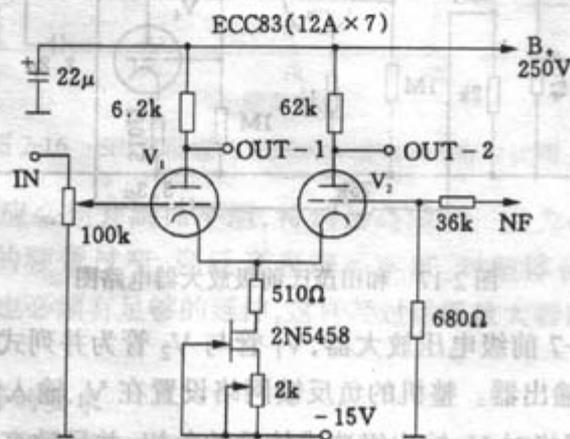


图 2-18 差分式前级放大电路图

完全对称。音频信号由  $V_1$  管的栅极输入,工作于共阴极状态,经放大后的音频信号由  $V_1$  管的屏极输出,其相位与输入信号相反;由于两管共用阴极电阻,阴极间产生互耦作用, $V_2$  管的信号由阴极注入,工作于共栅极方式, $V_2$  管屏极输出的信号相位与输入相同,因此,在  $V_1$  管与  $V_2$  管即能获得一对电压幅值相等,相位相反的信号。

由于差分放大器两只三极管工作于对称状态,当温度变化、电源波动、外界干扰及噪声信号同时作用于差动放大器两端时,相当于输入了一个大小相等极性相同的“共模信号”。而差分放大器对共模信号没有放大能力,所以抑制了上述有害信号,保证了差分电路的良好性能。为了防止因器件参数的不平衡,造成输出端出现漂移电压,使电路更加稳定,采取在两管共用阴极串联阴极电阻的方式,构成电流负反馈,进一步提高共模抑制能力。阴极电阻取值越大,其电阻两端的漂移压降越大,其对漂移量的负反馈越深,抑制漂移量增大的能力越强,工作也越稳定。但在屏压一定的情况下,阻值过高,将会影响放大器的增益。为解决这一问题,通常采用恒流源代替阴极电阻的方式。如图 2-18 即采用晶体管来作恒流源,其工作电流大小可通过电位器来调节。

## 第八节 无源前级

随着数码音源的层出不穷,以及数码录音的民用化,为了得到高品质的音响效果,现代家用音响系已与专业音响系统靠近。虽然现代音源设备一般输出电平较高,往往可以直接输入功放级而无需通过前级放大器,但由于这些音源设备的输出方式各不相同,输出阻抗高低,输出信号电压大小亦有差异,必须进行合理的选择与调控。另外,无源前级不使用有源器件,因此,可以避免有源器件可能带来的非线性失真,保真度更好,因此,无源前级的应用也见诸高保真功放,日益受到重视。

### 一、无源前级的作用

无源前级置于各种音源设备与功率放大器之间,而一般的纯功放均不设置音源选择、阻抗匹配、平衡控制、音量控制等功能,为了切换不同信号源及进行匹配、控制这些中间控制环节又是必不可少的。

无源前级的调控作用有:平衡输入与不平衡输入的转换,高阻抗与低阻抗的匹配,音量、音调与平衡控制,有些还具有衰减、升压与分频等功能。

#### 1. 平衡式与不平衡式的输入及输出方式

图 2-19、图 2-20 是平衡与不平衡输入方式的相互转换示意图。

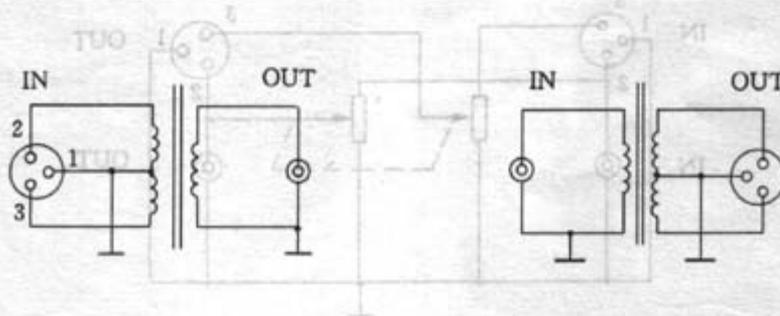


图 2-19 平衡输入转换为不平衡输出

图 2-20 不平衡输入转换为平衡输出

音频信号在传输过程中往往会受到交变电磁场的干扰,当它和功放的输入回路接通时,即会产生交流噪声,特别在微弱小信号传输过程中,导线的感应噪声尤为严重。因此,音源设备与功放的传输导线必须采用屏蔽隔离线,再将金属屏蔽层与地接通,达到屏蔽的作用。

通常所使用的单芯屏蔽电缆线,在一般情况下能起到一定的屏蔽作用。这种单芯屏蔽电缆传输称为不平衡式。如果导线的长度较长,而附近存在较强的电磁干扰时,这种屏蔽措施即不能适应了。

高品质的音响设备,其输出信号多采用双芯屏蔽电缆线来传输,使信号回路不直接接地。采用三芯的专用插件,称为卡农(CANNON)插件,其1端为接地端,2为信号正端,3为信号负端。这样双芯电缆的两根信号线同处于一个交变电磁场下,它们分别感应出两个大小相等、方向相反的感应电流,当电流流至输入变压器线圈时,即相互抵消了,故利用这种平衡式输入法能有效地抑制与消除线路上的感应噪声,这种传输信号的方式,称为平衡式传输。

### 2. 高阻抗与低阻抗的输入及输出方式

音频信号在传输过程中还分为高阻抗与低阻抗两种形式。对前级微弱信号的传输,由于音频信号电平极小,一般从  $200 \sim 600\Omega$  定为低阻抗;而  $20k\Omega$  以上定为高阻抗。但对功率放大器而言,由于音频信号很强,一般从  $2 \sim 16\Omega$  定为低阻抗;而  $250\Omega$  以上定为高阻抗。

现代普通的音源设备其输出大多为高阻抗不平衡式,采用单芯电缆来传输信号,一般传输线的长度为  $1m$  左右。如果用一根  $10m$  长的单芯电缆来传输 MIC 的信号,则导线间的分布电容对低频信号的容抗即不可忽视,此时信号导线和屏蔽层之间约存在  $1000pF$  的分布电容,它对  $8000Hz$  的音频信号将产生  $20k\Omega$  的容抗,即相当于有一只  $20k\Omega$  的电阻并联在导线上,将使传输信号在导线上损失  $6dB$ 。如果将信号源的输出阻抗由  $20k\Omega$  降低到  $200\Omega$  时,则传输信号在导线上的损失将大大降低。

为了取得良好的频率响应特性和降低感应噪声的干扰,采用低阻抗传输要优越得多。如果传声器引出电缆有时要长达  $50 \sim 60m$ ,而输出信号较弱,即使微弱的感应噪声也会引起较大干扰。为了获得较为理想的传声器拾音效果,在重要场合总是将低阻抗和平衡式传输结合起来。

### 3. 音量控制器的选择

图 2-21 是平衡与不平衡音量控制电路。

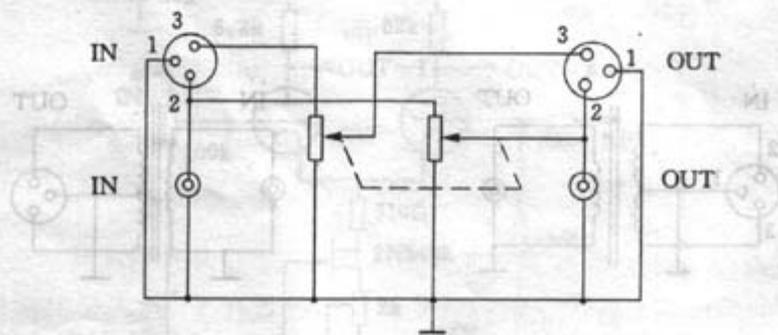


图 2-21 平衡与不平衡音量控制电路

对于左、右声道音量控制的调节方式，一般可分为连续式与步进式两种。如采用连续式可调电位器时，每次改变音量后要通过听音来控制左右声道的控制音量平衡，而步进式调节音量的方式简便得多，只要将左右声道的开关置于同一档次上，其输出的音量始终处于平衡状态。

步进式音量控制器亦可自行制作，选用多触点的波段开关与精密的固定电阻，即可制成可变电压式音量调节器。还可以根据需要作精确的定量控制，通常每档衰减量控制在1~2dB，并将控制范围设置在正常听音电平范围之内。

### 二、具有升压功能的无源前级

图 2-22 具有升压功能的无源前级电路图对于低阻抗输出的音源设备来说，其音频信号在传输过程中耗损较大，如增加放大级数又将加大失真度与噪声。故采用具有升压功能的无源前级最为适合。图 2-22 的无源前级采用高质量阻抗变换变压器，一次侧阻抗设为  $600\Omega$ ，二次侧阻抗为  $20k\Omega$ ，利用变压器进行升压。一般可将输入信号升压约 6 倍左右。频率响应可保持在  $10\text{Hz} \sim 50\text{kHz}$  范围内。

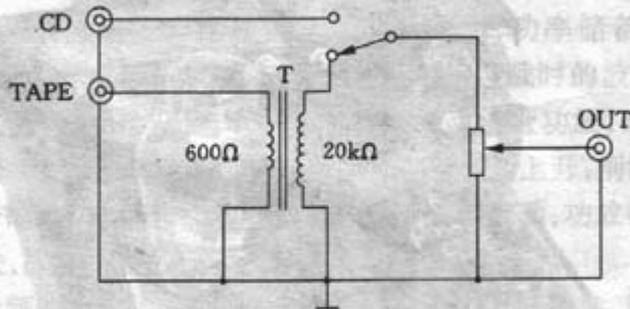


图 2-22

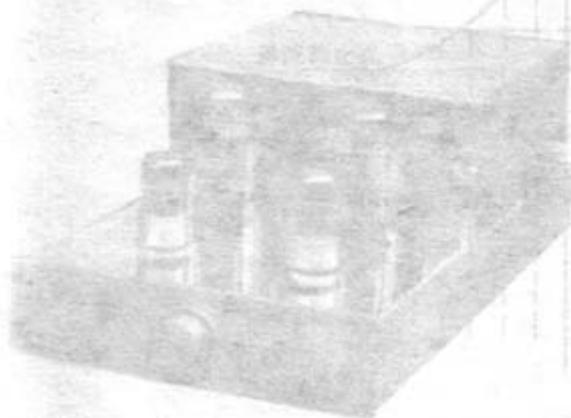


图 2-3 总功率共合类 A 单元 4C13 E-F 图

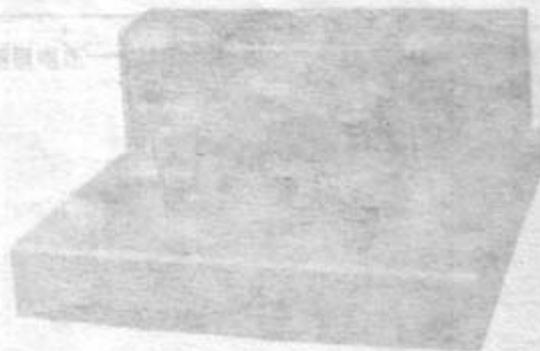


图 2-5 总功率共合类 A 单元 218.11C S-E 图



## 第一节 A类功率放大器的特色

保真度及音质的评价并非单靠仪器测量认定。音频功放重放效果与实际主观听音效果是有差距的。如某台晶体管功放的失真系数为0.01%，但实际听起来并不一定好听；而另一台电子管功放的失真系数为1%，却听感十分令人满意。这主要由于晶体管功放多激发奇次谐波，且易产生交越失真、瞬态失真；而电子管功放偶次谐波丰富，听起来令人感到温顺愉悦。同时，由于测量手段不够全面，如只测单一的正弦波信号，未测复合波信号；只测谐波失真，未测互调失真；只测稳态指标，未测瞬态指标，因此，也会产生片面的评价。

电子管功放工作于高电压、小电流状态之下，而晶体管功放则工作于低电压、大电流状态之下，因此，电子管功放有线性放大范围较宽，动态范围比较大，瞬态互调失真小的特点。人们在欣赏音乐时，乐音的起始段与结束段均为瞬态，中间段为稳态，不同乐器瞬态成分所占的比例不同，如钢琴、打击乐其上升前沿都很陡，若放大器的跟随特性不佳时，即不能真实地反映出乐音的特色，而瞬态特性比稳态特性更影响人们的听觉感受。

此外，电子管功放的抗过载能力比晶体管功放强得多，功率储备能力也较大。如一台50W电子管功放，当输出功率达到或超出50W功率时，其过载时的波形变化平缓，失真度也不会显著增加，一般不会引起削波失真；而另一台100W晶体管功放，当输出功率达到一半以上时，听感很不舒服，当达到满功率或过载时，失真度迅猛直线上升，削波失真严重。

A类功放输入信号的整个周期内，输出始终有电流连续流动，功放电子管屏极电流在零信号与满信号时变化不大，故失真小、音质好且偶次谐波也较为丰富。

A类功放的输出音频信号波形与栅极输入的波形完全相似，为此，功率放大管必须工作于栅压—屏流特性曲线的直线部分，栅极负压必须配置适当，使栅极上输入的推动电压在正半周最大值时，不超过该功率电子管特性所规定的栅极负压值；同时在负半周时亦不能使栅负压值过低，以致达到屏流的截止点或屏流曲线的弯曲部分而产生失真。图3-4是单端A类功放屏流特性曲线图。

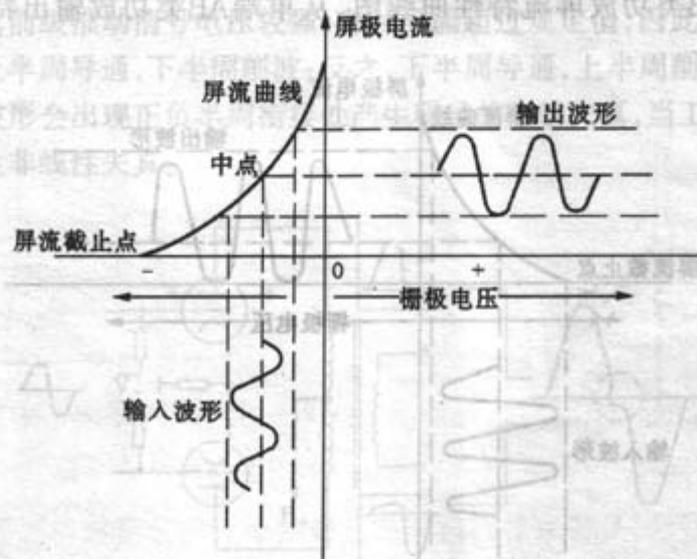


图 3-4

从单端 A 类功放的屏流特性曲线中可以看出,功放电子管的栅极负压,必须配置在屏流特性曲线中心的直线部分。当栅极电位过高,超过零压时成正电位,将产生整流作用而形成栅流;电位过低时,超过屏流截止点,放大器失真加大。

## 第二节 A 类与 AB 类功率放大器的区别

A 类功放与 AB 类功放电路差别不大,主要是工作点的选择不同。A 类功放的工作点应选择在屏流特性曲线线性部分的中点;AB 类功放的工作点可选择在直线部分偏负的一点,栅极负压更深一些。

如功放管采用 6L6、6P3P 时,作 A 类放大时,栅极负压应取  $-14\text{V}$  左右;而作 AB 类放大时,则栅负压可取  $-22\text{V}$ 。这样对前级推动电压变化亦有所限制,当作 A 类放大时,前级推动电压最高不超过  $\pm 7\text{V}$ ;作 AB 类放大时,前级推动电压最高不超出  $\pm 11\text{V}$ 。

A 类功放从零信号到满信号时,其屏极电流变化不大,如用 6L6、6P3P 作 A 类推挽放大时,其功放级电流从零信号到满信号时,一般的电流变化为  $130\sim 145\text{mA}$ ;如作 AB 类放大时,则从零信号到满信号屏流变化将为  $85\sim 150\text{mA}$ 。

A 类放大虽然具有失真低、音质好的特点,但屏极效率较低,其工作时所消耗的直流功率与屏极输出的有用功率之比,通常如采用三极电子管作 A 类放大时,其屏极效率一般约为  $20\%$ ;当采用束射四极管或五极功率电子管时,其屏极效率一般约为  $30\%$ 。

为了提高放大器的效率,目前的电子管功率放大器中,除了为追求高品质、高韵味的 A 类放大以外,AB 类功放亦被广泛地采用。

AB 类功放的工作特性,介于 A 类与 B 类之间,其屏极效率可达到  $50\%$  左右。而 B 类放大器的工作效率更高,一般可达到  $70\%$  左右;但由于失真大,音质差,一般只用于对失真度要求不高的场合,如有线广播等。

AB 类功放的工作点配置在 A 类之左, B 类之右,这样的配置可使功放管栅极输入的推动力比 A 类大,屏极输出效率也可以增大。

图 3-5 是单端 AB 类功放屏流特性曲线图,从单端 AB 类功放输出特性图中可以看出,

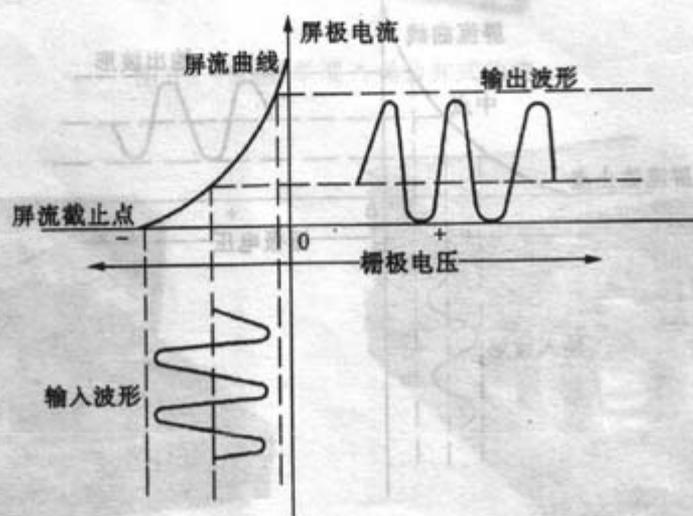


图 3-5

功放管输出的波形,上半周时不失真,下半周时产生了削波失真,故单端 AB 类放大很少采用。但如作双管推挽式放大器时,这种失真即会相抵消,因此 AB 放大在推挽式功率放大器中普遍被采用。

A 类与 AB 类推挽功放的区别在于, A 类推挽功放的屏压稍低,静态电流较大,如采用 6L6、6P3P 作 A 类推挽放大时,屏极电压取 270V,屏极电流从零信号到满信号时变化为 135~145mA,输出功率约为 20W。

AB 类推挽功放效率较高,如采用 6L6、6P3P 作 AB 类推挽放大时,其屏极电压可取 360V,屏极电流从零信号到满信号时变化为 85~140mA,输出功率可达 30W。

图 3-6 是 A 类推挽功放输出波形图。A 类推挽功放在输入信号的整个周期内,上下推挽电子管中始终有电流连续流过,推挽电子管中从零信号到满信号时屏极电流波动不大,推挽功放管的栅极负压值配置在规定值范围以内,前级推动信号电压幅值始终不超过所规定值。因此,推挽上下功放管始终保持有完整的正弦波信号输出,这样经过输出变压器后,总输出也保持不失真的正弦波。

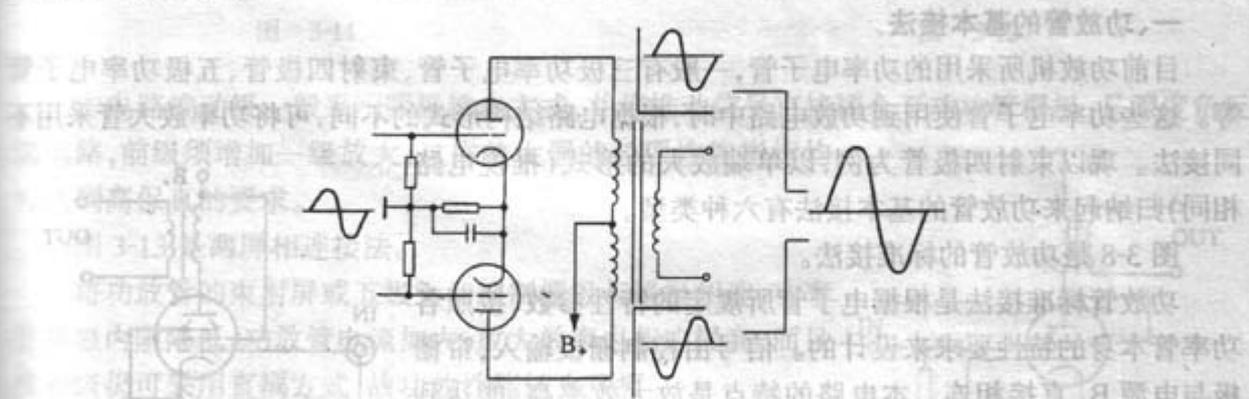


图 3-6

图 3-7 是 AB 类推挽功放输出波形图。AB 类推挽功放两管为交替工作,处于上管导通、下管截止的瞬变工作状态。功放电子管中屏流从零信号到满信号时波动较大,栅极的负压值配置在规定值之间,前级推动信号电压较强,有时可能超过规定值,因此两只推挽管中的正弦波信号波形,处于上半周导通,下半周削波;反之,下半周导通,上半周削波。这样经过输出变压器后,总的输出波形会出现正负半周衔接处产生明显的交越失真,当工作进入特性曲线弯曲区域内时,还会产生非线性失真。

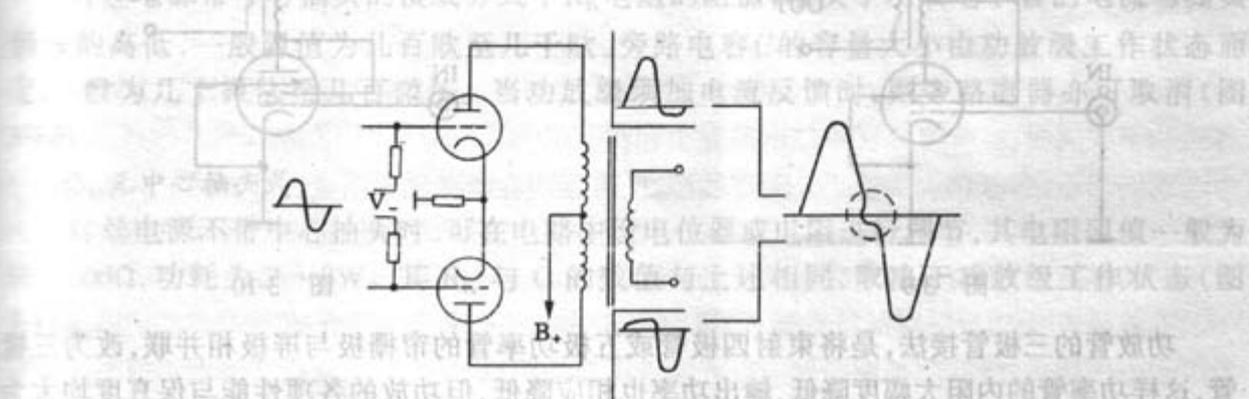


图 3-7

### 第三节 单端 A 类功率放大器

在众多品类的功率电子管中，直热式三极功率电子管深受发烧友们的青睐。这主要因为直热式功率管的电子发射效率非常稳定，当从该电子管栅极注入输入信号电压后，其对应的屏极电流变化能够保持等距离的线性，表明直热式功率电子管的放大特性非常理想，其保真度高、失真度小，能忠实地再现音频信号的原貌。

从电原理来分析，直热式三极功率电子管的内阻很低，一般只有  $700\Omega \sim 2k\Omega$ ，而普通的束射四极管与五极功率电子管的内阻要达到  $20 \sim 70k\Omega$ ，因此采用直热式功率电子管制成的功率放大器，其音质清澈透明，细腻圆润。

目前，单端 A 类功率放大器大多采用的是直热式三极功率电子管，如：50、250、2A3、300B、211、811、845 等。用这些直热三极功率电子管制成的功放，在放大过程中多激发偶次谐波，而很少产生有害音质的奇次谐波失真，所以其功放的音色温暖甜美。

#### 一、功放管的基本接法

目前功放机所采用的功率电子管，一般有三极功率电子管、束射四极管、五极功率电子管等。这些功率电子管使用到功放电路中时，根据电路结构形式的不同，可将功率放大管采用不同接法。现以束射四极管为例，以单端放大的形式（推挽电路相同）归纳起来功放管的基本接法有六种类型。

图 3-8 是功放管的标准接法。

功放管标准接法是根据电子管所规定的特性参数，按照各功率管本身的特性要求来设计的。信号由控制栅极输入，帘栅极与电源  $B_+$  直接相连。本电路的特点是放大效率高，能达到特性表中功放管所规定的输出功率。

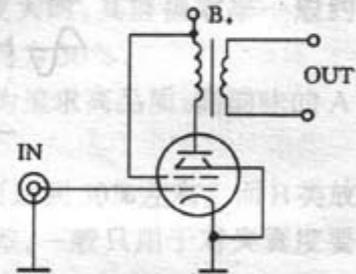


图 3-8

图 3-9 是功放管的超线性接法。

功放管的超线性接法是将功放管帘栅极接到输出变压器的抽头上，由于加了帘栅极的负反馈，输出功率略低，但放大器的性能有所提高。

图 3-10 是功放管的三极管接法。

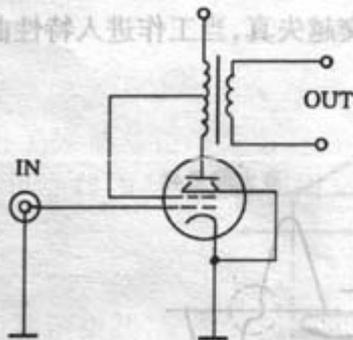


图 3-9

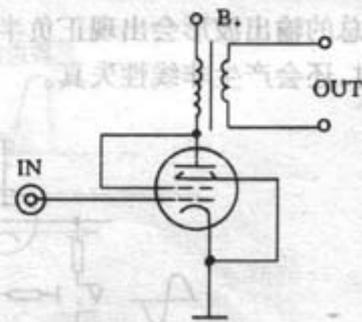


图 3-10

功放管的三极管接法，是将束射四极管或五极功率管的帘栅极与屏极相并联，改为三极管，这样功率管的内阻大幅度降低，输出功率也相应降低，但功放的各项性能与保真度均大为提高。

图 3-11 是功放管特殊三极管接法。

功放管的特殊三极管接法,是将功放管的控制栅极与帘栅极相互并联,当作信号栅极输入,这样功放管屏极内阻同样降低,但静态电流相应地减小,这样可将静态工作点选在接近屏流截止点上,以提高放大器效率。

图 3-12 是推动直耦式接法。

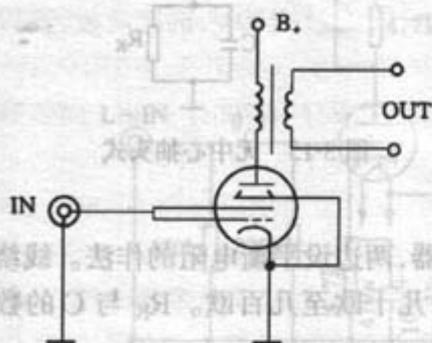


图 3-11

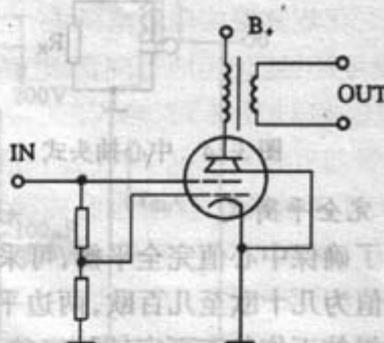


图 3-12

本电路推动级一般采用阴极输出方式,并将推动信号直接耦合至功放管栅极,是深度负反馈电路,前级须增加一级放大,这样放大器的各项性能指标均可达到高保真的要求。

图 3-13 是两屏相连接法。

将功放管的束射屏或五极管的抑制栅极与屏极相连,功率管屏极内阻降低,功放管电流加大,放大效率也相应提高,而且推动级仍可采用直耦方式,故功放性能较为理想。

## 二、直热式功率电子管灯丝的供电方式

直热式功率电子管灯丝的供电方式,可直接供给交流电源,如要求平稳时可供给直流电源,再讲究的可通过稳压后供给。灯丝电压以标称值为准,误差值应小于 $\pm 5\%$ ,如灯丝电压过高,会影响电子管的使用寿命;而灯丝电压过低,则对电性能产生影响。

直热式电子管灯丝的接法很多,总结起来大致分为以下几种方式:

### 1. 中心抽头式

灯丝电源带中心抽头的接线方式中 $R_K$ 电阻的阻值,取决于功放电子管的电流与栅负偏压的高低,一般阻值为几百欧至几千欧。旁路电容 $C$ 的容量大小由功放级工作状态而定,一般为几十微法至几百微法。当功放级须加电流反馈时,则旁路电器亦可取消(图 3-14)。

### 2. 无中心抽头式

灯丝电源不带中心抽头时,可在电路中设电位器或电阻进行调节,其电阻阻值一般为 $50\sim 200\Omega$ ,功耗为 $2\sim 3W$ 。其 $R_K$ 与 $C$ 的数值与上述相同,取决于功放级工作状态(图 3-15)。

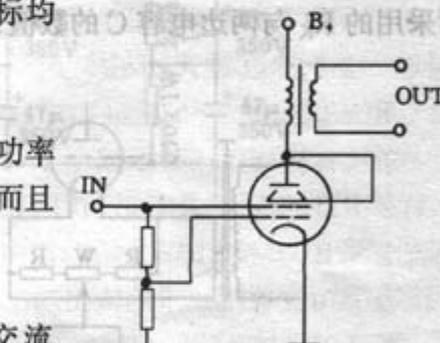


图 3-13

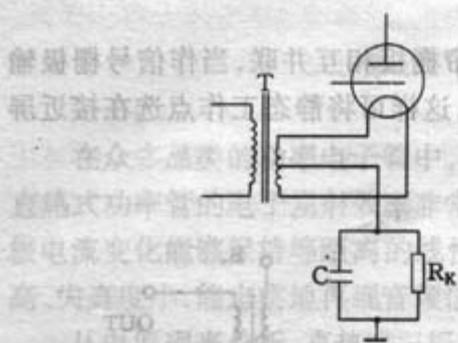


图 3-14 中心抽头式

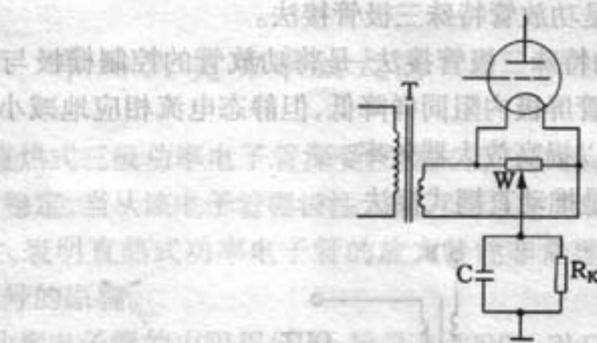


图 3-15 无中心抽头式

### 3. 完全平衡式

为了确保中心值完全平衡,可采用中心设线绕电位器,两边设平衡电阻的作法。线绕电位器的阻值为几十欧至几百欧,两边平衡电阻的阻值亦为几十欧至几百欧。 $R_K$  与  $C$  的数值亦由功放级的工作状态而定(图 3-16)。

### 4. 固定电阻式

固定电阻式是在灯丝两端采用阻值完全相同的电阻,其阻值在几十欧与几百欧之间。为防止噪声,必须选用金属化或被釉线绕精密电阻,两边分设旁路电容,使平衡性更佳。中心端所采用的  $R_K$  与两边电容  $C$  的数值,仍由功放级的工作状态来决定(图 3-17)。

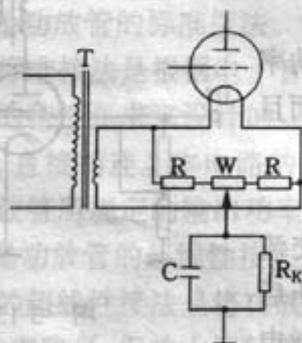


图 3-16 完全平衡式

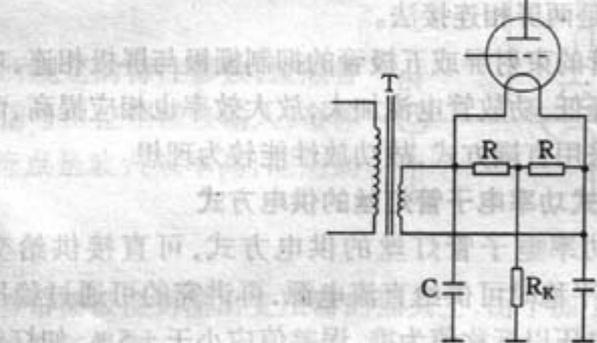


图 3-17 固定电阻式

## 三、单端 A 类功率放大器的典型电路

单端 A 类功率放大器的电路较多,现分别介绍几款目前在国外较流行的典型电路,供制作时参考。

### 1. 单端 A 类 300B 功放

图 3-18 是单端 A 类 300B 功放电路图。本电路为日本那须好男设计,原设计为双声道合并式功率放大器,L 声道与 R 声道电路完全相同。

我们知道,多级放大器主要分为直接耦合、阻容耦合和变压器耦合三种方式。一般电子管功放级间耦合,多采用电容耦合的方式,由于级间耦合电容的存在会对不同频率的音频信号产生不同的容抗,特别是对低频响应影响较大,容抗的存在还会使信号产生相移失真。

本单端 A 类功放电路的特点是,前级与功放级之间采用直接耦合的方式。直接耦合放大器级间不用耦合元件,前级输出端与后级输入端直接相连,信号可以直通后级而不受耦合元件的影响,所以放大信号的频带很宽,特别是对低频信号有很好的放大作用,相位失真、互调失真也基本消除。

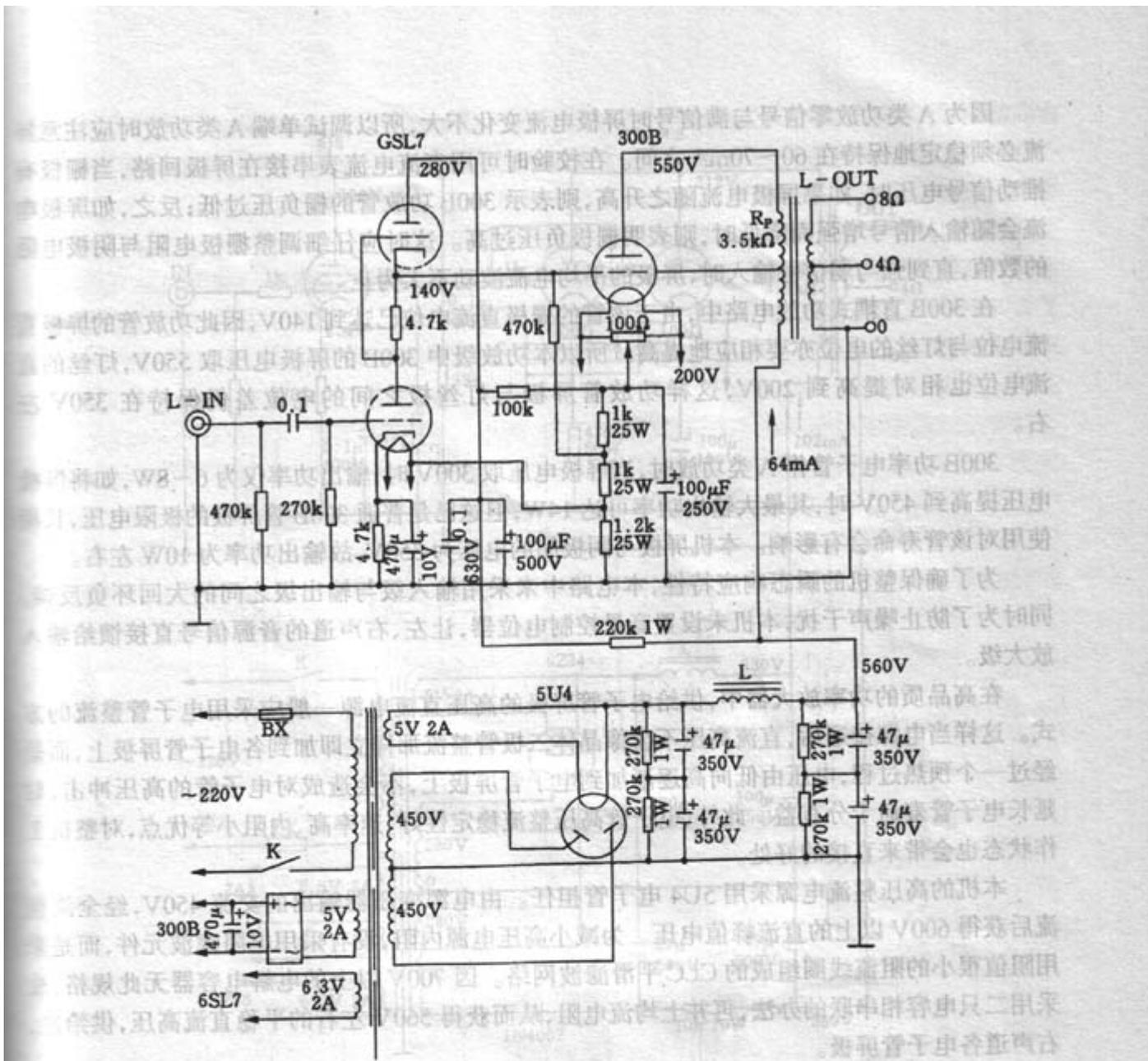


图 3-18

其输入电压放大兼推动级，由高屏压、高放大系数、双三极电子管 6SL7(6N9P)担任。采用现代流行的 SRPP 电路。本输入级的特点是：输入阻抗高，约 200kΩ；输出阻抗低，为几百欧姆。因此，本前级放大器具有传输损耗小，抗干扰性能强，动态范围大，频率响应特性佳的特点。

输入级上管的屏极电压为 280V，阴极电压为电源电压的一半，即为 140V 左右，与功放管栅极处于相同电位。必须指出的是 6SL7 双三极电子管其阴极与灯丝间的耐压仅为 100V，如果处于 140V 高电位时，很容易造成阴极与灯丝间的击穿。为此本电路从功放管阴极中分压取得 70V 左右的直流电压，用来提高 6SL7 双三极管灯丝的直流电位，这样使该管的灯丝与阴极间的直流电位保持在 70V 左右；同时还起到降低交流噪声的作用。

单端 A 类功率放大级由直热式三极功率电子管 300B 担任，该管被誉为“胆中之王”。为确保高保真放大，功放管必须工作于栅压—屏流特性曲线的直线部分。300B 功放管的栅负压较深，当栅负压达到 -120V 时屏流截止，则该管工作于 A 类时，栅极负电压应设置在 -60V 左右，前级推动电压亦要限制在最高不超过 ±60V。

因为 A 类功放零信号与满信号时屏极电流变化不大,所以调试单端 A 类功放时应注意屏流必须稳定地保持在 60~70mA 之间。在校验时可用直流电流表串接在屏极回路,当栅极有推动信号电压时,如果屏极电流随之升高,则表示 300B 功放管的栅负压过低;反之,如屏极电流会随输入信号增强而降低时,则表明栅极负压过高。这时应仔细调整栅极电阻与阴极电阻的数值,直到强与弱信号输入时,屏极的平均电流波动不大为止。

在 300B 直耦式功放电路中,由于该管的栅极直流电位已达到 140V,因此功放管的屏极直流电位与灯丝的电位亦要相应地提高。所以本功放级中 300B 的屏极电压取 550V,灯丝的直流电位也相对提高到 200V,这样功放管屏极与灯丝极之间的电位差仍保持在 350V 左右。

300B 功率电子管作 A 类功放时,当屏极电压取 300V 时,输出功率仅为 6~8W,如将屏极电压提高到 450V 时,其最大输出功率可达 14W,但这已是普通 300B 管屏极的极限电压,长期使用对该管寿命会有影响。本机屏极与阴极间的电压为 350V,故输出功率为 10W 左右。

为了确保整机的瞬态响应特性,本电路中未采用输入级与输出级之间的大回环负反馈。同时为了防止噪声干扰,本机未设置音量控制电位器,让左、右声道的音源信号直接馈给输入放大级。

在高品质的功率放大器中,供给电子管屏极的高压直流电源一般应采用电子管整流的方式。这样当电源接通后,直流高压不会像晶体二极管整流那样立即加到各电子管屏极上,而是经过一个预热过程,电压由低向高逐渐加到电子管屏极上,不会造成对电子管的高压冲击,对延长电子管寿命十分有益。此外,电子管高压整流稳定性好、速率高、内阻小等优点,对整机工作状态也会带来直接的好处。

本机的高压整流电源采用 5U4 电子管担任。由电源变压器输出的交流 450V,经全波整流后获得 600V 以上的直流峰值电压。为减小高压电源内阻,没有采用电阻滤波元件,而是采用阻值很小的阻流线圈组成的 CLC 平滑滤波网络。因 700V 以上的电解电容器无此规格,故采用二只电容相串联的办法,再并上均流电阻,从而获得 560V 左右的平稳直流高压,供给左、右声道各电子管屏极。

300B 功率电子管的灯丝电源由 5V/1.2A 交直流供电均可。为确保高品质、低噪声,故采用平稳直流供电方式。

本功放的频率响应非常平坦,从 18Hz~30kHz 只有  $\pm 1$ dB 的变化。这主要是由于采用了直接耦合的方式,而且低频段与高频段的延伸频率范围较为宽广,优于一般电容耦合的功率放大器。

本功放总谐波失真度小于 1%,这主要由于直接耦合式减少了放大器的相位失真与互调失真的缘故。

信号噪声比优于 90dB,因不设音量控制电位器,消除了许多外来的噪声干扰。

输入灵敏度与输入阻抗,由于现代音源设备的输出信号电平多在 1~2V 之间,故本机的输入灵敏度设计为 1.2V,输入阻抗大于 200k $\Omega$ 。本放大器完全能满足现代立体声音源设备的要求。

## 2. 单端 A 类 2A3 并联功放

图 3-19 是单端 A 类 2A3 并联功放的电路图。

图 3-19 是单端 A 类 2A3 并联功放的电路图。

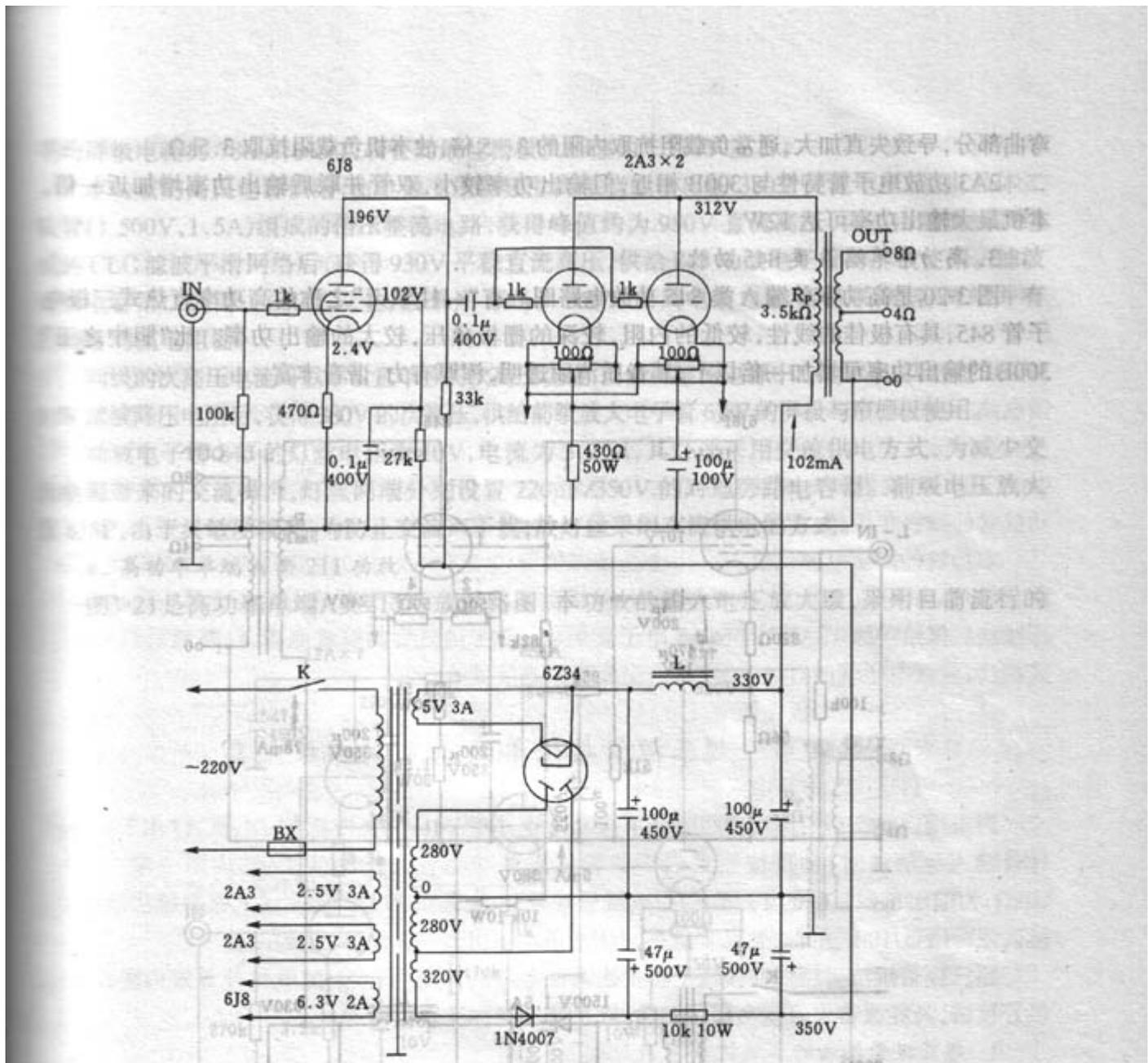


图 3-19 单端 A 类 2A3 并联功放电路图

本电路输入电压放大兼推动放大级采用高放大系数五极电子管 6J8 担任，其单级增益可达 40dB。

电压放大用的五极电子管较多：如 6J1、6J2、6J5、6J7、6J8、6SJ7 等。这些五极电子管均为锐截止电压放大管，即非可变放大系数管。锐截止管互导率比较稳定，作电压放大时失真度比较小。此外，五极电子管中还有遥截止式放大管，即可变放大系数五极电子管，如 6K1、6K4、6K7、6SK7 等。遥截止五极电子管一般用于高频与中频放大器中，可用于自动增益控制，不适合用于音频电压放大器中。

经 6J8 放大后的音频信号，由电容耦合至 2A3 功放电子管的栅极，此电压已经足够推动末级一对功放管。为提高整机的技术性能，减小失真，该管阴极未加旁路电容器，这样即形成了单级的电流反馈，使输入级的电性能更加稳定可靠。

功放级由一对直热式三极功率电子管 2A3 担任，该管具有放大线性极佳的特点，同时其屏极内阻较低，仅为 800Ω，两管并联后输出负载阻抗更低，有利于制作高保真输出变压器。单端 A 类功放输出变压器一次侧的负载阻抗必须配置适当，如负载阻抗过高时，功放管屏极所产生的音频电压值虽大为增高，但输出功率却会降低；若负载阻抗过小时，则功放管工作状态进入特性曲线

弯曲部分,导致失真加大,通常负载阻抗取内阻的3~5倍,故本机负载阻抗取3.5kΩ。

2A3 功放电子管特性与300B相近,但输出功率较小,双管并联后输出功率增加近一倍。本机最大输出功率可达12W。

### 3. 高功率单端 A 类 845 功放

图3-20是高功率单端A类845功放电路图。有“一柱擎天”之称的高功率直热式三极电子管845,具有极佳的线性,较低的内阻,较深的栅极负压,较大的输出功率。比“胆中之王”300B的输出功率可增加一倍以上,其音质清丽透明,浑厚有力,谐音丰富。

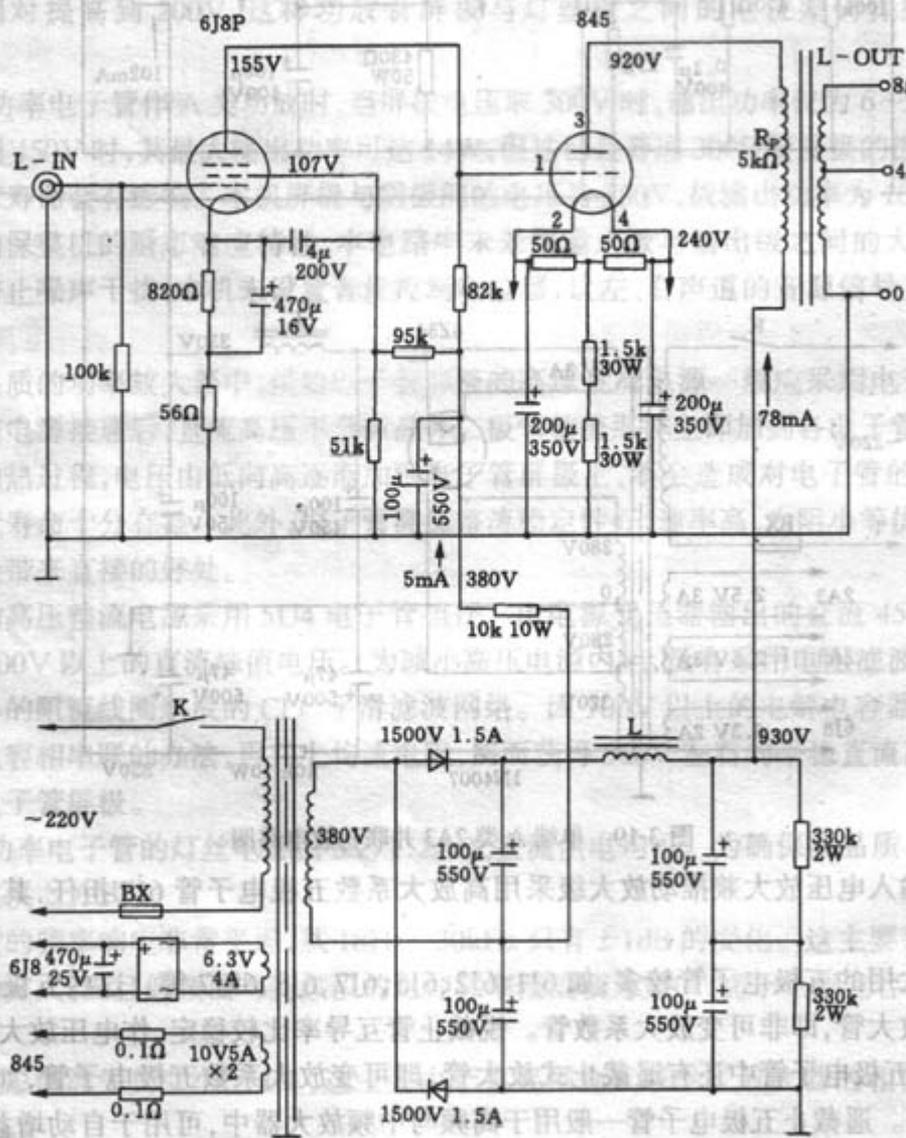


图 3-20

845 为高功率高屏压直热式三极功率电子管,其屏极电压高达1250V。当该管在5kΩ负载时,如屏极电压取900V,平均屏极电流取80mA,则功放级的总耗电功率为72W,如按单端A类功放的输出效率为25%来估算时,则输出功率可达18W。

输入电压放大级采用高放大系数五极电子管6J8P担任,其单级增益可达40dB。为了拓宽频响,减小相位失真,经输入级放大后的音频信号电压,由6J8P五极电子管的屏极输出,并直接耦合至功率放大管845的栅极。

功率放大级为单端A类形式,由高功率直热式三极电子管845担任,屏极电压为920V,

平均屏极电流为 78mA, 845 功放管的最佳栅极负压值为  $-137\text{V}$  左右。由 6S4A 整流管前级  
 本功放的高压电源供给, 由电源变压器独立高压绕组输出的  $380\text{V}$  交流电压, 经由晶体二  
 极管 ( $1\,500\text{V}, 1.5\text{A}$ ) 组成的倍压整流电路, 获得峰值约为  $950\text{V}$  直流高压, 再经由阻流线圈组  
 成的 CLC 滤波平滑网络后, 获得  $930\text{V}$  平稳直流高压, 供给 845 功放电子管的屏极使用。滤波  
 电解电容第二级需  $1\,000\text{V}$  以上, 故采用  $100\mu\text{F}/550\text{V}$  二只电解电容相串联, 电容两端并有  
 $330\text{k}\Omega$  均流电阻器。

前级的次高压电流可以不设置单独的次高压绕组, 由倍压整流电源中心端取出, 再经过  $10\text{k}\Omega/$   
 $10\text{W}$  滤波降压电阻后, 获得  $380\text{V}$  的次高压, 供给前级放大电子管 6J8P 的屏极与帘栅极使用。

功放电子管 845 的灯丝电压为  $10\text{V}$ , 电流为  $3.25\text{A}$ , 其灯丝采用交流供电方式, 为减少交  
 流电源带来的交流噪声, 灯丝两端分别设置  $220\mu\text{F}/350\text{V}$  的对地旁路电容器。前级电压放大  
 管 6J8P, 由于灵敏度较高, 为防止交流声干扰, 故灯丝采用直流供电的方式。

#### 4. 高功率单端 A 类 211 功放

图 3-21 是高功率单端 A 类 211 功放电路图。本功放的输入电压放大级, 采用目前流行的

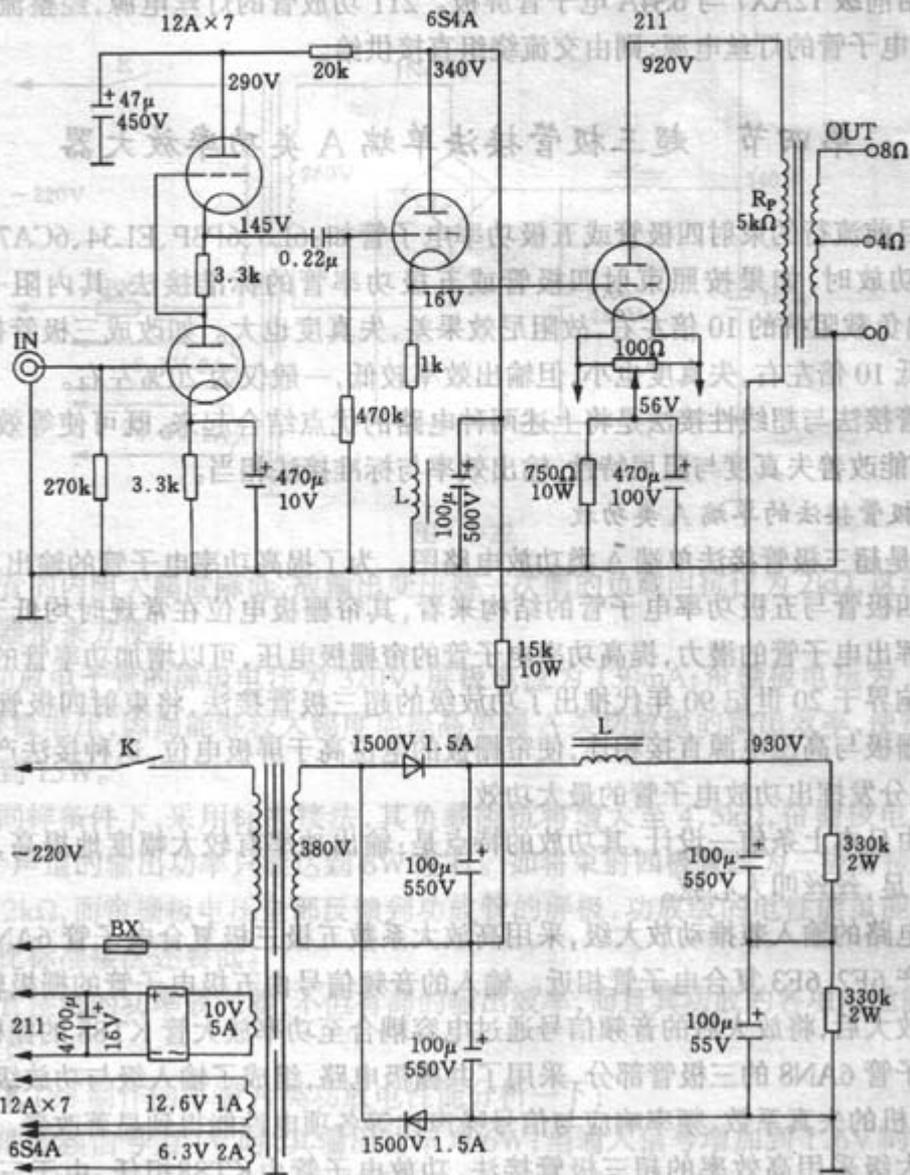


图 3-21

SRPP 前级放大电路,由高放大系数双三极电子管 12AX7 担任。该管上边阴极的直流电位为 145V,但该双三极管阴极与灯丝间的耐压为  $\pm 180V$ ,故很适于 SRPP 前级放大电路。经放大后的音频信号电压,由上边管阴极输出,并经电容耦合至推动放大管的栅极。

推动放大管由 6S4A 担任,该三极电子管的特性与 6C3、6C4、6C5 等三极电子管相近,并采用阴极输出器的方式,将放大后的音频信号直接耦合至功放管 211 的栅极。为提高推动效率,该管阴极输出端除了  $1k\Omega$  电阻外,还串联了扼流线圈。前面已介绍过,阴极输出器具有输入阻抗高,输出阻抗低的特点,便于输入级与功放级更好地匹配,同时阴极输出器为深度负反馈电路,因此给功放的各项电性能带来较大的改善,是直耦式功放常用的电路。

功率放大级由功率直热式三极管 211 担任,该管屏极电压为 1 200V,本功放屏压取 920V,平均电流为 70mA,功放级总功率耗损为 64W。该管的栅极最佳负电压为  $-50V$ ,比 845 功放管的栅极负压低,前级推动电压的幅值也较低,故总的输出功率约为 12W 左右。

本功放的高压电源供给仍采用由晶体二极管(1 500V,1.5A)组成的高压倍压整流电路,以获得 920V 的高压供 211 功放管屏极;前级次高压电源仍由高压倍压整流电源中取出,经降压滤波后供给前级 12AX7 与 6S4A 电子管屏极。211 功放管的灯丝电源,经整流后以直流方式供给;前级电子管的灯丝电源,则由交流绕组直接供给。

#### 第四节 超三极管接法单端 A 类功率放大器

当采用目前流行的束射四极管或五极功率电子管如:6L6、6P3P、EL34、6CA7、KT88 等制作单端 A 类功放时,如果按照束射四极管或五极功率管的标准接法,其内阻一般为  $40\sim 60k\Omega$ ,为输出负载阻抗的 10 倍左右,故阻尼效果差,失真度也大。如改成三极管接法以后,虽然内阻可降低 10 倍左右,失真度也小,但输出效率较低,一般仅为 20% 左右。

超三极管接法与超线性接法是将上述两种电路的优点结合起来,既可使等效内阻接近三极管接法,又能改善失真度与阻尼特性,输出效率与标准接法相当。

##### 1. 超三极管接法的单端 A 类功放

图 3-22 是超三极管接法单端 A 类功放电路图。为了提高功率电子管的输出功效,从经常使用的束射四极管与五极功率电子管的结构来看,其帘栅极电位在常规时均低于屏极电位。为了充分发挥出电子管的潜力,提高功率电子管的帘栅极电压,可以增加功率管的输出功率。

日本音响界于 20 世纪 90 年代推出了功放级的超三极管接法,将束射四极管或五极功率电子管的帘栅极与高压电源直接相连,使帘栅极的电位高于屏极电位,这种接法产生出奇妙的效果,并能充分发挥出功放电子管的最大功效。

本电路由日本上条信一设计,其功放的特点是:输出功率有较大幅度地提高,音色柔和而甜美,韵味十足,丝丝叩人心弦。

本功放电路的输入兼推动放大级,采用高放大系数五极三极复合电子管 6AN8,该电子管的特性与国产 6F2、6F3 复合电子管相近。输入的音频信号由五极电子管的栅极输入,经过高增益的电压放大后,将放大后的音频信号通过电容耦合至功率放大管 KT88 的栅极。

复合电子管 6AN8 的三极管部分,采用了共栅极电路,组成了输入级与功放级之间的负反馈网络,使整机的失真系数、频率响应与信号噪声比等各项电性能得到显著改善。

功率放大级采用高效率的超三极管接法,功放电子管由 KT88 担任。由于三极管接法能

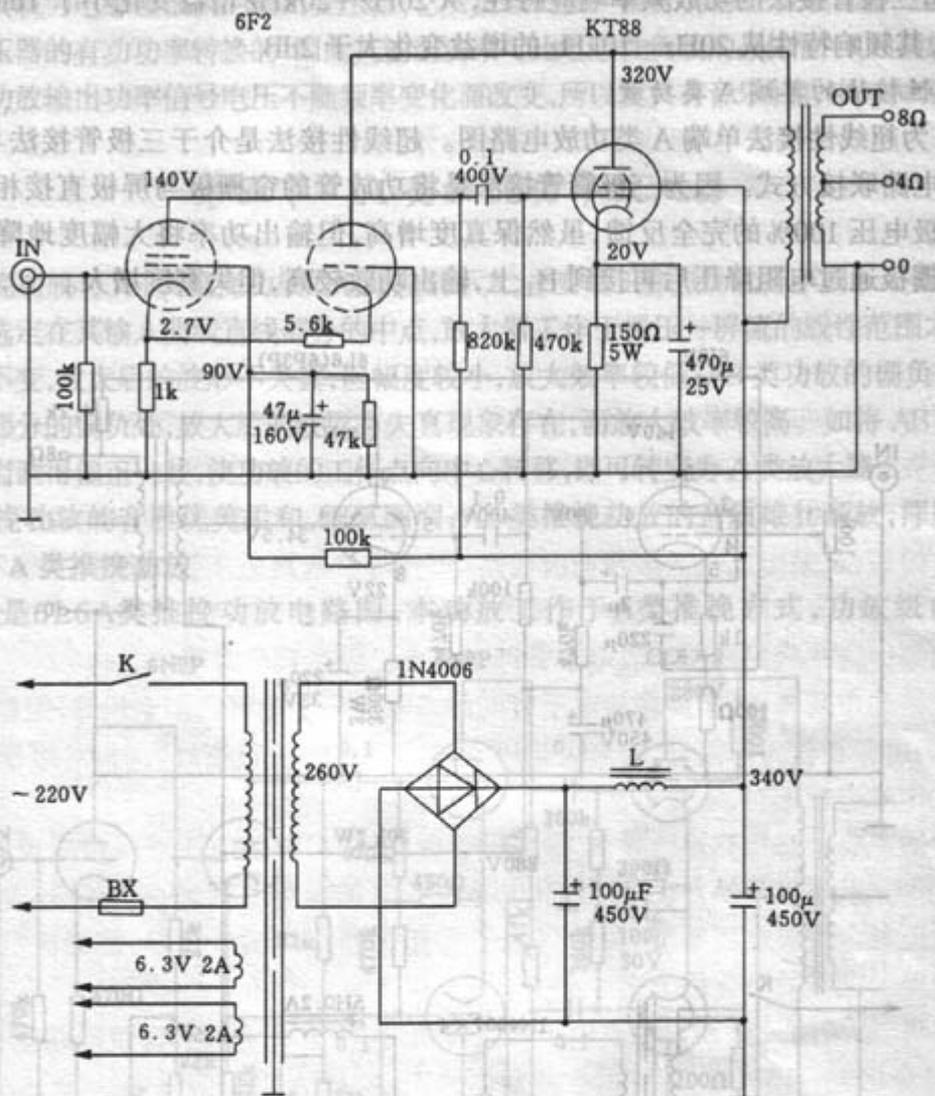


图 3-22

使束射电子管的内阻大幅度降低,故输出变压器一次侧的负载阻抗仅为  $2k\Omega$ ,这给制作高保真的输出变压器带来方便。

KT88 功放电子管的屏极电压为  $320V$ ,屏极电流为  $130mA$ ;帘栅极电压为  $340V$ ,电流为  $5mA$ ,高于屏极电压,因而能够较大幅度地提高单端 A 类功放级的输出效率,使每个声道的输出功率可达  $15W$ 。

如果在同样条件下,采用标准接法,其负载阻抗将增大至  $4.5k\Omega$ ,帘栅极电压降至  $200V$  左右,则每个声道的输出功率只能达到  $8W$  左右。如将束射四极管改为三极管接法时,负载阻抗仍保持在  $2k\Omega$ ,而帘栅极电压全部反馈到功放管的屏极,功放级的电性能虽能得到改善,但输出功率却比标准接法还要低。

超三极管接法的功率放大器,不但有高的输出效率,而且其功放的各项电性能仍可保持在较高的水平上。

现将用 KT88 制作的单端 A 类功放电性能分析一下:

当输入的音频信号为  $1V$  时,其输出功率为  $6W$ ;当输入信号增加到  $1.6V$  时,其输出功率可达  $15W$ ,输入与输出放大特性曲线的斜率均匀,线性良好。

超三极管接法的输出功率在  $12W$  时,从  $100Hz \sim 10kHz$  范围内的失真度约为  $2\%$ 。

KT88 超三极管接法的功放频率响应特性,从 20Hz~20kHz 增益变化小于 1dB;当作普通标准接法时,其频响特性从 20Hz~10kHz 的增益变化大于 2dB。

## 2. 超线性接法的单端 A 类功放

图 3-23 为超线性接法单端 A 类功放电路图。超线性接法是介于三极管接法与标准接法之间的一种电路联接方式。因为三极管管接法是将功放管的帘栅极与屏极直接相连,这样即构成了帘栅极电压 100% 的完全反馈,虽然保真度增高,但输出功率将大幅度地降低,而标准接法是将帘栅极通过电阻降压后再接到 B<sub>1</sub> 上,输出功率较高,但失真度增大。

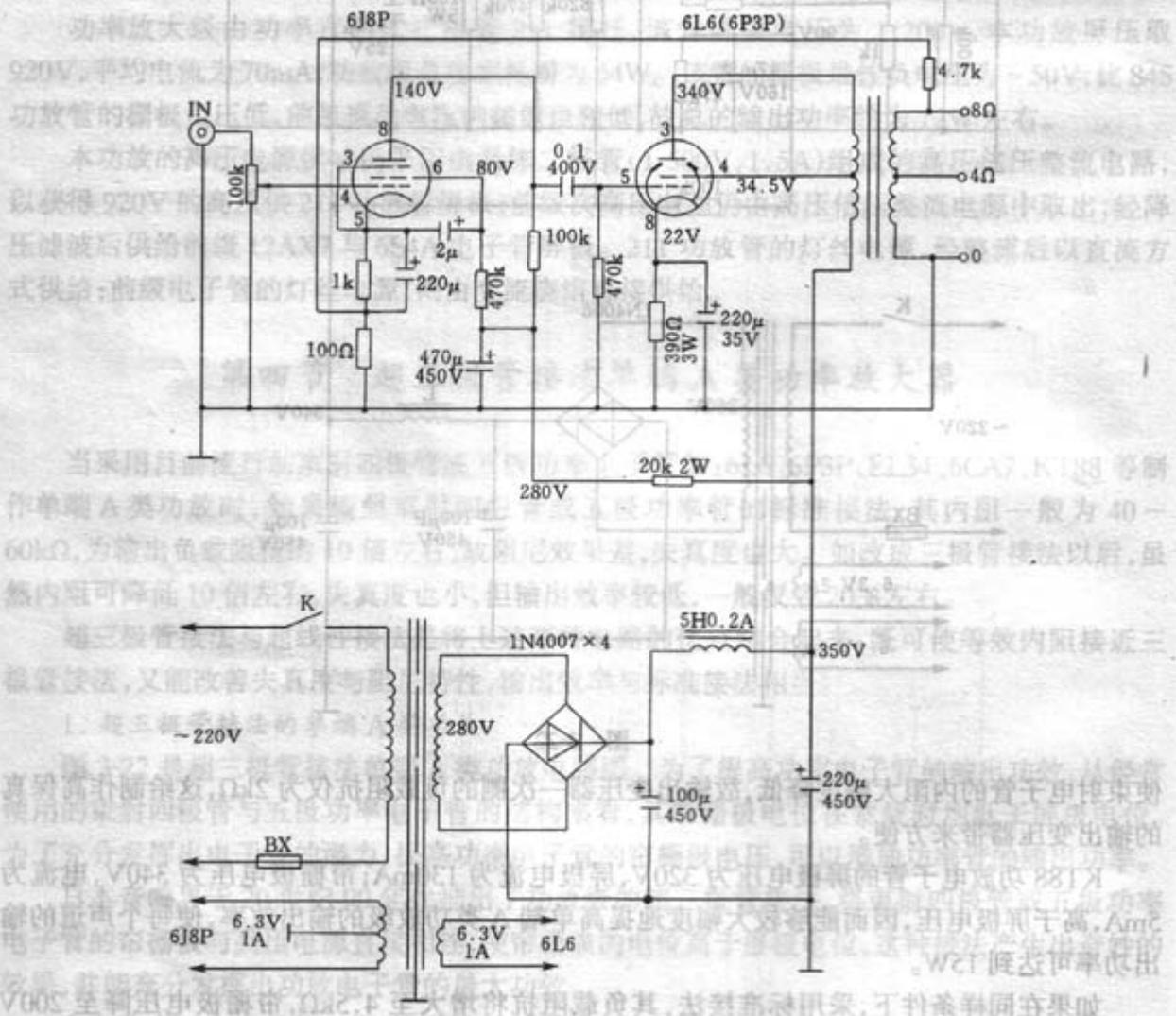


图 3-23

超线性接法是在输出变压器中,为帘栅极设置了中心抽头,当抽头愈接近功放管屏极时,其功放的输出特性愈接近三极管接法;当抽头位置愈接近 B<sub>1</sub> 时,其功放的输出特性愈接近标准接法。

经过多方面的试验与实践证明,将功放管帘栅极的反馈系数控制在 40% 时,使其抽头位置按阻抗比 0.18 计算,则输出变压器的线圈匝数比是其平方根的 0.43,这样功放级的输出特性与电性能为最佳。

本功放的输入兼推动级采用 6J8P 担任。经放大后的音频信号经电容耦合至功放管栅极。功放管由 6L6 担任,屏极电压取 340V,电流 50~60mA,采用自给栅负压方式,输出功率 6W 左右。

单端 A 类功放的输出功率虽然不大,但电子管功放的功率储备量比晶体管功放大得多。因电

子管功放的负载为电感量很大的输出变压器,它所负载的扬声器亦为感性负载,扬声器的有用功率是靠输出变压器的有功功率转换的,因此其输出功率可比电阻性负载的晶体管 OCL 功放大好几倍;同时电子管功放输出功率信号电压不随频率变化而改变,所以更具有音乐的韵味与表现能力。

### 第五节 A 类推挽功率放大器

A 类推挽功放与 AB 类推挽功放的电路差别不大,主要是工作点的选择不同。A 类功放管的控制栅极电压选定在其输入曲线直线部分的中点,放大器工作于栅压—屏流的线性范围之内,工作电流的平均值不变,放大后的波形不失真,但幅度较小,放大效率较低;AB 类功放的栅负压选定在输入曲线直线部分的偏负处,放大后的波形有失真现象存在,而放大效率较高。如将 AB 类推挽功放的栅负压适当调得偏正一些,使功放的工作点向中心转移,即可转变为 A 类放大器。

A 类推挽功放的音质优美柔和,细腻圆润;AB 类推挽功放的音质雄壮豪放,浑厚有力。

#### 一、6L6 A 类推挽功放

图 3-24 是 6L6 A 类推挽功放电路图。本功放工作于 A 类推挽方式,功放级由一对 6L6

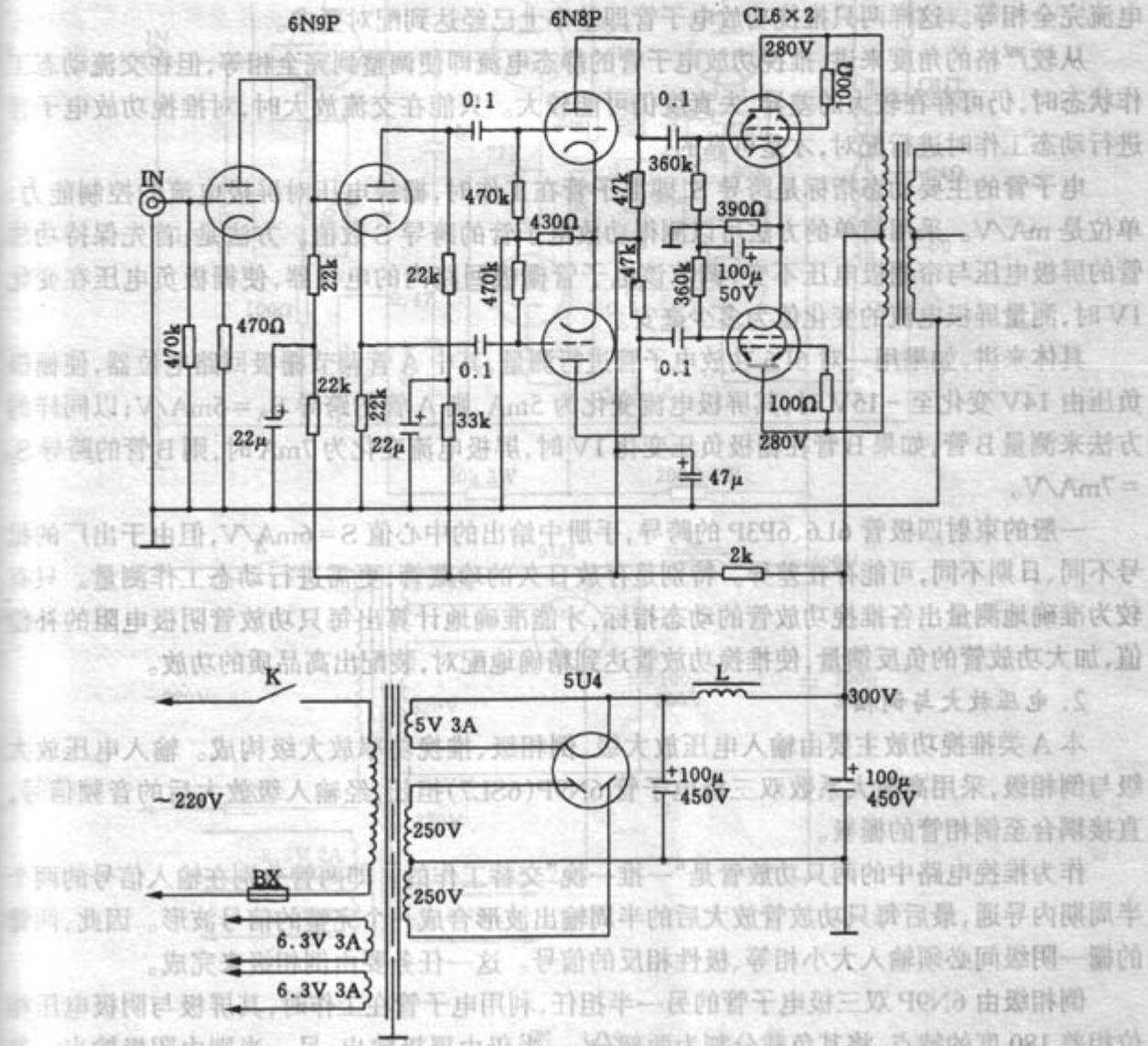


图 3-24

(6P3P)束射四极管担任。为提高保真度,功放管采用三极管接法,功放管的栅极负压采用自给偏压方式,即完全由前级推动电压来激励。功放管栅极的推动峰峰值电压应不超过 34V,即每只功放管的栅负压保持在  $-17\text{V}$  以内。如果推动信号进一步增强至  $44\text{V}$  时,功放的工作点将进入特性曲线的弯曲区域,则工作状态即转变为 AB 类。

当推挽功放级的负载阻抗取  $5\text{k}\Omega$  时,6L6 功放管在 A 类推挽状态下,屏极电压取  $280\text{V}$ ,零信号至满信号时屏极电流变化为  $120\sim 140\text{mA}$ ,输出功率为  $15\text{W}$ 。如用 6L6 功放管作 AB 类推挽工作时,屏极电压可取得高一些。当屏压为  $360\text{V}$  时,从零信号到满信号时的屏极电流变化为  $85\sim 135\text{mA}$ ,输出功率可达到  $30\text{W}$ 。

### 1. 功放管的配对

在推挽式功率放大器中,功率放大电子管的配对相当重要,它是影响整机失真度的关键之一。因为每只功放电子管的阴极电流是屏极电流与帘栅极电流的总和,因此,判断两管是否配对的比较简单的方法是:通过对每只功放电子管阴极电流的测量进行比较。首先调节每只功放管栅极负偏压,可采用电位器串在栅极回路中,使每只推挽电子管的栅负压相等,然后再测各功放管的阴极电流。对其中阴极电流较大的电子管,可加大该管阴极电阻的阻值,使两管的电流完全相等。这样两只推挽功放电子管即基本上已经达到配对要求。

从较严格的角度来讲,推挽功放电子管的静态电流即使调整到完全相等,但在交流动态工作状态时,仍可存在较大的差异,失真度仍可能较大。只能在交流放大时,对推挽功放电子管进行动态工作时进行配对,才是可靠的。

电子管的主要动态指标是跨导  $S$ ,即电子管在工作时,栅极电压对屏极电流的控制能力,单位是  $\text{mA}/\text{V}$ 。采用简单的方法可以测得功放电子管的跨导  $S$  数值。方法是:首先保持功放管的屏极电压与帘栅极电压不变,调节该电子管栅极回路内的电位器,使栅极负电压在变化  $1\text{V}$  时,测量屏极电流的变化值为多少毫安。

具体来讲,如果用一对 6L6 功放电子管进行测量,其中 A 管调节栅极回路电位器,使栅极负压由  $14\text{V}$  变化至  $-15\text{V}$  时,其屏极电流变化为  $5\text{mA}$ ,则 A 管的跨导  $S_A = 5\text{mA}/\text{V}$ ;以同样的方法来测量 B 管,如果 B 管在栅极负压变化  $1\text{V}$  时,屏极电流变化为  $7\text{mA}$  时,则 B 管的跨导  $S_B = 7\text{mA}/\text{V}$ 。

一般的束射四极管 6L6、6P3P 的跨导,手册中给出的中心值  $S = 6\text{mA}/\text{V}$ ,但由于出厂的批号不同、日期不同,可能存在差异。特别是存放日久的珍藏管,更需进行动态工作测量。只有较为准确地测量出各推挽功放管的动态指标,才能准确地计算出每只功放管阴极电阻的补偿值,加大功放管的负反馈量,使推挽功放管达到精确地配对,装配出高品质的功放。

### 2. 电压放大与倒相

本 A 类推挽功放主要由输入电压放大级、倒相级、推挽功率放大级构成。输入电压放大级与倒相级,采用高放大系数双三极电子管 6N9P(6SL7)担任,经输入级放大后的音频信号,直接耦合至倒相管的栅极。

作为推挽电路中的两只功放管是“一推一挽”交替工作的。即两管分别在输入信号的两个半周期内导通,最后每只功放管放大后的半周输出波形合成一个完整的信号波形。因此,两管的栅—阴极间必须输入大小相等、极性相反的信号。这一任务要由倒相级来完成。

倒相级由 6N9P 双三极电子管的另一半担任,利用电子管在工作时,其屏极与阴极电压相位相差  $180^\circ$  的特点,将其负载分割为两部分,一半仍由屏极输出;另一半则由阴极输出。其屏极负载电阻为  $22\text{k}\Omega$ ;阴极负载电阻亦为  $22\text{k}\Omega$ ,因此两个负载上所产生的音频电压降是完全

相等的,但它们之间的相位差为 180 度,所以其输出电压即为一对幅度相等,而相位相反的音频信号电压,从而完成了推挽的倒相工作。

推动放大级由中放大系数双三极管 6N8P(6SN7)担任。经倒相后的一对相位相反、幅度相等的音频信号电压,由电容耦合至推动放大管的栅极,为了提高整机的电性能,减少失真,降低信号噪声比。推动放大管的阴极未加旁路电容,这样即形成了阴极的电流负反馈。

经推动放大后的一对音频信号,由 6N8P 双三极管的两个屏极输出,并随着前级音频信号的强弱而变化。对末级 6L6(6P3P)的 A 类推挽功放来说,其推动电压的峰峰值不应超过 34V。推动信号过强不仅会引起失真,同时会使 A 类放大进入 AB 类放大区域内。

## 二、2A3A 类推挽功放

图 3-25 是 2A3A 类推挽功放电路图。采用古典型直热式三极管 2A3 制成的 A 类推挽功率放大器,其音色与“胆中之王”直热式三极管 300B 极为相似,其放音清澈透明,温暖柔和,而且价格大大低于 300B 功率电子管,故常被发烧友们所采用。

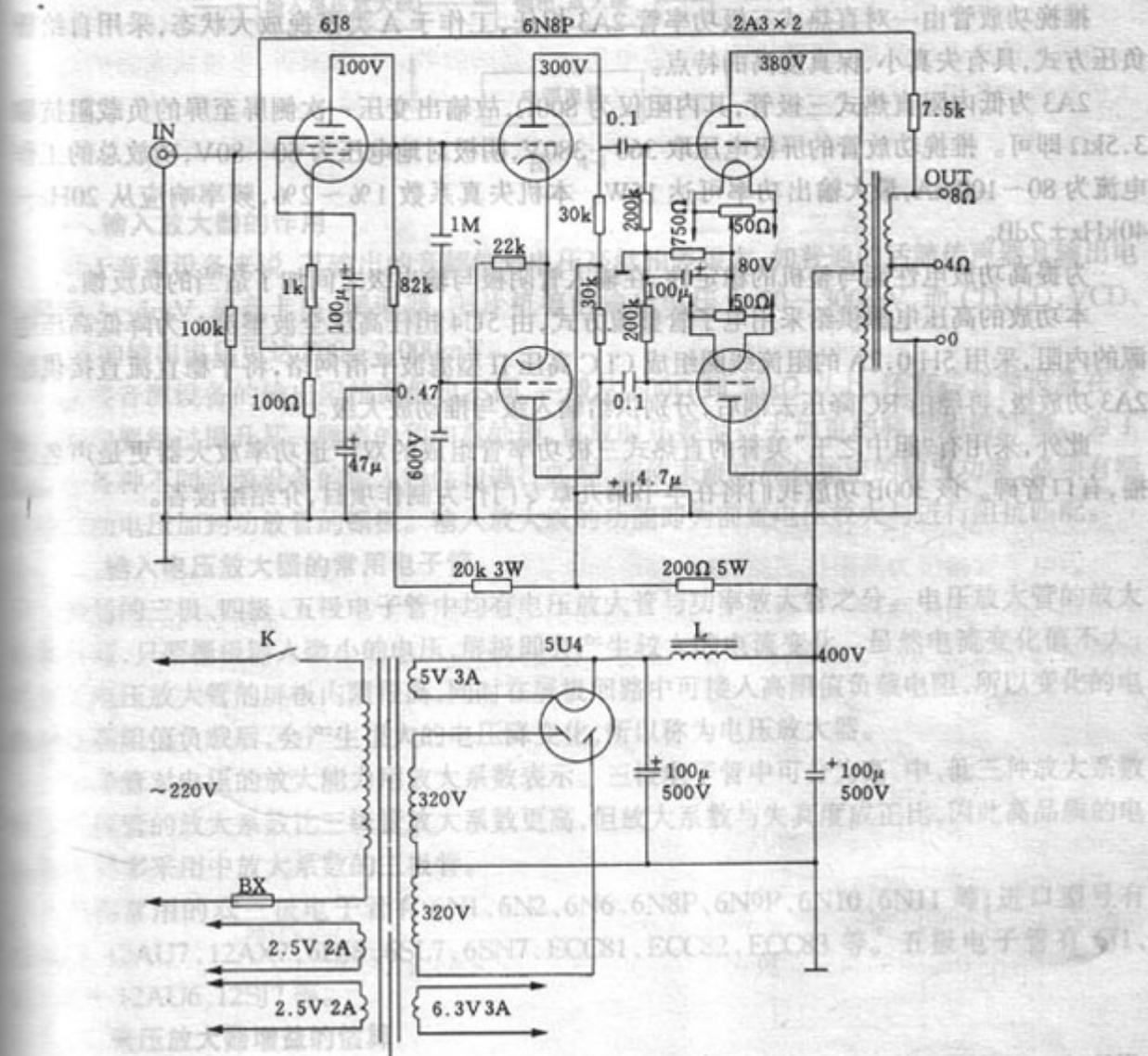


图 3-25

本功放的输入级采用高放大系数五极电子管 6J8P 担任,为提高保真度,降低噪声,将五极管改为三极管接法,使 6J8P 的帘栅极与屏极相并联。本输入前级放大器的特点是:输入阻抗高,动态范围大,放大器线性良好,失真度小。

经输入级放大后的音频信号,为了拓宽频响,减小相位失真,故采用直接耦合的方式,将放大后的音频信号注入倒相兼推动放大管的栅极。

该功放推动放大兼有倒相级作用。由高屏压中放大系数双三极电子管 6N8P(6SN7)担任。电路采用目前流行的长尾式倒相电路,上面一半三极电子管工作于共阴极方式,输入信号与输出信号相位相反;下面一半三极电子管工作于共栅极方式,输入信号与输出信号相位相同,从而完成了输入信号的倒相工作。值得注意的是,下面三极电子管栅极对地电容器  $0.47 \sim 0.22\mu\text{F}/600\text{V}$ ,必须选用高品质的 CBB 电容,否则将会引起倒相后的输出波形失真。

经倒相放大后的一对幅度相等、相位相反的推动信号经电容耦合至 2A3 推挽放大管的栅极。由于本机阴极加有较深的电流负反馈,因此放大性能好,失真小,工作稳定可靠。

推挽功放管由一对直热式三极功率管 2A3 担任,工作于 A 类推挽放大状态,采用自给栅负压方式,具有失真小、保真度高的特点。

2A3 为低内阻直热式三极管,其内阻仅为  $800\Omega$ ,故输出变压一次侧屏至屏的负载阻抗取  $3.5\text{k}\Omega$  即可。推挽功放管的屏极电压取  $360 \sim 380\text{V}$ ,阴极对地电压为  $60 \sim 80\text{V}$ ,功放总的工作电流为  $80 \sim 100\text{mA}$ ,最大输出功率可达  $15\text{W}$ 。本机失真系数  $1\% \sim 2\%$ ,频率响应从  $20\text{Hz} \sim 40\text{kHz} \pm 2\text{dB}$ 。

为提高功放电性能与整机的稳定性,在输入管阴极与输出级之间加了适当的负反馈。

本功放的高压电源供给采用电子管整流方式,由 5U4 担任高压全波整流。为降低高压电源的内阻,采用  $5\text{H} 0.2\text{A}$  的阻流线圈组成 CLC 高压 II 型滤波平滑网络,将平稳直流直接供给 2A3 功放级,再经由 RC 降压去耦后,分别供给输入级与推动放大级。

此外,采用有“胆中之王”美誉的直热式三极功率管组成的双声道功率放大器更是声名远播,有口皆碑。该 300B 功放我们将在本书第九章专门作为制作项目,介绍给读者。

一般的束射四极管 6L6 6J8P 的屏极电压变化  $1\text{V}$  时,屏极电流变化为  $7\text{mA}$  时,则 B 管的跨导  $S_B = 7\text{mA/V}$ 。

一般的束射四极管 6L6 6J8P 的屏极电压变化  $1\text{V}$  时,屏极电流变化为  $7\text{mA}$  时,则 B 管的跨导  $S_B = 7\text{mA/V}$ 。但由由于出厂的批号不同,日期不同,可能存在差异。特别是屏极电压变化  $1\text{V}$  时,屏极电流变化为  $7\text{mA}$  时,则 B 管的跨导  $S_B = 7\text{mA/V}$ 。只有少数为推挽电路输出者,是推挽功放的动态指标。不能简单地认为,屏极电压变化  $1\text{V}$  时,屏极电流变化为  $7\text{mA}$  时,则 B 管的跨导  $S_B = 7\text{mA/V}$ 。要加大功放管的负反馈量,使推挽功放管达到精确地配对,才能获得高质量的音效。

### 2. 电压放大与倒相

本 A 类推挽功放主要由输入电压放大级、倒相级、推挽功放级构成。输入电压放大级与倒相级,采用高放大系数五极电子管 6J8P(6SL7)担任。将输入信号经电容耦合至倒相管的栅极。

作为推挽电路中的两只功放管是“推”、“挽”交替工作的。即在输入信号的正半周期内导通,最后经功放管放大后的半周输出波形(图 9-1)。因此,两管的栅-阴极间必须输入大小相等、极性相反的信号。这一任务是由倒相级来完成。

倒相级由 6N8P 双三极电子管的另一半担任,利用电子管在工作时,其屏极与阴极电压相位相差  $180^\circ$  的特点,将其信号分为两部分,一半仍由屏极输出,另一半则由阴极输出。其屏极负载电阻为  $22\text{k}\Omega$ ;阴极负载电阻亦为  $22\text{k}\Omega$ ,因此两个负载上所产生的音频电压降是完全

## 第四章 AB类推挽功率放大器

### 第一节 AB类推挽功率放大器的组成

电子管AB类推挽功率放大器是目前比较流行的电路形式。国际上著名的威廉逊放大器、超线性放大器、QUAD、麦景图、马兰士等功放，以及国内的斯巴克、太极典、欧琴等功放，大多也采用AB类推挽功放的型式。

图4-1为AB类推挽功放电路组成方框图。

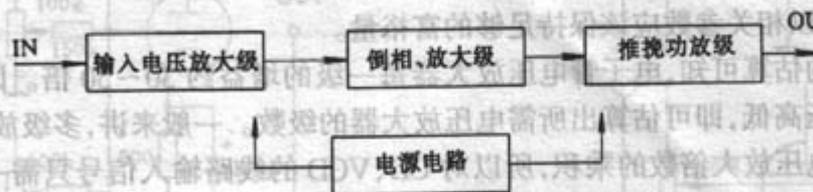


图 4-1

#### 一、输入放大器的作用

对于音源设备来说，其输出的音频信号电压高低相差很大，如普通的话筒传声器其输出电压仅为3~5mV，录音卡座、调谐器、唱片机等的输出电压为50~300mV，而CD、LD、VCD、DVD等的输出电压可达700~2000mV。

这些音源设备的输出阻抗高低也不同，一般从600Ω到50kΩ以上，还有些音源设备在录制过程中要经过提升某一频率的预加重处理，重放时还要经过过去加重的频率均衡补偿。为了适应各种不同音源设备的输入特性和进行匹配，而使末级功放有额定的输出功率，必须有额定的推动电压加到功放管的栅极。输入放大级的功能即为前置电压放大与进行阻抗匹配。

#### 二、输入电压放大器的常用电子管

普通的三极、四极、五极电子管中均有电压放大管与功率放大管之分。电压放大管的放大效率极高，只要栅极输入微小的电压，屏极即会产生较大的电流变化。虽然电流变化值不大，但由于电压放大管的屏极内阻很高，同时在屏极回路中可接入高阻值负载电阻，所以变化的电流经过高阻值负载后，会产生很大的电压降变化，所以称为电压放大器。

电子管对电压的放大能力用放大系数表示。三极电子管中可分为高、中、低三种放大系数管。五极管的放大系数比三极管放大系数更高，但放大系数与失真度成正比，因此高品质的电压放大器多采用中放大系数的三极管。

目前常用的双三极电子管有6N1、6N2、6N6、6N8P、6N9P、6N10、6N11等；进口型号有12AT7、12AU7、12AX7、6DJ8、6SL7、6SN7、ECC81、ECC82、ECC83等。五极电子管有6J1、6J2、6J5、12AU6、12SJ7等。

#### 三、电压放大器增益的估算

在通常的阻容耦合电压放大器中，如选用6N2、12AX7、ECC83等高放大系数双三极管作电压放大时，从电子管特性表中可以查出其放大系数 $\mu=100$ 。此值不完全代表该管的实际放大能力，因为电子管屏极电压输出是屏流经过负载电阻 $R_L$ 后产生的，而屏极回路内除了屏极

负载电阻,还有电子管本身的内阻,其实际输出电压 =  $\mu \times E_g \times R_L / R_i + R_L$ , 得知输出电压后,即可算出放大器的电压增益。当  $E_g$  的栅极输入电压设定为 1V 时

$$\text{实际电压增益} = \text{输出电压} / \text{输入电压} = \mu R_L / R_i + R_L$$

现已知 12AX7、ECC83 的屏极内阻  $R_i = 60k\Omega$ , 如负载电阻  $R_L = 50k\Omega$  时, 则电压增益 =  $100 \times 50K / 60K + 50K \approx 50$  倍。

再来估算一下功放级所需的推动电压。对采用 6P3P、EL34、KT88 等功放管作 AB 类推挽放大时, 其功放管栅至栅的峰值推动电压约 60V, 而推动单管的输出电压值为栅至栅极的一半, 即为 30V。

对 CD、VCD、DVD 等音源设备的线路输入要求的电压增益  $K \approx 30V / 1V \approx 30$  倍,

对录音卡座、调谐器、拾音器等音源设备所需的电压增益  $K \approx 30V / 0.1V \approx 300$  倍,

而对输入信号电压微弱的话筒传声器, 则电压增益  $K \approx 30V / 0.002V \approx 15000$  倍。

在实际功放电路中, 还必须考虑到电子管的品质、混合线路中的串联电阻、音量电位器衰减网络等因素, 所以相关参数应该保持足够的富裕量。

由以上简单的估算可知, 电子管电压放大器每一级的增益约 30~50 倍。因此, 根据不同音源设备输出电压高低, 即可估算出所需电压放大器的级数。一般来讲, 多级放大器的电压放大倍数等于各级电压放大倍数的乘积, 所以对 CD、VCD 的线路输入信号只需一级放大; 对录音卡座、拾音器输入信号需两级放大; 对话筒传声器微弱信号输入信号必需三级放大。

## 第二节 输入电压放大器的输入方式

根据输入阻抗的不同, 可分为高阻抗输入与低阻抗输入两种方式。其输入方式主要按各种音源设备对负载阻抗匹配的要求来决定的。

一般的音源设备如 CD、VCD、DVD、录音卡座、调谐器等, 均为高阻抗输入方式, 输入阻抗范围很宽, 约从 20~200k $\Omega$ 。电路形式如图 4-2。

话筒传声器输出信号较弱, 而且须用较长传输线与放大器驳接。为减少线间的高频损失与感应噪声, 多采用低阻抗输入形式。

因电子管栅极为高阻抗回路, 故必须增加输入阻抗变换器 T, 如图 4-3。低阻抗输入分为平衡式与不平衡式两种。一般采用国际上通用的 CANNON 卡农三芯插座, 并按照规定, 1 为屏蔽层接地端, 2 为信号正端, 3 为信号负端。其输入阻抗一般为 200~600 $\Omega$  之间。

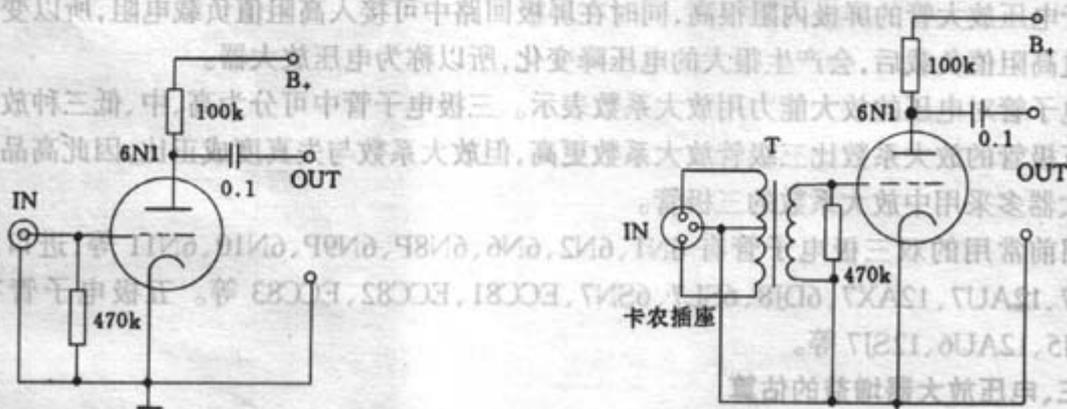


图 4-2 高阻抗输入方式电路 图 4-3 低阻抗输入方式电路

由于音源设备的品种繁多,因此功放机的输入级必须能够适应多种音源信号的输入。

图 4-4 是单级多路通过电阻耦合的输入电路。该电路在电子管的音频信号输入回路串联了高阻值电阻,使输入音频信号受到一定衰减,同时通过音量控制电位器来作相应调节,但各电位器之间存在互为牵制的问题。

图 4-5 的多路直接耦合输入电路是将各路音频信号分别输入到各自电子管栅极,音量也各自分别进行控制,这样便有效地克服了音频信号之间的相互牵制。

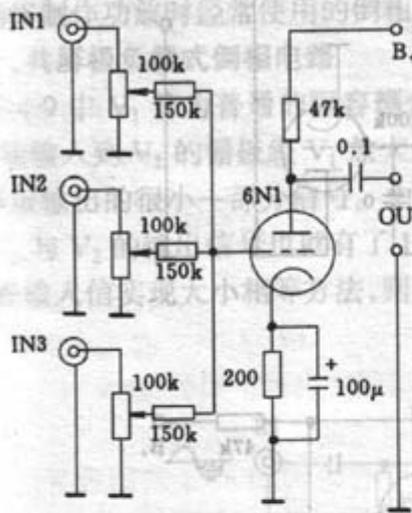


图 4-4

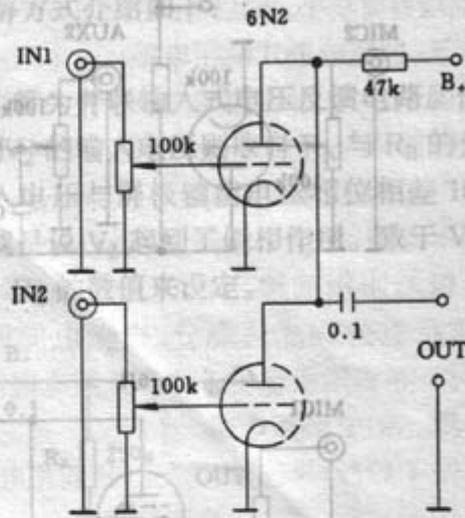


图 4-5

图 4-6 是图 4-4、图 4-5 相结合的输入电路。输入信号通过衰减电阻输入到电子管的栅极。这是一类输入放大器中经常采用的电路。

图 4-7 是一种多路音频输入混合电路。

根据各种音源设备的输出电压不同,采用各路信号分开输入方式,使相互间互不牵制。各输入端可以同时输入信号,输出信号在放大器的输出端混合。对于信号电压仅 3~5mV 的传声器输出的弱信号,由第一级 MIC 话筒输入端输入,经三级放大后,使信号电平提升到应有的幅度。对于信号电平为 50~300mV 的卡座、调谐器等,由第二级 AUX 辅助输入端输入;对于信号电压为 1~2V 的 CD、VCD、DVD 等输出信号,则由第三级 LINE 线路输入端输入,经一级放大后输出。不同信号经放大后的混合信号由 OUT 端输出送到下一级。

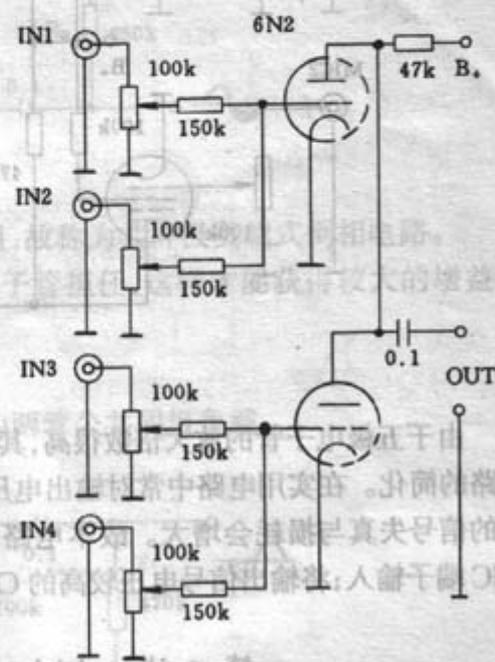


图 4-6

图 4-8 是另一种多路音频混合电路。

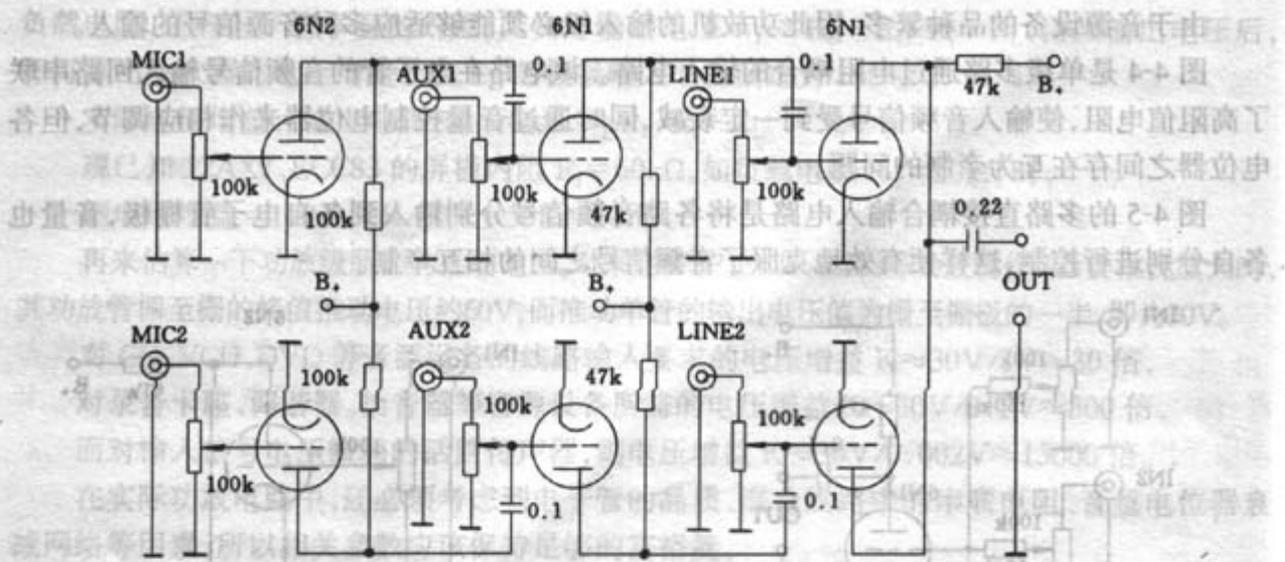


图 4-7

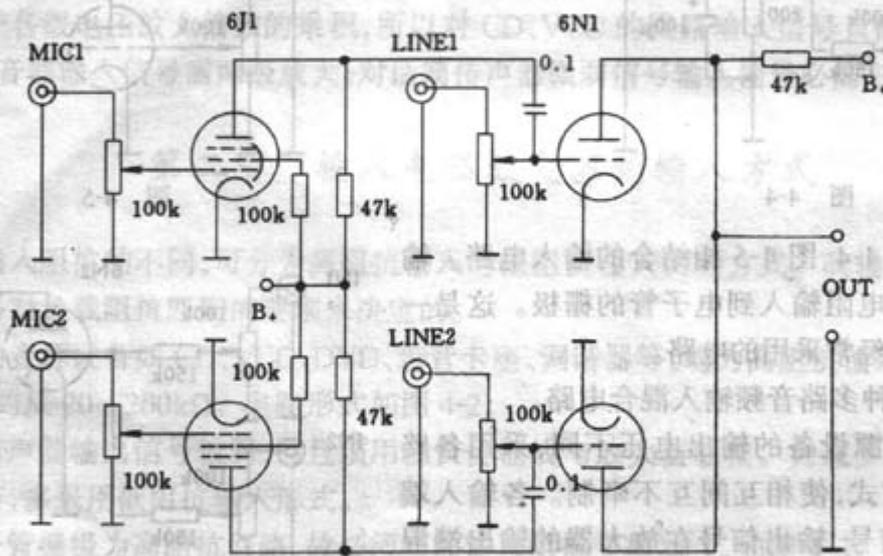


图 4-8

由于五极电子管的放大倍数很高,其一级放大可相当于三极电子管的二级放大,这样有利于电路的简化。在实用电路中常对输出电压较低的话筒放大采用五极管。因为放大级数过多,带来的信号失真与损耗会增大。故本电路可将输出电压较小的传声器、唱片机等的音源信号从 MIC 端子输入;将输出信号电压较高的 CD、VCD、DVD、录音卡座等由 LINE 线路端子输入。

### 第三节 倒相与推动级的常用电路形式

前面已经谈到推挽电路的两只电子管的栅极必须输入幅度相同、相位相反的信号才能在输出端得到完整的信号波形。也就是说,二只推挽管栅极输入的大小相等的推动电压,其相位差必需为 180 度,即推挽级 A 管得正电压最高时,B 管一定要得负压最高,即输入信号正半周 A 管导通,B 管截止;输入信号为负半周时 B 管导通,A 管截止。最后在输出端正负半周合成完整波形。

要使推挽两管栅极输入电压相位相差 180 度,一定要经过倒相电路才能实现。它是推挽电路中不可缺少的基本组成单元。它的作用是将前级输入电路中单端信号,转换成一对相位相反、幅度相等的电压推动信号。

在倒相与推动级中,经常采用双三极电子管来担任,因为双三极管中的两只三极管,其电性能与参数基本相同,能免去电参数配对的麻烦。目前在倒相与推动级中,常用的双三极电子管有 6N1、6N2、6N8P、6N9P、6N10、6N11、6SL7、6SN7、6DJ8、12AX7、12AT7、12AU7 等。现将制作功放时经常使用的倒相与推动电路以图解方式介绍如下:

### 一、共屏极负载式倒相电路

图 4-9 中  $V_1$  管为普通的阻容耦合式放大电路,  $V_2$  管为并联输入式电压反馈电路。信号由 IN 端输入到  $V_1$  的栅极经  $V_1$  放大后,由屏极输出。 $V_2$  的输入电压则取自  $R_A$  与  $R_B$  的分压点上屏极输出的很小一部分信号。由于  $V_1$  的栅极输入电压与屏极输出电压相位相差  $180^\circ$ ,因此  $V_1$  与  $V_2$  的输出信号也就有了  $180^\circ$  的相位差,也就是说  $V_2$  起到了倒相作用。至于  $V_1$  和  $V_2$  栅极输入信实现大小相等方法,则可以通过改变  $R_A$ 、 $R_B$  的数值来设定。

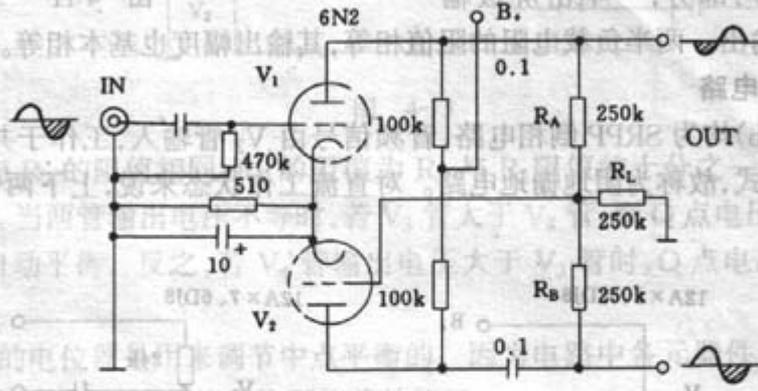


图 4-9

图 4-9 中  $R_L$  为  $V_1$  与  $V_2$  管屏极的公共负载电阻,故称为共屏极负载式倒相电路。管的本电路要求采用高放大倍数的双三极管或五极电子管担任,这样才能获得较大的增益和美好的平衡。

### 二、共阴极负载式倒相电路

图 4-10 中  $V_1$  为电压放大管,  $V_2$  为倒相管,  $R_L$  为两管公共阴极负载。

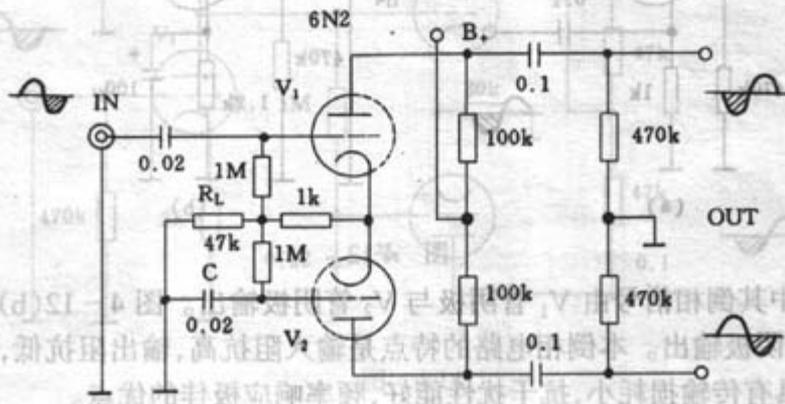


图 4-10

本电路因加有较深的电流负反馈,故采用了放大倍数高的双三极管。其输出电压的计算与阻容耦合放大电路相同。倒相作用是利用  $V_1$  阴极负载电阻  $R_L$  上的电压与  $V_1$  栅极输入电压相位相反的特性。 $V_2$  管接在栅极与地之间的电容  $C$  的作用即是将  $R_L$  负载两端的反相的音频信号加到  $V_2$  管栅极。

共阴极负载方式比共屏极负载方式的输出电压平衡性好,其主要原因是采用了负反馈方式,增益变动小,而且稳定性好。

### 三、屏阴分割式倒相电路

图 4-11 电路较为简单,可用一只电子管担任放大与倒相工作,也是功放电路中经常被采用的倒相电路之一。

本电路,工作原理是,利用电子管工作时屏极与阴极的输出电压相位相反的特性,将负载分割成两部分,一半由屏极输出,另一半由阻极输出。两半负载电阻的阻值相等,其输出幅度也基本相等。

### 四、SRPP 倒相电路

图 4-12(a)与(b)均为 SRPP 倒相电路,音频信号由  $V_2$  管输入,工作于共阴极方式; $V_1$  管则工作于共栅极方式,故称为阴地栅地电路。对直流工作状态来说,上下两管相串叠,故又称为串叠式电路。

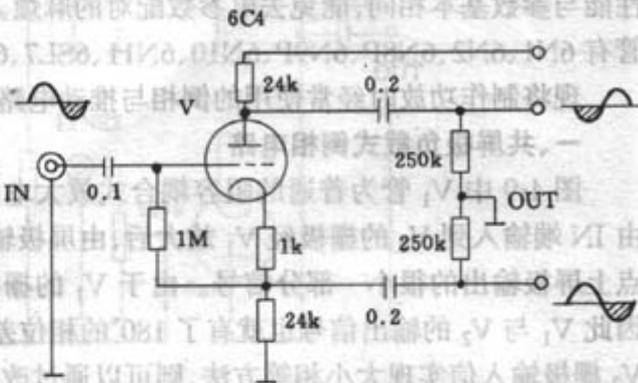


图 4-11

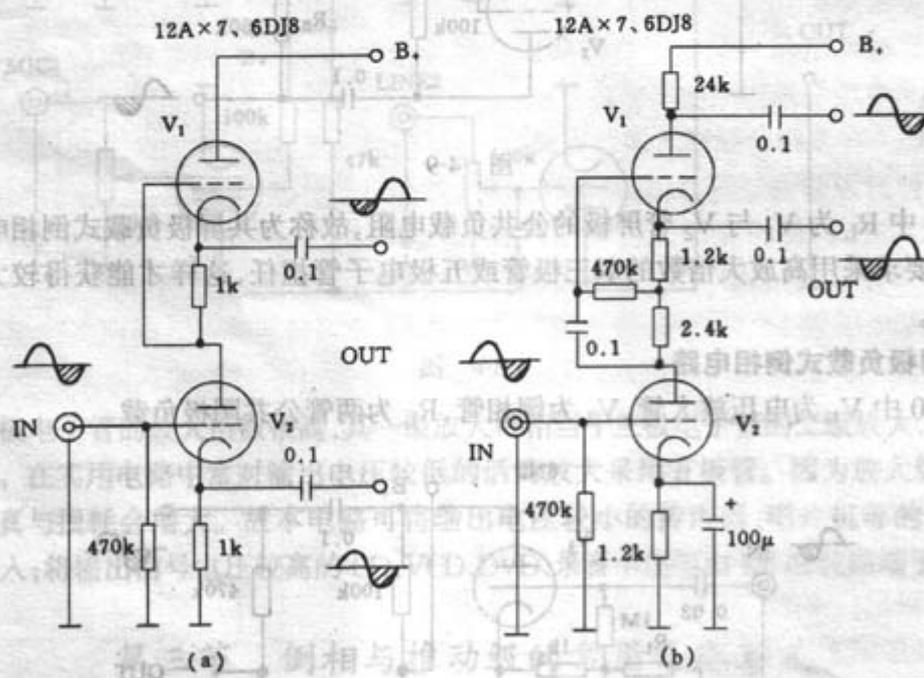


图 4-12

图 4-12(a)中其倒相信号由  $V_1$  管阴极与  $V_2$  管阴极输出。图 4-12(b)中的倒相信号则由  $V_1$  管的屏极与阴极输出。本倒相电路的特点是输入阻抗高,输出阻抗低,有利于电路中的阻抗匹配。同时具有传输损耗小,抗干扰性能好,频率响应极佳的优点。

由于本电路中  $V_1$  管的阴极电位很高,所以在选管时必须注意其阴极与灯丝间的耐压应大于  $\pm 150V$ ,否则容易引起阴极与灯丝间击穿。

### 五、自动平衡式倒相电路

图 4-13 电路中  $V_1$  为激励管,  $V_2$  为倒相管,  $V_3$  与  $V_4$  为输出管。单端信号由  $V_1$  管输入, 经  $V_2$  管倒相后的信号自阴极输出, 分别送至  $V_3$  与  $V_4$ , 并在输出电阻  $R_1$  与  $R_2$  上输出信号幅度相等, 而相位相差  $180^\circ$  的推动信号。

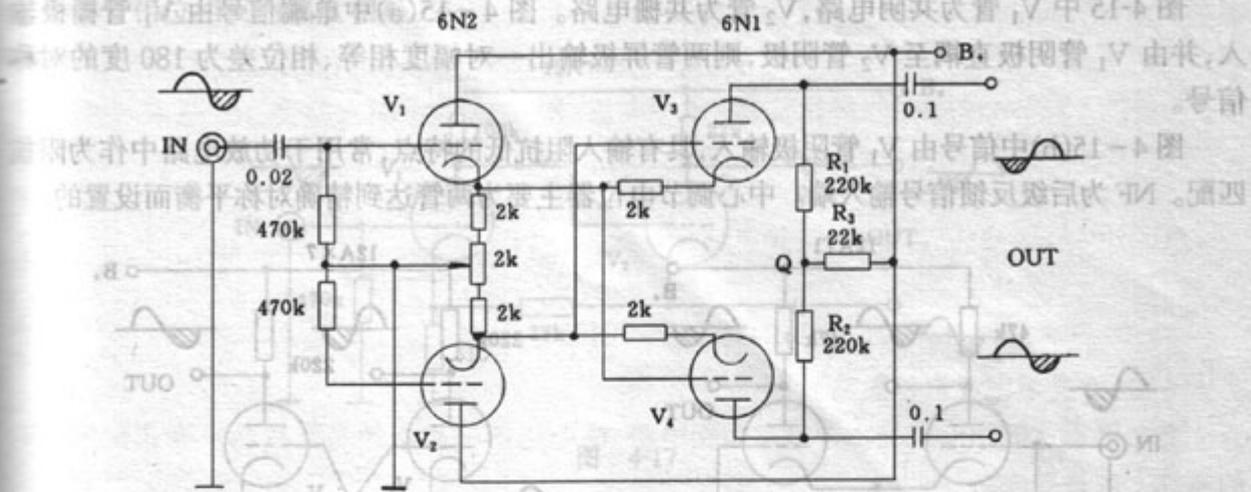


图 4-13

电路中  $R_1$  与  $R_2$  的阻值相同,  $R_3$  的阻值为  $R_1$  与  $R_2$  阻值的十分之一。输出电压取自  $R_1$  与  $R_2$  负载两端。当两管输出电压不等时, 若  $V_3$  管大于  $V_4$  管, 则 Q 点电压升高, 促使  $V_4$  管电压加大, 以达到自动平衡。反之, 若  $V_4$  管输出电压大于  $V_3$  管时, Q 点电压亦会升高, 从而达到自动平衡。

电路中设置的可变器是用来调节中点平衡的。因为电路中各元器件参数不完全平衡, 故采用中点调节对  $V_1$ 、 $V_2$  的输入状态作更精确的校正。

### 六、长尾式倒相电路

图 4-14 电路中  $V_1$  为前级放大管,  $V_2$  为激励管,  $V_3$  为倒相管, 本电路的特点是  $V_1$  管的屏极与  $V_2$  管的栅极为直接耦合, 形成长拖尾形式。故输出信号具有相移失真小与频率范围宽的特点。

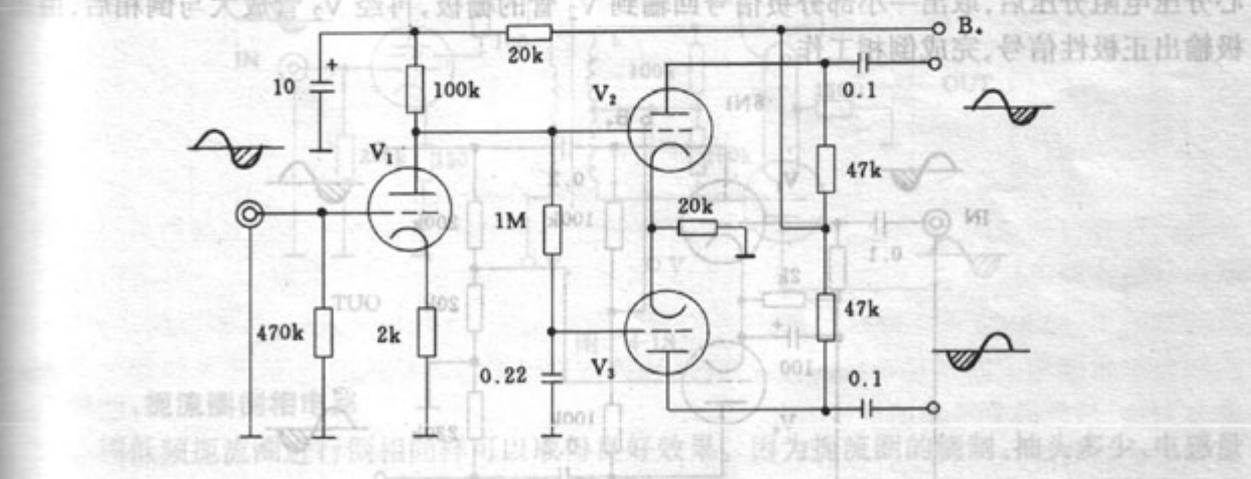


图 4-14

$V_2$  管为共阴极方式, 将前级直耦信号放大后, 由屏极输出;  $V_3$  管为共栅极方式, 由阴极直耦信号输入, 由屏极输出。由于倒相级阴极加有较深的电流负反馈, 故稳定性更佳。

倒相管阴极电位较高,选管时应注意阴极与灯丝耐压。

### 七、差分式倒相电路

差分倒相电路的特点是电路对称性好,同时两管的阴极均加有较深的电流负反馈,故性能稳定,共模信号抑制能力强。

图 4-15 中  $V_1$  管为共阴电路,  $V_2$  管为共栅电路。图 4-15(a) 中单端信号由  $V_1$  管栅极输入,并由  $V_1$  管阴极直耦至  $V_2$  管阴极,则两管屏极输出一对幅度相等、相位差为 180 度的对称信号。

图 4-15(b) 中信号由  $V_1$  管阴极输入,具有输入阻抗低的特点,常用于功放电路中作为阻抗匹配。NF 为后级反馈信号输入端。中心调节电位器主要为两管达到精确对称平衡而设置的。

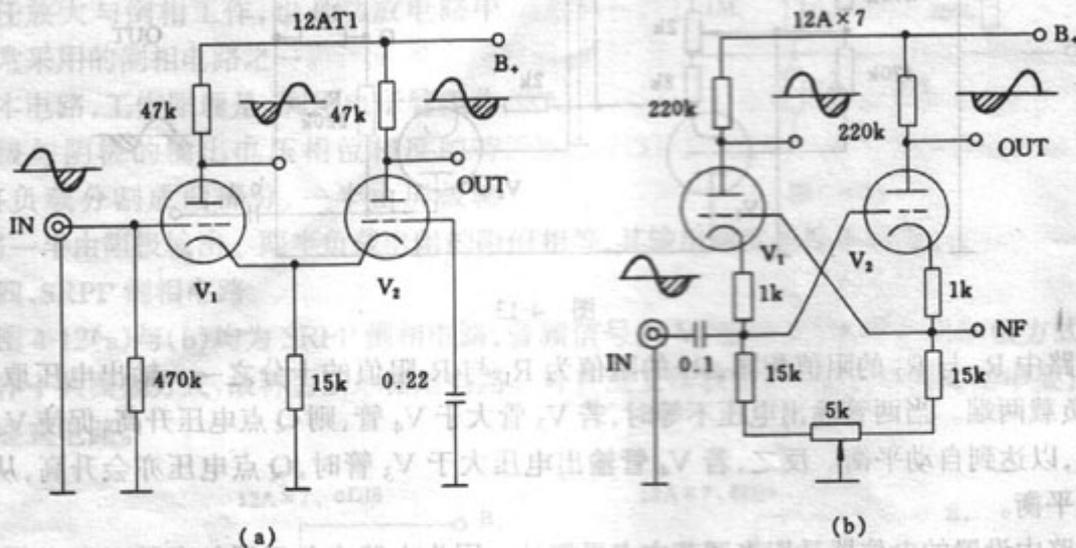


图 4-15

### 八、分压式倒相电路

图 4-16 的分压式倒相电路又称为衰减式倒相电路。它与前面介绍的共屏极负载式倒相电路有相近之处。图 4-16 中  $V_1$  为电压放大管,单端输入信号经  $V_1$  管放大后,由屏极输出。 $V_2$  为倒相管,如设正极性信号由  $V_1$  管栅极输入,经放大后由  $V_1$  管屏极输出负极性信号,经中心分压电阻分压后,取出一小部分负信号回输到  $V_2$  管的栅极,再经  $V_2$  管放大与倒相后,由屏极输出正极性信号,完成倒相工作。

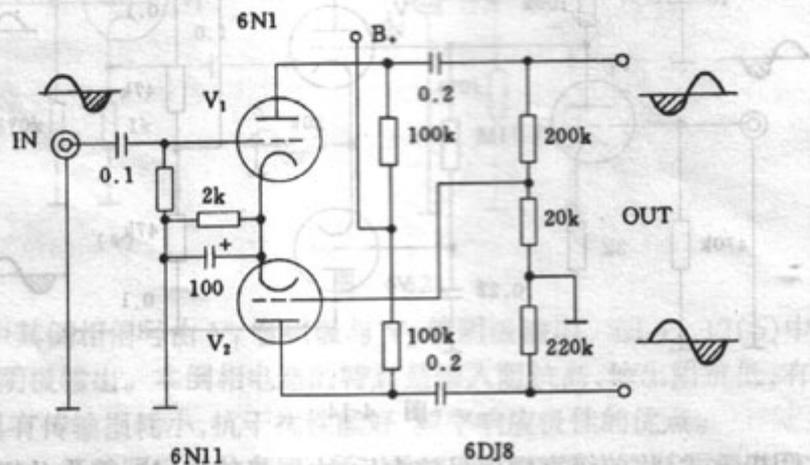


图 4-16

### 九、阴极耦合式倒相电路

阴极耦合式倒相电路又称剖相式倒相电路,系利用电子管屏极与阴极间的相位差来完成倒相。

图 4-17 中  $V_1$  为输入放大管,  $V_2$  为倒相管。  $V_2$  管屏极与阴极的负载电阻,取值相等,其输出信号相位相反而幅度相等。

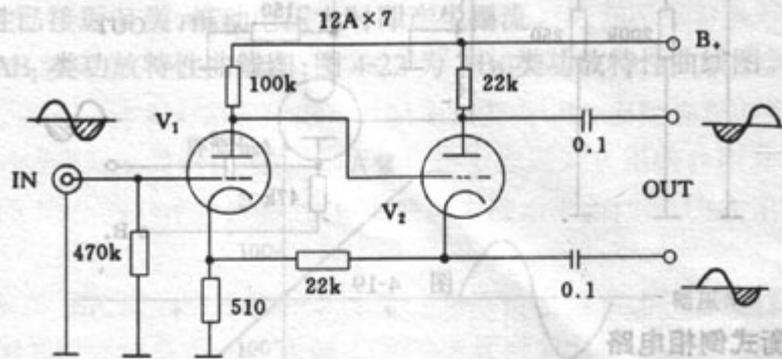


图 4-17

由于倒相管阴极加有较深的负反馈,故放大增益损失较大。为弥补上述缺点,提高增益,将倒相管的阴极电阻耦合到前级  $V_1$  管的阴极上,使之产生正反馈,使增益比无正反馈时增加一倍。

### 十、变压器倒相电路

在大功率电子管功放中,功率放大器一般为  $AB_2$  类放大,这种放大器必须要有足够的推动功率,以上几种倒相器难以胜任。

变压器倒相电路是采用输入变压器,其二次侧带有中心抽头,这样从线圈两端即可得到一对正负相反的推动信号,而且输入变压器的阻抗可按照不同功率管要求进行配置。图 4-18 是典型的变压器倒相电路。

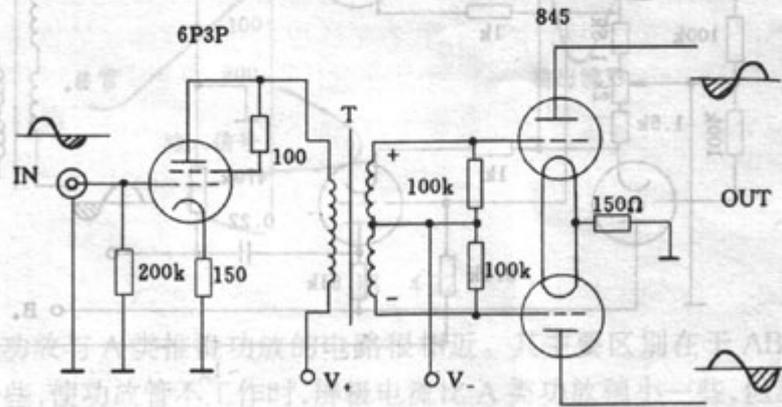


图 4-18

### 十一、扼流圈倒相电路

采用低频扼流圈进行倒相同样可以取得良好效果。因为扼流圈的绕制、抽头多少、电感量大小,均可按照电路的要求、功率大小等灵活配置。对于中高频信号,亦可采用小型的有磁芯的扼流圈。其典型电路见图 4-19。

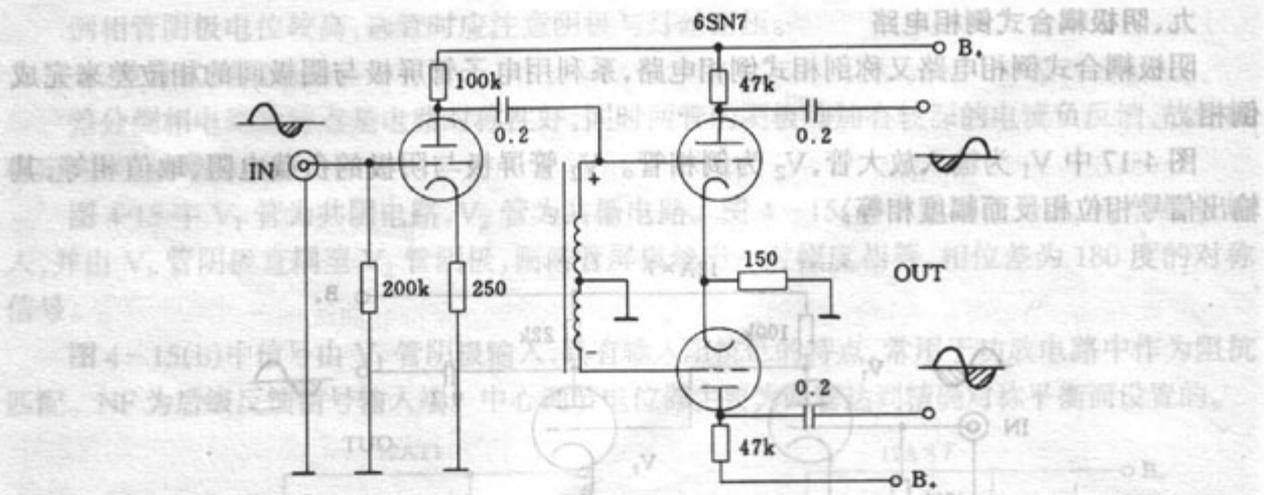


图 4-19

## 十二、交叉平衡式倒相电路

交叉平衡式倒相电路又称为柴尔倒相电路,该电路的倒相原理是在自动平衡式倒相电路的基础上改进而成。

图 4-20 中从功放末级输出端取出一对负反馈信号,输入到  $V_3$  与  $V_4$  管的栅极,这样使  $V_3$  与  $V_4$  管以及整体功放电性能更趋于稳定。

该柴尔倒相电路,采用 6N10、6N11 担任前置放大与倒相。可以与末级功放管采用 300B 的功放配接。

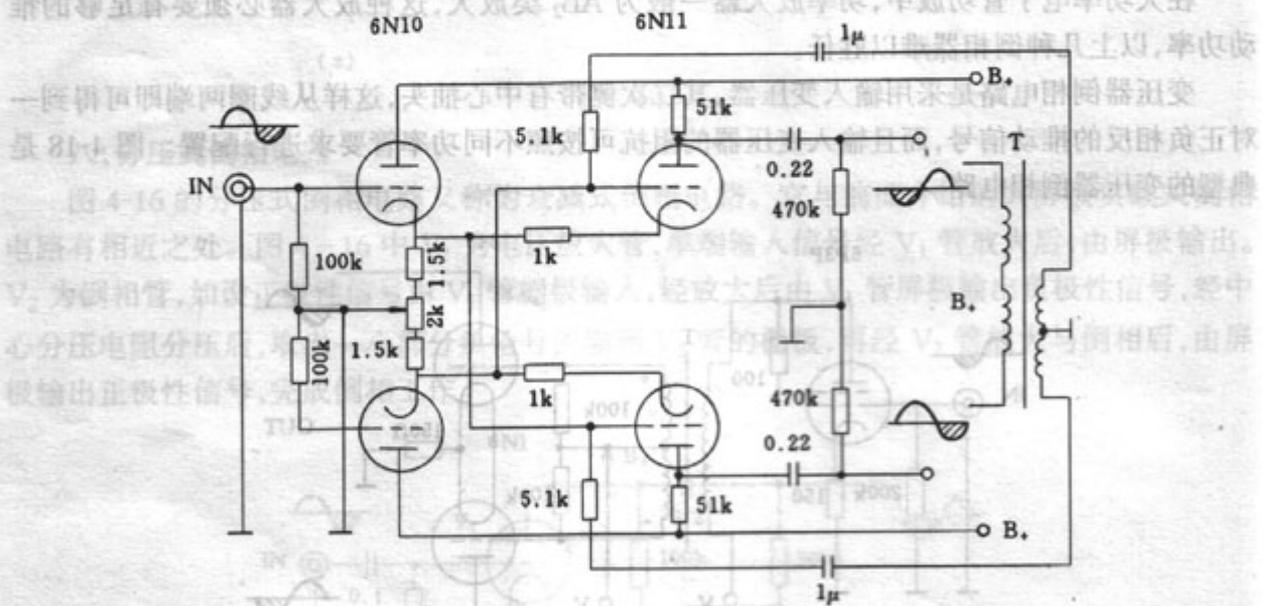


图 4-20

由于本倒相电路经过精确的设计与改进,使得整机电路不论输出电压,还是电路的参数均非常对称,故能得到平衡的放大。

## 第四节 AB 类推挽功率放大器

AB 类推挽功放的特性,介于 A 类功放与 B 类功放之间。AB 类功放音质好、失真小,效率

可达60%。

AB类功放栅负压配置在屏流截止点内的直线部分。AB类这样的配置可使功放管栅极推动电压加大,因而对提高效率有益。

AB类功放如输入推动电压过高,亦会产生栅流,特性接近于B类。所以AB类功放又可分为 $AB_1$ 类与 $AB_2$ 类。 $AB_1$ 类的输入电压低于固定栅负压,故栅极始终处于负电位,不产生栅流; $AB_2$ 类的特性已接近B类,推动电压大时即产生栅流。

图4-21是 $AB_1$ 类功放特性曲线图;图4-22为 $AB_2$ 类功放特性曲线图。

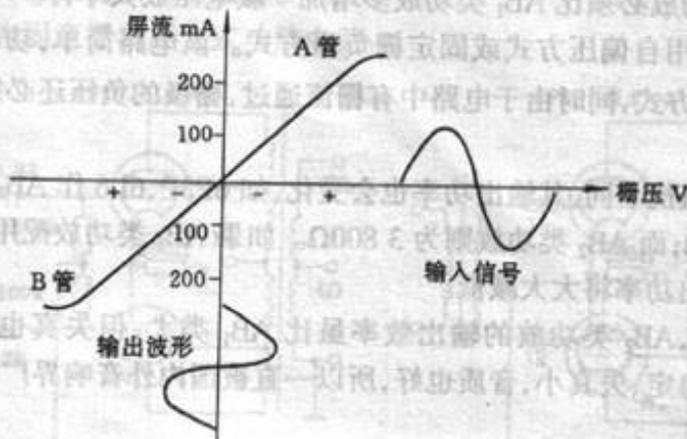


图 4-21

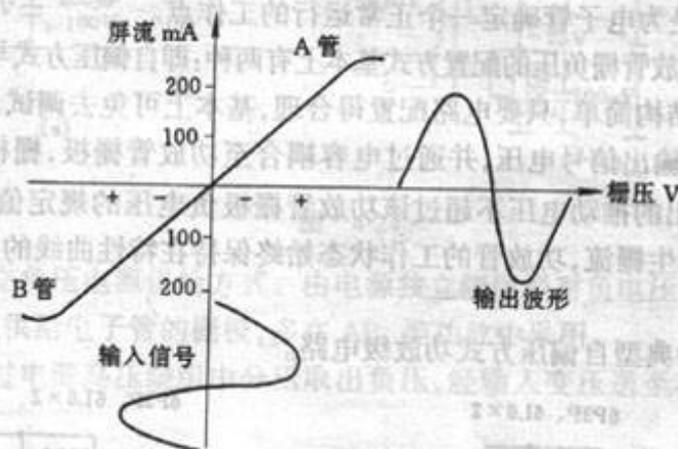


图 4-22

$AB_1$ 类推挽功放与A类推挽功放的电路很相近。其主要区别在于 $AB_1$ 类功放管的栅极负压配置得高一些,使功放管不工作时,屏极电流比A类推挽稍小一些,但当前级有推动电压时,屏流即随之增高,输入电压越大,屏流也越大。但A类推挽放屏流变化很小,工作状态较稳定。例如功放管6P3P、6L6作A类推挽放大时,栅负压用 $-16V$ ,而作 $AB_1$ 类推挽放大时则用 $-22V$ 。

采用同样两只功放管,因放大类型不同,其输出功率也不同。 $AB_1$ 类功放比A类推挽输出功率大, $AB_2$ 类推挽又比 $AB_1$ 类推挽输出功率大,而B类推挽则比 $AB_2$ 类推挽输出更大。

如用功放管6P3P、6L6作A类推挽放大时,其输出功率仅为14W;如将电路改成 $AB_1$ 类推挽放大时,其输出功率为30W;如作 $AB_2$ 类推挽放大时,输出功率可达50W。

AB<sub>1</sub>类功放与AB<sub>2</sub>类功放的主要不同点是输入推动电压的高低,因AB<sub>1</sub>类功放管栅极回路内不允许有栅流产生,故栅极的推动电压不能超过该管栅负压值,如6P3P、6L6规定值为-22V,则输入的推动电压最高峰值为44V;而在AB<sub>2</sub>类功放时容许输入推动电压最高值可达78V,每管为30V,超过规定值17V,使栅极电位荷正电压,栅极对阴极起整流作用而产生栅流,工作点已接近特性曲线的弯曲部分,再稍加大即进入B类放大状态,导致严重失真。

AB<sub>1</sub>类的倒相级通常采用输入变压器倒相法,同时要求前级推动管一定要有相当的输出功率,因此要采用相应的小功率管来担任。如末级需输出50W功率时,其推动功率约需0.5W。这样AB<sub>2</sub>类功放必须比AB<sub>1</sub>类功放多增加一级电压放大才行。

AB<sub>1</sub>类功放可采用自偏压方式或固定栅负压方式。该电路简单,功耗小;而AB<sub>2</sub>类功放必须采用固定栅负压方式,同时由于电路中有栅流通过,栅极的负压还必须另用一组负压电源供给。

此外,屏极负载阻抗不同,其输出功率也会变化,如6P3P、6L6作AB<sub>1</sub>类功放时,其屏至屏的负载阻抗为6600Ω;而AB<sub>2</sub>类功放则为3800Ω。如果AB<sub>1</sub>类功放配用3800Ω的输出变压器时亦能工作,但输出功率将大大减低。

从以上分析可知,AB<sub>2</sub>类功放的输出效率虽比AB<sub>1</sub>类大,但失真也大,工作稳定性也较差;AB<sub>1</sub>类功放性能稳定、失真小,音质也好,所以一直被国内外音响界广泛采用。

### 第五节 推挽功放的栅偏压配置方式

栅负压的确定就是为电子管确定一个正常运行的工作点。

推挽功率放大器功放管栅负压的配置方式基本上有两种:即自偏压方式与固定栅负压方式。

自偏压方式电路结构简单,只要电路配置得合理,基本上可免去调试。自偏压方式多用于AB<sub>1</sub>类功放,由推动级输出信号电压,并通过电容耦合至功放管栅极,栅极偏置电阻对地产生压降。只要推动管输出的推动电压不超过该功放管栅极负压的规定值,则功放管的栅极始终处于负电位,不会产生栅流,功放管的工作状态始终保持在特性曲线的直线部分,因此,工作稳定,失真小。

图4-23(a)、(b)为典型自偏压方式功放级电路。

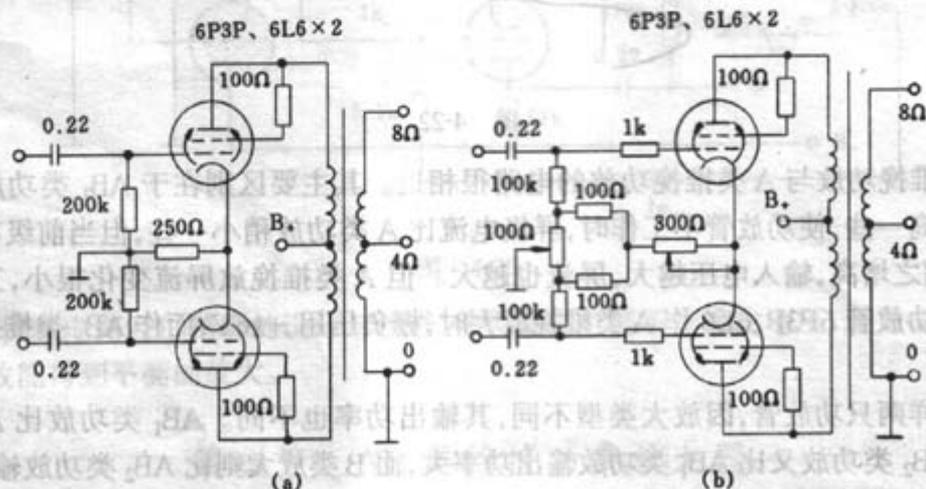


图 4-23

图 4-23(a)为栅极电阻直接对地法,一般无需调试。图 4-23(b)为半可调方式,可适当调节阴极电位与两管栅极负压的平衡。

固定栅负压方式能够充分发挥出功放管的作用,其栅极的负压值完全可按照该功放管特性表中规定的数值配置,使功放管栅极始终保持在稳定的栅负压状态下。在调试时必须严加注意,栅极负压值不得取得过高或过低,否则将导致功放管工作状态进入截止区或饱和区。这些均会带来输出功率不足或严重失真。同时栅极负电压的供电回路所使用的调节电位器或其他零件必须有良好的质量,不得产生开路或短路等现象。否则轻者造成功放管的工作不稳定,工作状态变坏,严重时甚至会损坏功放管。

图 4-24(a)、(b)为固定栅负压方式功放电路。

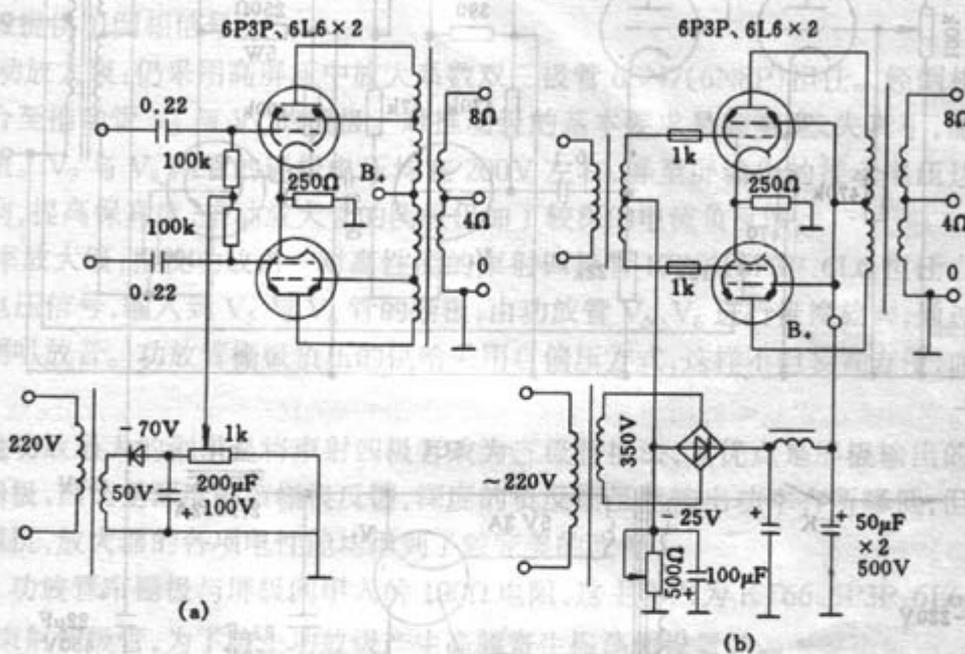


图 4-24

图 4-24(a)为独立负压电源供给方式。由电源独立绕组经对负电压整流滤波后,通过电位器取出负电压直接提供给电子管的栅极,多在  $AB_1$  类功放中采用。

图 4-24(b)为通过电源高压绕组中分压取出负压,经输入变压送至功放管栅极,多为  $AB_2$  类功放采用。

## 第六节 威廉逊功率放大器

威廉逊(Williamson)功率放大器是 20 世纪 80 年代英国人 D.T.N. Williamson 创造性设计的一种失真度小于 0.5% 的电子管功放电路,曾在欧洲风行一时。至今很多名牌机仍沿用这一电路。该电路是典型的 AB 类高保真电子管功放,其高保真的奥秘是将高性能的束射四极管 KT66 改为三极管接法。KT66 为英国型号,美国型号为 6L6,国产型号为 6P3P,三者性能基本相同。该功放共有四级放大,并对高频段进行阶梯补偿;低频段进行参差补偿,使整机的频率响应为 5Hz~70kHz,较为平坦,电性能卓越,成为名副其实的高品质功放。

威廉逊功放电路原图发表在英国“无线电世界”(Wireless World)杂志上,现以原图为蓝本进行介绍。

图 4-25 为威廉逊功放电路图。图 4-26 是其成品机外观。

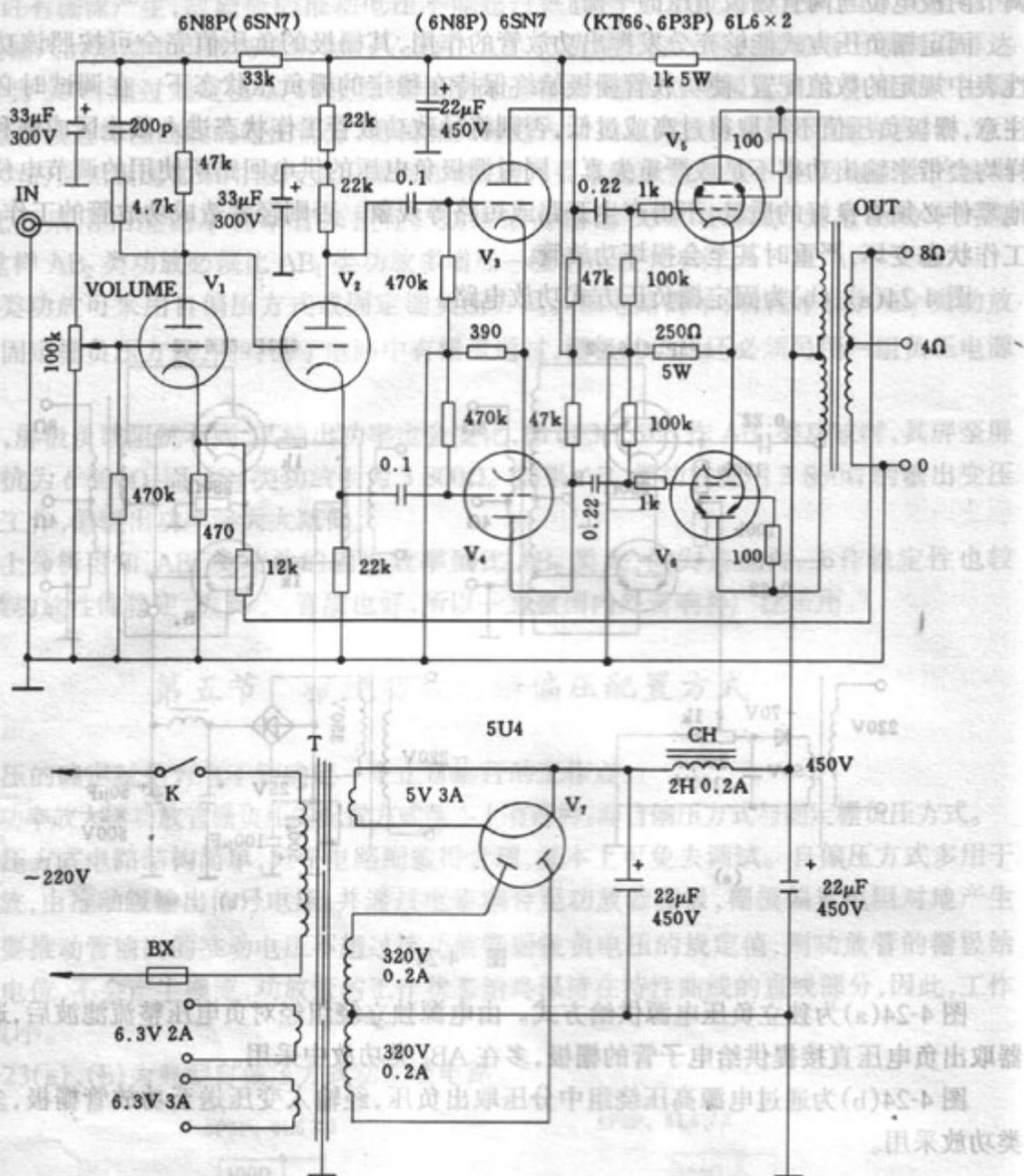


图 4-25



图 4-26

### 一、电路简介

1. 输入级与倒相级:该级由  $V_1$  与  $V_2$  管担任,采用高屏压中放大系数双三极管 6SN7(6N8P),该管具有线性好、噪声低的特点。 $V_1$  为输入管, $V_2$  为倒相管,两管采用直接耦合方式。这样既减少了信号传输时的频率失真与相位失真,同时也能提高输入阻抗,扩大动态范围与提高瞬态响应。 $V_1$  管阴极还增加了较深的电流负反馈,这样对加强输入级的稳定性能极为有利。

$V_2$  为倒相管,电路为屏阴分割式倒相电路。该电路利用电子管工作时屏极与阴极的输出电压相位相反来实现倒相。该电路的屏极与阴极均接入  $22k\Omega$  电阻,因其负载阻抗相等,流过屏极与阴极的电流也相等,故  $V_2$  的屏极与阴极的输出幅度相等、相位相反的信号电压,为推挽级和末级提供了倒相信号。

2. 推动放大级:仍采用高屏压中放大系数双三极管 6SN7(6N8P)担任。经倒相后的信号由电容耦合至推动管  $V_3$  与  $V_4$  的栅极。对推动级的基本要求是频响宽、失真小,能输出足够的推动电压。 $V_3$  与  $V_4$  两管的屏极电压均在  $200V$  左右,屏至屏输出的推动电压达  $70V$ 。为了拓宽频响,提高保真度,推动放大管的阴极仍加了较深的电流负反馈。

3. 功率放大级:推挽功放由一对高性能的束射四极管 KT66、6P3P、6L6 担任。由前级输出的推动电压信号,输入到  $V_5$  与  $V_6$  管的栅极,由功放管  $V_5$ 、 $V_6$  进行推挽放大,通过输出变压器耦合给喇叭放音。功放管栅极负压的供给采用自偏压方式,这样不但装置方便,而且也无需调试。

威廉逊功放最大的创举是将束射四极管改为三极管接法,其优点是屏极输出的电压全部反馈到帘栅极,因为是深度的帘栅极反馈,深度的负反馈虽然输出功率有所降低,但却大大降低了输出阻抗,放大器的各项电性能均得到了较完美的改善。

$V_5$ 、 $V_6$  功放管帘栅极与屏极间串入的  $100\Omega$  电阻,这主要因为 KT66、6P3P、6L6 均为高性能、高互导束射四极管,为了防止功放级产生高频寄生振荡而设置的。

功放级如采用原来束射四极管接法时,其功放管屏至屏的负载阻抗为  $6000\sim 8000\Omega$ ;而威廉逊放大器将该管改为三极接法,因此功放级屏至屏的负载阻抗大为降低,仅为  $2500\sim 4000\Omega$ ,这样对制作高保真的输出变压器带来了极为有利的条件。威廉逊功放电路设计虽然出色,但末级推挽输出变压器在电路中起着举足轻重的重要作用。因此自制能否成功,输出变压器至为关键。

4. 电源供给:该机的高压整流部分采用 5U4 电子管担任。

本机的高压滤波装置采用了阻流线圈,经  $\Pi$  型滤波网络后得到平稳的高压,这对降低电源内阻,提高直流高压的效率起到了积极的作用。如果采用两节扼流圈的双  $\pi$  滤波电路,电源质量会更好。

威廉逊功放工作状态比较表见表 4-1。

表 4-1 威廉逊功放工作状态比较表

参数名称	电源电压 450V		电源电压 250V	
	束射管接法	三极管接法	束射管接法	三极管接法
屏极电压(V)	390	400	250	250
帘栅电压(V)	275	—	250	—
栅极电压(V)	-22.5	-38	-17.5	-20

续表

参数名称	电源电压 450V		电源电压 250V	
	束射管接法	三极管接法	束射管接法	三极管接法
无信号屏流	104	125	162	110
满信号屏流			165	
无信号帘栅电流(mA)	5	—	12	—
满信号帘栅电流(mA)	18	—	20	—
栅至栅信号电压(V)	70	80	36	40
各管阴极偏压电阻( $\Omega$ )	500	600	200	360
屏至屏负载阻抗( $\Omega$ )	8 000	4 000	4 000	2 500
谐波失真系数(%)	3	1.5	2	1
输出功率(W)	30	15	17	6

注：该表参数是用功放管 KT66、6L6、6P3P 时所测得。

## 二、整机频率特性

该威廉逊功放为了改善整机高频响应，特在  $V_1$  管的屏极增加了 200pF 电容与 4.7k $\Omega$  电阻相串联的高频阶梯式频率补偿电路，将高频段从 20~70kHz 开始下降的梯度进行补偿，并以 8dB 的阶梯高度进行提升。经过阶梯补偿后高频段特性有明显的提高，在 40kHz 处出现了高频尖峰，使得原来下跌到 -20dB 的高频段，被提升到 +6dB。

低频段的频率响应，原来从 20Hz 开始下跌的低频特性，现采用参差法对低频段进行补偿，即将原来由倒相级至推动级的耦合电容，由原来的 0.05 $\mu$ F 增大至 0.1 $\mu$ F；将由推动级至功放级的耦合电容由原来的 0.1 $\mu$ F 增大至 0.22 $\mu$ F。再将由输入管阴极至输出级之间的整机负反馈增加至 20dB，这样使原来低频段从 20Hz 开始下降 -10dB 的低频段，提升到 +12dB，并在 2Hz 处出现了低频尖峰。图 4-27 是威廉逊功放频响曲线图。

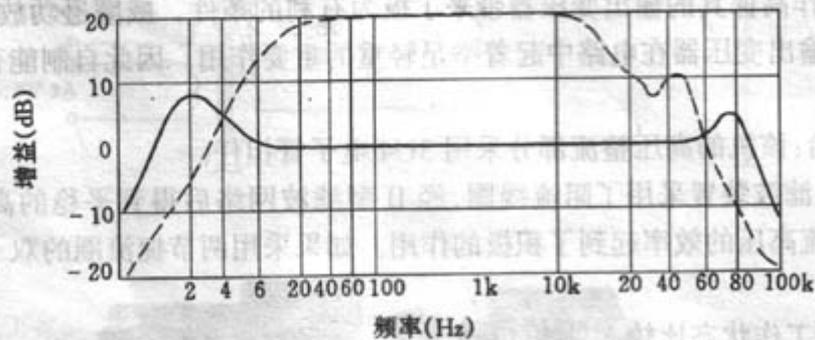


图 4-27

图 4-27 中虚线为未加频率补偿前的频响曲线图；实线为加频率补偿后的频响曲线图。

## 第七节 几款著名 AB 类功放电路简介

为了提高爱好者对电子管电路上式的了解，下面介绍几款著名功放电路，以供参考。

### 一、威廉姆斯功放

图 4-28 是威廉姆斯功放电路图。

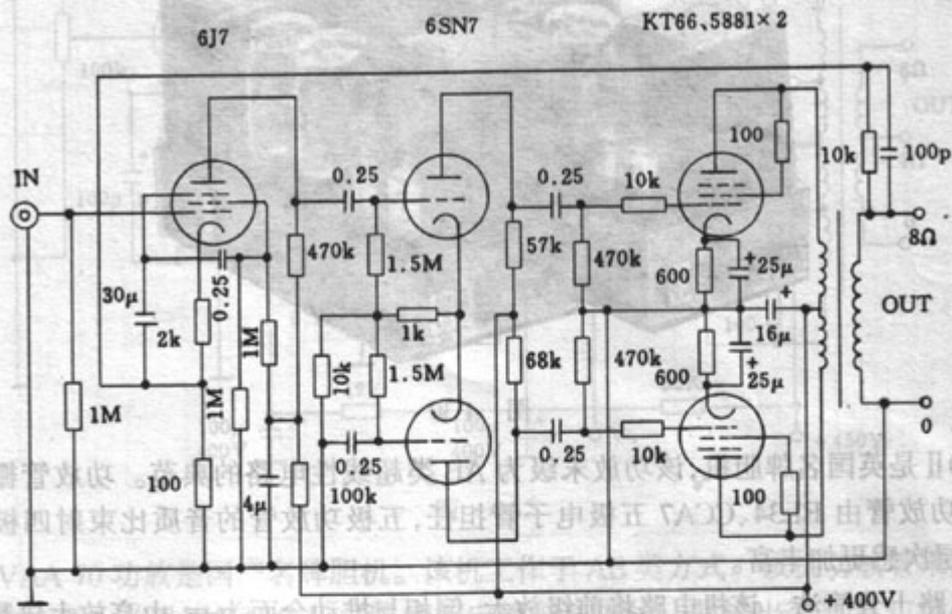


图 4-28

威廉姆斯(WELLEMOS)功放与威廉逊功放同出一辙,它是威廉逊放大器的变形电路。两个电路堪称 AB 类功放的典范。威廉姆斯末级功放亦为三极管接法,这对提高功放保真度起到关键的作用。

倒相兼推动级由高屏压双三极管 6SN7 担任,采用阴极耦合式倒相电路,信号由上管输入,工作于共阴极方式;并将信号直接耦合至下管,工作于共栅极方式。由于推动管屏极电压高,故能输出足够的推动电压。

输入级采用高放大倍数 6J7 五极管担任。这样一级放大的增益,可达到二级放大的效果,能对输入信号电压进行大幅度提升。

整机共三极放大,还加增了适当的负反馈,故性能稳定、保真度高。

### 二、QUAD II 功放

图 4-29 是 QUAD II 功放电路图,图 4-30 是其外观图。

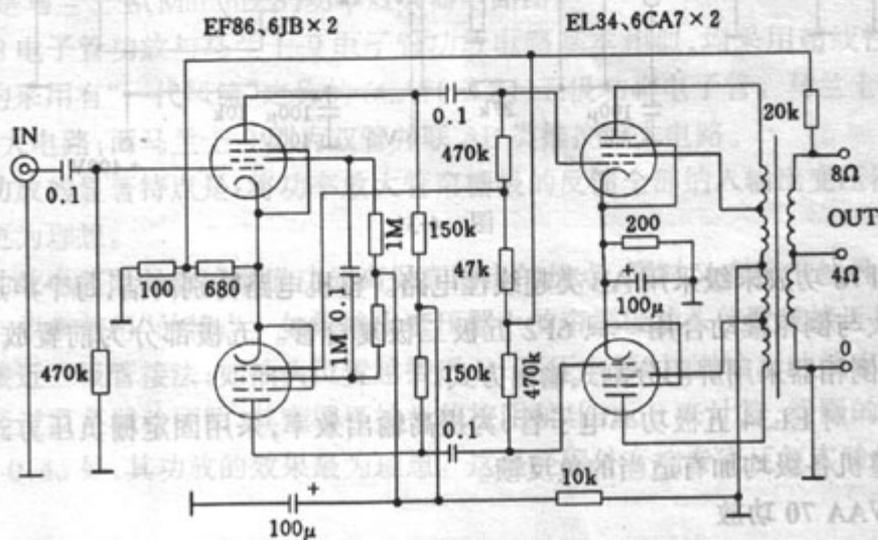


图 4-29

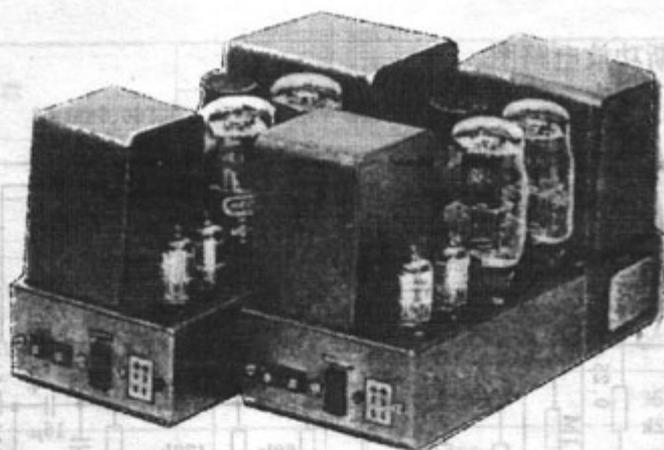


图 4-30

QUAD II 是英国名牌胆机,该功放末级为 AB 类超线性电路的典范。功放管栅极采用自偏压方式,功放管由 EL34、CCA7 五极电子管担任,五极功放管的音质比束射四极管更为细腻,谐音与层次感更加丰富。

整机电路十分简洁。该机电路将前级放大、倒相与推动合而为一,由高放大倍数五极电子管 EF86 担任,增益达 50dB,完全有足够推动力来驱动末级功放管。

### 三、Dynaco ST70 功放

图 4-31 是 Dynaco ST70 功放电路图。

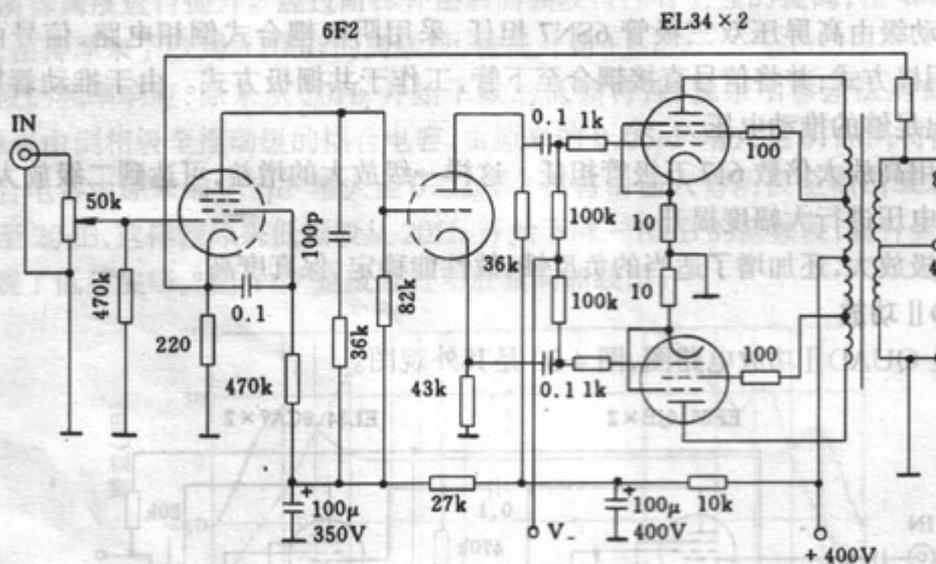


图 4-31

Dynaco ST70 功放末级采用 AB 类超线性电路。整机电路特别简洁,每个声道仅用三只电子管,前级放大与倒相推动合用一只 6F2 五极三极复合管。五极部分为前置放大,三极部分为倒相推动。倒相器采用屏阴分割式输出方式。

功放级为一对 EL34 五极功率电子管,为提高输出效率,采用固定栅负压方式。为确保放大器保真度,整机各级均加有适当的负反馈。

### 四、金牛 VAA 70 功放

图 4-32 是金牛 VAA 70 功放电路图。

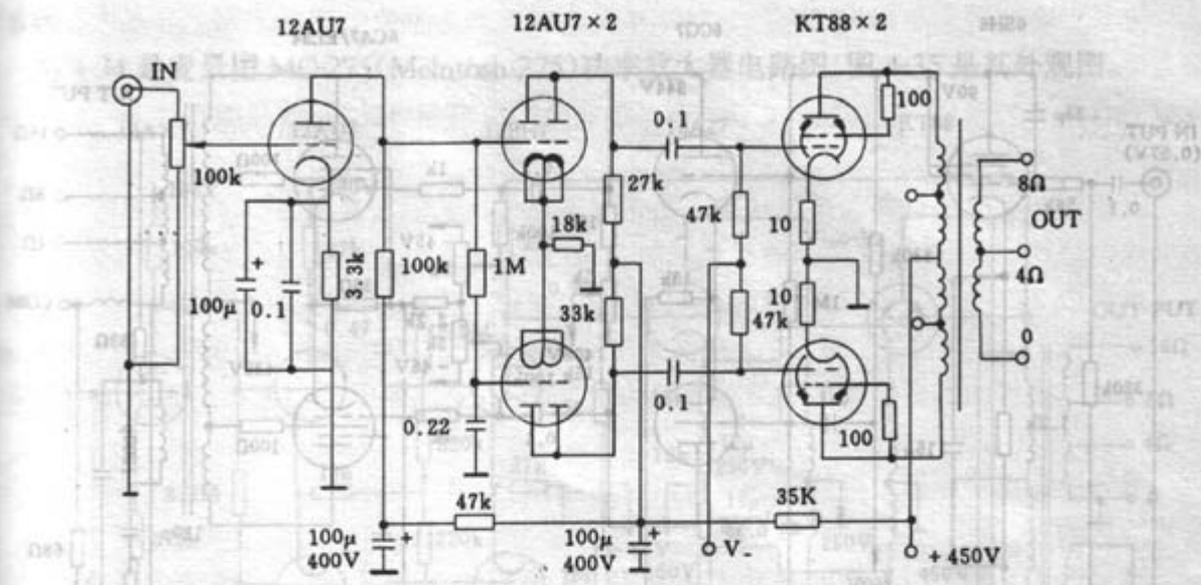


图 4-32

金牛 VAA 70 功放是国产名牌胆机。该机工作于 AB 类方式。该机功放管采用高效率的束射四极管 KT88, 并采用低栅负压电阻的固定栅偏压方式。其输出变压器初级另备两组抽头, 可以配置两种接法: 第一种为三极管接法, 具有保真度高, 性能稳定的特点, 其输出功率为 30W; 第二种为超线性接法, 工作效率高, 输出功率为 60W。两者特点下面将谈到。

为增强推动效率, 特将倒相兼推动管 12AU7 中放大系数双三极管并联使用, 由于两管屏极电压较高, 故具有足够的输出电压推动功放管。

输入级与倒相级为直接耦合方式。这样不但频响宽, 而且相移失真小。长尾式倒相器给推动管阴极增加了较深的电流负反馈, 因此对提高整机性能与稳定工作点起了关键作用。

本机未加大回环负反馈网络。因此具有瞬态响应好, 输入动态范围大的特点。

### 五、马兰士-8(Marantz-8)功率放大器

马兰士-8 电子管功放(日本产)与麦景图 MC275(美国产)电子管功放是世界音响史上具有丰碑意义的机型。直到今日还被世界各国发烧友们誉为功率放大器中的经典之作。现在许多纪念版的精制产品被音响爱好者当作珍品来收藏。

图 4-33 是马兰士-8(Marantz-8)功率放大器电路图。

马兰士-8 电子管功放与马兰士-9 电子管功放电路基本相似, 均采用超线性功放电路, 功放电子管也均采用有“一代风流”之称的 6CA7(EL34)五极功率电子管。马兰士-8 的功放级为 AB 类推挽放大电路; 而马兰士-9 则为双管并联 AB 类推挽放大电路。

超线性功放的显著特点是: 将功率放大管帘栅极的反馈全部纳入输出变压器中, 故对功放的线性来讲更为理想。

超线性功放电路既具有威廉逊功放高保真输出的优点, 同时又有标准线性功放的输出效率, 可谓“鱼与熊掌兼得”的特点。如果输出变压器上的帘栅极抽头位置越接近功放管屏极, 则输出特性越接近三极管接法; 如抽头位置越接近 B<sub>+</sub> 高压电源时, 则输出的效率就越接近标准线性功放。经过反复试验证明, 其帘栅极抽头位按阻抗比 0.18 来计算, 线圈的匝数比为其平方根, 即取为 0.43 处, 其功放的效果最为理想。这是经国外音响专家反复实验的结果。

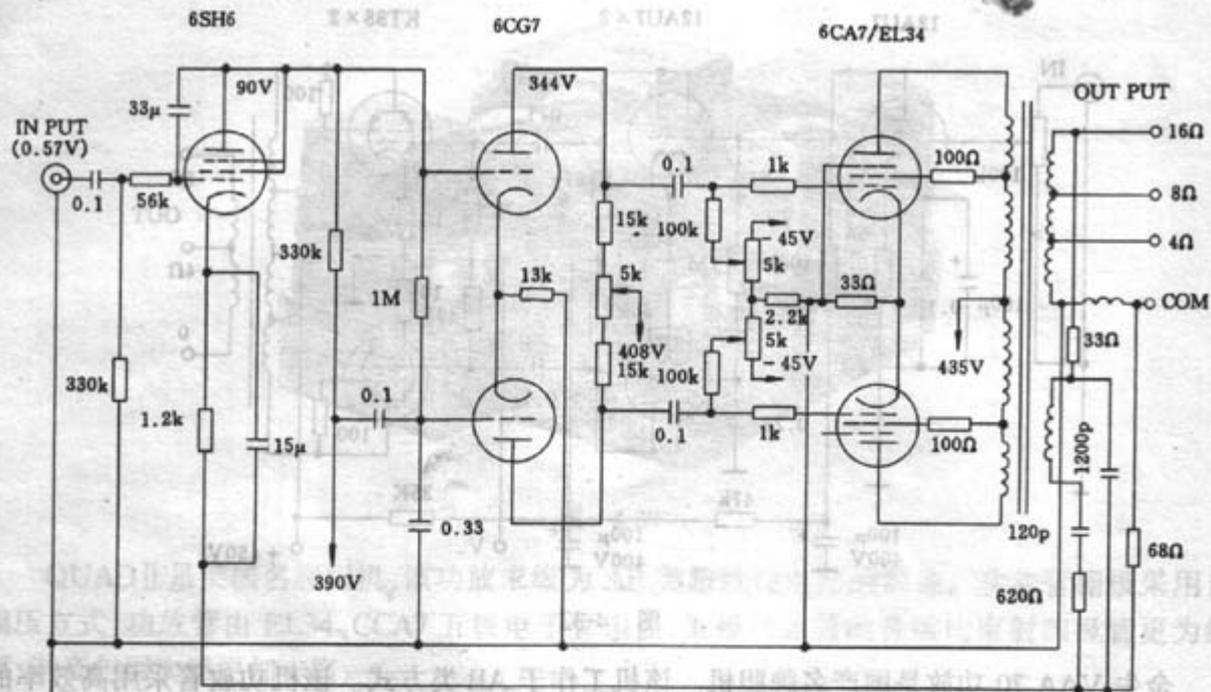


图 4-33

由于功放管屏极与帘栅极之间有较深的负反馈作用,故功放的保真度与各项电性能均得到了提高。同时为弥补功放级的增益不足,在功放管的负偏压设置上不采用固定栅负压供给方式,而采取了独立的外置栅负压法,这样便有利于增加推动电压,而使功放级的增益提高。

功放级所采用的电子管 6CA7(EL34)五极管,其重放音的音色柔和而优美,细腻而圆润,胆味非常浓郁,在制作中功率胆机时,能够收到恰到好处的音响效果,颇受现代发烧友们的青睐。

马兰士-8 功放机的推动兼倒相放大级,采用了中放大系数双三极电子管 6CG7 担任。该管特性与 6SN7、6N6 等双三极电子管相近,采用了现代还一直流行的长尾式倒相电路,将输入级放大后的音频信号,直接耦合至推动兼倒相管的栅极。本级上管工作于共阴极状态,放大后的音频信号由屏极输出,其相位与输入相反;下管工作于共栅极状态,输入与输出信号相位相同,这样在两管屏极输出端,即可获得一对幅度相等而相位相反的信号。同时,推动与倒相管的阴极还有较深的电流负反馈,故能将放大后音频信号的失真度、频率响应与信噪比等指标得到较大的改善。

输入电压放大级采用高放大系数五极电子管 6SH6 担任。该管与 6SJ7、6J8 等五极电子管特性相近。为提高放大器的性能,降低管内阻,将五极电子管改为三极管接法,这样输入级便具有较好的放大线性与较大的动态范围,能够适应各种强弱信号的输入,并提高了输入信号在传输过程中的频率失真与相位失真。

为提高整机的稳定性,保真度与拓宽频率响应范围,在输入管的阴极与输出变压器的二次侧之间,还增加了整机的负反馈网络,使得整机的频率响应范围从 10Hz~40kHz 能获得较平坦的特性。

#### 六、麦景图 MC-275(McIntosh 275)功率放大器

麦景图 MC-275 功放是单端推挽功率放大的典范与创举。几十年来深受国内外音响界

重视。

图 4-34 是麦景图 MC-275(McIntosh 275)功率放大器电路图,图 4-35 是其外观图。

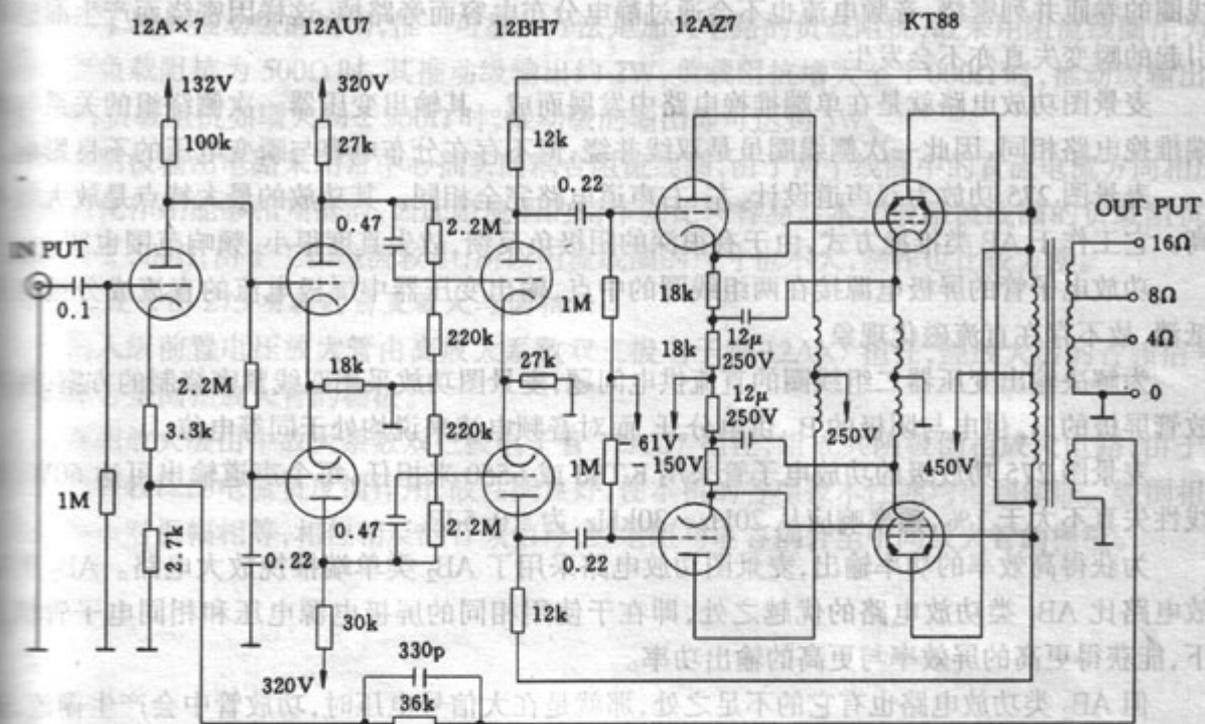


图 4-34

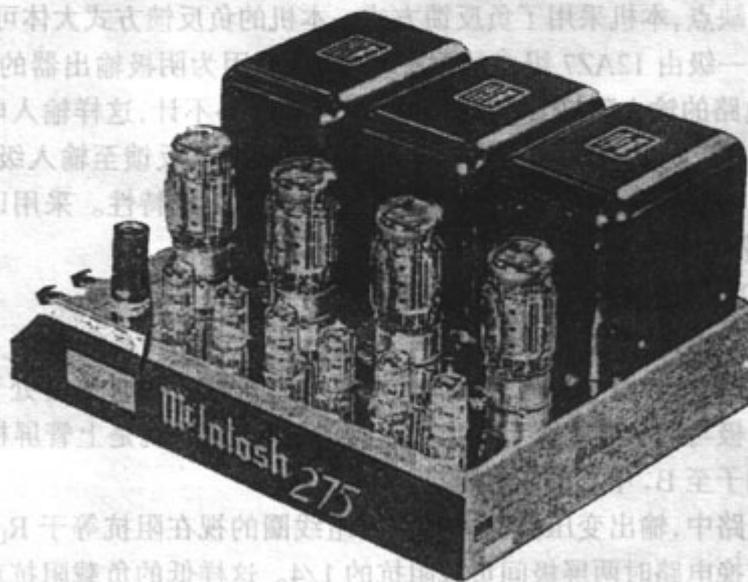


图 4-35

### 1. 电路特点

在普通电子管音频推挽功率放大器中,两只电子管在输入信号的每半周是交替工作的。由于电子管输出变压器一次侧的两个绕组电感量很大,若产生漏感则电抗也很大。在工作时,半边电子管的屏流开始流动的瞬间和电流停止的瞬间,在输出变压器一次侧线圈的两端将产生相当大的瞬变电压,这将会引起功率放大器的瞬态失真与非线性失真。

麦景图功放采用单端推挽电路。单端推挽电路与普通推挽电路的不同之处是输出端的一端为地电位,所以在输出变压器一次侧线圈中沿着两组线圈的音频电位也处处相等,虽然两组线圈的匝数并列密绕,音频电流也不会通过静电分布电容而旁路掉,这样因密绕而产生漏感所引起的瞬变失真亦不会发生。

麦景图功放电路就是在单端推挽电路中发展而成。其输出变压器一次侧绕组的关系与单端推挽电路相同,因此一次侧线圈虽是双线并绕,但不存在分布电容与瞬变电压的不良影响。

麦景图 275 功放为双声道设计,左、右声道电路完全相同。其功放的放大特点是放大效率高。它工作于 AB 类推挽方式,由于有很深的阴极负反馈,故失真度很小,频响范围也宽。

功放电子管的屏极电源接在两组线圈的中点,输出变压器中屏极电流的直流成分被相互抵消,故不存在直流磁化现象。

为解决输出变压器二组线圈的直流供电问题,麦景图功放采用双线紧密绕制的方案,使功放管屏极的  $B_+$  供电与阴极的  $B_-$  供电分开,而对音频电流来说均处于同等电位。

麦景图 275 功放级的功放电子管采用 KT88 或 6550 来担任,每个声道输出可达 60W,非线性失真不大于 1%,频率响应从 20Hz~30kHz,为  $\pm 0.5\text{dB}$ 。

为获得高效率的功率输出,麦景图功放电路采用了  $AB_2$  类单端推挽放大电路。 $AB_2$  类功放电路比  $AB_1$  类功放电路的优越之处,即在于使用相同的屏极电源电压和相同电子管情况下,能获得更高的屏效率与更高的输出功率。

但  $AB_2$  类功放电路也有它的不足之处,那就是在大信号电压时,功放管中会产生栅流,这时功放管中栅极的输入阻抗就会显著降低,因此输出前一级加屏极负载就随着信号大小而变化,这必然导致较大的非线性失真。

为了克服这一缺点,本机采用了负反馈方式。本机的负反馈方式大体可分为两部分,其一是在功放级前增加一级由 12AZ7 组成的阴极输出电路,因为阴极输出器的输出阻抗非常低,所以  $AB_2$  类放大电路的输入阻抗变化的影响几乎可以忽略不计,这样输入电路产生非线性失真问题也就不复存在。另一负反馈是从输出级加较深的电压反馈至输入级,这一反馈网络能减少由于输出屏极特性的非线性而产生的失真,并改善了阻尼特性。采用以上两种负反馈方式, $AB_2$  类功放电路的特性才能满足现代音响高保真度的要求。

此外,麦景图 275 具有较低的负载阻抗也是其特色之一。

在普通推挽放大电路中输出变压器的负载阻抗,即二次侧接有负载  $R_L$  时,一次侧的负载阻抗可用  $R_{L(P-P)}$  来表示。由于普通推挽放大电路中 A 管在工作时 B 管处于截止状态。因此从工作电子管的屏极与阴极之间来看输出变压器的视在阻抗,就是上管屏极端子至  $B_+$  中心,以及下管的屏极端子至  $B_-$  中心的视在阻抗。

在单端推挽电路中,输出变压器一次侧的两组线圈的视在阻抗等于  $R_{L(P-P)}/4$ ,它的负载阻抗降低到普通推挽电路时两屏极间负载阻抗的 1/4。这样低的负载阻抗对设计与制作高保真输出变压器非常有利,对放大器的频率响应、失真度等各项技术指标均能做得很好。

如末级功放电子管采用 KT88、6550、EL34、6L6、6P3P 时,普通推挽电路功放级屏至屏负载阻抗一般约为 6 600 $\Omega$ 。而麦景图单端推挽功放级的负载阻抗仅为普通功放的 1/4,即  $R_{L(P-P)}/4 = 6\ 600\Omega/4 = 1\ 650\Omega$ 。从这一点也可以看出麦景图功放电路所具有的优越性。

## 2. 麦景图 275 功放的推动级

在  $AB_2$  类功放电路中,当输入信号很小时,栅极回路中没有栅流,当信号增大时,即会产生栅流,而功放级的输入阻抗在无栅流时是较高的,开始有栅流时,输入阻抗随之降低,栅流越

大阻抗越低,并导致显著的非线性失真。为此,该机功放的推动级采用阴极输出器方式,其输出阻抗非常低,所以就不会因负载阻抗的变化而产生非线性失真。

为了增大推动级的输出,惟一可靠的办法是加大电路的负载阻抗,故采用阻流线圈作为负载。当负载阻抗为 500Ω 时,其推动级输出约 2W,负载阻抗增大至 1 000Ω 时,推动级输出可达 3W,负载阻抗如增大到 2 500Ω 时,推动级的输出即可达到 5W。

本阴极输出电路采用带中心抽头的耦合阻流线圈,由于两个线圈中的直流电流方向相反,直流磁化作用能够相互抵消,因此阻流圈的制作就比较容易。本功放阻流线圈的负载阻抗每边均为 2 500Ω,由于工作电流较小,所以阻流线圈的尺寸也不大,制作也比较方便。

### 3. 麦景图 275 功放的前置放大与倒相级

输入级前置电压放大管由高放大系数双三极管 12AX7 担任,经放大后的音频信号,直接耦合至倒相放大管的栅极。

倒相放大级由中放大系数双三极管 12AU7 担任,组成共阴极倒相放大电路,由于两管阴极有较深的电流负反馈作用,故性能良好,使本机的各项技术性能均得到保证。经倒相放大后的一对振幅相等,相位相反的音频信号,经电阻与电容耦合至中间放大管的栅极。

本机功放电路采用带中心抽头的耦合阻流线圈,由于两个线圈中的直流电流方向相反,直流磁化作用能够相互抵消,因此阻流圈的制作就比较容易。本功放阻流线圈的负载阻抗每边均为 2 500Ω,由于工作电流较小,所以阻流线圈的尺寸也不大,制作也比较方便。

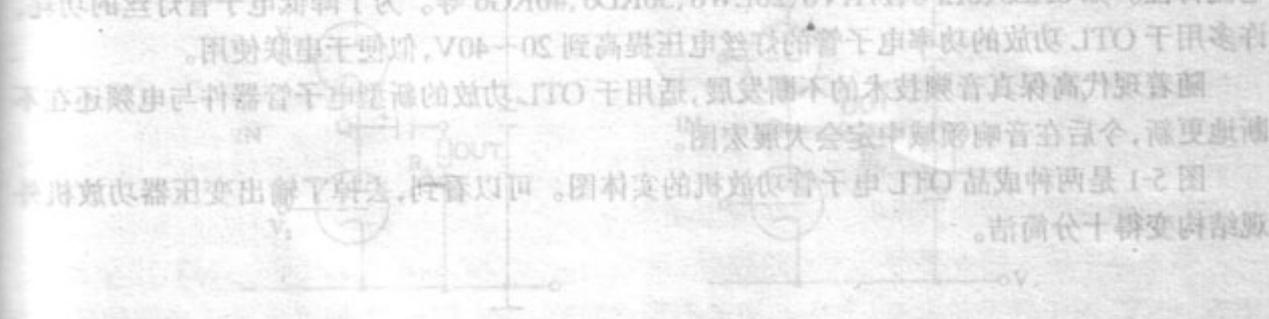


图 5-2

## 第五章 电子管 OTL 功率放大器

### 第一节 OTL 功率放大器的特点

OTL 功率放大器是一种无输出变压器的推挽式功率放大器。OTL 是 Tube Output Transformerless Amplifier 的简称。

普通电子管功率放大器的输出负载为动圈式扬声器,其阻抗一般为  $8\sim 16\Omega$ ,而一般电子管的屏极内阻均比较高,在普通推挽功放中屏极至屏极的负载阻抗一般为  $5\ 000\Omega\sim 8\ 000\Omega$  之间,故不能直接驱动低阻抗的扬声器,必须采用输出变压器来进行阻抗变换。由于输出变压器是个电感元件,通过变压器的信号频率不同,线圈所呈现的阻抗也不同。为了延伸低频响应,线圈的电感量就要大,圈数也就越多,于是,匝间、层向的分布电容也就相应增大,使高频端的频率扩展受到限制。此外,还会造成非线性失真,不便引入深度负反馈等弊病。

为了消除这些不良影响,各种不同形式的无输出变压器的电子管 OTL 功率放大器应运而生,许多能适用于 OTL 功放的新型功率电子管在国外也不断被设计制造出来。

电子管 OTL 功率放大器的重放,音质清澈透明,其频率响应比普通电子管功放有大幅度提高,高频段与低频段的频率延伸范围一般可达到  $10\text{Hz}\sim 60\text{kHz}$ ,而且其相位失真,非线性失真、瞬态响应等技术性能均有明显的提高。

电子管 OTL 功放输出级不是所有功率电子管均能适应,必须选用符合如下条件的功率电子管,才能取得良好的效果。

1. 低内阻特性:一般功率电子管的屏极内阻在  $10\text{k}\Omega$  左右,不适用于 OTL 功放。OTL 功放必须选用屏极内阻在  $200\sim 800\Omega$  的功率电子管。这些低内阻功率电子管有 6AS7、6N5P、6C33C-B、6080、6336 等。

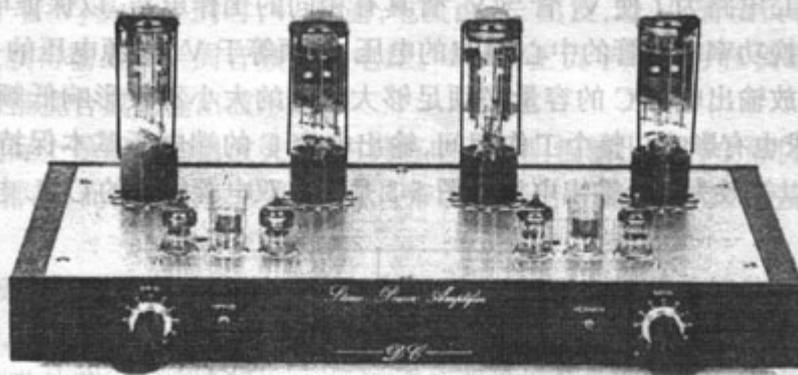
2. 低屏压、大电流特性。一般功放电子管的屏极电压均在  $400\text{V}$  左右,高屏压电子管可达  $1\ 000\text{V}$  以上。因此,OTL 功放必须选用屏极电压在  $150\sim 250\text{V}$  之间的低屏压与大电流特性的功率电子管来担任。以上所列低内阻功率电子管均具有低屏压、大电流的工作特性。

此外还有 6C19、6KD6、421A、6146 等功率电子管。这些电子管本身就具有低屏压、大电流特性,但其屏极内阻稍高,应多管并联才能用来制作 OTL 功放。

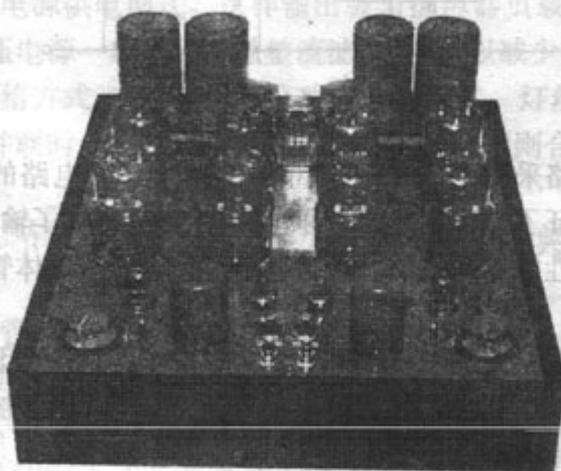
3. 采用新型 OTL 功放专用功率电子管。该类电子管不仅内阻较低,而且具有低屏压、大电流特性。如 6HB5、6LF6、17KV6、26LW6、30KD6、40KG6 等。为了降低电子管灯丝的功耗,许多用于 OTL 功放的功率电子管的灯丝电压提高到  $20\sim 40\text{V}$ ,似便于串联使用。

随着现代高保真音频技术的不断发展,适用于 OTL 功放的新型电子管器件与电频还在不断地更新,今后在音响领域中定会大展宏图。

图 5-1 是两种成品 OTL 电子管功放机的实体图。可以看到,去掉了输出变压器功放机外观结构变得十分简洁。



(a) 6NSP OTL 功放



(b) 6C33C-B OTL 功放

图 5-1

## 第二节 OTL 功率放大器的电路形式

为了提高功率放大器的效率,一般 OTL 功放亦采用双管或多管推挽放大器的形式,从电源供电结构形式上可分为两大类:即单电源式 OTL 电路与正负双电源式 OTL 电路。图 5-2 是单电源式 OTL 电路示意图。

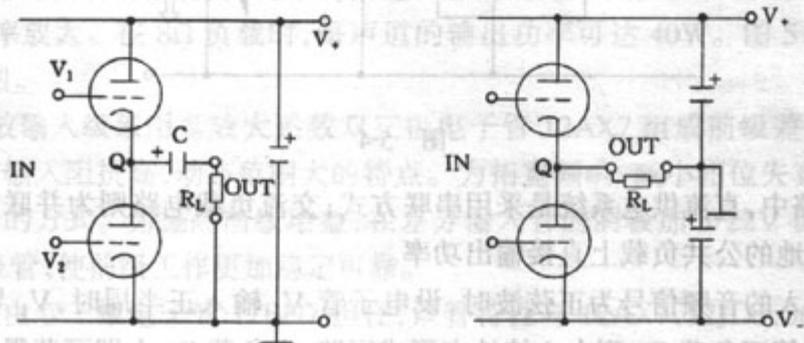


图 5-2

单电源式 OTL 电路为了使  $V_1$  管与  $V_2$  管具有相同的工作电压,以保证电路推挽输出的对称性,故两只推挽功率电子管的中心 Q 点的电压,必须等于  $V_+$  电源电压的一半。

在电路中,功放输出电容 C 的容量必须足够大。它的大小不仅影响低频响应,而且对满足低输出阻抗要求也有影响。整个工作期间,输出电容 C 的端电压基本保持不变,这就意味着输出电容 C 可以等效为一个输出电源。图 5-3 是正负双电源供电的 OTL 电路示意图。

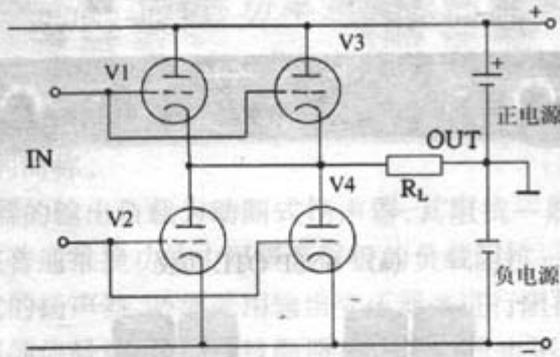


图 5-3

正负双电源式 OTL 电路采用正负双电源,中心为地电位。电路的中心 Q 点与公共负载按地点形成回路,这样即保证了推挽电路的对称性,因此可以省略了输出电容器,使 OTL 电路的频率响应、相移失真等电性能更为提高。这一电路形式类似于晶体管无输出电容的 OCL 电路。

双电源式 OTL 电路具有较大的电流增益,与较小的输出阻抗,因此在输出端  $R_L$  负载上能直接驱动低阻抗扬声器,并能获得较大的输出信号电压。所以,当制作大功率的 OTL 功放时,最好采用双电源供电的电路形式。

OTL 功放电路的输入端,系由两个幅度相等、相位相反的信号来推动。输出负载  $R_L$  接在两只推挽功率电子管输出回路的公共支路中,在不采用输出变压器的情况下,完成输出波形的合成工作(图 5-4)。

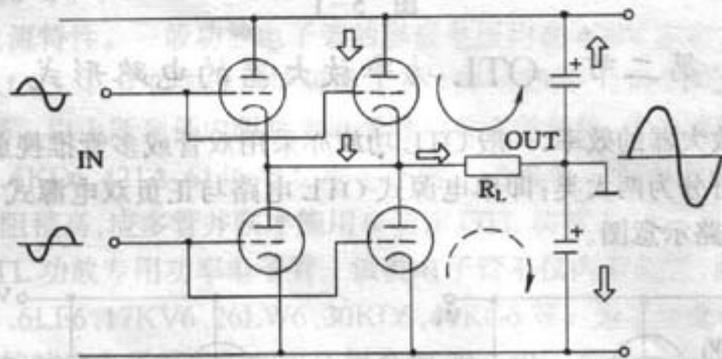


图 5-4

在 OTL 电路中,直流供电系统是采用串联方式;交流负载电路则为并联方式,因此,OTL 电路能向单端按地的公共负载上直接输出功率。

当电路中输入的音频信号为正弦波时,设电子管  $V_1$  输入正半周时, $V_1$  导通,电流由  $V_+$  出发,经  $V_1$  电子管至负载  $R_L$  到中心按地点形成回路,在负载  $R_L$  上即可获得正半周的输出音频信号电压。

反之,当电子管  $V_2$  为负半周时,  $V_2$  导通, 电流由  $V_+$  出发, 经  $V_2$  管至负载  $R_L$  到地形成回路, 在  $R_L$  负载上获得输出负半周音频信号电压。结果, 正负半周信号在负载  $R_L$  上即获得了由  $V_1$  管与  $V_2$  管推挽合成的输出波形。

OTL 功放实际上是阴板输出放大器, 它具有电子管阴板输出器的全部优点。阴板输出电路的输入阻抗非常高, 而输出阻抗非常低, 而且带负载能力极强, 它能给出强劲的无削波的输出功率。

同时, 在阴板输出电路中, 由于输出电压全部反馈, 因而利用负反馈能大为改善功率放大器的各项电性能, 如非线性失真、频率响应、信噪比等均能得到近乎完美的改善。

为了使 OTL 功放获得较高的输出功率, 就必须要求推动前级有较大的信号推动电压, 而且要有效地利用阴板输出器优越的特性, 其推动前级也必须输出几乎没有失真的音频信号电压。

OTL 功放电源包括功放电源、前级电源、栅负压电源与灯丝电源。其中功放电源目前比较流行的是采用正负双电源供电形式。这样输出级与扬声器负载为全直耦方式, 技术性能卓越, 保真度高。前级高压电源一般采用单独整流滤波方式, 以减少电源间的牵制。功放管栅极负压电源可采用单独供给方式, 亦可采用部分功放电源方式。灯丝电源前级与功放级必须分开, 当功放级采用多管并联时, 上边管可合用一组电源, 下边管则合用另一组电源。

### 第三节 几种 OTL 功率放大器的典型电路

根据现有功率电子管的特性不同, 目前的 OTL 功放电路也具有多种形式。其中有三极功率电子管组成的 OTL 功放, 其采用具有低屏压、大电流与低内阻特性的功率电子管, 如 6AS7、6C33C-B、6N5P、6080、6336 等。新型低内阻四极与五极功率电子管, 多采用 6HB5、6LF6、6TKV6、26LW6、30KD6、40KG6 等。这些电子管不仅内阻较低, 输出功率也大。如用 4 只 6HB5 制作双管 OTL 功放, 在  $8\Omega$  负载下可输出 50W 功率。当采用具有高屏压、大电流特性的新型 6LF6 低内阻功率管作双管 OTL 推挽放大时, 其输出功率可达 150W, 其中点电位高达 177V, 而且频率响应可达  $10\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 。这是低内阻三极管难以达到的。

此外, 还有将束射四极管或五极功率电子管改成三极管接法来的 OTL 功放。如选用屏压范围较大的 6KD6、6L6、6P3P、6146 等功率电子管, 这些电子管的内阻虽然较高, 但改成三极管接法以后, 屏极内阻会大幅度降低。为了降低内阻还必须采用多只功率管并联的方式, 才能符合 OTL 功放低阻抗负载的要求。

#### 一、新型三极功率管 OTL 功放

本电路采用国外新型低内阻大功率三极电子管 6C33C-B 作 OTL 功放, 每个声道用一对 6C33C-B 做功率放大。在  $8\Omega$  负载时, 每声道的输出功率可达 40W。图 5-5 为三极功率管 OTL 功放电路图。

本 OTL 功放输入级采用高放大系数双三极电子管 12AX7 组成前级差分放大兼倒相电路。该电路具有输入阻抗高, 动态范围大的特点。为拓宽频响、减小相位失真, 输入级与推动级采用直接耦合的方式。为提高前级增益, 在差分输入管的阴板加 3-22V 负电压, 并串接了  $1\text{mA}$  恒流二极管, 使前级工作更加稳定可靠。

推动放大级由双三极电子管 12BH7 担任, 该管特性与 12AX7、12JD8、5687、6922 等双三极电子管特性相近。为增大屏极电流, 提高推动级输出能力, 故将两只三极管并联使用。每管屏极电压高达 265V。



为提高 OTL 功放的各项电性能,在 OTL 中点输出端与输入端之间还加了适当的负反馈,使整机性能稳定可靠。本机的频率响应为  $10\text{Hz}\sim 200\text{kHz}$ 、 $\pm 0.1\text{dB}$ 。

该 OTL 功放的电源供给。其中功放级的正负高压电源,由电源变压器中  $135\text{V}/1.3\text{A}$  档经晶体二极管正反相整流滤波后,获得  $\pm 182\text{V}$  高压。

输入级与推动级的屏极高压,则由电源变压器  $300\text{V}/0.1\text{A}$  档,经晶体二极管桥式整流滤波后,输出  $+395\text{V}$  的高压,经相关电阻降低后获得  $+265\text{V}$  和  $+140\text{V}$ ,分别供给  $12\text{AX7}$  和  $6\text{BH7}$  屏极。

栅负压电源分为两组,由电源变压器中两个单独绕组  $60\text{V}/50\text{mA}$  档,经整流滤波后,图中左边一组供功放级上边管栅极与前置输入管阴极;右边一组则供功放级下边管栅极。

灯丝电源分为三组,前级各声道为两组。功率管  $6\text{C33C-B}$  灯丝有两种用法,当串联使用时为  $12.6\text{V}/3.3\text{A}$ ;并联使用时为  $6.3\text{V}/6.6\text{A}$ 。本机采用了串联方式。

## 二、新型五极管 OTL 功放

本电路后级每声道采用 4 只国外新型低内阻、大功率五极管  $6\text{HB5}$  担负功率放大。输出信号经大容量电容器 C 耦合至输出端。在  $8\Omega$  负载下,其输出功率可达  $50\text{W}$ 。图 5-6 为新型五极管 OTL 功放电路图。

本 OTL 功放的输入电压放大级采用高放大系数五极管  $6\text{EJ7}$  担任。该五极管的特性与  $6\text{J1}$ 、 $6\text{J2}$  等五极管相似。作为电压放大,单级放大器的增益可达  $30\text{dB}$  以上。为了拓宽频响、减少相位失真,电压放大管  $6\text{EJ7}$  屏极与倒相兼推动管  $6\text{SF5}$  栅极采用直接耦合的方式。

倒相推动管采用  $6\text{SF5}$  五极管,该管特性与  $6\text{SJ7}$ 、 $6\text{J8}$  等五极管相近。本机采用屏阴分割式倒相方式。该管屏极与阴极的负载电阻阻值均为  $22\text{k}\Omega$ ,因此流经负载电阻的电流相等,这样即可获得一对输出电压幅度相等,而相位相反的输出推动电压,经  $0.22\mu\text{F}$  耦合电容与  $470\text{k}\Omega$ 、 $0.47\mu\text{F}$  组成的频率补偿网络后,送至功放级,进行推挽放大。

OTL 功放级采用单电源方式,总的屏极直流高压为  $390\text{V}$ 。为保证电路的对称性,末级两只推挽功放管的中心电压应等于总电源电压的一半。OTL 功放管的栅极负电压上边管与下边管分开,由各级专门设置的电位器( $2\text{k}\Omega$ 、 $6.8\text{k}\Omega$ )进行调整。

为了进一步提高 OTL 功放的各项电性能指标,自功放输出级末端通过  $1.5\text{k}\Omega$  等元件组成的负反馈网络回输到输入管  $6\text{EJ7}$  的阴极,构成负反馈。

电子管 OTL 功放电源比一般电子管功放复杂。本机功放级的电源供给为单电源式。由电源变压器中的  $280\text{V}/1.5\text{A}$  档,经由二极管组成的桥式整流与平滑滤波后,取得  $+390\text{V}$  的直流高压,专门供给功放管使用。

为了确保末级功放工作的稳定性,五极管功率电子管的帘栅极电压供给比较复杂。OTL 功放级的上边管与下边管的帘栅极均采用了相同的电子管稳压电路供电,稳压电路由双三极管  $6\text{DR7}$  与  $6\text{EM7}$  担任。该双三极管的一半担任基准电压放大与取样电压的调节,另一半担任输出电压的调整工作。

前级放大管  $6\text{EJ7}$  的屏压,取自交流  $150\text{V}$  绕组整流滤波输出。电压放大管的屏压由  $390\text{V}$  高压串联叠加  $200\text{V}$  电压供给。

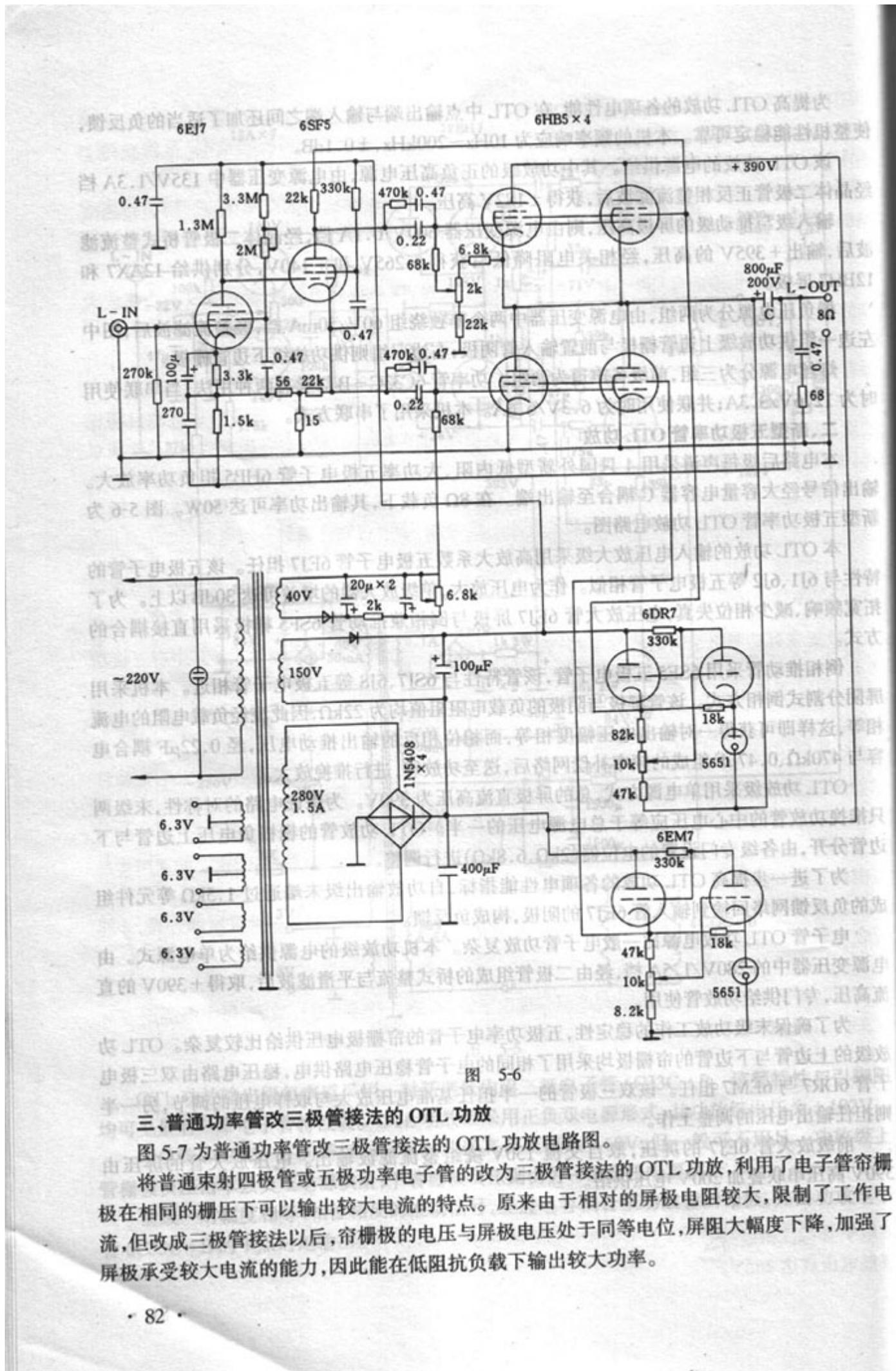


图 5-6

### 三、普通功率管改三极管接法的 OTL 功放

图 5-7 为普通功率管改三极管接法的 OTL 功放电路图。

将普通束射四极管或五极功率电子管的改为三极管接法的 OTL 功放,利用了电子管帘栅极在相同的栅压下可以输出较大电流的特点。原来由于相对的屏极电阻较大,限制了工作电流,但改成三极管接法以后,帘栅极的电压与屏极电压处于同等电位,屏阻大幅度下降,加强了屏极承受较大电流的能力,因此能在低阻抗负载下输出较大功率。

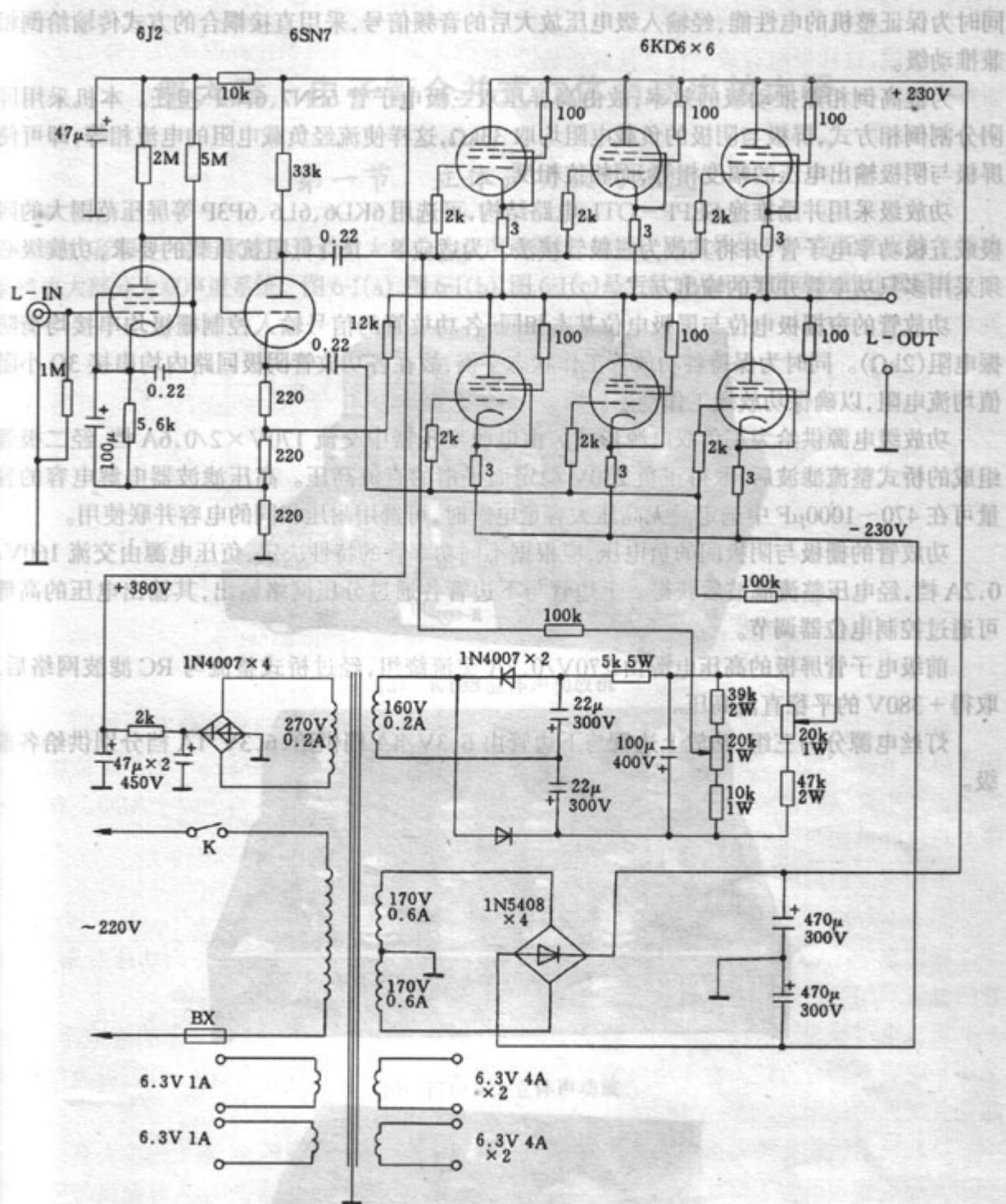


图 5-7

对于普通功率管改三极管接法的 OTL 功放来说,也不是所有一般功率管均能采用,必须选用屏极电压范围较大的束射四极管或五极功率电子管,如 6KD6、6L6、6P3P、6CA7、6146 等。同时,功放级还必须采用多只功率管并联的方式,才能符合输出端低负载阻抗的要求。功放级每声道采用 6~8 只功率管并联,在  $8\Omega$  低阻抗负载时,其输出功率也只能达到 30W 左右。

本 OTL 的输入级采用普通小功率五极电子管 6J1、6J2 担任。五极电子管的放大系数远远超过三极电子管,能将输入的音频信号电压进行较大幅度提升,单级增益可达 30dB 以上。



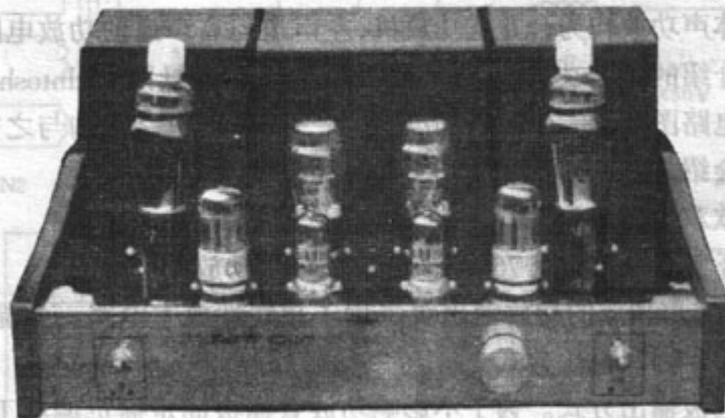
## 第六章 电子管合并式立体声功率放大器

### 第一节 立体声功放的组成

现代音源、片源与家庭影音设备大部分为双声道系统,故近代国内外生产厂商所推出的各类功放机也大部分为双声道系统。图 6-1(a)、图 6-1(b)、图 6-1(c)是三款成品双声道功放的外观照片。



(a) KT88 立体声功放机



(b) FD-422 立体声功放



(c) 6L6 立体声功放

图 6-1

电子管立体声功放机的结构,一般是将两组相同的 A 类或 AB 类功放合并在一起,电源供给可以公用,这样便组合成一台立体声功放。

图 6-2 为电子管立体声功放方框图。图 6-3 是一款立体声功率放大器,可以看出其左、右声道放大电路完全相同。两路放大器由同一组电源电路供电。

许多著名的国内外电子管功放,现在推出的均为立体声功放:如马兰士-8、麦景图 MC-275、斯巴克 765A 等均属立体声功放。

由于立体声放大器的左、右两路放大器电路相同。电路分析与单端放大器相同,请参看相关章节。



图 6-2

## 第二节 著名电子管立体声功放电路简介

著名国内外立体声功放均为合并式功放机,左声道与右声道的功放电路完全相同。在第四章第八节我们曾介绍的著名功放马兰士 Marantz-8 和麦景图 McIntosh-275 即是双声道功放。文中提供的电路图只是一个声道的电路,另一声道的电路结构与之完全相同。有关电路分析已在第四章介绍,这里不再赘述。

下面再介绍两款双声道功放。

图 6-4 为国产著名品牌斯巴克 765A (SPARK765A) 功放的电路图。

斯巴克 765A 立体声功放的功放输出级采用了超线性放大电路。为提高功放效率,功放管的栅极采用外加固定栅负偏压方式。

该机推动级为阴极输出方式。为了不影响功放管栅极固定栅负偏压工作的稳定性,级间采用了电容器耦合方式。由于阴极输出器带有深度的负反馈,对改善功放电性能,提高保真度起到关键性的作用。

功放机的倒相与推动级采用了直接耦合方式,这样有利于拓宽频响,减小相位失真。

为稳定输入级的工作状态,输入管屏极供电电路加了稳压装置;同时输入管栅极与阴极间加有负反馈网络,对提高输入阻抗、扩展动态范围有利。

为确保整机的瞬态响应,输入级与输出级之间未加大回环负反馈回路,负反馈自输出变压器的次级通过 15kΩ 电阻加至前置放大的第二级。

图 6-5 为柴尔 (ZELL) 功放电路图。

柴尔功放电路采用标准的 AB<sub>1</sub> 类放大方式,栅负压为自给方式。功放管采用雅号为“白马王子”的 300B 直接式三极电子管,其负载阻抗仅为 3 500Ω。

该功放的最大特点是采用了独具特色的柴尔倒相器,即交叉平衡式倒相器。本倒相器是在自动平衡式倒相器基础上,作了精的改进,从功放级输出端取出一对反馈信号,输入到第

2级倒相管的栅极,使倒相器工作更稳定。同时第1级两管阴极中点设置了校准中点电压平衡电位器。故本功放电路具有良好的工作对称性。

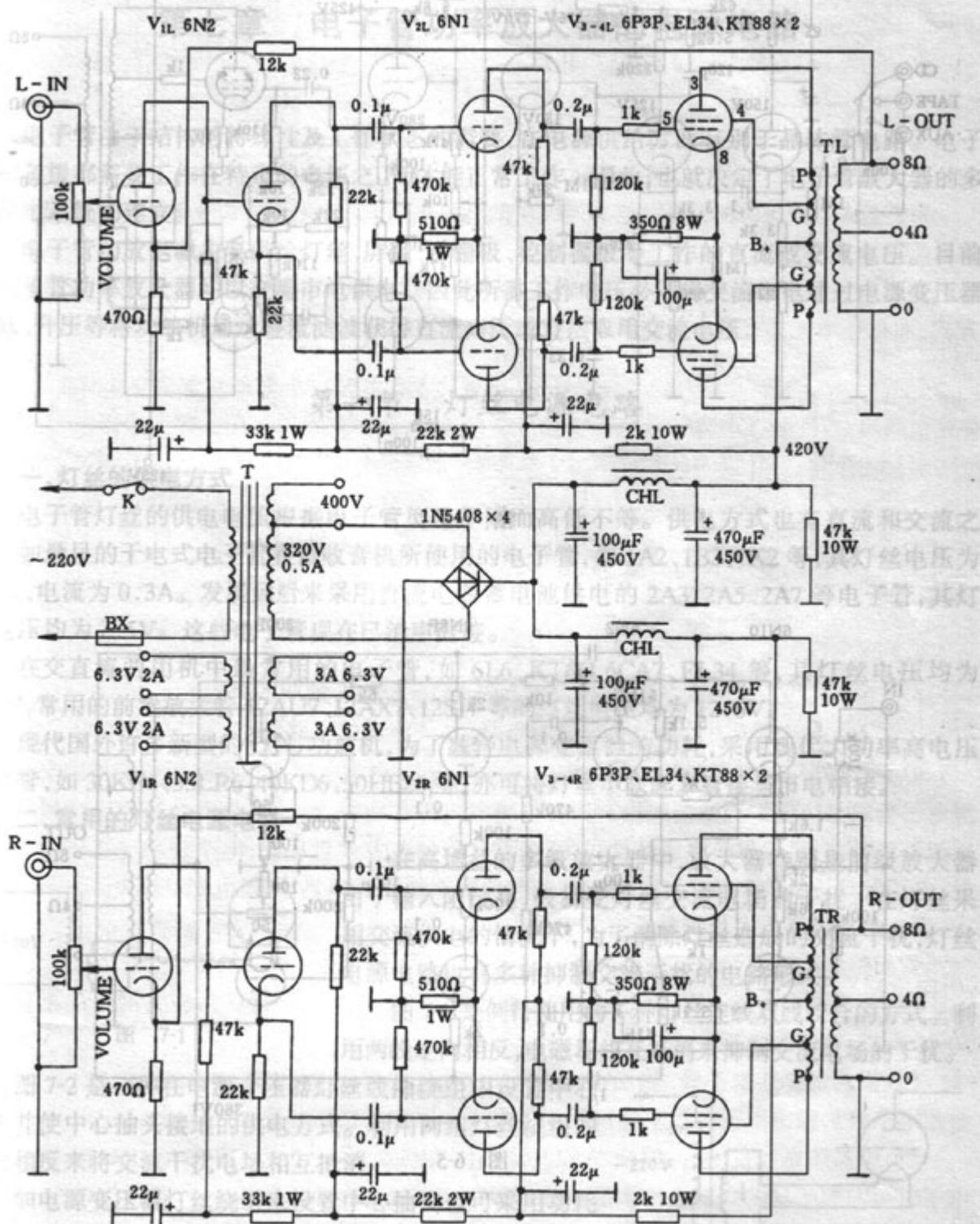


图 6-3

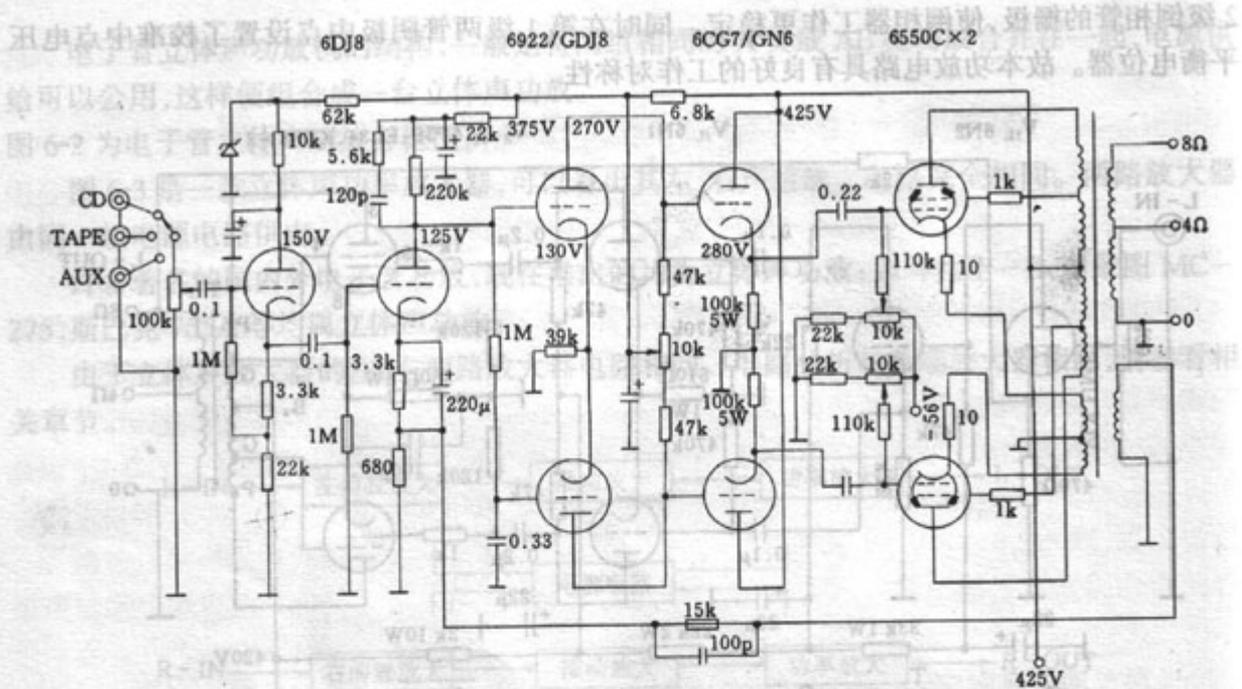


图 6-4

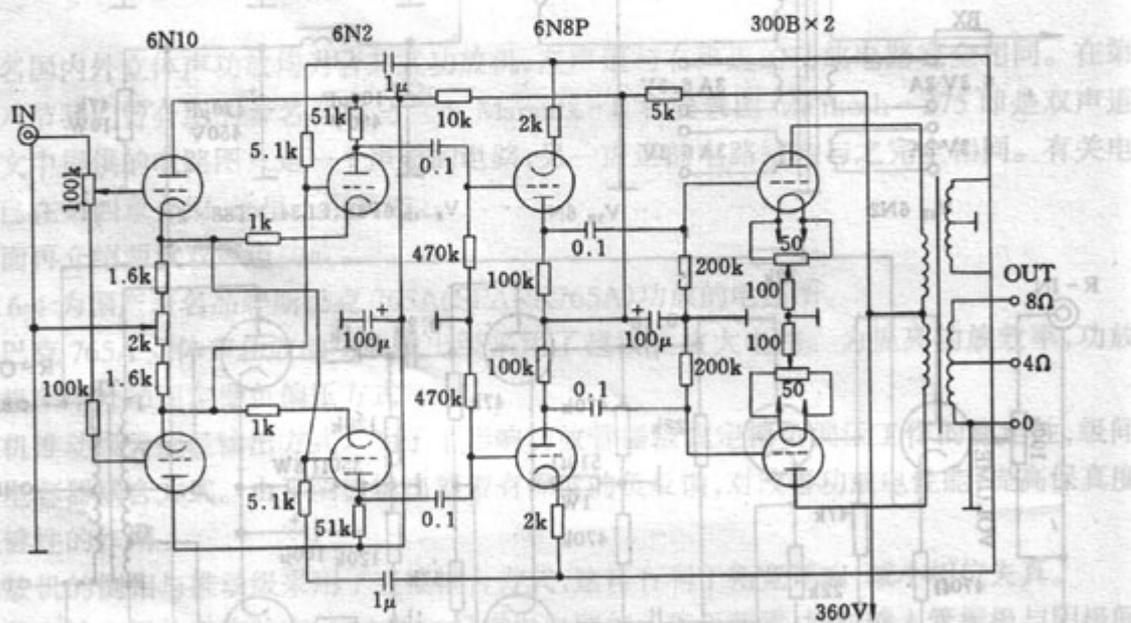


图 6-5

图 6-5 为柴尔(ZELL)功放电路图。

柴尔功放电路采用标准5A1类放大方式, 栅负压为自给方式, 功放管采用雅号为“白马王子”的 300B 直接式三极管, 其负载阻抗仅为  $3 \times 300\Omega$ 。

该功放的最大特点是采用了独具特色的柴尔倒相器, 即交叉平衡式倒相器。本倒相器是在自动平衡式倒相器基础上, 作了精的改进, 从功放管栅极取出一对反馈信号, 输入到第

## 第七章 电子管功率放大器的电源电路

电子管由于结构的特殊性及其工作状态的需要，在电源供给方面有别于晶体管电路。电子管的各极都需要工作在特定的电压之下，才能正常工作。因此，也就决定了电子管放大器的多路供电系统的建立。

电子管功放电源主要供给灯丝、屏极、帘栅极、控制栅极等工作的直流或交流电压。目前的电子管功率放大器均以交流市电供电。因此所需工作电压必须将交流市电通过电源变压器降低、升压等将功放机通过整流滤波获得直流高压或直接取用交流电压。

### 第一节 灯丝电源电路

#### 一、灯丝的供电方式

电子管灯丝的供电电压根据电子管型号不同而高低不等。供电方式也有直流和交流之分。如最早的干电式电子管直流收音机所使用的电子管，如 1A2、1B2、1K2 等，其灯丝电压为 1.2V，电流为 0.3A。发展到后来采用直流电瓶蓄电池供电的 2A3、2A5、2A7 等电子管，其灯丝电压均为 2.5V。这些电子管现在已消声匿迹。

在交直流两用机中最常用的电子管，如 6L6、KT66、6CA7、EL34 等，其灯丝电压均为 6.3V，常用的前置放大管 12AU7、12AX7、12SJ7 等的灯丝电压均为 12.6V。

现代国外许多新型的 OTL 功放机，为了减轻电源变压器的功耗，采用现代大功率高电压灯丝管，如 30KD6、35LR6、40KD6、50HB26 等，亦可将灯丝串联起来直接与市电相接。

#### 二、常用的灯丝电源电路

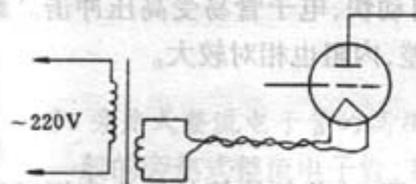


图 7-1

在高增益的多级放大器中，放大器特别是前级放大器由于输入阻抗高，极易受灯丝交流电场的干扰。在灯丝采用交流供电的情况下，为了消除灯丝造成的交流干扰，灯丝电源电路也有多种抑制交流干扰的电路形式。

图 7-1 是例行使用的一种灯丝连线双线绞合的方式。利用两线走向相反，电磁场相互抵消来抑制交流电场的干扰。

图 7-2 是一种在电源变压器灯丝线圈绕组中设置中心抽头并使中心抽头接地的供电方式。利用两组灯丝绕组的方向相反来将交流干扰电场相互抵消。

如电源变压器灯丝绕组来设置中心抽头也可采用功耗为 1~2W 的相同阻值的电阻 (200~300Ω) 组成，图 7-3 所示的是平衡桥电路。

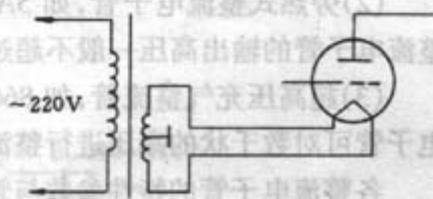


图 7-2

或采用低阻值 (400~600Ω) 的 X 型线性电位器，组成图 7-4 所示的电路，通过精确地调节中心电压的平衡，对交流声进行抑制。

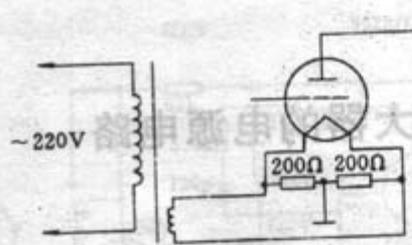


图 7-3

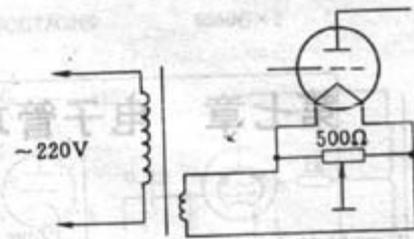


图 7-4

有些高品质的功放机,其灯丝采用纯净的直流供电方式,这样可取得更好抑制交流干扰的效果。如图 7-5 所示。

还有些灵敏度较高的功放机,对前级电子管灯丝的供电,不但采用了整流滤波的直流供电方式,而且还增加了三端稳压器,这样可彻底杜绝交流干扰。其电路如图 7-6 所示。

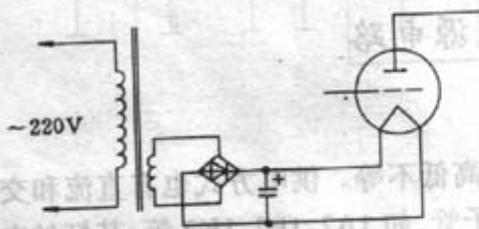


图 7-5

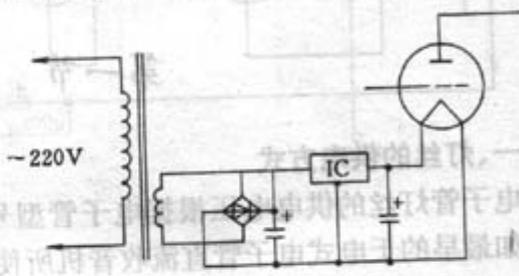


图 7-6

## 第二节 高压电源电路

电子管的屏极、帘栅极等大都工作在高压状态下,由市电经变压器升压所取得的交流高压经电子管或晶体管整流滤波取得。两种整流方式各有利弊,电子管整流是开机历经预热过程而无高压冲击,具有保护电子管的作用;而晶体管整流方式启动快,电子管易受高压冲击。此外,电子管整流其内阻较小,供电充沛;而晶体管热稳定性稍差,内阻也相对较大。

### 一、常用整流电子管的分类

常用整流电子管一般可分为三种:

- (1) 直热式整流电子管,如 5T4、5U4、5V4、5y3、5Z3、5Z2 等,这些整流管的输出高压可达 500V 左右,电流不大于 250mA。
- (2) 旁热式整流电子管,如 5AR4、GZ32、GZ34、6×4、6Z4、6Z5、6W4、6Z18、6Z19 等,这些整流电子管的输出高压一般不超过 500V,电流亦不超过 250mA。
- (3) 超高压充气整流管,如 866、872、1616、EG1-0.3、EG1-1.25、WE412A 等,这些整流电子管可对数千伏的高压进行整流,电流亦可达到安培级。

各整流电子管的特性参数与管脚排列图请参阅本书最后一章。

### 二、常用高压整流电路

#### 1. 直热式整流管全波整流及滤波电路

直热式全波整流管的灯丝即为整流后高压输出端。如整流管灯丝无抽头时,则高压输出可任意接在整流管的一端。经整流后为脉动直流高压经过由电阻或电感阻流圈组成的 CRC 或 CLC 滤波平滑网络,输出平稳的直流高压。为了防止高压的峰值脉冲电压,经常在高压输

出端还设置一只大功耗高阻值的高压泄放电阻。其电路如图 7-7 所示。

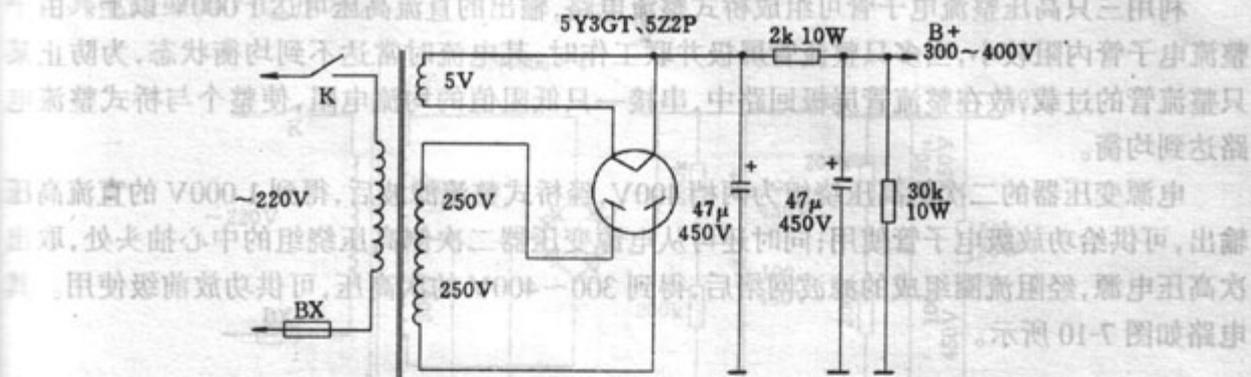


图 7-7

### 2. 直热式整流管灯丝带中心抽头的高压电路

对于输出电流较大的高压整流电路，一般整流管的灯丝最好带有中心抽头，这样使整流管输出处于平衡状态。对于大电流的滤波网络，为了减少高压电源的内阻，最好采用由阻流圈组成的 CLC 滤波网络。其电路如图 7-8 所示。

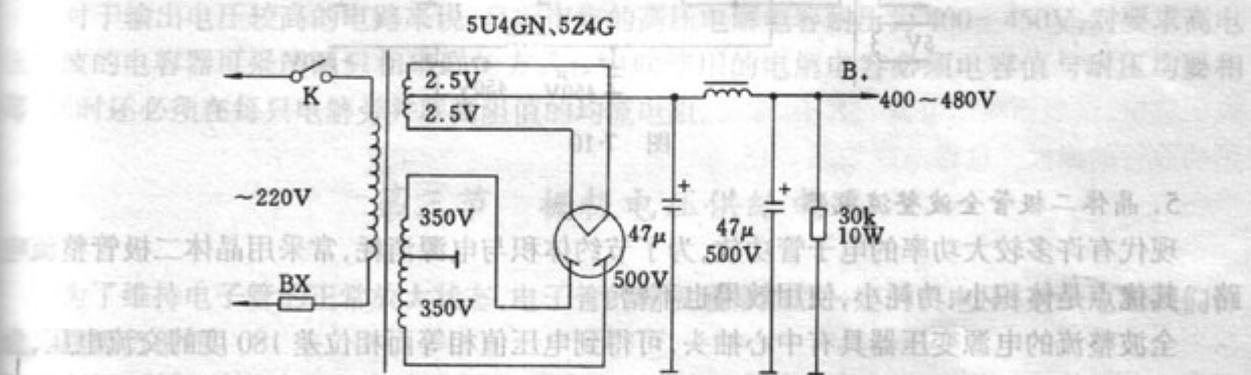


图 7-8

### 3. 旁热式整流电子管的高压整流电路

一般的旁热式整流电子管，其灯丝与阴极是分开的，经整流后的高压由电子管阴极输出。见图 7-9。此外还有一种旁热式整流电子管，其内部的灯丝与阴极相连，整流后的高压仍由电子管灯丝输出。

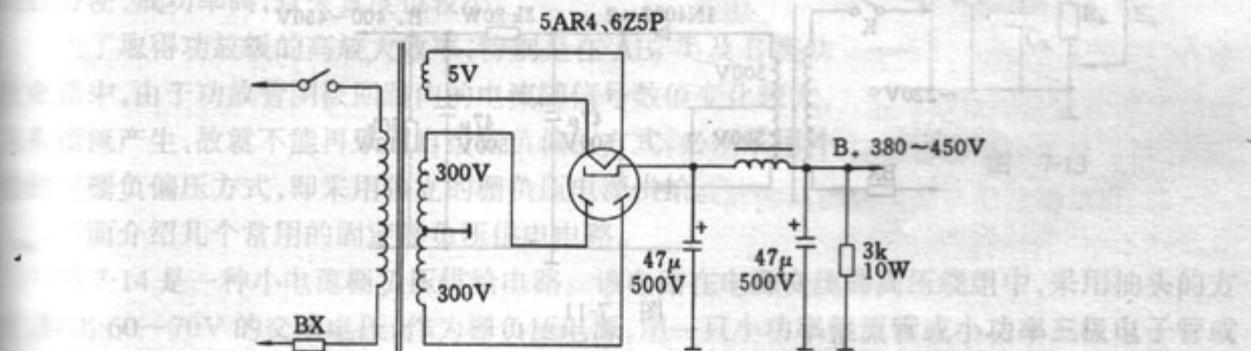


图 7-9

#### 4. 桥式电子管高压整流电路

利用三只高压整流电子管可组成桥式整流电路,输出的直流高压可达1000V以上。由于整流电子管内阻较小,当多只整流管屏极并联工作时,其电流时常达不到均衡状态,为防止某只整流管的过载,故在整流管屏极回路中,串接一只低阻值的均流电阻,使整个与桥式整流电路达到均衡。

电源变压器的二次侧高压绕组为两档400V,经桥式整流滤波后,得到1000V的直流高压输出,可供功放级电子管使用;同时还可从电源变压器二次侧高压绕组的中心抽头处,取出次高压电源,经阻流圈组成的滤波网络后,得到300~400V的次高压,可供功放前级使用。其电路如图7-10所示。

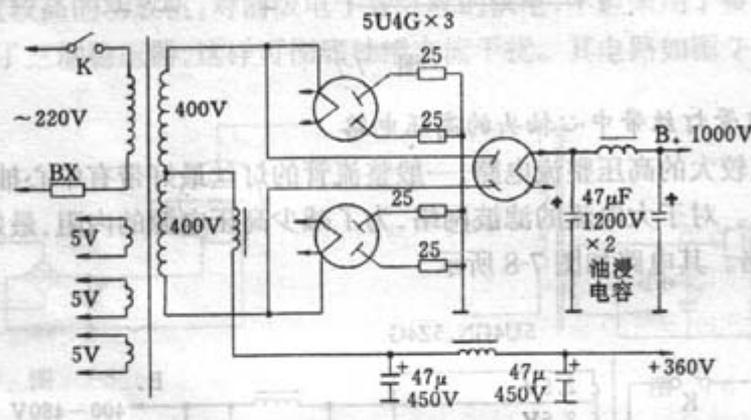


图 7-10

#### 5. 晶体二极管全波整流电路

现代有许多较大功率的电子管功放,为了节约体积与电源消耗,常采用晶体二极管整流电路。其优点是体积小、功耗小,使用效果也不错。

全波整流的电源变压器具有中心抽头,可得到电压值相等而相位差180度的交流电压,分别由两只晶体二极管整流。全波整流电路的输出直流电压为半波整流电压的两倍,而波纹系数也优于半波整流。因此输出电压波动较小。

对电源滤波网络来说,电子管功放一般工作于高电压小、电流状态,故滤波电容器的容量仅几十至几百微法数量级即可。晶体管大功率功放机则工作于低电压、大电流状态下,所以其滤波电容器的容量必须为几千至几万微法的数量级,才能将波纹系数减到最小。其电路如图7-11所示。

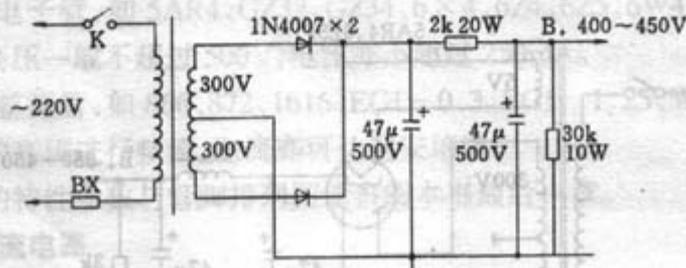


图 7-11

#### 6. 晶体二极管桥式整流电路

晶体二极管桥式整流电路与全波整流电路相比虽然二极管数量增加了一倍,但电路中反

向电压被串联的两只二极管所分担,每只二极管只承受二分之一的电压,而且通过的电流也小。其电路如图 7-12 所示。

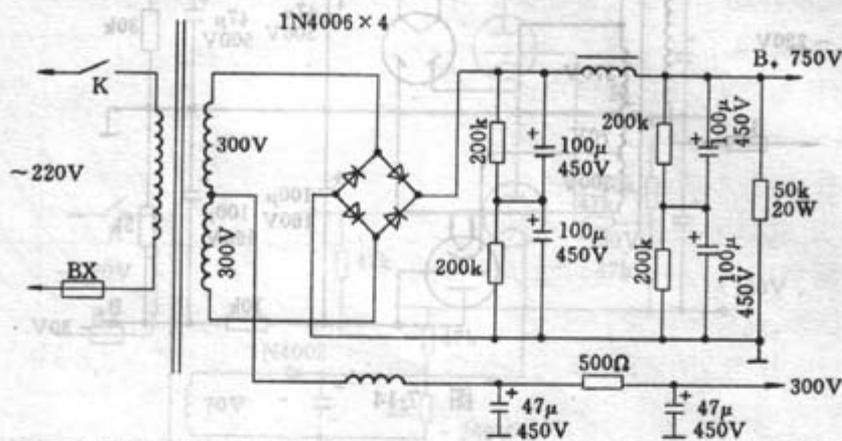


图 7-12

此外,变压器的利用系数较高,变压器的体积也可相对减小,对交流高压绕组有无中心抽头均可使用,因此得到了广泛的应用。

对于输出电压较高的电路来说,目前市售的高压电解电容耐压为 400~450V,对要求高电压滤波的容器可采用两只相串联的方式。串联使用的电解电容必须电容值与耐压均要相等,同时还必须在每只电解旁并联高阻值的均流电阻。

### 第三节 栅极电压供给电路

为了维持电子管的正常放大状态,电子管的栅极通常加以一定的负电压,这一电压我们称之为栅极负偏压。

#### 一、栅负压的供给方式

图 7-13 是典型的自给栅负压,对于阴极电流变化不大的电子管电路大多采用自给栅负偏压方式。电路中的阴极电阻  $R_K$  叫做自给偏压电阻。阴极电流流过  $R_K$  时在  $R_K$  两端产生一个上正下负电压。这负电压通过栅漏电阻  $R_g$  加到栅阴之间形成栅偏压。采取自给栅压方式的功放电路一般无需进行调试,制作方便,成功率高,且失真度也较小。

为了取得功放级的高放大效率,特别是在  $AB_2$  类及 B 类功放电路中,由于功放管阴极回路内的电流随信号数值变化较大,且有栅流产生,故就不能再采用自给栅负偏压方式,必须采用外给固定栅负偏压方式,即采用独立的栅负压电源供给。

下面介绍几个常用的固定栅负压供电电路。

图 7-14 是一种小电流栅负压供给电路。该电路在电源变压器高压绕组中,采用抽头的方式,取出 60~70V 的交流电压,作为栅负压电源,用一只小功率整流管或小功率三极电子管或晶体二极管,经反向负压整流及滤波后,获得 -20~-30V 平稳直流电压,并通过限流电阻分

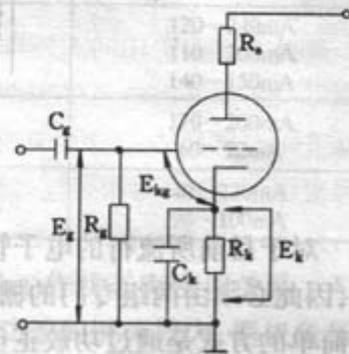


图 7-13

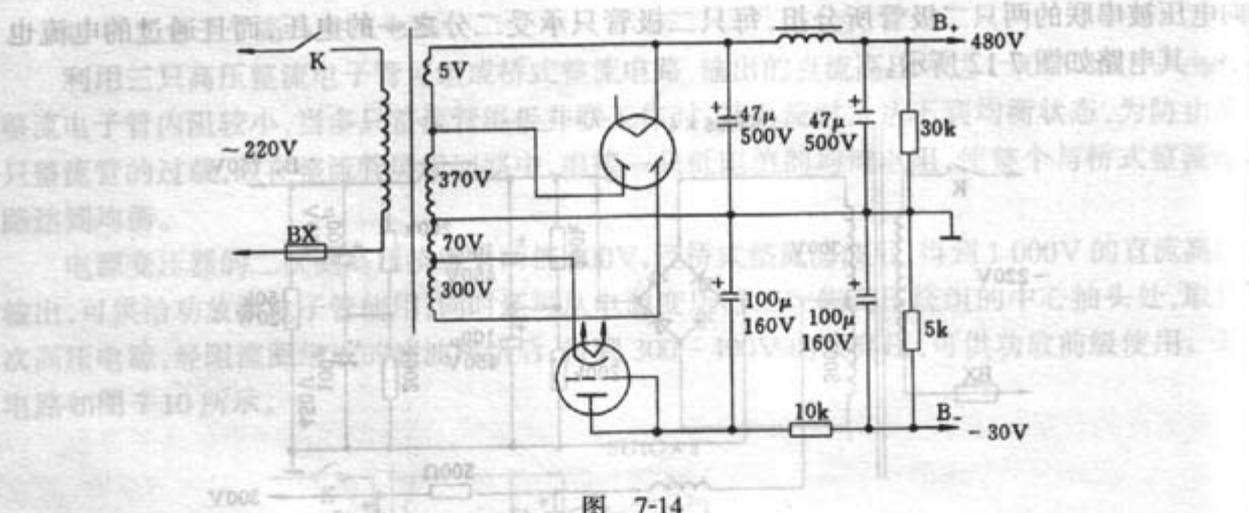


图 7-14

固定栅负偏压方式在调试时必须注意,其栅极负偏压的数值应根据各功率电子管的特性不同,按照规定值调节栅负压。同时在调试中必须先测量好其栅负压数值,如果忽视了这一点,而给功率管加上过小的栅负压值,或者因调试中电位器控制不当,产生开路现象时,会导致功放管因屏极电流过大而过载,使屏极烧得发红,时间一长将会损坏功率放大管。

对于输出功率较大的 AB<sub>2</sub> 类或 B 类功放机,由于栅极电流较大,从电源变压器高压绕组中抽头取出栅负电压,将会影响高压电源的工作稳定性,故必须在电源变压器中设置单独的栅负压绕组,按照栅负压电流的大小,选用合适的整流管,经过独立反向整流及滤波平滑后,再供给功放管的栅极。这种电路如图 7-15 所示。

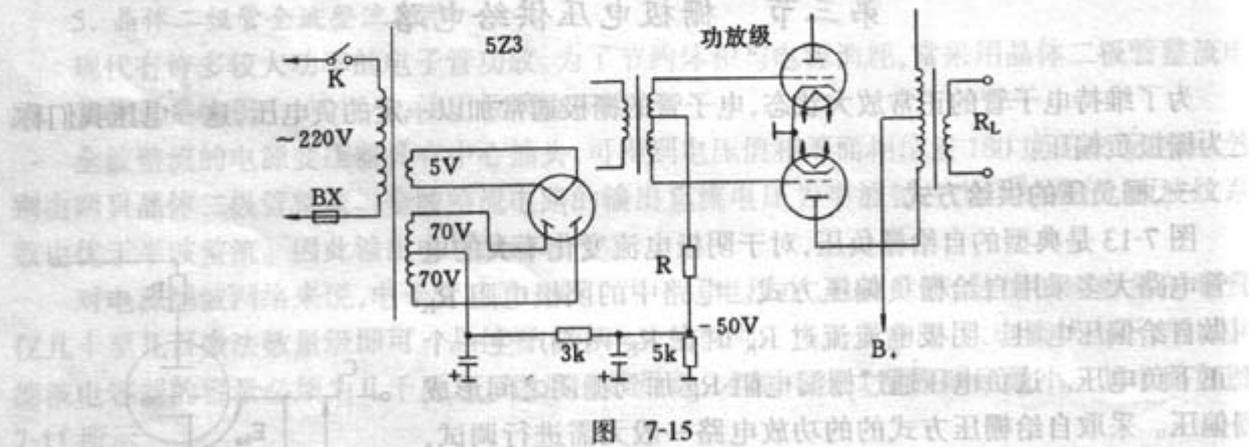


图 7-15

对于目前所流行的电子管 OTL 功率放大器采用两只功率电子管,所以需要两组栅负压电源,因此必须由两组专门的栅负压电源电路供给。对于功耗不大的电子管 OTL 功放来说,比较简单的方式是通过功放正负电压本身分压后取得,另一组高的栅负压电源则增加一档低压绕组,与正负主电源相串联后取得。其电路如图 7-16 所示。

## 二、自给栅负压与固定栅负压的调校

功率电子管的控制栅极绝大多数工作于负电压状态之下,有些特殊的 B 类功放管如 46、805、809、838、6A6、6N7 等可工作于零栅压状态下,其输出功率大,但失真度亦较大。

自给栅负压法是通过功放管的阴极电阻上的压降取得。当推动信号较小时,屏极电流也小,阴极电阻上的压降也小,栅极的负电压也比较低;当推动信号较强时,屏极电流增大,栅极的负电压亦随之增高,栅极负压是随着推动信号大小而变化的,故失真度也较小。只要合理地

设计电路，一般无需进行调校。

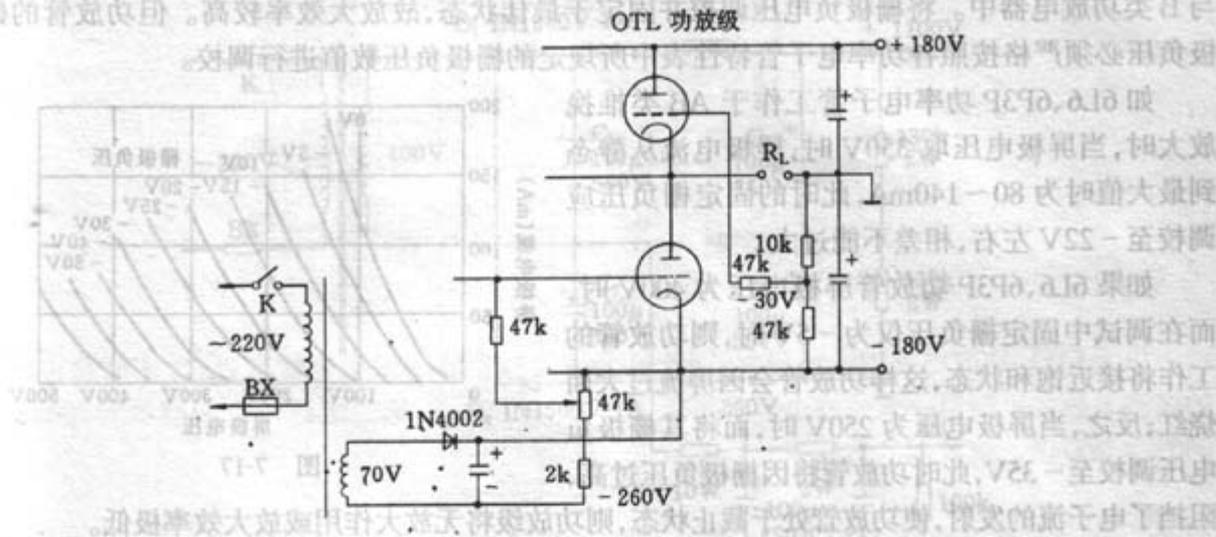


图 7-16

阴极电阻的计算方法，主要根据不同功率管的特性来定，如 6L6、6P3P 功放管作  $AB_1$  类推挽放大时，如屏极电压取 300V，则栅极负压应为 -20V，每只功放管的平均电流为 50mA，则阴极电阻的最佳阻值  $R = 20V / 0.05A = 400\Omega$ 。如果两只推挽电子管用一只阴极电阻，电流增加一倍，则电阻阻值减小一半，应为 200 $\Omega$ 。

常用功率电子管的栅极负压特性表如表 7-1。

表 7-1 常用功率电子管的栅极负压特性表

功率管型号	工作状态	屏极电压	栅极负压	屏极电流
6L6 6P3P	$AB_1$	400V	-32V	110~180mA
	$AB_1$	350V	-22V	80~140mA
	A	250	-14V	70~90mA
EL34 6CA7	$AB_1$	400V	-30V	130~200mA
	$AB_1$	350V	-22V	80~180mA
	A	250V	-13V	80~100mA
KT88 6550	$AB_1$	500V	-38V	120~240mA
	$AB_1$	400V	-25V	110~200mA
	A	300V	-15V	140~150mA
300B	$AB_1$	350V	-67V	170~200mA
	A	300V	-60V	60~72mA
845	$AB_1$	1000V	-175V	40~230mA
	A	1000V	-145V	90~100mA

功率电子管的栅极负压高低与屏极电压的高低、屏流大小及工作状态有密切关系。A 类与  $AB_1$  类功放的屏流较小，栅极负电压也比较低； $AB_2$  类与 B 类功放的屏流较大，栅极负压亦比较高。

图 7-17 为 6L6、6P3P 功放管的特性曲线图。

从 6L6、6P3P 功放电子管的特性曲线图中可以清楚地看到，随着功放屏极电压的增高，栅极负电压亦随之增高。不同型号特性的功率电子管，其屏极电压与栅极负压的数值均不相同，故在确定与调校栅极负电压时，必须先了解功率管的屏极电压与栅极负电压的关系。一般的电子管特性表中所给出的栅负压为中心数值，要了解电子管特性的全貌，最好是查看各功率电子管的特性曲线图，从中可以清楚地了解到该电子管的全部特性。

固定栅负压法能充分发挥出功放电子管的功效，一般应用于工作状态为 AB<sub>1</sub> 类、AB<sub>2</sub> 类与 B 类功放电器中。将栅极负电压调控并固定于最佳状态，故放大效率较高。但功放管的栅极负压必须严格按照各功率电子管特性表中所规定的栅极负压数值进行调校。

如 6L6、6P3P 功率电子管工作于 AB 类推放大时，当屏极电压取 350V 时，屏极电流从静态到最大值为 80~140mA，此时的固定栅负压应调校至 -22V 左右，相差不能过大。

如果 6L6、6P3P 功放管屏极电压为 400V 时，而在调试中固定栅负压仅为 -5V 时，则功放管的工作将接近饱和状态，这样功放管会因屏流过大而烧红；反之，当屏极电压为 250V 时，而将其栅极负电压调校至 -35V，此时功放管将因栅极负压过高，阻挡了电子流的发射，使功放管处于截止状态，则功放级将无放大作用或放大效率极低。

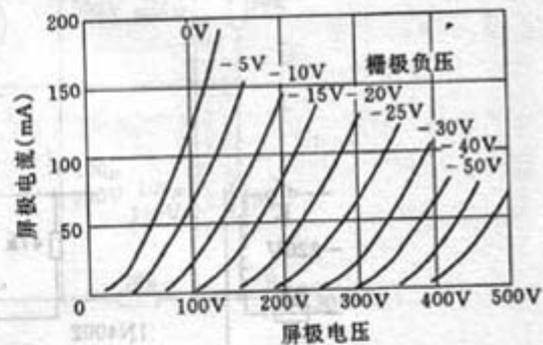


图 7-17

固定栅负压法功放电子管的阴极直接对地，或者仅接上几欧姆的限流小电阻，功放管工作电流会增大。如果在调校中，栅负压供电回路中出现调校电位器接触不良等开路现象时，使电子管栅极处于无栅负压失控状态，这样担任功放的三极或束射四极管，实质上已变成了二极管，使大量电流湧向电子管的屏极，时间稍长，将导致功放电子管烧毁。

因此，如果功放级采用固定栅负压时，在调校中应特别注意其安全性，一般在未插上功放电子管以前，必须先将各功放电子管的栅极负压值调校到规定数值的范围之内，再用万用表进行复测，一切无误后再插上功放电子管，进行实际的调试与校准。

固定栅负压电源回路内所采用的各种元器必须质量可靠，如调校电位器、电阻等内部接触良好，负压整流管耐压有余量，滤波电容耐压足够等，使用日久不致多发故障，装配前应进行严格的复测与筛选。

#### 第四节 高压倍压与正负高压电源电路

现代有许多常用的高屏压功率电子管，如 211、811、845 等功率管，其屏极电压要求高达 1000V 左右，而屏极电流仅为 60~100mA，因此无需采用高屏压电子管来担任整流工作，一般可以采用高压晶体二极管组成的倍压方式来获得。倍压整流电源的优点是可以耐电压较低的电源变压器、电容器和整流元器件。经倍压整流电路输出的直流高压比输入直流电压高几倍。

##### 1. 常用的高压倍压电路

当电源电压为 400V 时，经二倍压整流滤波后，即可获得峰值直流输出为  $400V \times 2 \times \sqrt{2} \approx 1100V$ 。此高压输出正好可供给 211、811、845 等高屏压功放管使用。同时还可以从电容器中心抽头处取出 360V 与 180V 的次高压，再经过简单的滤波平滑后，供给功率放大器的推动级与前级各电子管的屏极使用(图 7-18)。

倍压整流电路的原理是，当电源变压器二次侧的输入电压为第一个正半周时，二极管 D<sub>1</sub> 导通，D<sub>2</sub> 截止，并经 D<sub>1</sub> 二极管向电容 C<sub>1</sub> 充电到接近输入电压的最大值；当输入电压为负半周时，D<sub>1</sub> 截止，D<sub>2</sub> 导通，此时输入电压与电容器 C<sub>1</sub> 将已充入的电压串联相加，并通过 D<sub>2</sub> 向 C<sub>2</sub> 充电，使电容器 C<sub>2</sub> 两端电压充至接近 2 倍的输入电压。由于负载电阻较大，经过多次重复充电以后，电容器 C<sub>2</sub> 两端的电压，即可得到相当于输入电压二倍的数值，再经滤波平滑网络后，即

可达到二倍的峰值高压输出。

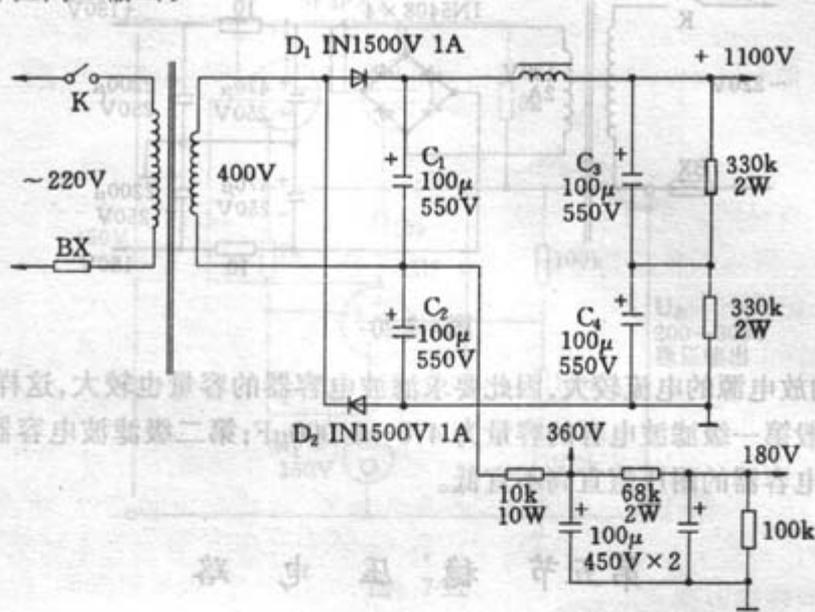


图 7-18

倍压整流电路在原理上可以叠加到数倍以上电压,但通常只用二倍压、三倍压和四倍压。由于负载电阻不可能无穷大,因而在实际使用中,如倍压级数越多,负载电流越大,则实际输出电压值反而越低。

### 2. OTL 栅负压倍压整流电路

由于 OTL 的栅极负压电源一般分为二档,上边管需要  $-70\text{V}$  左右的低负压电源;下边管则需要  $-240\text{V}$  左右的高负压电源,而且所需栅极负压电源的电流均较小,故采用二倍压的方式最为适合。

在电源变压器中设置单独的低压交流绕组,采用二只晶体二极管进行 2 倍压,将获得的二倍于电源电压的高负压,通过对地分压网络后,再经过简单的滤波平滑电路,分别供给 OTL 功放级(图 7-19)。

栅极负电压输出电路中,还可增设两只负压调节电位器,分别将适合的栅负压供给 OTL 功放级的上边管与下边管的各功率管的栅极。

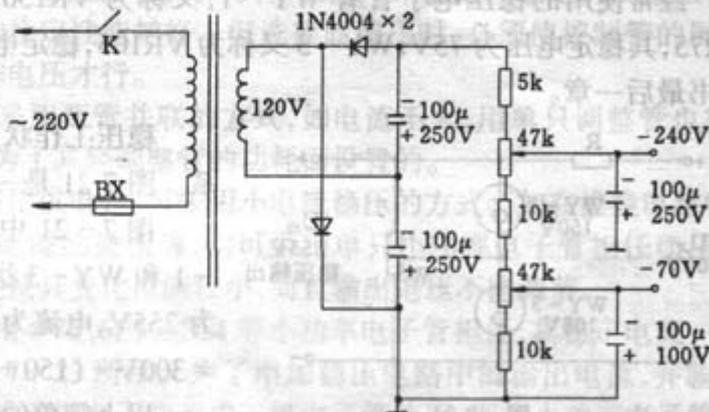


图 7-19

### 3. OTL 正负高压电源

电子管 OTL 功率放大器需要的为正负高压电源,且电流较大,一般正负高压电源为  $\pm 200\text{V}$  左右,而电流为  $1\sim 2\text{A}$ 。

根据 OTL 功放电路的特点,可采用由晶体二极管组成的桥式整流电路,经电容中心对地后,分别取得正负高压电源(图 7-20)。

经整流后的正负高压电源,必须经过滤波平滑网络后使之变为平稳的直流电,其电源滤波网络可采用 CRC 方式,亦可采用由阻流线圈组成的 CLC 滤波网络。

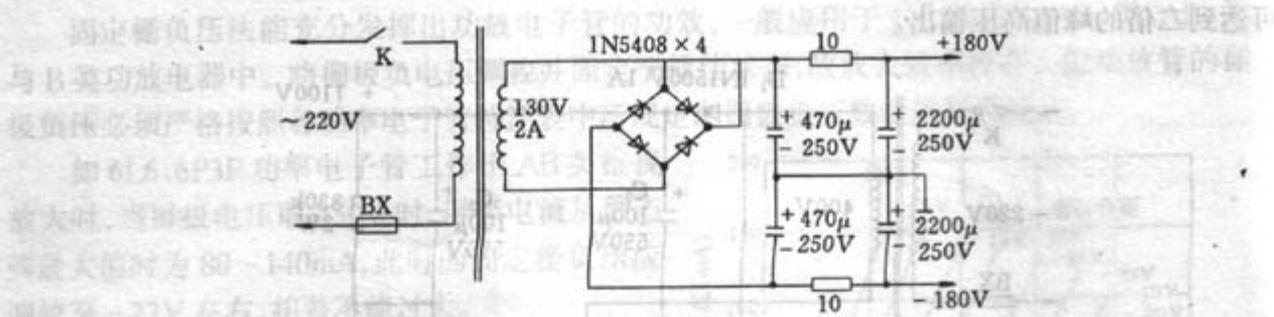


图 7-20

由于 OTL 功放电源的电流较大,因此要求滤波电容器的容量也较大,这样才能获得较小的纹波系数。一般第一级滤波电容的容量为  $470 \sim 1\,000\mu\text{F}$ ;第二级滤波电容器的容量则为  $2\,000 \sim 4\,700\mu\text{F}$ 。电容器的耐压值宜高不宜低。

### 第五节 稳压电路

为了得到更加稳定的直流电压,可在整流与滤波电路之间加入稳压电路。因为一般的 CRC 或 CLC 滤波电路均具有相当的内阻,当输出负载电流变化时,输出电压也随之变化。稳压电源不仅稳定性好,其内阻相对也较低。

稳压电子管的构造与电子管立极位置相反,其中心直立电极为阳极,包围在外围的为阴极。管内充有低压气体,在阴极与阳极之间加上高电压后,管内的气体即产生电离作用,使定量的电流在极间通过。当电压降低时,电离作用降低,减少了通过的电流,使串在回路内电阻上降压减小,自动提高输出电压;反之,电压升高时,电离作用增高,使串联电阻上的压降增加,起到自动调节的作用,使稳压管两端的电压保持稳定不变。

经常使用的稳压电子管有 WY-1,又称为 VR150,稳定电压为 150V;WY-2 又称为 VR75,其稳定电压为 75V;WY-3 又称为 VR105,稳定电压为 105V。详细特性与管脚排列见本书最后一章。

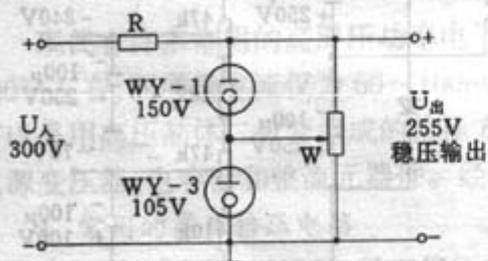


图 7-21

稳压工作状态的好坏与串接电阻的配置有密切关系。图 7-21 是一种单稳压管稳压电路。

图 7-21 中输入直流高压为 300V 时,采用 WY-1 和 WY-3 稳压电子管串联稳压;当输出稳定电压为 255V,电流为 40mA 时,则串联电阻的最佳阻值  $R = 300\text{V} - (150 + 105)\text{V} / 0.04\text{A} = 1\,125\Omega$ 。

以上简单的稳压电路,可代替一般在高压输出端对地跨接的  $20\text{k}\Omega \sim 50\text{k}\Omega$  大功率泄放电阻,以减少高压的脉功,或者因屏流变动较大的功放级所引起的电压波动,其稳压效果更佳。

当所稳定的高压电流超过 40mA 以上时,单只稳压电子管即无法胜任,此时必须采用大电流稳压电路。

图 7-22 是一种大电流稳压电路。

本电路由电压控制管、电压调整管与基准稳压管组成,其稳定电压为  $200 \sim 300\text{V}$ ,稳定电流为  $150 \sim 200\text{mA}$ 。

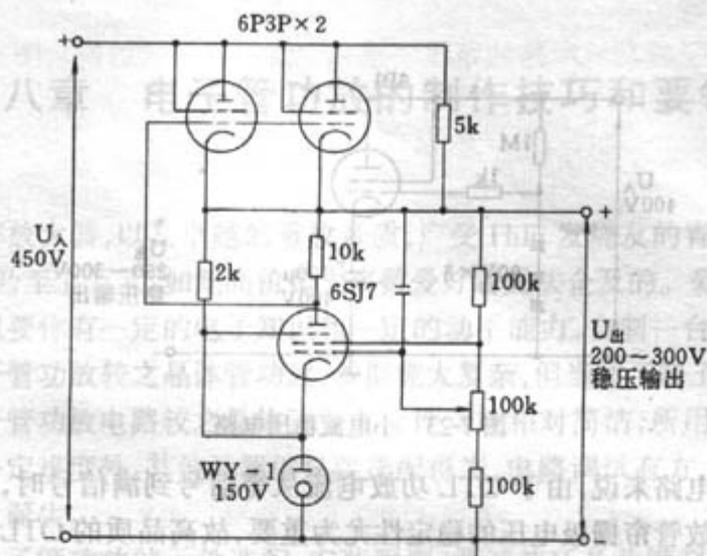


图 7-22

电压控制管由高放大系数五极电子管 6J5、6SJ7、6C6 等担任,其作用是当输出高压有波动时,控制管的栅极负压随之变化,屏极电流亦产生变化,流经分压电阻上的压降也发生变化,从而引起调整管的栅压变化。

调整管一般采用电流较大的功率电子管 6P3P、6L6 担任,根据所需稳定电流的大小来确定。调整管的屏极与阴极是和输出负载相串联的,起到了自动变阻器的作用。当输入电压增加时,控制管的栅压偏正一些,因此增加了控制管的屏极电流,这样使控制管屏极电阻压降增加,使调整管的栅压更负些,因此调整管的有效内阻值增加,使调整管上的电压降增加;反之,当输入电压偏低时,则控制管与调整管的工作状态与上述相反,因此能使输出的高电压始终处于稳定状态。

控制管阴极回路中所串联的 WY-1 稳压电子管,其作用是用来供给一稳定的负偏压,作为基准电压,基准负电压越大,电路的稳定性能越好。但选择此偏压时,必须使控制管的屏极与阴极之间的电压不小于其正常工作电压才行。

本稳压电路为了增大输出电流,采用两管并联的方式,如电流不大,用单只调整管也行。其屏阴极之间并联的大功耗电阻,是为了减轻调整管的功耗而设置的。

对于部分电路要求稳定的直流高压供电时,可采用小电流稳压的方式。如在推挽电路中,功放电子管的帘栅极稳压、前级高压电源的稳压等,均可采用单只小功率电子管担任稳压工作。单管稳压电路所允许的负载电流及其变化范围较小,而且输出电压不能调节。

小电流稳压电路的调整管,可选用 6V6、6P1、6P14 等小功率电子管担任,其稳定电流一般为 50~70mA。小电流稳压电路如图 7-23 所示。为了增加稳压电路中的输出电流,并减小小功率电子管的内阻,可将束射四极管或五极电子管改成三极电子管使用,即将小功率电子管的帘栅极与屏极并联使用。

直流高压由功率电子管的屏极对地之间输入,而由该管的阴极对地之间输出,稳压调整管的栅极基准电压,可由稳压电子管或晶体稳压二极管串联担任。

单管稳压电路的原理是,当输入的直流高压增高时,串联在调整管中的电阻压降增加,也就使调整管的栅极电压更负一些,因此,调整管的有效内阻值增加,使调整管上的电压降也增加;相反的,如果输入的高压降低时,调整管的栅负压减小,调整管上的压降也减小,使调整管阴极输出的直流高压保持不变。单管稳压电路的输出特性,如果各元件数值配置适当,也能获得良好的稳定效果。

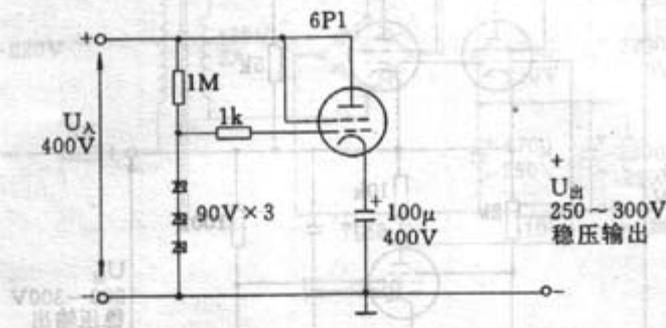


图 7-23 小电流稳压电路

对于 OTL 功放电路来说,由于 OTL 功放电流从零信号到满信号时,其电流变化范围较大,因此,对 OTL 功放管帘栅极电压的稳定性尤为重要,故高品质的 OTL 功放可对帘栅极进行稳压。同时 OTL 功放又分为上边管与下边管,都需进行稳压,且稳定电流不大,故可采用二组小功率高性能的稳压电路。

双三极管稳压电路如图 7-24 所示。

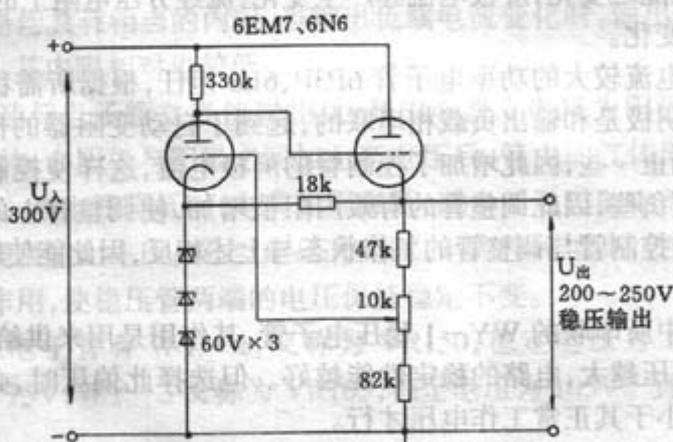


图 7-24 双三极管稳压电路

双三极管稳压电路为一管二用,性能优越。其一半担任控制管,另一半担任调整管。双三极电子管的选型可根据所需稳定电流大小来决定。如采用 6EM7、6N6 等双三极电子管时,其稳定电流范围为 30~50mA。稳压电路中的输出直流高压,可通过取样电阻或基准电压来调节,且稳定性能良好。

双三极管稳压电路的工作原理是,直流高压由调整管屏极对地之间输入,调整管的栅极与控制管屏极直接相连,基准稳压管设置在控制管的阴极。

当输入的直流高压变动时,控制管栅极的取样电压亦变化,因此屏流改变,屏流经过的负载电阻上的压降也改变,负载电阻的压降是用来控制调整管栅负压的,调整管的屏极和阴极是与负载相串联的。

当输入直流高压增高时,控制管栅压偏正一些,屏极电流增加,负载电阻上的压降也增加,这样使调整管的栅极电压更负一此,屏极与阴极之间的电压降也增加,使输出电压降低;反之,屏极与阴极间电压降减少,使输出电压增加,起到自动调节输出电压的作用。

## 第八章 电子管功放的制作技巧和要领

电子管音频功率放大器,以其卓越的重放音质,广受 HiFi 发烧友的青睞。市售成品电子管功放动辄数千元,乃至上万元,如此高价是大多数爱好者无法企及的。爱好者说得好:“自己动手,丰衣足食”。只要你有一定的电子知识和一定的动手能力,自制一台物美价廉的电子管功放并非难事。电子管功放较之晶体管功放,看似庞大复杂,但当你了解了电子管电路的工作方式后,会发现,电子管功放电路较之晶体管分立元件功放相对简洁,所用元件也少得多。除输出变压器自制有一定难度外,其他元器件只要选配得当,电路调试有方,一台靓声的电子管功放就会在你的手上诞生。

本章先对自制电子管功放的元件选配、安装程序、调试技巧及关键制作要领作一简要介绍。当你胸有成竹,跃跃欲试时,就可以动手操作了。

第九章将提供几款自制电路,供你选择。

### 第一节 电子管功放的装配与焊接技巧

#### 一、搭棚焊接方式

国内外许多著名的电子管功率放大器过去和现在均采用搭棚式装配焊接方式。因为,搭棚式接法的优点是布线可走捷径,使走线最近,达到合理布线。另外,电子管功放的元件数量不多,体积较大,借助元件引脚,即可搭接,减少了过多引线带来的弊病。只要布局合理,易收到较好的效果。图 8-1 为搭棚式接法示意图。

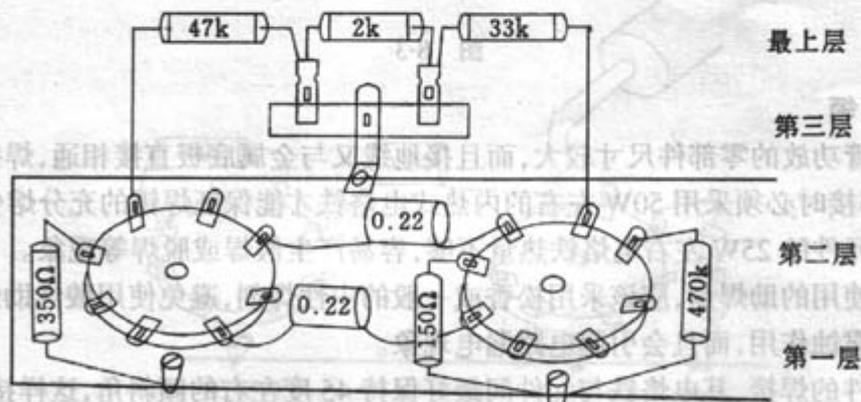


图 8-1

搭棚式接法一般将功放机内的各种元器件分为 3~4 层,安装元件的步骤是由下而上。接地线与灯丝走线一般置于靠近底板的最下层,其地线贴紧底板,并保持最好的接触;第二层多为各电子管阴极与栅极接地的元器件。注意同一管子阴极与栅极的相关元件接地最好就近在同一点接地;第三层是各放大级之间的耦合电容等元件;最上层则为以高压架空接法连接的阻容等元件。高压元件置于上层可以有效地防止高压电场对各级电路造成的干扰。

## 二、关于一点接地

一点接地,在电子管功放电路的布线中是一项值得重视的措施。图 8-2 为一点接地示意图。

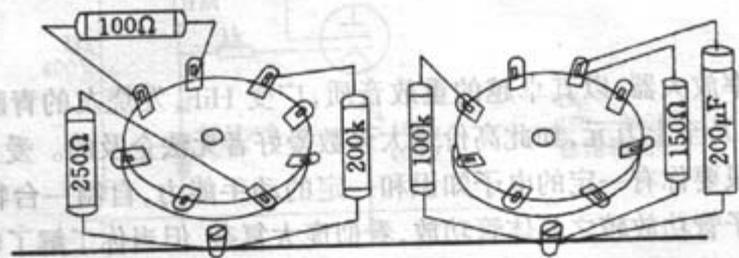


图 8-2

对于输入级与电压放大级的元件接地问题尤为重要。需要实行一点接地的元件,主要有栅极电阻、阴极电阻与旁路电容等。最好仅用元件引线直接焊接,尽量不使用导线,否则极易产生交流杂声干扰。

栅极电阻敏感性最强,因此对前级功耗很小的栅极电阻,其体积越小越好,可采用 0.25~0.5W 的小体积电阻为宜。其电阻一端应直接焊接在管座上;另一端直接通地。如果因元件尺寸或位置关系,难以做到同一点接地时,亦可就近接在同一根粗的地线上。图 8-3 为近端接地示意图。

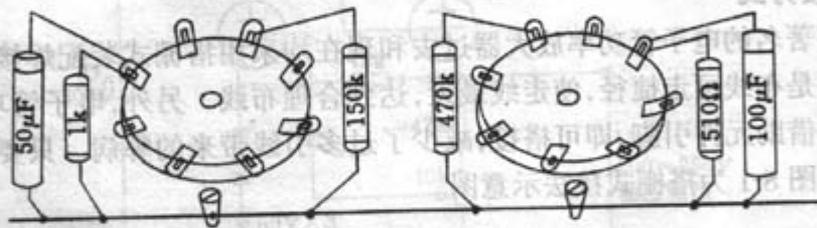


图 8-3

## 三、焊接要领

由于电子管功放的零部件尺寸较大,而且接地线又与金属底板直接相通,焊接时的散热性较强,所以在焊接时必须采用 50W 左右的内热式电烙铁才能保证焊锡的充分熔化。而一般用来焊接晶体管元件的 25W 左右电烙铁热量不够,容易产生假焊或脱焊等现象。

焊接时所使用的助焊剂,应该采用松香或一般的中性焊剂,避免使用酸性助焊剂。因为酸性焊剂不但有腐蚀作用,而且会引起电路漏电现象。

对一般元件的焊接,其电烙铁与元件间最好保持 45 度左右的倾斜角,这样接触面较大,热量均匀,容易焊牢。其焊接时间一般应保持 1~2 秒为宜,时间过长容易损坏元件;接地线的焊接时间可适当加长一些。

元件焊上支架前应先将元件引线在支架绕牢,或穿进孔内勾牢,然后再进行焊接。对于元件,在焊接前必须将引脚表面氧化层用砂皮擦清,并镀好焊锡后再焊接。图 8-4 是管座与支架焊接示意图。

元件与地线进行焊接时,也必须将通地端与地线先绕牢,或者与焊片孔勾牢,然后再焊接。焊接时,烙铁接触焊点时间要稍长些,以确保焊牢。对需要进行调整的元器件,可暂时采用搭焊,待调试完毕后再绕住焊牢。图 8-5 是零件与地线焊接示意图。

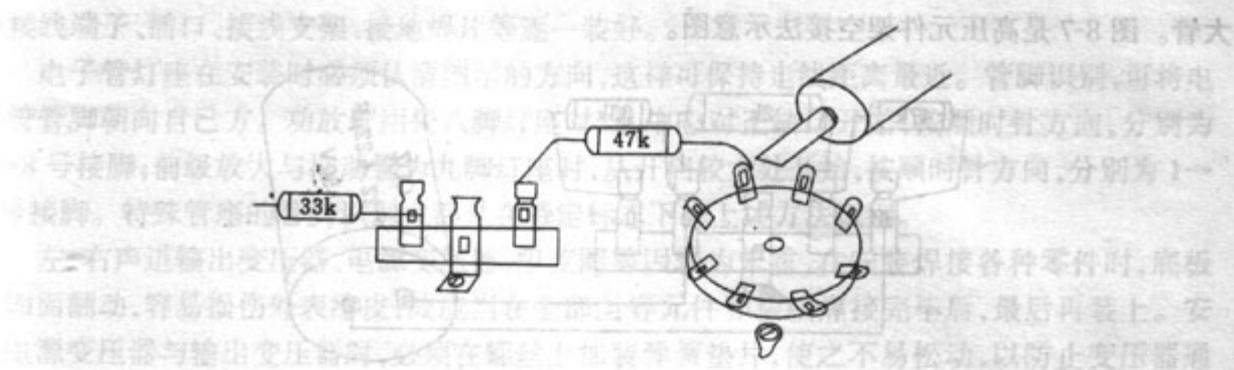


图 8-4

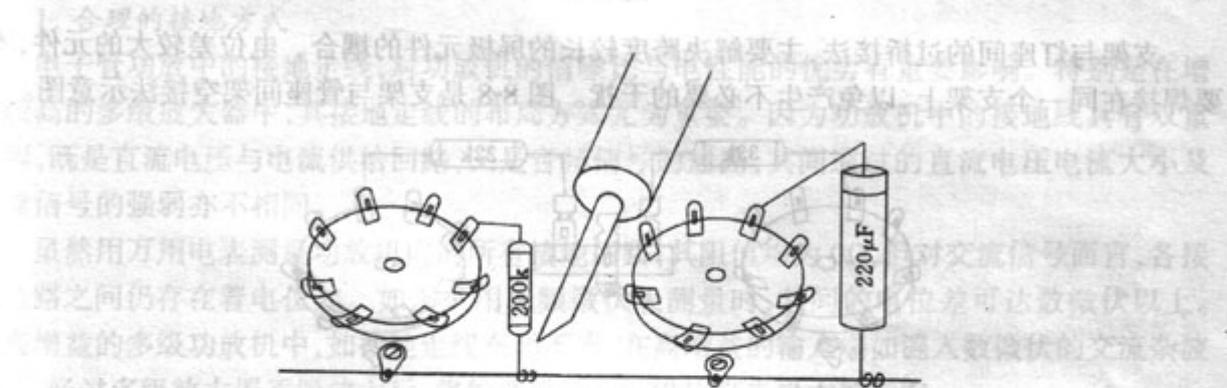


图 8-5

对架空元件的焊接,可采用镊子或尖嘴钳夹住元器件,以免热量传导烫痛手指。焊接时可先将焊锡丝对准要焊部分,再用电烙铁边熔边焊,这样焊接质量最佳。图 8-6 是架空元件的焊接示意图。

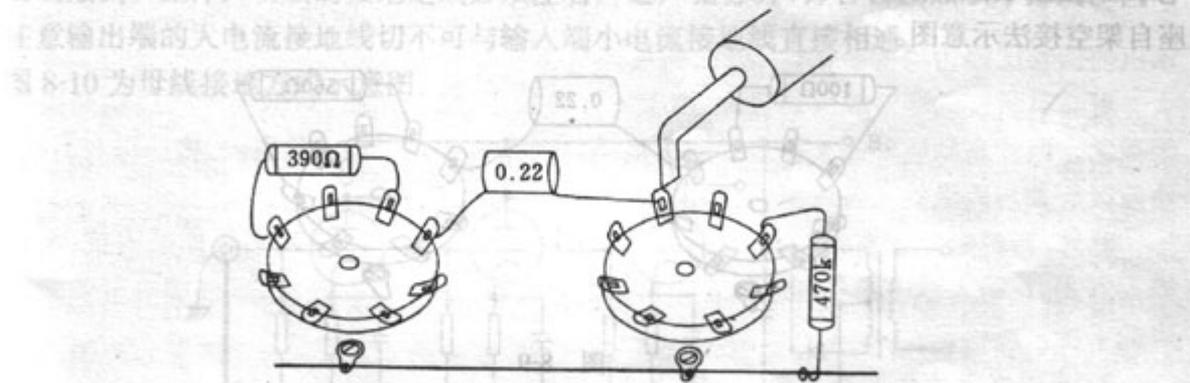


图 8-6

焊锡丝的品质对焊接质量也有很大关系,一般的锡块和焊锡条最好不用,而采用 1~3mm 含松香芯的高纯度焊锡丝为宜。品牌胆机所采用的为含银 2% 的焊锡丝。

直流高压部分的分压电阻、降压电阻等,使用时发热量较大,因此必须采用架空接法,并将元件安置在最上层,以利于热量的散发。同时,还应注意有高压电流通过的导线不宜与其他栅极连线靠近或平行,最好使用不同颜色的接线,以示区别。而且导线的距离也不宜过长。

高压去耦电阻及电容必须靠近屏极电阻焊接,而电解电容的通地端与电源变压器高压接端如相距较远时,还应加接优质通地线,以防止滤波电容器内的交流成分影响前级的电压放

大管。图 8-7 是高压元件架空接法示意图。

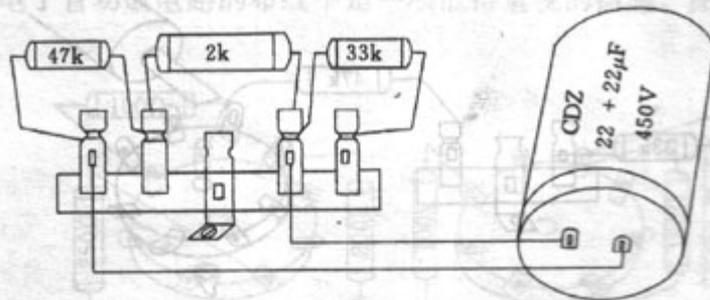


图 8-7

支架与灯座间的过桥接法,主要解决跨度较长的屏极元件的耦合。电位差较大的元件,不要焊接在同一个支架上,以免产生不必要的干扰。图 8-8 是支架与管座间架空接法示意图。

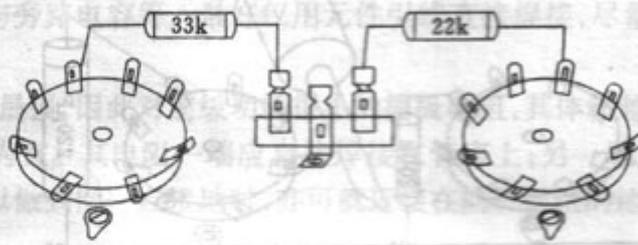


图 8-8

各级电子管的屏极与栅级元件尽可能使之远离,后一级屏极回路的元件,切不可与前一级栅极元件相近或平行。

功放管屏极或栅极回路要串接的电阻,应直接焊接在电子管座的屏极或栅极接线片上,如电子管座上无空脚架空,可在最近距离内使用小支架,不宜再用较长导线相连接。图 8-9 为管座自架空接法示意图。

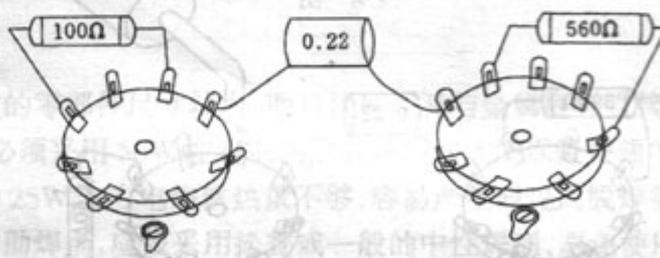


图 8-9

功放管屏极与帘栅极回路的接线一般不用支架,直接由灯座上接出,并以最短的距离穿过底板与输出变压器一次侧相连接,切不可用支架绕道而行。这样不但损耗增大,而且会影响前级放大器。

## 第二节 电子管功放的安装步骤

现代电子管功放除了声道分立的高档机型外,大都为合并式的立体声功放。下面即以立体声功放为例,介绍其安装程序。

按照事先设计好的地位,先将各种小零部件装上。如电子管管座、开关、电位器、输入与输

出接线端子、插口、接线支架、接地焊片等逐一装好。

电子管灯座在安装时必须认清图示的方向,这样可保持走线距离最近。管脚识别,可将电子管管脚朝向自己方。功放管用瓷八脚灯座时,从中心对正缺口开始,按顺时针方向,分别为1→8号接脚;前级放大与推动管为九脚灯座时,从开档较大处开始,按顺时针方向,分别为1→9号接脚。特殊管座的管脚识别大都是在特定标志下按上述方法识别。

左、右声道输出变压器、电源变压器、阻流圈等因较为笨重,在安装焊接各种零件时,底板要四面翻动,容易损伤外表漆皮,故应当在全部阻容元件和接线焊接完毕后,最后再装上。安装电源变压器与输出变压器时,必须在螺丝上加装弹簧垫片,使之不易松动,以防止变压器通电后与底板之间产生振动,从而引起涡流损耗与交流声。

### 1. 合理的接地方式

电子管功放中的接地走线,对功放机的信噪比与电性能的优劣有重要影响。特别是在增益较高的多级放大器中,其接地走线的布局方式尤为重要。因为功放机中的接地线具有双重作用,既是直流电压与电流供给回路,又是音频信号的通路,其间通过的直流电压电流大小及交流信号的强弱亦不相同。

虽然用万用电表测量功放机内的所有接地回路,其阻值均为 $0\Omega$ ,但对交流信号而言,各接地通路之间仍存在着电位差。如果采用高频微伏表测量时,其间的电位差可达数微伏以上。在高增益的多级功放机中,如接地走线布局不当,在高增益的输入端如混入数微伏的交流杂波信号,经过多级放大器逐级放大后,将给功放机的信噪比带来极大的影响。

目前比较流行的接地方式有两种:母线接地方式与单点接地方式。

功放机的母线接地方式是采用直径为 $1\sim 1.5\text{mm}$ 左右的粗裸铜丝或镀银铜丝作为接地母线,在功放机的底板上按照放大器的电子管位置就近顺序排列。一般由输入端子至第一级,再至倒相级、推动放大级、功率放大级,最后至电源变压器的接地端。接地走线的次序切不可前级与后级颠倒。立体声功放的接地走线必须左右声道严格分开,并各自按照顺序排列。同时必须注意输出端的大电流接地线切不可与输入端小电流接地线直接相通。

图 8-10 为母线接地方式示意图。

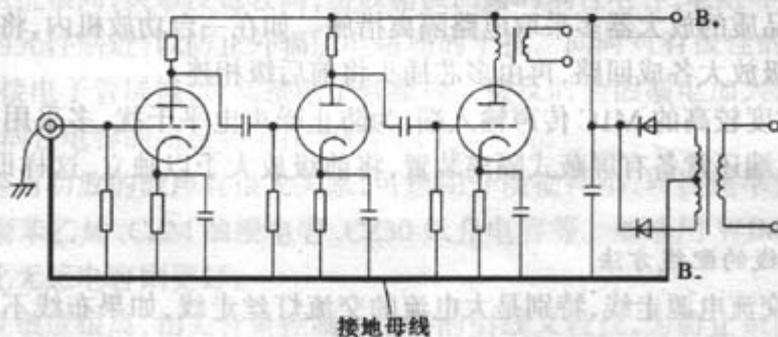


图 8-10

单点接地方式一般使用在高增益放大器的输入级,或者当功放机中部分采用电路板时,其接地走线的原则也必须按照功放级的前后级顺序排列,切不可前级与后级颠倒。

单点接地方式所强调的是,每一级的通地必须接在同一接地点上(就是我们常说的“一点接地”),其中该级的栅极电阻、阴极栅负压电阻及旁路电容的通地尤为重要,两者之间不允许再有导线存在。因为导线难免存在电阻,它可能存在的电位差,对高灵敏的放大器来说,等于

在放大管阴极与栅极之间串联了一个交流电源,经过逐级放大后,即会产生严重的交流声。由输入端子的屏蔽隔离层接地,也必须在前级放大管的同一接地点通地。外层屏蔽罩壳或输入端子外壳应与功放机外壳相通。图 8-11 是单点接地方式示意图。

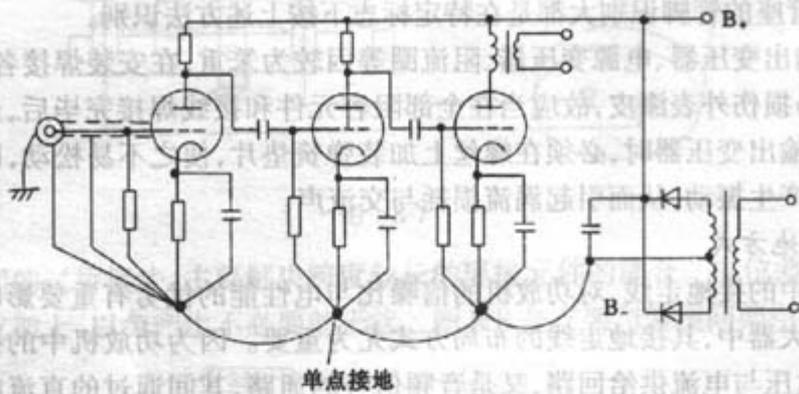


图 8-11

单点接地方式与母线接地方式不是绝对分开的,一般可混合使用。如在高灵敏的前级采用单点接地方式,而在功放级、电源滤波级等处可采用母线接地方式。

对于带前置放大级的功放来说,其放大级数可达 5~6 级。这样在 MIC 传声器或 AUX 拾音输入端的灵敏度极高,可高达 3~5mV。如果在输入端混入微弱的噪声电平,即使输入端噪声电平仅为 0.01mV 时,经多级放大后,如其有用信号输出电压从 3mV 增加到 30V 时,噪声电平亦会由 0.01mV,被放大至 0.1V。这样该功放的信噪比将近于 50dB,会给输出信号造成极大的干扰。

而对 3~4 级的功放来说,其输入灵敏度为 0.3~0.5V,如果输入级同样也混入 30.01mV 的噪声电平,经过较少级数放大后,有用信号被放大了 100 倍,噪声电平即被放大至 1mV。则该机的信噪比即达到了 80dB。如此,尚可接受。

对高灵敏度的多级放大器来说,由于放大级数多,增益也高,对微弱的噪声信号决不能等闲视之。因此高品质的放大器多采取电路隔离措施。如在一台功放机内,将前级与后级分开,使前级放大与后级放大各成回路,再由多芯插头将前后级相连。

此外,对灵敏度较高的 MIC 传声输入端,为防止噪声电平干扰,多采用低阻抗、平衡式的输入方式,在输入端还常备有屏蔽式隔离装置,将前级放大予以独立,这样即可有效地减少噪声的干扰。

## 2. 交流电源线的配线方法

功放机内的交流电源走线,特别是大电流的交流灯丝走线,如果布线不当,会造成电磁场向外辐射,给放大器带来交流声干扰。

50Hz 交流电的波形为正弦波,当按上负载后,交流走线回路上的电流即随着交流电的周期变化。交流走线中的电流越大,向外辐射的电磁场也越大。如采用单向走线时,其外辐射电磁场将感应到功放机内的其他走线及元件产生严重的感应交流声。

如果功放机中的交流电源线或交流灯丝走线,采用双股平行走线时,由于平行线之间存在一定的分布电容,虽然可将部分电磁场旁路,但仍不能消除干扰。

如果将功放机中的交流电走线,采用双股线绞合起来,因为绞合的两根交流走线其电流相位相反,能将交流电外辐射电磁场相互抵消,因此能消除外电场的干扰(图8-12)。

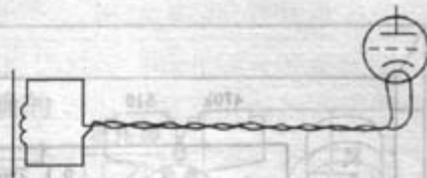


图 8-12

### 3. 高压电源的布局

以立体声功放为例,其布线原则是左右声道应严格分开。接地走线置于底板最下层,采用母线接地方式,左右声道的接地线分成两路,并按照放大器前后级顺序排列。交流灯丝走线与交流电源走线均采用双线绞合的方式,以减少外电磁场的辐射。

立体声功放的直流高压高达 400V 左右,为防止高压外电场的辐射,所以必须采用接线支架,将高压供电线置于各元器件的最上层,即采用所谓的架空接法。高压供电线还要注意尽量避开电子管栅极回路走线,以防止产生感应交流声与啸叫声。

立体声功放的直流高压电源总电流一般约 0.4A 左右,其静态工作电流与满信号时的工作电流波动较小,故高压滤波电容器的容量也无需太大,一般采用几十微法至几百微法即能满足。而晶体管功放则工作于低压大电流状态之下,而且静态与满载时电流波动极大,故必须采用几千至几万微法的滤波电容才能满足要求。

前级滤波电容通常采用 100~470 $\mu$ F,可采用电容夹圈或粗铜丝与底板固定。经被釉电阻降压后为次高压电源,专门供前置放大与推动放大级使用,其去耦滤波电容可采用 CDZ 组合式,容量 20~30 $\mu$ F 即可,因前级电流仅 20~30mA 左右。

### 4. 元器件的组装

布线工作结束后,即可开始安装与焊接各级管座上的电阻电容等元器件。自制功放多采用搭棚式焊接方式。搭棚方式可以就近走线,达到合理布线的要求。功放所使用连接线,为了便于识别,一般习惯上直流高压线用红色,屏极连线用黄色或橙色,栅极连线用绿色或蓝色,阴极连线用棕色或黑色。

各放大级的栅极电阻、阴极电阻与旁路电容必须在就近处同一段母线上一点接地。栅极电阻由于功耗最小,为防止感应噪声,可采用体积较小的 0.5W 金属膜色环电阻为最佳。

电子管栅极阻抗很高,灵敏度也较高,所以栅极回路的耦合电容、电阻等元件,不能与高压回路及屏极回路的元件贴近,以防止外辐射电磁场的干扰。同时对有极性的耦合电容在焊接时必须识清,正端接电子管屏极,负端接电子管栅极。接反时会因漏电加大,耐压降低引起弊病。此外,要注意耦合电容的耐压必须在 400V 以上。

级间耦合电容与功放的靓声有很大关系,可选用介质损耗小、转换速率快的电容,如采用 CBB 聚丙烯、CB 聚苯乙烯、CZM 油浸电容、CZ30 纸介电容等。如选用 WIMA、SOLEN、MKP 等音响专用金属化无感电容则更好。

输入管栅极灵敏度很高,相关音量控制电位器的引线又较长,为防止杂波信号的干扰,必须采用金属屏蔽隔离线,其金属编织线的外层接地,必须安排在输入管阴极处入地,切勿将接地端接到大电流的输出端子上。

图 8-13 是立体声功放元件排列示意图。

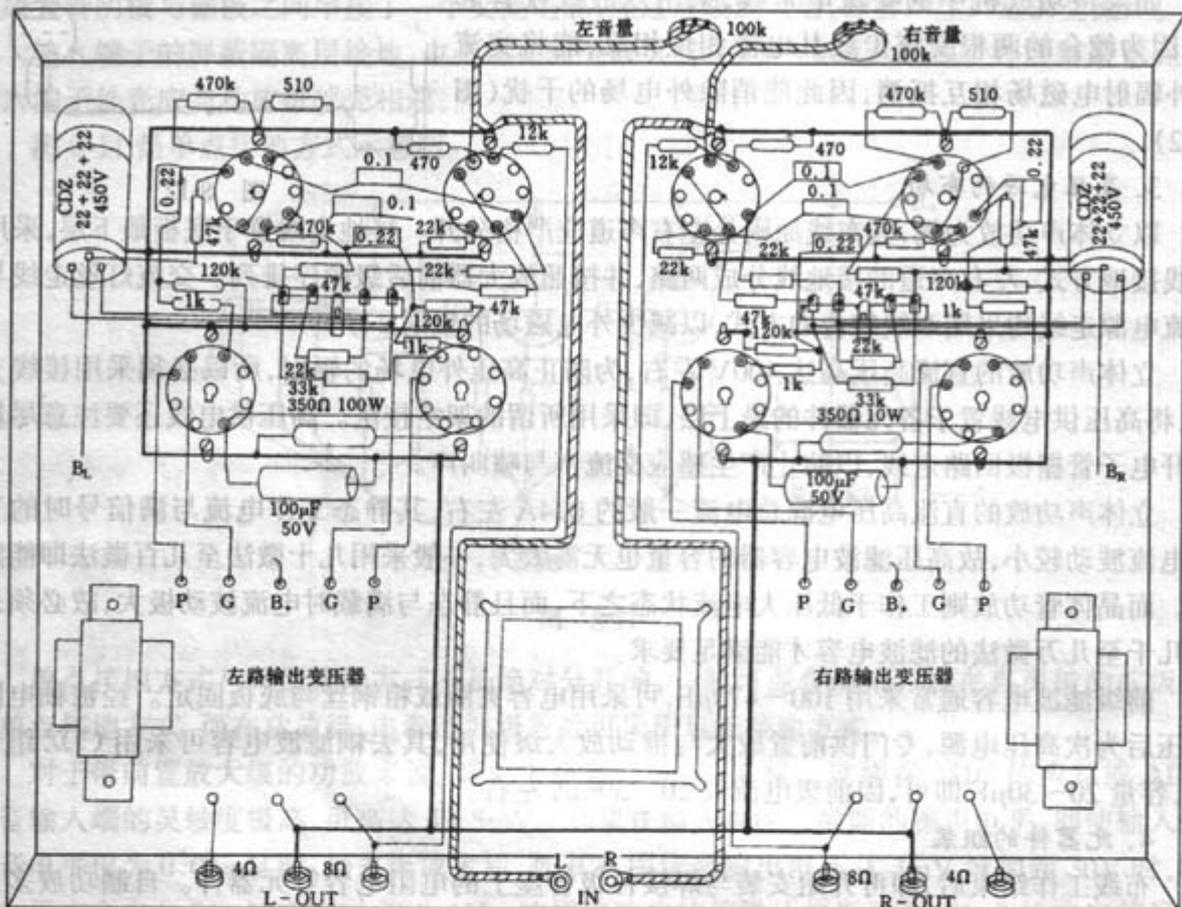


图 8-13

### 第三节 电子管功放的业余调试

全部安装焊接完毕后,应先将新装机与电路图仔细对照一遍,是否存在漏焊或接错之处,屏极与栅极之间的元件不可紧贴,导线不可平行,全部检查无误,即可开始进行初调。

对初装电子管功放机的朋友来说,由于电子管功放的工作电压比晶体管功放高得多,而且其金属底板即为负极,为防止疏忽而被电击,调试与测量时最好单手操作,切勿用另一只手扶住底板。电源关断后,机内的高压滤波电容器内仍有储存的高压电荷,一旦触及电容引线会遭电击。每次关断电源后,应将电容器正极通过低阻值电阻(直接对地短路会产生火花)对底板放电后,再检测其他部分元件。

调试前功放尚未进入正常工作状态,为保护音箱不致意外受损必须在输出端子上先接上假负载代替音箱,其阻值为  $8 \sim 16\Omega/20W$ 。开机三分钟后,密切注视机内是否有跳火或冒烟等异常现象,所有零部件的温升是否正常。

#### 1. 测量各级电压

先测量电源变压器各档交流电压数值,全部测量无误后再测量直流高压。

初学者可先将万用表负极用鳄鱼夹与接地线或底板夹牢,再用正极表棒测量各级电压。

直流高压在轻载时应为交流高压的 1.4 倍左右。测高压时先将万用表拨到直流 500V 档。如交流高压为 320V 时,经桥式整流后在滤波电容器两端的直流高压应为 440V 左右。

## 2. 测量各电子管屏极电压

图 8-14 是测量各屏极电压示意图。

测量各屏极电压为简便起见,可按照图 8-14 进行。准确的屏极电压数值,应为该电子管屏极与阴极之间的电压。

如功放管的屏极对地电压为 400V 左右,而阴极电阻对地的压降仅为数伏,故可忽略不计。但对采用屏阴分割式倒相管来说,由于屏极与阴极的负载电阻均为  $22k\Omega$ ,对地压降很大,故必须测量屏阴之间的电压才行。

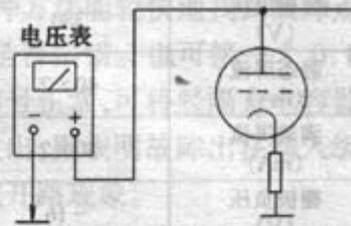


图 8-14

## 3. 栅极负压的测量

图 8-15 是功放管栅极负压测量示意图。

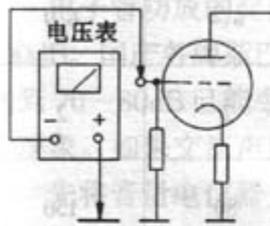


图 8-15

功放管的栅极负压是随着推动信号大小而变化的。测量功放管自给栅负偏压时,必须在注入音频信号后测量。准确的栅极负压值应为栅极与阴极之间的数值,由于功放管对地压降较小,往往可以忽略不计。

如果两只功放管栅负压相差较大时,先看前级推动电压是否平衡,再通过调整栅极电阻来校准。

如果阴极电压相差较大时,应先了解功放管的配对情况,并可互相调换试一下,最后则可通过调节阴极电阻的阻值,使两管平衡。

## 4. 功放管屏极电流的测量

图 8-16 是屏极电流测量示意图。

电子管推挽功放对功率管的配对工作没有晶体管那样严格,因为同一型号的晶体管放大系数也会有较大差异,参数一致性没有电子管好。而电子管只要采用同一品牌,同一时期的产品,其放大特性基本相同。

对于电子管来说,如属保存较久的管型,选配功放管的配对工作是必不可少的。比较简单的办法是用测量功放管的静态电流与满信号电流,两者基本平衡,即可以配成一对。

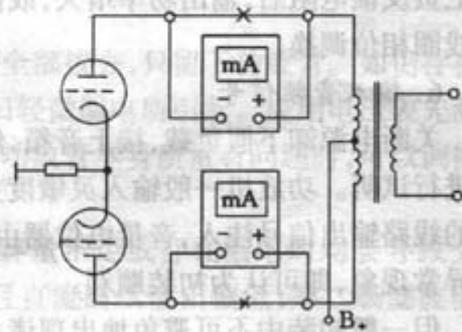


图 8-16

测量时先将功放管屏极与输出变压器的连接点用电烙铁焊开,分别将万用电表拨到直流电流 250~500mA 档串入屏极回路内,一般前级无推动信号时所测得的是该管的静态电流,推动信号最强时所测值即为满载信号电流。

如两管推挽功率管静态电流与满载信号电流相差不大时,则可以通过调整功放管的阴极电阻与栅偏压电阻来进行校准,使两管电流达到基本平衡即可。如两管电流数值相差很大时,只有调换新管。

表 8-1 为常用功率管作 AB 类推挽放大的特性参数表。

表 1 常用功率管作 AB 类推挽放大的特性参数表

电子管型号	6P3P.6L6	EL34.6CA7	KT88.6550	6P6P.6P14	807.811	211.845
屏极电压 (V)	380	420	460	300	600	1000
静态屏流 (mA)	40×2	50×2	60×2	20×2	70×2	40×2
满载屏流 (mA)	80×2	90×2	130×2	60×2	240×2	140×2
栅极负压 (V)	-16	-20	-24	-12	-30	-100
栅至栅推动电压 (V)	45	55	65	35	78	380
屏至屏负载阻抗 (kΩ)	6	5.5	5	6.5	6.4	6.9
谐波失真系数 (%)	1-2	1-2	1-2	1-2	2	2
额定输出功率 (W)	30	40	60	20	80	150

#### 5. 负反馈电阻的调整

整机初调结束后,再接上输入级与输出级之间的负反馈电阻,阻值一般在 12~24kΩ 之间,负反馈量控制在 10~20dB 之间。负反馈接入后,最明显的感觉是背景噪声大大减小。如接上负反馈电阻后,输出功率增大,或伴有啸叫声,则表明输出变压器线圈相位接反,应将变压器线圈相位调换。

#### 6. 输入音频信号

关断电源卸下假负载,接上音箱,然后将音量电位器调至音量最小位置。从输入端注入信号进行试听。功放机一般输入灵敏度为 0.3~0.7V。可将 CD、VCD、DVD、录音卡座、调谐器等的线路输出信号注入,音量电位器由小逐渐调至中等音量连续试听 1 小时左右,如各部分均无异常现象,即可认为初装顺利。

但一般初装中不可避免地出现诸多问题,如交流声、杂声、失真等现象,故可进一步进行复调。

### 第四节 电子管功放的整机复调及故障检测

整机初调后,如输入音频信号时,出现无声、交流声、杂声、声小、失真等一系列不正常现象时,说明功放机中存在某些故障,因此必须进行仔细的复调,找出故障所在,从而才能获得满意的音响效果。

#### 1. 无声故障检查

功放整机电压,电流检测无误,但从输入端注入音频信号后,扬声器毫无声响,则应进行逐级检查。

先关断功放机电源,并将扬声器音箱接线卸下,确定扬声器及喇叭线完好无损。用万用表测量功放机输出端子是否有接触不良现象。继而检查各输入端的插头、插座、电位器接点及音

频信号线的屏蔽层与芯线等是否有短路、开路现象。如无误可开启功放电源,将音量电位器中心臂置于中间位置,用单手持旋凿直接接触输入管栅极,如果仍然毫无声响,则须进行逐级检查。一般故障寻迹多采用自输出终端,逐级向前检测的方法,这种方法能较快地找到故障点。

先检查功放级与输出变压器之间的回路,再检查功放管脚是否接错。也可接一个  $0.1\mu\text{F}$  隔直电容直接在功放级的输入端输入较强的音频信号,如输出信号正常,可将经隔直电容器的音频信号直接送至推动放大管的栅极,如果扬声器有正常声音发出,则表明故障出在输入级与倒相级之间,应仔细向前查找输入电路级中各元件是否有接错或开路现象。

因单只功放管的放大倍数很有限,而且常要较强的推动电压,故将音源信号注入功放管栅极时,扬声器中只有轻微声响。

## 2. 严重交流声故障分析

电子管功放的交流声级比晶体管功放显著,一般晶体管功放成品机的信噪比可达  $90\sim 100\text{dB}$ 。国产各牌斯巴克电子管功放的信噪比为  $85\text{dB}$ ,而一般业余制作的电子管功放信噪比达到  $70\sim 80\text{dB}$  已能令人满意。自制电子管功放,音量开大时,音箱中若有轻微的交流声属正常现象。如果交流声比较显著时,也要作为一种故障来查找、排除。

先将音量电位器关小,如交流声随着减小,音量增大,交流声亦加大,则表明此故障发生在输入级。发生这种现象,最常见的原因是输入信号的金属屏蔽线接地不实、音量电位器外壳通地不良、输入管栅极与阴极接地回路布局不当、输入电子管本身灯丝与阴极间有轻微的漏电现象等。

倒相与推动级的栅极电阻通地不良,或阻值偏大容易产生交流声。极间耦合电容器装置位置不当,受到附近其他元件杂散电磁场的感应干扰,亦会引起交流声,应仔细检查元件布局 and 接地点是否合理。

前级故障排除后,可将前级放大管与推动级电子管全部拔去,只留下功放管。如仍存在较大交流声,可能是功放管灯丝电压不足,或者电子管陈旧轻微漏电所引起。应用电压表先测量灯丝电压,如压降较大时应及时采取补救措施。如怀疑功放管本身质量有问题时,可以调换其他功放管一试。

电源部分引起交流声的概率最大。滤波电容器的容量不足或存在漏电时均会导致交流声。当第一级滤波电容严重漏电时,不但交流声大,而且直流高压输出偏低;第二级滤波电容严重漏电时,不但交流声大,而且伴有啸叫声。

电源变压器一次侧与二次侧中间的静电屏蔽隔离层引出线焊接不良或通地不良时,也会引起交流声。如无法拆开重绕时,其补救办法是在交流电源进线与地线之间跨接一只  $0.01\mu\text{F}/400\text{V}$  以上的电容器,可以起到一定抑制作用。但缺点是触及功放机壳会有轻微的麻电现象。

此外,电源变压器或阻流圈在装置时,如果铁芯直接与底板接触,则铁芯内所产生的涡流磁场会延伸到铁底板上,从而诱发交流声。所以在装置电源变压器时,必须在变压器与底板之间加装防震垫片。高档胆机采用全密封式的罩壳,这样即可较彻底地消除交流声。

## 3. 噪声故障分析

功放机在正常放音时,伴随着不规则的咯咯声或吱吱声等异常声音。这种噪声干扰主要可分为:内部噪声与外部噪声。

图 8-17 是功放内部噪声干扰示意图。

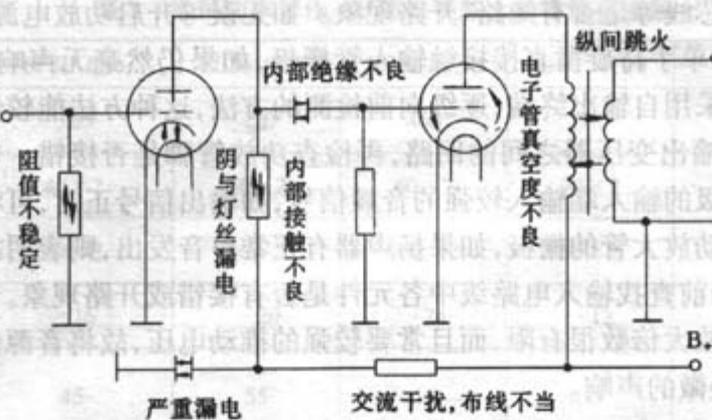


图 8-17

### 一、内部噪声干扰

当功放机内的电源变压器、输出变压器、高压阻流圈等内部层间绝缘不良，高压电通入后，由于电位差增大，而产生级间跳火，引起整机的噪声干扰。

功放所选用的电子管，如属珍品、陈旧品，日久真空度不良，阴极与灯丝间出现漏电等都会引起噪声干扰。

当采用质量不佳的碳质电阻时，该电阻由于内部阻值不均、接触不良而造成阻值不稳定时，通电工作后会产生断续的噪声。

当功放机内所选用的耦合电容、滤波电容等内部绝缘性能不良或严重漏电时，均会导致产生各种噪声干扰。

### 二、外部噪声干扰

图 8-18 是功放外部噪声干扰示意图。

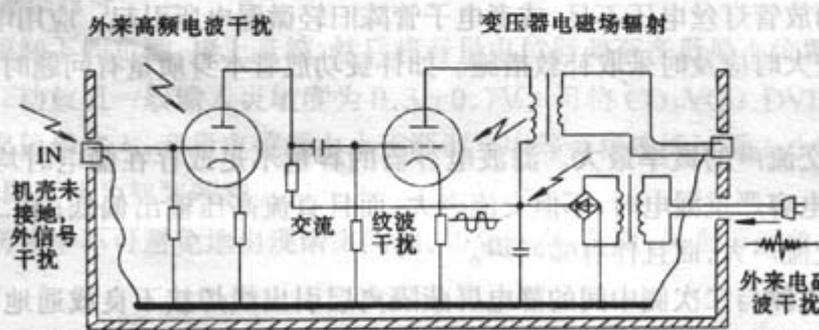


图 8-18

在灵敏度较高的电路中，如 MIC 传声与 AUX 拾音输入端，经常会受到外来高频电磁波干扰，干扰信号通过输入管栅极经逐级放大后，即会形成严重的杂声干扰。

现代各种大功率的电器设备、调光调速等设备，还可以通过交流电网窜入功放机的电源内，造成各种电磁波的干扰。

功放机中的电源变压器、输出变压器等，当电源接通后，也会产生各种电磁场的辐射干扰。此外，如输入插座接地不良、布线与布局不当也会使外来的各种杂波信号通过信号线与机内高压线串入功放机各级，经逐级放大后，形成干扰噪声。

### 三、噪声的抑制措施

图 8-19 为抵抗杂波干扰的示意图。

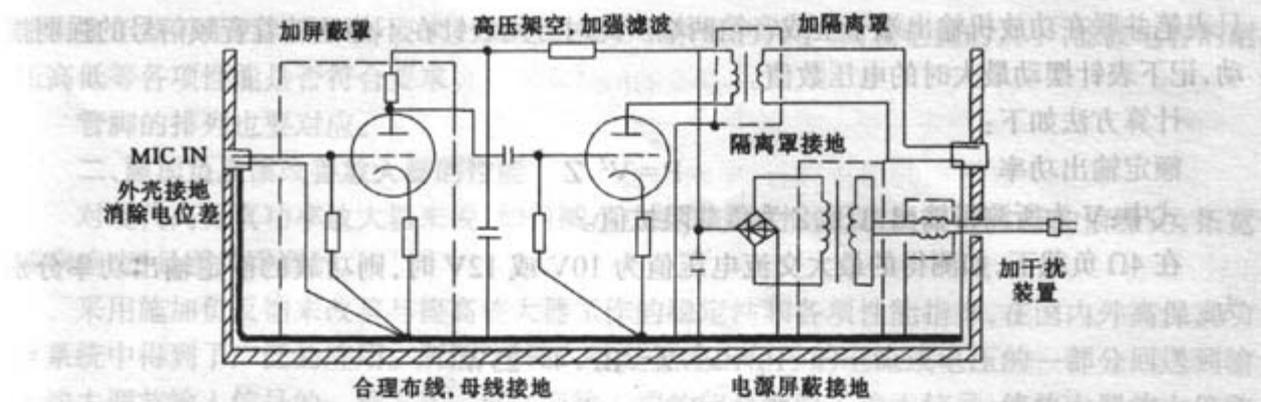


图 8-19

为防止高灵敏度的功放机受内部与外部的各种杂波干扰,以提高功放机的信噪比,可采取如下措施:

1. 输入级加屏蔽装置。对高灵敏度传声器输入的卡农插座,其外壳与机箱及机内母线接地,信号地线应在输入管外接地。并可采用低阻抗、平衡式的输入方式,这样即可有效地杜绝噪声电平及各种杂波信号的干扰。
2. 为防止电磁场的辐射,电源变压器与输出变压器,应加上隔离罩或封闭式外壳,并将屏蔽罩接地。
3. 接地线可采用母线接地方式。对高灵敏度的前级元件应采用一点接地的方式,这样可以减少电位差,防止噪声电平干扰。
4. 高压走线应尽量避免各电子管的栅极。采用高压元件的架空接法,并加强高压直流电源的滤波与去耦。
5. 机内所用的电容、电阻器宜选用质量可靠产品,并在上机以前进行仔细的检测。
6. 为防止外来电磁波通过电源网络串入机内,有条件的可采用成品电源滤波器,也可在交流电源进线回路内串入自制的抗干扰网络线圈。线圈简单的制法是用高频磁芯两只,用直径 0.2~0.5mm 的漆包线各绕 30~50 匝,分别串接在交流进线的回路中,即可有一定的抑制外来干扰作用。

有关电子管功放故障的详细检测及故障原因分析,请参看本书第十二章。

## 第五节 自制功放的性能测试与提高

### 一、输出功率的测试与调整

#### 1. 输出功率的简易测试法

功放机装配调试好以后,总想了解一下本机的输出功率大小。在无正规测试仪表的情况下,可借助万用表来进行简单的估测。

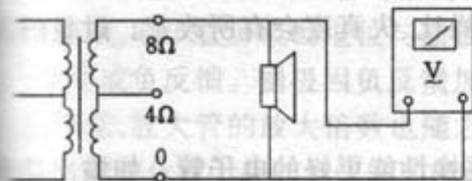


图 8-20

图 8-20 是用万用表估测输出功率的示意图。

将 CD、VCD、录音卡座等的音频信号,由新装好的功放机输入端注入,音量电位器置于最大位置。

将万用表拨到交流电压 25V 或 50V 档上。由于所测是交流信号电压,故表笔不分正负。测量时将两

只表笔并联在功放机输出端子上或音箱两端。此时万用表针在不停地随着音频信号的强弱摆动,记下表针摆动最大时的电压数值。

计算方法如下:

额定输出功率

$$P = V^2 / Z$$

式中:V为所测得输出电压,Z为负载阻抗值。

在4Ω负载下,如测得的最大交流电压值为10V或12V时,则功放的额定输出功率分别为:

$$P_1 = V^2 / Z = 10^2 / 4 = 25W$$

$$P_2 = V^2 / Z = 12^2 / 4 = 36W$$

在8Ω负载下,如测得的最大交流电压值为12V或16V时,则功放的额定输出功率分别为:

$$P_1 = V^2 / Z = 12^2 / 8 = 18W$$

$$P_2 = V^2 / Z = 16^2 / 8 = 32W$$

因CD、VCD等音乐信号的输出电平,比音频信号发生器连续正弦波信号偏弱。用万用表测得的数值与交流电压有效值相接近,故可以为其数值为额定输出功率。如果用峰值功率来衡量时可加大4倍,即额定功率如为30W+30W时,而峰值功率即可达120W+120W。

## 2. 增强输出功率的措施

如经上述简单的估测后,功放机的输出电压达不到要求的数值或输出电压较高,但失真与噪声显著偏大,则可进行如下的调试:

我们知道,一般声频放大器的输出功率有最大输出功率和最大不失真输出功率两个指标。最大输出功率表明功放的最大负载能力;最大不失真输出功率,表示功放的不失真放大能力。对于电子管功放,了解最大不失真功率更值得关注。所以在增强输出功率的同时,要照顾到整机失真度指标及其他性能参数。一味追求加大输出功率并不可取。

在保证失真度不致下降太多的前提下,提高输出功率的方法有以下可考虑的措施:

(1)减小功率管的阴极电阻的阻值,使输出电流增大,输出功率可以有一定幅度的增大。但由于阴极电阻负反馈作用的减小,放大器的稳定性及其他性能指标要受到一定影响。

(2)适当提高功率放大级的屏极电压,则可使输出功率加大。但必须考虑到功放管的极限运用值,而且要相应考虑到电源滤波电容器耐压是否够大,直流高压回路的降压电阻的耗散功率是否能满足要求。

(3)适当加大推动级的推动电压,也能使整机输出功率相应提高。其措施是减小推动放大管阴极电阻的阻值。由于推动级的阴极电阻具有电流负反馈作用,阴极电阻减小会降低反馈量,对整机的失真系数及频率响应等性能会有一定影响。

(4)适当调节整机的负反馈量,亦能有效地增加或减小整机的输出功率。即调节由输入管阴极至输出变压器末级的整机负反馈电阻的阻值。加大负反馈电阻,会使负反馈量减小,输出功率增大,但放大器的工作稳定性和性能指标会有所下降;减小负反馈电阻,会使负反馈量加大,输出功率会相应减小,但放大器稳定性提高,频响、信噪比、失真度会有所改善。过量的深度负反馈会使整机的转换速度降低,瞬态响应变差。

## (5)更换电子管

以上措施均有利有弊,不能两全。较可靠的方法是更换性能更好的电子管。如输出功率放大管由6P3P更换为EL34、6CA7、KT88等。更换电子管,必须考虑到原来的电源变压器、

输出变压器等是否符合设计要求。如变压器功率余量的大小、高压电流的大小、滤波电容的耐压高低等各项性能是否符合要求。

管脚的排列也要对应。

## 二、施加负反馈改善放大器的性能

对现代高保真功率放大器来说,如何减小功放的非线性失真,提高放大器的信噪比,拓宽频率响应,是至关重要的。

采用施加负反馈来改善与提高放大器工作的稳定性和各项性能指标,在国内外高保真功放系统中得到了广泛的应用。所谓“反馈”,就是把输出信号的电流或电压的一部分回送到输入端去调节输入信号的一种方法。反送回输入端的信号削弱了输入信号,使放大器放大倍数降低,称之为“负反馈”,反之,称为“正反馈”。根据反馈信号正比于输出电压还是电流,对于放大器来说则有电压反馈和电流反馈之分。要提出的是,功放整机加了深度的大回环负反馈以后,虽然放大器的性能提高不少,但对放大器瞬态响应、转换速率等性能却带来了不利的影响。所以负反馈的运用必须恰如其分、适可而止。

### 1. 对放大器施加负反馈的好处

对放大器施加负反馈主要有如下作用:

#### (1) 提高了放大器的稳定性

放大器的稳定性主要反映在放大倍数上。放大器的放大倍数会由于电压波动、温度变化等原因而随之变化。加入负反馈后,当放大倍数升高时,负反馈电压加在输入端使输入信号减小,放大倍数随之降低;反之,输入信号回升,放大倍数增高。由于控制信号取自输出信号,所以放大器可以作到输出、输入“相辅相成”,保持在一个相对稳定的工作状态下。

#### (2) 改善了放大器的频率特性

放大器的频率响应,反映了放大器的放大倍数随信号频率的不同而有所变化。负反馈可使放大器因频率变化引起的放大倍数变化相对减小。尽管加入负反馈会使放大倍数减小,但却改善了放大器的频率特性,即频响展宽。

#### (3) 减小了放大器的非线性失真

电子管是一种非线性器件。所谓非线性是指电子管输出电压与输入电压之间的关系不是直线关系,也就说其输出、输入特性曲线不是一条直线。当你在输入端输入一个正弦波信号时,输出信号不是与输入信号波形一样的正弦波,而是发生了畸变,这就是说产生了非线性失真。加入负反馈后,输出信号的波形失真反馈到输入端,但由于失真的波形与输入端的波形相位相反,补偿了放大器的失真,使输出波形得到改善。

此外,负反馈对放大器的输入、输出阻抗也有一定影响。

## 三、电子管放大器常用的负反馈措施

图 8-21 是一种单级电压负反馈电路。图 8-21 中的 RC 负反馈网络加在放大管的屏极,将输出信号反馈一部分至该管的栅极。因为在共阴极电路中,电子管屏极的电位与栅极电位正好相反,形成负反馈。栅极因负反馈加入而使输入电压降低,放大管的放大倍数也随之降低。放大管因负载变化所引起的相位失真和频率失真均得改善,其电压反馈量是由电阻 R 与 C 来决定

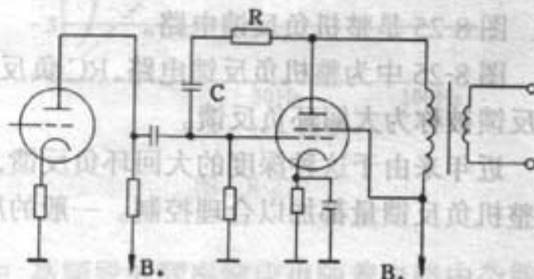


图 8-21

的。一般电路中  $R$  的阻值为几百千欧,它与放大器的频率无关。 $C$  的容量为  $0.01 \sim 0.1$  左右,  $C$  与放大器的频率特性相关,可以对某一频段的信号实施负反馈。

图 8-22 是一种级间负反馈电路图。

将后一级放大管屏极的信号,通过电阻  $R$  反馈到前一级电子管的屏极。因前级信号经栅极倒相后,前级与后级两管的屏极相位亦相反,这样即组成屏至屏极的负反馈网络。反馈电阻  $R$  的阻值一般取  $1 \sim 1.5M\Omega$ 。若  $R$  的阻值过小时,会降低输入阻抗,同时对放大器的低频响应造成影响。

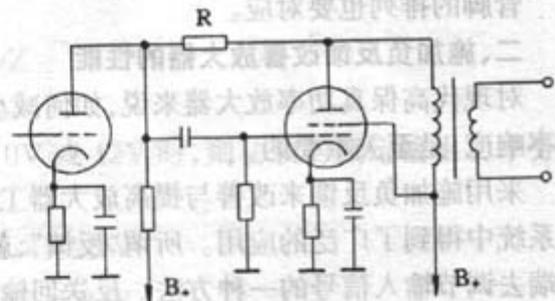


图 8-22

图 8-23 是电流负反馈电路图。

图 8-23 中阴极电阻  $R_k$  不加旁路电容,音频信号的屏极电流通过  $R_k$  以后,使  $R_k$  两端由于降压作用产生了一个音频电压,这个电压和栅极上原来输入电压相位是相反的,所以产生了负反馈作用。

电流负反馈一般加在功放机中的中间放大级或推动放大级。一般功率管阴极施加电流负反馈功率放大将降低输出功率和增大屏极内阻。

图 8-24 是另一种极间负反馈电路。

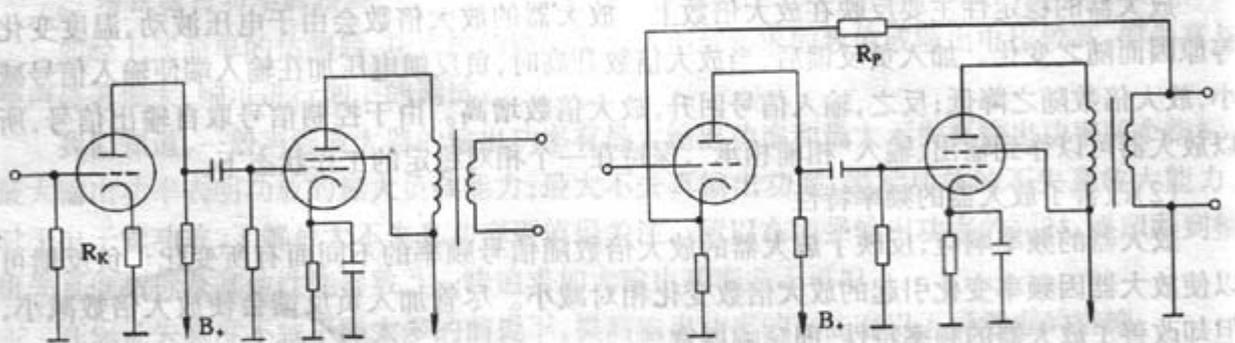


图 8-24

利用极间负反馈亦能有效地抑制噪声,图 8-24 中的电压负反馈电阻  $R_p$  是设置在中间放大级与输出级之间。

级间负反馈电阻与阴极电阻相串连,凡被加负反馈的中间放大级,除了受反馈电阻  $R_p$  作用外,一定还要有本级的电流负反馈。

级间负反馈不限定二级,亦可为三级或四级,但必须注意其相位关系,因为负反馈电压的相位必须和原来输入信号相差  $180^\circ$ 。如相位相同,会形成正反馈而产生自激,破坏放大器的正常工作。

图 8-25 是整机负反馈电路。

图 8-25 中为整机负反馈电路,RC 负反馈网络设置在输入级与输出级之间。这种整机的负反馈被称为大回环负反馈。

近年来由于这种深度的大回环负反馈,对功放的瞬态响应、转换速率等性能带来影响,故对整机负反馈量都加以合理控制。一般的反馈量控制在  $6 \sim 12dB$  之间。

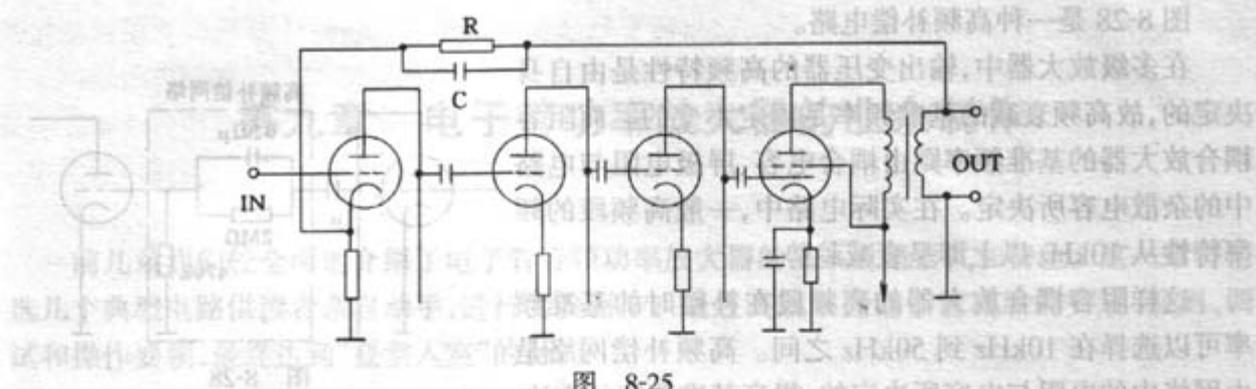


图 8-25

#### 四、电子管功放的频率补偿

音频功率放大器的频率响应曲线,通常总是中频段比较平坦,低频段与高频段会显著下降。与此相关的相位特性,若以中频段的相位作为基准,则低频段的相位相对超前,而高频段的相位则相对滞后。从中频段到低频段和从中频段到高频段的频率响应曲线的下降和相位变化,各种功率放大器均不相同,但最低频段与最高频段的频率响应斜率和相位角的大小,总是决定于该功放机的放大级数和电路形式。

在这种情况下补偿的方法较多,但总的原则必须增大在相位变化为 180 度的频率时的增益量下降值,而且频率响应的终端斜率不允许增大。

为了实现上述要求,应从声频范围的低频段与高频段,由频率响应开始下降的频率起到相位变化达 180 度的范围内进行频率特性补偿,与相位的变化相比尽可能使增益量衰减大些。一般来说,使这范围的频率响应的斜率不大于 6 分贝/倍频程,即能达到目的。

##### 1. 低频补偿

一般的阻容耦合式放大电路的低频段的频率响应,最后可以用通用低频衰减特性来表示。

在多级放大器中,应采用阶梯法来进行补偿。在这种情况下阶梯补偿网络尽可能接在前级放大器中。如果将此电路接在靠近功放级时,则放大器低音频段的最大输出即会减小,若要勉强增大输出,则阶梯网络之前的放大级中将会产生显著的非线性失真。

图 8-26 是一种低频补偿电路。

低音频段的阶梯补偿网络的电参数,一般选择在低频段的频率响应是从 40Hz 处开始下降,则阶梯补偿的高度约为 12dB,在阻容耦合放大电路中的耦合电容器的容量尽可能大一些。

图 8-27 是低频补偿特性曲线图。

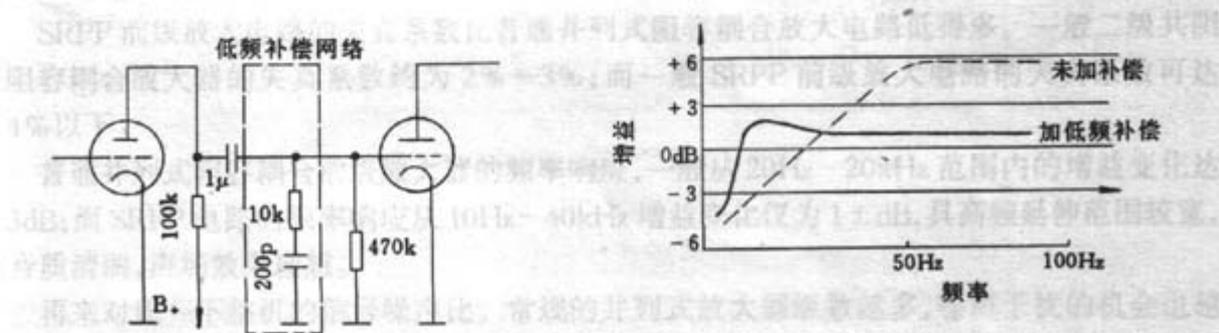


图 8-26

图 8-27

##### 2. 高频补偿

在阻容耦合与变压器输出的多级功率放大器中,高频段的频率响应也随着电路中杂散电容的存在而衰减,故必须进行补偿,才能获得高频段较平坦的特性。

图 8-28 是一种高频补偿电路。

在多级放大器中,输出变压器的高频特性是由自身决定的,故高频衰减的基准频率是固定不变的。而阻容耦合放大器的基准频率则由耦合电容、屏极电阻与电路中的杂散电容所决定。在实际电路中,一般高频段的频率特性从 10kHz 以上即呈衰减趋势。

这样阻容耦合放大器的高频段在补偿时的基准频率可以选择在 10kHz 到 50kHz 之间。高频补偿网络是由网络中的电阻与电容所决定的,提高基准频率的方法可减小补偿网络中电阻的阻值。

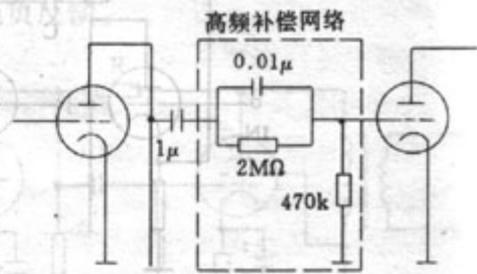


图 8-28

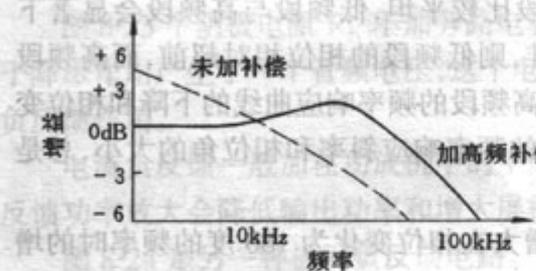


图 8-29

图 8-29 是高频补偿特性曲线图。

高频补偿电路与低频补偿电路原则相同,其阶梯补偿网络应接入前级放大器中。如将该补偿网络接到末级中,则它的频率响应开始下降的频率移到音频范围之外,否则会减小高频的最大输出。

高频补偿电路与低频补偿电路原则相同,其阶梯补偿网络应接入前级放大器中。如将该补偿网络接到末级中,则它的频率响应开始下降的频率移到音频范围之外,否则会减小高频的最大输出。



近年来由于这种深度的大回环负反馈,对功放的瞬态响应、谐波失真等性能带来影响,故对整机负反馈量加以合理控制。一般的反馈量控制在 6-12dB 之间。

## 第九章 电子管功率放大器的业余制作

前几章我们较全面地介绍了电子管音频功率放大器的基本电路形式和特色。这一章将精选几个典型电路供读者亲自动手,进行实验制作。通过实践掌握电子管功放的安装、检测、调试和操作要领,最终达到“登堂入室”的目的。

### 第一节 前级放大器的制作

我们先试制一台前级放大器。图 9-1 是该前级放大器的电路图。

#### 一、电路简介

该双声道前级放大器的输入级采用目前流行的 SRPP 电路,其线路简洁,解析力高,特别是高频响应极佳,动态与瞬态响应敏捷,音色自然,对现代数码音源来说,能获得较为理想的音质。

该放大器输入级由双三极管 6N11 担任,亦可采用 12AX7、ECC83 等双三极管来代用。音频信号由  $V_1$  管栅极输入,工作于共阴极状态。单管电压增益可达到 20dB。经放大后的音频信号直接耦合至上边管,并由上边管阴极输出。

由于上边管的阴极直流电位较高,一般直流电压超过 100V 以上,如选用普通双三极管代用时,必须注意其阴极与灯丝间的耐压  $E_{rk}$  应大于 150V。

经前级放大后的音频信号,由电容耦合至  $V_3$  管的栅极, $V_3$  管为共屏极式阴极输出电路,本级电压无增益,电流有增益,故能增加输出的驱动能力。由于阴极输出电路具有深度的电流负反馈作用,因此,对改善整机的失真度、频率响应与信号噪声比等十分有利。同时,阴极输出器还具有输入阻抗高,输出阻抗低的特点,使前级的输出带负载能力增强,输出电流也有所增加,且能得到良好的匹配。

$V_3$  管为共屏极阴极输出器,应选用内阻低、电流大的中放大系数双三极管担任,以增强输出级的驱动能力,获得较平坦的输出特性。本输出级可选用 6N1、6N10、12AU7、ECC82 等双三极管。

SRPP 前级放大电路的失真系数比普通并列式阻容耦合放大电路低得多。一般二级共阴极阻容耦合放大器的失真系数约为 2%—3%;而一般 SRPP 前级放大电路的失真系数可达 0.4% 以下。

普通并列式阻容耦合前级放大器的频率响应,一般从 20Hz~20kHz 范围内的增益变化达  $\pm 3$ dB;而 SRPP 电路的频率响应从 10Hz~40kHz 增益变化仅为  $1 \pm$  dB,具高频延伸范围较宽,音质清丽,声场效果理想。

再来对比一下整机的信号噪声比。常规的并列式放大器级数越多,噪声干扰的机会也越多,如二级以上的并列式阻容耦合放大器自制时,其信号噪声比一般只能达到 60dB 左右;而 SRPP 电路由于放大级较少,其信号噪声比一般可达 80dB 左右。

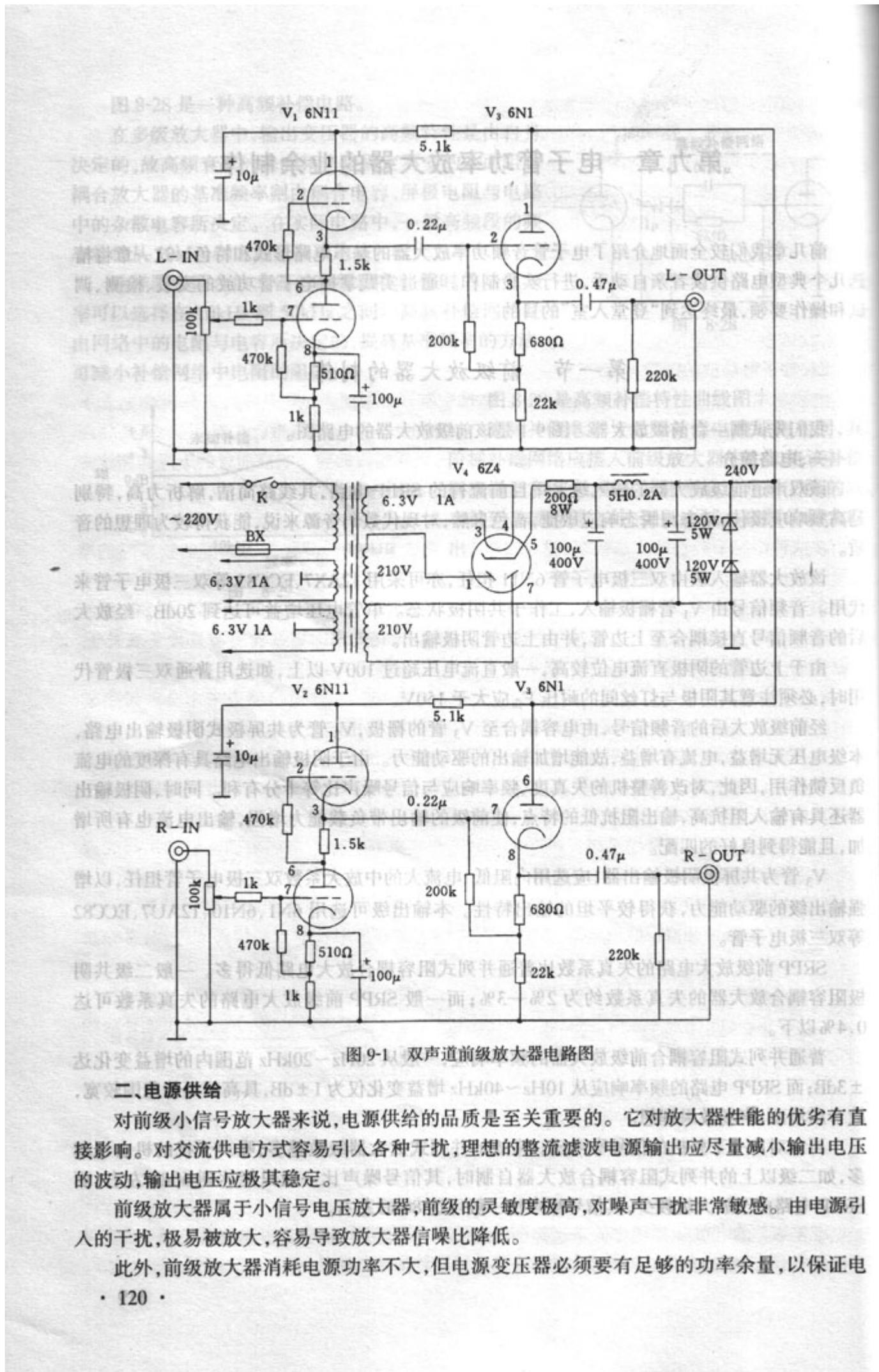


图 9-1 双声道前级放大器电路图

## 二、电源供给

对前级小信号放大器来说,电源供给的品质是至关重要的。它对放大器性能的优劣有直接影响。对交流供电方式容易引入各种干扰,理想的整流滤波电源输出应尽量减少输出电压的波动,输出电压应极其稳定。

前级放大器属于小信号电压放大器,前级的灵敏度极高,对噪声干扰非常敏感。由电源引入的干扰,极易被放大,容易导致放大器信噪比降低。

此外,前级放大器消耗电源功率不大,但电源变压器必须要有足够的功率余量,以保证电

源供电的稳定和对放大器的性能提高带来良好影响。

本双声道前级放大器的高压电源供给采用旁热式整流电子管 6Z4 担任。因为电子管整流在工作一段时间后性能相当稳定,较少受外界温度变化的影响,同时,电子管三极管工作有一定的预热时间,在开机时无高压冲击现象,有利于延长各电子管的寿命。

经二极管电子管 6Z4 全波整流后的直流高压,经阻流线圈组成的  $\pi$  型 CLC 滤波平滑网络后,获得较为平坦稳定的直流高压。为了进一步提高电源的输出性能,一般采用稳压二极管组成的稳压电路,也可采用两只充气电子稳压管 WY 系列作串联稳压。

灯丝电源如采用交流电直接供电时,其中心抽头必须接地,以防止产生交流噪声。如采用直流方式供电,经整流二极管整流滤波后的直流供电性能更佳。

当采用 6N11、6DJ8 等双三极管时,其灯丝电压为 6.3V,由该电子管 4 脚与 5 脚接入;当采用 12AX7、12AU7、ECC82、ECC83 双三极管时,4 脚与 5 脚间供电电压为 12.6V;当电源仍采用 6.3V 供电时,须将 4 脚与 5 脚合并,与中心抽头 9 脚之间接入 6.3V 电源。

### 三、元件选择

前级放大器的品质,除良好的电路设计保证外,采用优质元器件和精湛的装配工艺,也是十分重要的。很多自制放大器性能不佳,绝大多数是由于各种元器件品质不良,装配工艺粗糙或布局布线不合理所致。

本机所用电阻应全部采用金属膜色环电阻或大红袍金属膜电阻。电源部分的大功率电阻可采用被釉线绕电阻。名牌音响专用电阻有英国的 HOLCO,美国的 DALE、CGW 等。耦合电容对视听关系较大,应采用介质损耗小、无漏电的 CBB 聚丙烯电容。名牌音响用电容有德国的 WIMA、法国的 SOLEN 等。

音量电位器对整机的信噪比、平衡度与立体感均有影响。国产电位器应采用全密封型金属外壳的产品。进口电位器可采用日本的 ALPS 品牌,若采用步进式电位器则更好。

SRPP 输入级的  $V_1$  管与  $V_2$  管可选用国产的双三极管 6N11、6N4 等。进口双三极管可选用 12AX7、ECC83、6DJ8 等,音色会更靓。 $V_3$  管可选用国产管 6N1,进口管则可采用 12AU7、ECC82 等双三极管。

电子管灯座必须采用陶瓷管座,其绝缘与耐热性能更好。输入与输出插座应选用与底板绝缘型的,接口最好选镀金的,进口插座可选用 RCA 的产品。

电源变压器可选用参数相近的市售产品,功率富裕量宜大。阻流线圈可选电感量为 5~10H,电流量为 200~300mA 的成品。整机装配的焊锡最好采用日本千佳锌锡细焊丝,含银量为 3%,对提高音质有利。

整机的底座可采用 1.5mm 左右的镀锌铁板、不锈钢或不锈钢薄板制成。底座的长度尺寸最好与功放机、音源设备等取得一致,这样在机架上放置时显得匀称美观。在底座下面还应配上四只造型得当的底脚,底脚的接触面要稍大一些,以提高防振性能。

### 四、安装与焊接

图 9-2 为双声道前级放大器布线图。

在制作好的底座上,先将各种接插件、开关、电位器、电子管座等零件全部安装牢固。其中  $V_1$ 、 $V_2$  与  $V_3$  使用小型陶瓷九脚管座, $V_4$  为小型七脚管座。

用一根 1mm 左右的裸铜丝或镀银铜丝,先在底板中间布一根接地母线,为电路的合理接地做好准备。再用塑料多股线连接交流电源线与各电子管灯丝接线。由于交流走线中会在导线周围产生电磁场,容易引起交流电磁场的干扰,产生强烈交流声,所以必须将两根灯丝电源

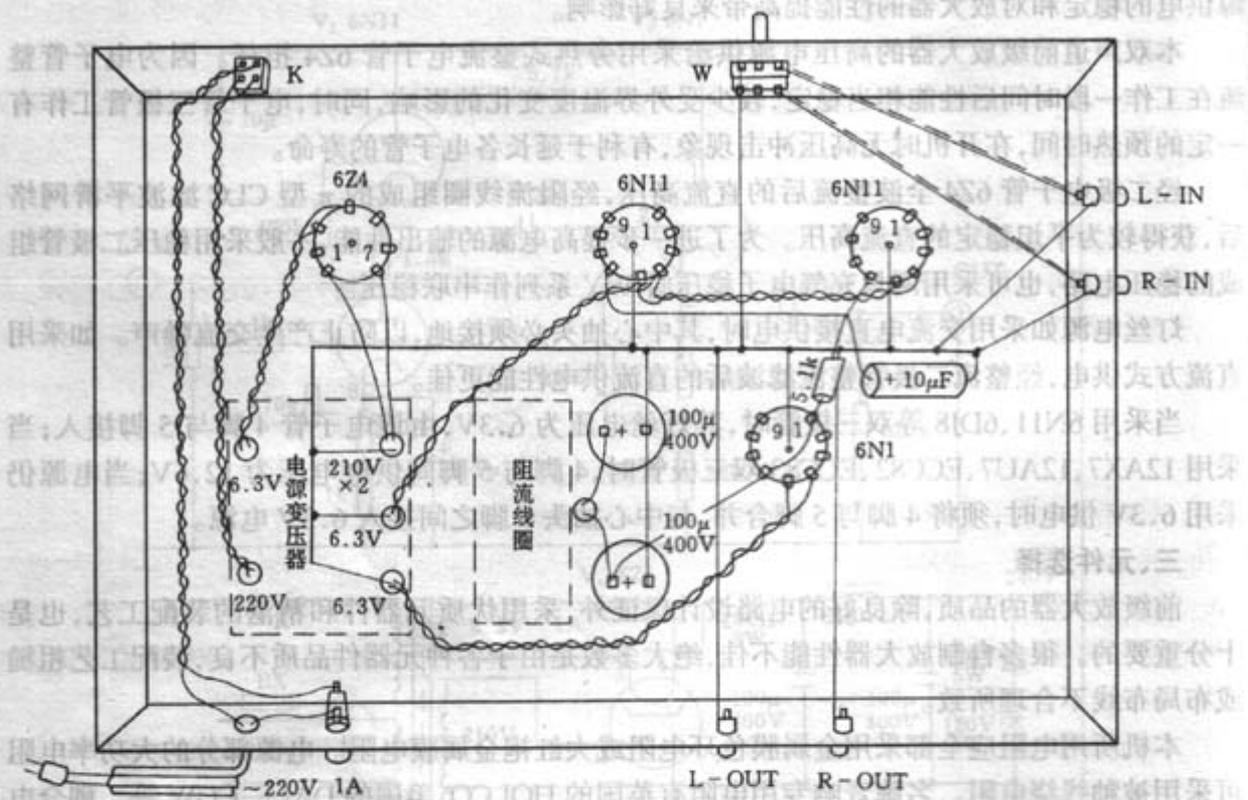


图 9-2

线绞合起来,这样可将交流电磁场相互抵消,以减少交流干扰。

输入信号端子的接线与音量电位器上的接线,由于输入灵敏度和输入阻抗较高,易产生感应噪声,故必须采用金属屏蔽隔离线。屏蔽线外层的接地点应选在输入电子管附近。电位器上的两根接地线必须左、右声道分开,以防止通过接地走线引起声道间的干扰。

图 9-3 为双声道前级放大器元件安装图。本双声道前级放大器采用的电阻、电容等元件数量不多,故可采用传统的搭棚焊接方式。其优点是可以做到就近走线,可以通过绝缘接线架,方便地进行多点集合焊接。注意,本文提供的安装图仅供参考之用,具体制作应仔细核对电路图。

各放大级需要接地的电阻、电容等元件,应就近接在接地母线上。特别是各级阴极电阻与栅极电阻,应在同一点上接地。

为了防止屏极元件与栅极元件之间可能存在的干扰,栅极与阴极元器件最好接在下层,屏极元件接在上层,同时屏极与栅极元件不能紧贴或相互交叉,以杜绝干扰。

### 五、整机调校

全部元器件焊接完毕后,应仔细地与电路图核对一遍,是否存在漏焊、虚焊或接错之处,一切核查正确无误后,即可进行整机的调校。

先检查交流电源电路,检测之前先不要插各级电子管。然后插上交流电源插头,将电源开关关上,用万用表交流电压档,测量电源变压器输出的交流高压与各管灯丝的交流电压数值是否正常,一切无误后,断开电源将电子管插上。

重新开启电源开关,维持分钟左右,并密切注视机内各元件的温升情况,不应出现温升过高、焦味、冒烟等不正常现象。一切正常后,即可测量各级工作电压。

先测量经整流后的直流高压输出,如交流高压取 210V 时,则第一级峰值直流高压应为

$210V \times \sqrt{2} \approx 290V$ , 再经过 CLC 滤波平滑网络后, 即可获得  $240 \sim 260V$  的平稳直流高压。再经串联稳压电路后即可得到稳定的高压输出。

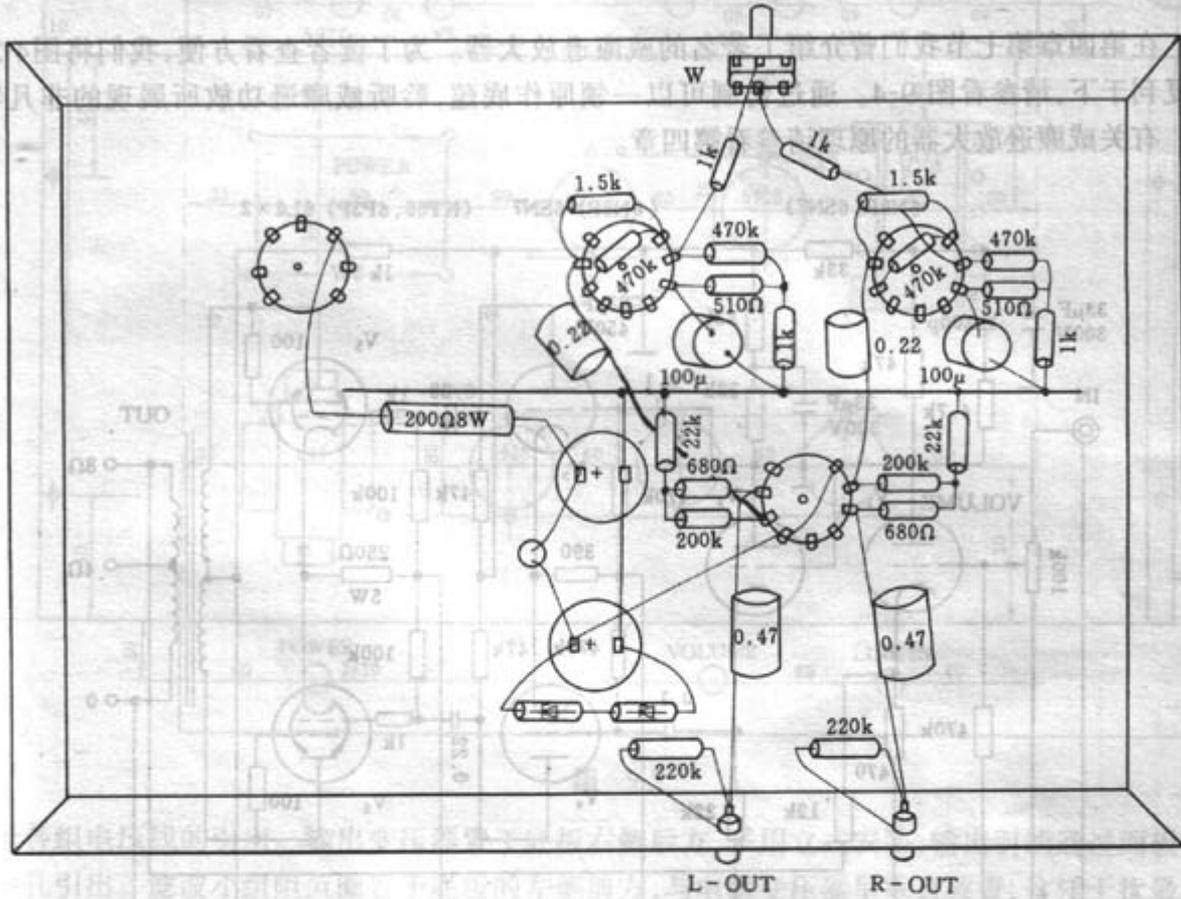


图 9-3

$V_1$  管与  $V_2$  管的中间阴极对地电压应为电源电压的一半, 即为  $100 \sim 120V$  之间。 $V_3$  管如采用国产 6N1 双三极电子管时, 其阴极电流应为  $6 \sim 8mA$ ; 如采用进口管 12AU7 时, 则阴极电流为  $10 \sim 12mA$ 。 $V_3$  管的工作状态, 可通过调校栅极负压电阻与阴极电阻的阻值。

静态工作点初调结束后, 即可在输出端子上接上耳机, 并将音量电位器旋至一半的位置, 此时用手握小旋簧触及输入端子正极或输入电子管的栅极, 即可在耳机中听到感应交流声。

若触及电子管栅极听不到任何声响时, 则表示通道中还存在问题, 逐一检查通路中的焊接是否有误或输入、输出端子是否有接触不良现象。当一切不正常状态被排除后, 再用手持旋簧触及电子管栅极或输入端子时, 即可在耳机中听到感应信号声。

然后即可在输入端将 CD 等音源接入; 在输出端子接上耳机, 监听是否有音乐信号输出。如手边有现成的功放也可驳接, 由音箱收听。注意监听时, 要将音量电位器旋至合适位置。

刚开始试听时, 可能噪声还比较大, 声音还不够理想, 经过一个小时的“煲机”以后, 声音即会逐渐柔顺起来。

如果“煲机”多时以后, 交流噪声仍然很大, 则可能是电源部分滤波性能不良, 或前级输入端接地不当所引起, 应仔细逐级检查。

如放音正常, 但音质不够理想时, 可能是各级工作点尚未校准。还可通过改变各级阴极电阻的阻值, 来改变阴极的负反馈量, 这样可根据各聆听者的偏爱来调校。

## 第二节 威廉逊放大器的制作

在第四章第七节我们曾介绍了著名的威廉逊放大器。为了读者查看方便，我们将图4-25重复刊于下，请参看图9-4。通过仿制可以一领原作底蕴，聆听威廉逊功放所展现的非凡特色。有关威廉逊放大器的原理请参看第四章。

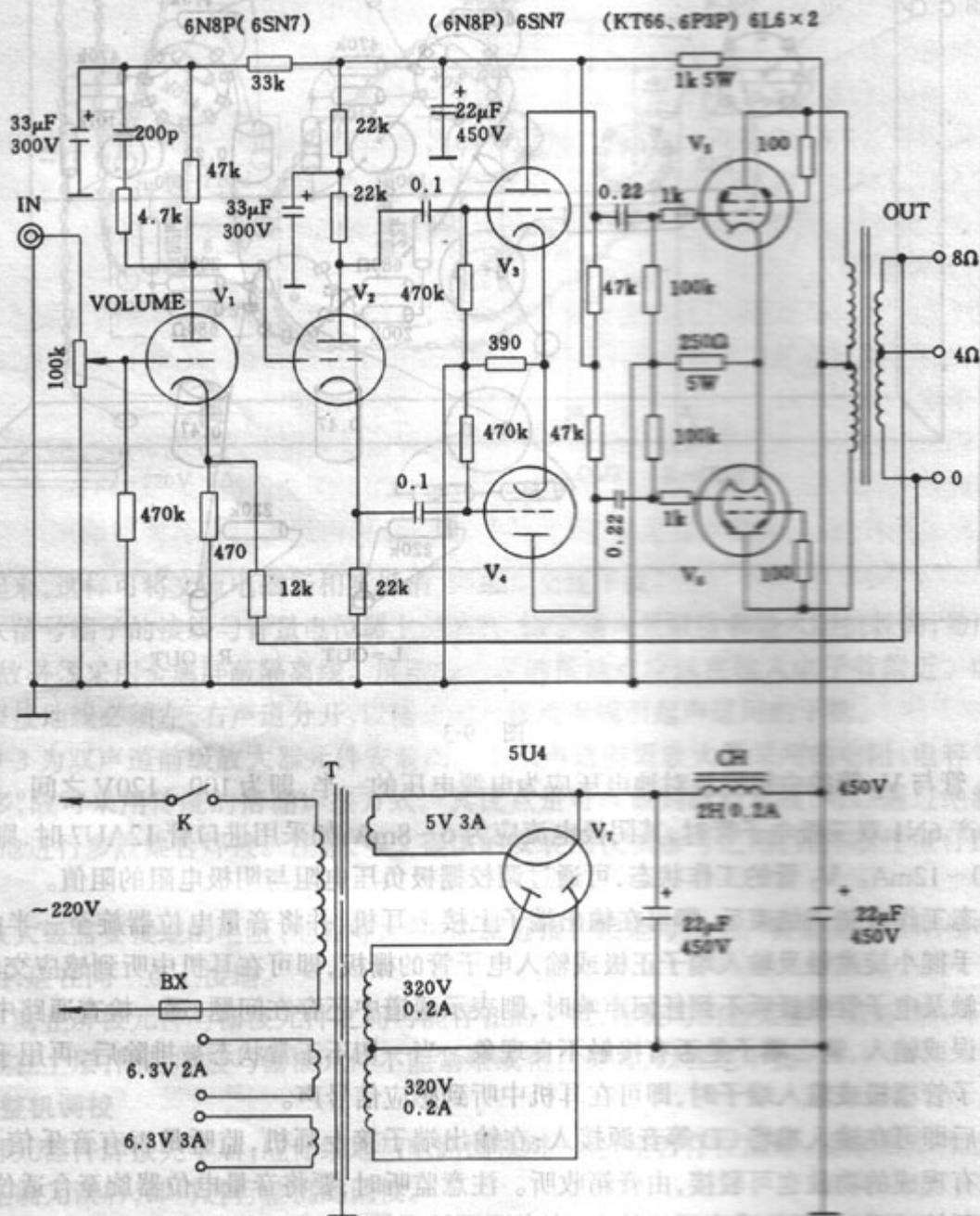


图 9-4

### 一、威廉逊功放的元件选择

1. 底板图9-5为威廉逊功放的底板图

威廉逊功放的底板可采用1.2~1.5mm的薄铁板、薄铝板及不锈钢薄板均可。

为防止电磁场的干扰，电源变压器安排在底板的左侧后方，采用座式安装方式，这样有利

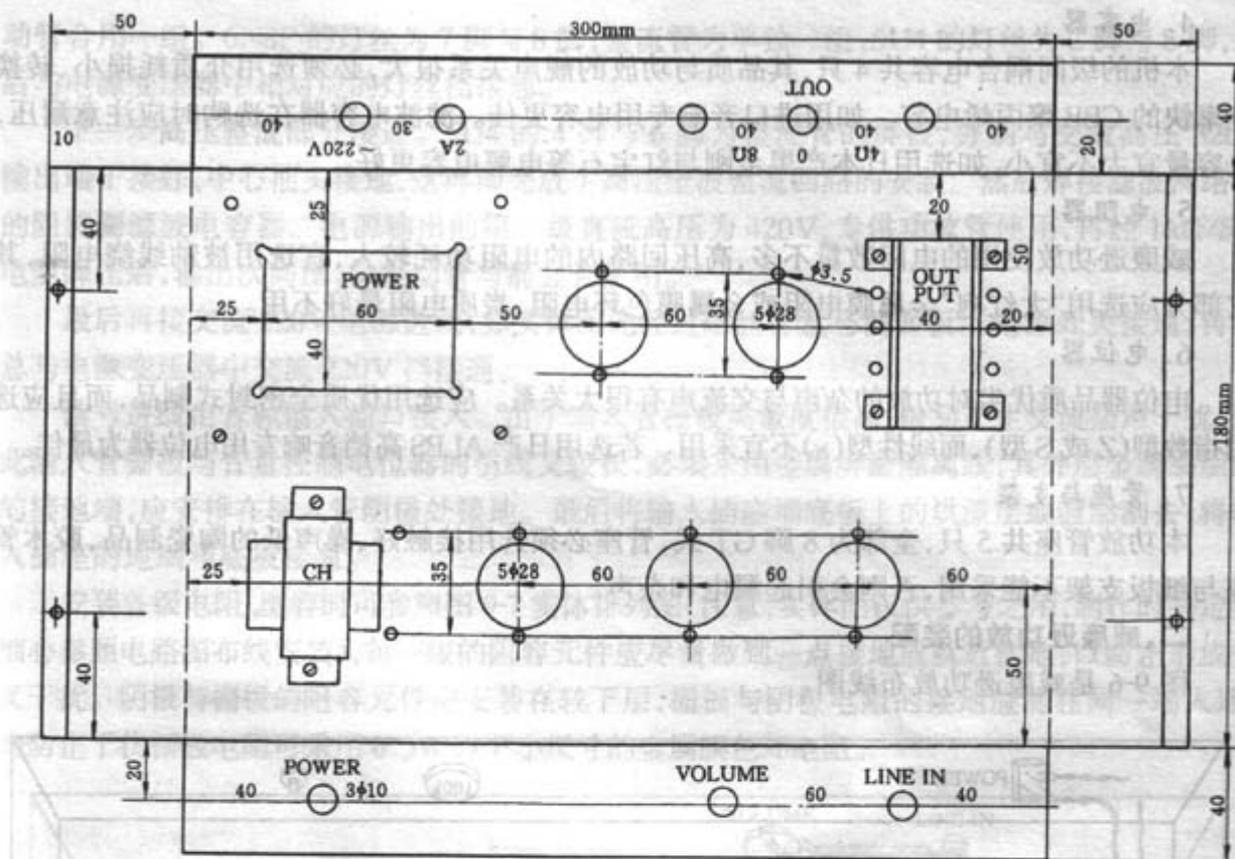


图 9-5

于各组电压线的引出。输出变压器置于底板右侧后方,采用立式安装,输出引线通过面板上的洞孔引出。滤波小组阻流圈置于底板的左侧前方,与电源变压器呈垂直放置,这样干扰最小。

底板后排中央为一对推挽功率放大管 6P3P 或 6L6,并与输出变压器靠近,有利于功放管输出接线保持最短距离。底板前排从右侧开始为输入管和倒相管 6N8P 或 6SN7,并与信号输入插孔及音量控制电位器保持最近距离。中间为推动放大管 6N8P 或 6SN7,介于倒相管与功放管之间,以保持最近距离。左侧为高压整流管 5U4,介于电源变压器与阻流圈之间。底板后面下排分别为电源进线与输出接线端子。

## 2. 变压器

威廉逊功放所使用的变压器有电源变压器、输出变压器与阻流圈。有关电源变压器和输出变压器的制作方法,请考看第十章。当选用成品时,应注意其数据必须基本相符。如电源变压器必须具备三档灯丝电源绕组,即两档 6.3V 专供功放管与前级推动管用;一档 5V 灯丝电源专供整流管使用。高压为全波 300~350V,电流不小于 0.2A,阻流圈电流也要大于 0.2V。输出变压器是关键元件,对功放的靓声有很大关系。它要求有较宽的频率特性,必须选用品质优良的产品。其功率应选择 30~50W 为宜,如果是标准式或超线性多用式,只要阻抗与功率相符,亦可代用。

## 3. 电子管

前置放大管与推动管均为双三极电子管,型号为 6N8P 或 6SN7 均可;整流管为 5U4,其他型号如 523P、524P 等亦可代换使用。功放管一对,其型号为 6P3P、6L6、KT66、6CA7 等均可适用,但要求两管特性基本相同。如果是同一牌号,同一时期的产品,基本上可免于配对。如果使用过去的珍藏品,须经检测配对后再使用。

#### 4. 电容器

本机的级间耦合电容共4只,其品质与功放的靓声关系很大,必须选用介质耗损小、转换速率快的CBB聚丙烯电容。如用进口音响专用电容更佳。滤波电容器在选购时应注意耐压,电容量宜大不宜小,如选用日本产黑金刚与红宝石等电解电容更好。

#### 5. 电阻器

威廉逊功放使用的电阻数量不多,高压回路内的电阻功耗较大,宜选用被釉线绕电阻,其它部分应选用“大红袍”金属膜电阻或金属膜色环电阻,炭质电阻最好不用。

#### 6. 电位器

电位器品质优劣对功放的杂声与交流声有很大关系。应选用优质全密封式制品,而且应选用指数型(Z或S型),而线性型(x)不宜采用。若选用日产ALPS高档音响专用电位器为最佳。

#### 7. 管座与支架

本功放管座共5只,全部为8脚GT式,管座必须选用接触好、噪声低的陶瓷制品,胶木管座与纸板支架不能采用,否则会引起漏电和杂声。

### 二、威廉逊功放的装配

图9-6是威廉逊功放布线图。

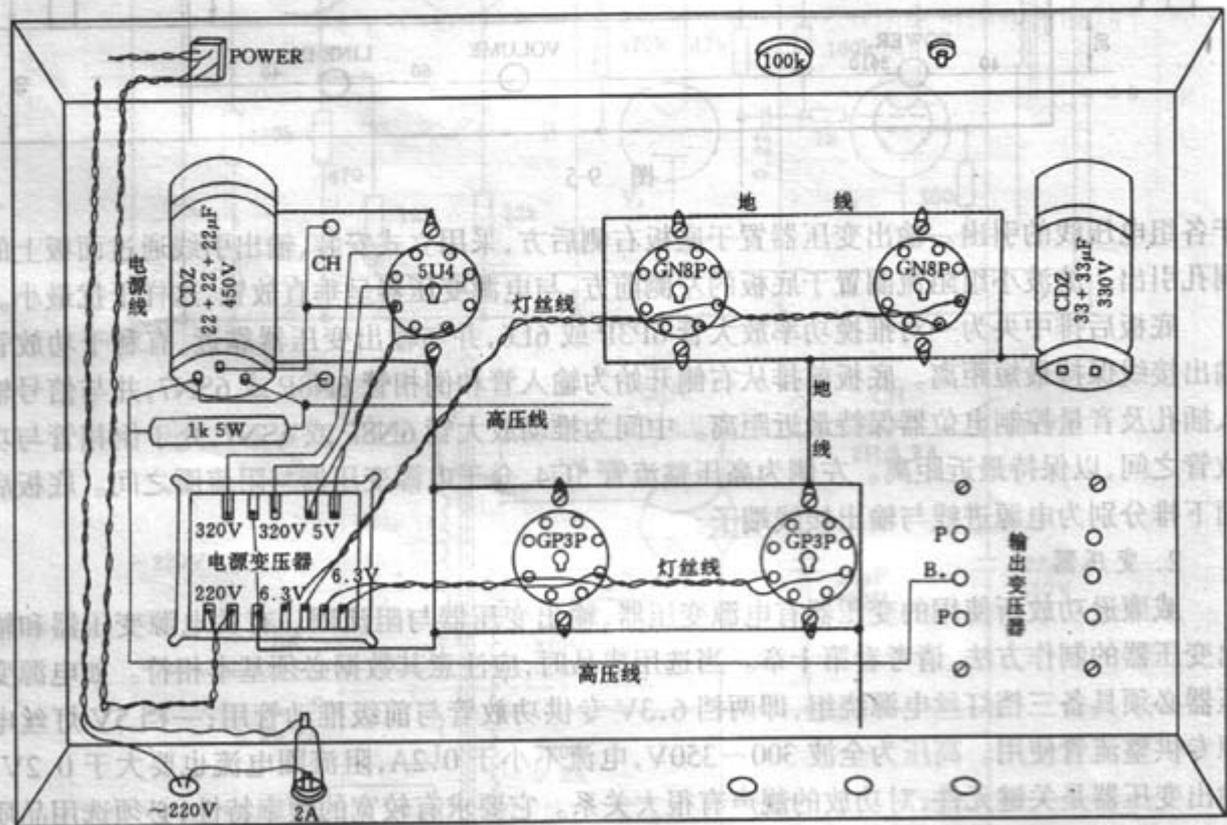


图 9-6

按照实体布线图,先布接地线。选直径为1mm左右的裸铜丝或镀银铜丝作接地线,如采用粗漆包线时,必须先将表层漆膜用砂皮擦清,贴近底板照图弯好相近的尺寸,将裸铜丝接地点与镀银焊片用50W电烙铁逐点焊牢。

灯丝导线电流较大,应选用较粗的多股塑料线,先将两条线绞合起来,这样可以有效地防止产生感应交流声。灯丝连线为三组,功放管一组,应与功放管2脚与7脚相接;输入管与推

动管合用一组。6N8P 的灯丝为 7 脚与 8 脚；整流管为单独一组，5U4 的灯丝为 2 脚与 8 脚，最后与电源变压器中相对应的灯丝档接通。

下一步高压整流部分接通。5U4 的 4 脚与 6 脚为整流管的屏极，分别与交流高压 320V 输出端子接好，中心抽头接地，这样即完成了高压全波整流回路的安装。然后焊接滤波网络中的阻流圈滤波电容器。电源输出的第一级直流高压为 420V，专供功放管使用，再经  $1k\Omega/5W$  电阻降压后，输出次高压，供推动管与前置管使用。

最后再接交流 220V 电源进线，如实体图先经过熔丝管盒与前面板上电源开关接通，再汇总与电源变压器中交流 220V 档接通。

信号进线由音频输入插口接入。由于输入管栅极灵敏度很高，极易产生交流杂声干扰，因此输入管栅极与音量控制电位器的引线又较长，必须采用金属屏蔽隔离线，其外层金属编织线的接地端，应安排在输入管阴极处接地。最后将输入插座端底板上的烘漆层或镀层刮去，将输入插座的地端与底板接通。

安装各级电阻、电容时可参照图 9-7 实体排列图(注意，实体图仅供参考之用，制作时一定要细心参照电路图布线安装)，每一级的阻容元件应尽量做到一点接地或就近接地，以防止形成交叉干扰。阴极与栅极的阻容元件应安装在较下层，栅极与阴极电阻的接地应能在同一端入地。为防止干扰栅极电阻可采用  $0.5W$  以下小尺寸的金属膜色环电阻。

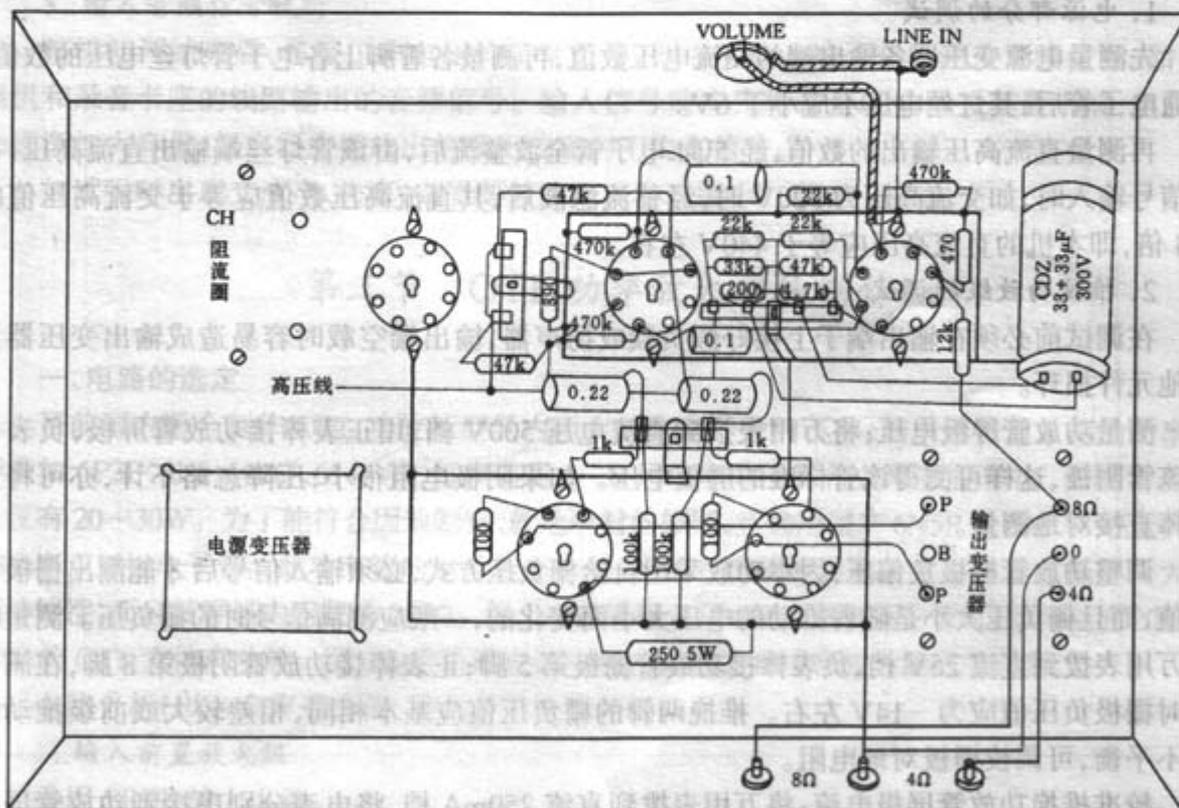


图 9-7

各级间的耦合电容器的耐压必须在 400V 以上，跨接在屏极与栅极间的耦合电容，如有极性时，应注意屏极接正极高电位，栅极接负极低电位。

高压与次高压通路的元器件，如去耦电阻、屏极负载电阻等，应采用接线支架进行架空连接，置于其他元件的最上层，并且连接线宜采用红色或橘红色以示区别。为防止高压交流电场

的干扰,高压回路的元器件应与栅极回路的元器件远离,更不能贴紧或平行。

本机高压级采用 CLC 组成的  $\pi$  型滤波网络,供前级的次高压滤波采用 CRC 去耦滤波网络,高压去耦大电解电容应远离各放大级。所有高压电阻均采用架空接法,置于其他元器件的最上层。

为了安装方便,本机的高压滤波电解电容采用组合式 CDZ 型,铝质外壳为共用负极,安装时用裸铜丝在外壳上扎紧,并在就近处接地。如采用单只电解电容器亦可,但安装位置也应在原地附近。

### 三、威廉逊功放的万用表调试法

整机的安装与焊接工作结束后,在进行通电调试以前,应仔细将全部接线和安装的阻容等零部件与电路图一一核对,反复检查是否有接错或漏接的元件,各零部件的位置是否安排妥当。核对时应从电源部分开始,然后由后级到前级逐步检查,力避粗心遗漏。一切检查无误后,才能进行通电调试。有关用万用表调测电子管各级电压的示意图可参看本章第三节。

对初装电子管功放的爱好者来说,应建立电子管功放工作电压比晶体管功放高得多的意识。为防止高压电击,在检测各级工作电压时,切忌用手接触底板,因为电子管功放的底板即为电源负极,与功放机内直流高压正极之间的电位差高达 300~400V 以上。如通电后功放机内的高压电解电容已被充电,即使电源关断后,机内的高压电容中仍有储存的电荷,如不小心,只要触及底极与高压正极回路亦会被电击。应先将储存电荷对地放电后,再测量各元件。

#### 1. 电源部分的调试

先测量电源变压器各输出端的交流电压数值,再测量各管脚上各电子管灯丝电压的数值,接通电子管后,其灯丝电压不应小于 6V。

再测量直流高压输出的数值,经 5U4 电子管全波整流后,由该管灯丝端输出直流高压,在无信号输入时,如交流高压为 320V 时,经整流滤波后,其直流高压数值应等于交流高压值的 1.4 倍,即本机的直流高压应等于 440V 左右。

#### 2. 推挽功放级的调试

在调试前必须在输出端子上接好假负载或扬声器,输出端空载时容易造成输出变压器及其他元件损坏。

**测量功放管屏极电压:**将万用表拨到直流电压 500V 档,用正表棒接功放管屏极,负表棒接该管阴极,这样可测得该管标准的屏极电压。如果阴极电阻很小,压降忽略不计,亦可将负表棒直接对地测量。

**调整功放管栅极负偏压:**因本功放采用自给栅负压方式,必须输入信号后才能测出栅极负压值,而且栅负压大小是随着推动的电压大小而变化的,一般应测满信号时的栅负压。测量时将万用表拨到直流 25V 档,负表棒接功放管栅极第 5 脚;正表棒接功放管阴极第 8 脚,在满信号时栅极负压值应为 -14V 左右。推挽两管的栅负压值应基本相同,相差较大或前级推动电压不平衡,可调校栅极对地电阻。

**校准推挽功放管屏极电流:**将万用表拨到直流 250mA 档,将电表分别串接到功放管屏极回路内,先不加音频信号,测两只推挽管的静态电流。此时,每只功放管的屏流约为 40mA。然后注入最大信号,测功放管满信号时最大电流,每管约为 70~80mA。如两管电流相差不多,可在功放管阴极回路内串接小阻值电阻使之平衡;如相差较大时,表明功放管性能相差较大。可先将两管互换后一试,如仍不平衡,则必须更换功放管。

如功放管屏流过大,会导致功放管屏极发红,这样很容易损伤功放管,应关机后检查输出端负载是否有短路现象,栅极电阻是否有变质或开路现象。同时要排除前级推动电压过高,或

功放级产生自激的可能性。

### 3. 推动级的调试

推动管本机采用高屏压双三极管 6N8P 或 6SN7, 两管屏极电压均为 300V 左右, 如两管屏极电压不平衡, 则检查负载电阻是否阻值相等。

本机推动管的阴极加有较深的电流负反馈, 如果推动输出电压不足, 将直接影响到功放级的输出功率。此时, 可适当降低推动管阴极电阻的阻值, 以增大推动级的输出电压。

### 4. 前置级与倒相级的调试

本机的前置放大与倒相管采用 6N8P 或 6SN7 双三极电子管担任, 为了提高输入级的输入阻抗、扩展输入动态范围、减小相位失真、拓宽频响, 故两管采用直接耦合方式。

输入管屏极回路内接有高频阶梯频率补偿, 如果取 200pF 电容与 4.7kΩ 电阻时, 其补偿频率约为 60~70kHz; 如取 600pF 电容与 1kΩ 电阻时, 则补偿频率约为 30~40kHz。

屏阴分割式倒相电路中, 其屏极与阴极的负载电阻均为 22kΩ, 从原理上说, 两管负载阻值相等, 其输出幅值亦相等, 如实际阻值有较大误差时, 亦会产生输出不平衡, 实际调试中可适当给予校准。

输入管阴极与输出级之间增加了 20dB 的负反馈, 如该电阻接上以后引起整机啸叫时, 则表明输出变压器绕制的相位接反, 应将接地端子反相, 这样才能使正反馈变为负反馈。

### 5. 输入音频信号试听

整机初调结束后, 各级工作电压均正常无误, 即可从输入端子开始注入音频信号, 如 CD 唱机和录音卡座的线路输出的音频信号。输入信号前应先将音量电位器关至最小端, 然后由小逐渐加大音量, 扬声器应播放出信噪比较高的不失真信号。

如试听时出现交流声、失真、杂音等故障可以参看第十二章逐一检查。

## 第三节 OTL 功率放大器的制作

### 一、电路的选定

目前国内适合制作 OTL 功放新型低内阻大功率电子管的不多, 如采用普通常用的功率电子管如 6P3P、6L6、6CA7、6146 等, 每声道需 6~8 只功率电子管作并联推挽输出, 而输出功率也仅有 20~30W。为了能符合因地制宜、就地取材的原则, 宜选用国产 6N5P 或 6AS7G 等低内阻中功率双三极电子管。此功率管的电性能基本符合 OTL 功放的要求。它不但具有低屏压大电流的特性, 而且其屏极内阻仅为 280Ω。每个声道选用 4 只 6N5P 功率电子管时, 即可制成 20W+20W 的 OTL 立体声功放。图 9-8 是采用 6N5P 的立体声 OTL 功率放大器的电路图。

电路分析(以一个声道为例, 另一声道电路相同):

#### 1. 输入前置放大级

采用 SRPP 放大电路。

本前级应选用中放大系数的双三极管为宜, 因为这样的三极管内阻较小, 屏流和跨导值较大, 对降低输出阻抗有利, 且屏极特性曲线的线性范围较宽, 故输入级的动态范围较大。

本机该前置放大级可采用 6N11、6DJ8、6922、ECC88 等双三极电子管。音频信号由下管栅极输入, 工作于共阴极方式; 上管则工作于共栅极方式, 被放大后的音频信号由上管阴极输出。

SRPP 前级放大器的特点是输入阻抗高, 为 200kΩ 以上; 输出阻抗低, 为数百欧姆。因此对前级输入的小信号具有传输损耗小, 动态范围大, 抗干扰性能好, 有利于输入与输出级的阻

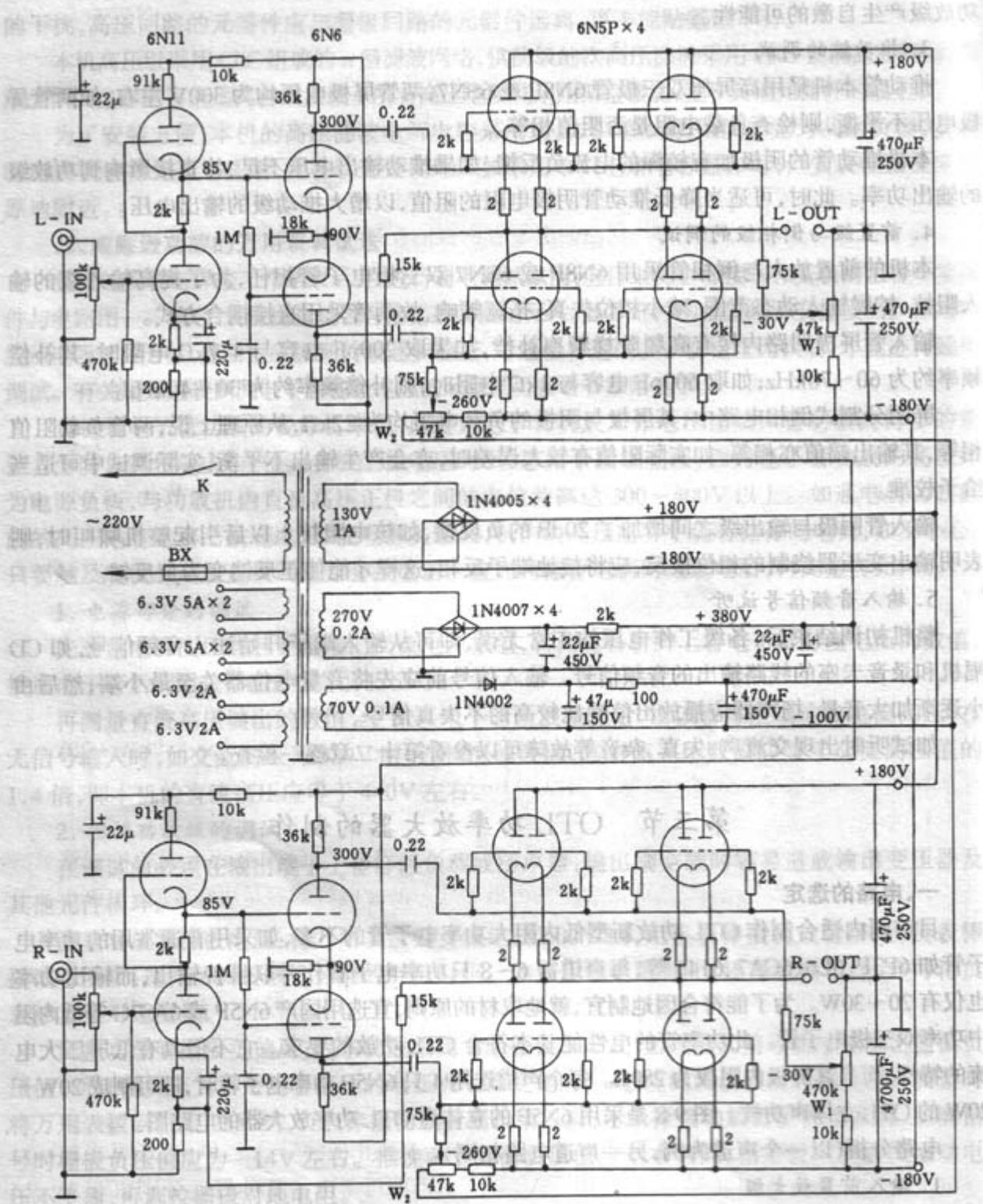


图 9-8

抗匹配。同时,本电路的频率响应特性极佳,高频瞬态响应也很好。

此外,由于本电路上管阴极电位很高,约为 100V 左右,所以在选管时其阴极与灯丝间的耐压均不应超过极限值,如果超过极限电压将会导致灯丝与阴极间击穿。

## 2. 倒相兼推动放大器

本机电压放大级为共阴极长尾式放大器。

该电路是一种性能卓越的差分放大电路。在此电路中,为获得尽可能大的共阴极电阻,能使放大管的栅极与前置放大级的屏极直接耦合,以得到较高的栅极电压与阴极电压。电路中的  $1\text{M}\Omega$  电阻为栅漏电阻, $0.22\mu\text{F}$  为旁路电容,以确保放大管栅极电位恒定。因电子管栅极回路的内阻较高,故要求旁路电容的绝缘性能很高,不可有轻微的漏电。

本电路由双三极电子管 6N6 担任。上管为激励管,下管为倒相管,两管共用阴极电阻 ( $18\text{k}\Omega$ ),并且有深度的电流负反馈作用,故稳定性好。对上管来说是串联输入;对下管来说是并联输入。当有音频信号输入时,利用两电子管阴极的互耦作用,其屏极与阴极电流均随之变化。由于两管的负载电阻阻值相同,均为  $36\text{k}\Omega$ ,两管输出电压幅值相等,方向相反,从而完成倒相兼推动工作。

由于倒相兼推动电子管的阴极电位较高,所以在选管时必须重视。如采用普通双三极管代用时,为了防止电子管的灯丝与阴极间的击穿,可以对该管灯丝采用不接地的独立供电方式。

### 3. 功放级

该 OTL 功放级的每声道由 4 只 6N5P 低内阻中功率双三极电子管担任,采用正负双电源供电。该功放管的栅极负压规定值为  $-30\text{V}$ ,其工作点必须配置在屏流——栅压特性曲线的直线部分,故栅极负压应配在规定值的  $1/3$  左右为佳,以使栅极上输入的推动电压在正半周的最大值时,不超过栅极负压的规定值;而在负半周时也不致接近屏流曲线的弯曲部分而引起失真。该电路每声道输出的不失真功率可达  $20\text{W}$ 。

由于大回环的深度负反馈会给功率放大器的瞬态响应带来危害,故本电路从功放输出端至输入级的整机负反馈取得较低(反馈电阻  $15\text{k}\Omega$ ),反馈点设置在前置放大管的阴极,对比频仅取  $1/10$  阻值,这样既提高了整机的各项电性能指标,又不影响瞬态响应的特性。

整机的输入灵敏度为  $0.6\text{V}$ ,输入阻抗大于  $100\text{k}\Omega$ ,每声道额定输出功率为  $20\text{W}+20\text{W}$ ,失真系数优于  $1\%$ ,信噪比为  $85\text{dB}$ ,频率响应从  $10\text{Hz}\sim 40\text{kHz}\pm 1\text{dB}$ 。

### 4. 电源供给

功放级采用正负双电源形式,由电源变压器中  $130\text{V}/1\text{A}$  档,经二极管组成的桥式整流滤波后,取得  $\pm 180\text{V}$  直流高压,分别供给左右声道功放。滤波电容的容量可在  $470\sim 1\ 000\mu\text{F}$  范围选取,如无大电解时,可选耐压相同的多只电容器并联。

栅负压电源:上边管由主电源  $-180\text{V}$  中分压后取得;下边管的栅负压电源,由电源变压器中  $70\text{V}/0.1\text{A}$  绕组经整流滤波后取得  $-100\text{V}$  直流电压,再与主电源中  $-180\text{V}$  相叠加,取得  $\pm 280\text{V}$  直流负高压。

前级电子管屏极电压较高,故由电源变压中  $270\text{V}/0.2\text{A}$  绕组,经桥式整流与  $\pi$  型 RC 滤波网络后,取得  $380\text{V}$  平稳直流高压。

灯丝电源分为四组,功放电子管上边管与下边管分别由  $6.3\text{V}/5\text{A}$  档供给,还可将相同灯丝电流的四只功放管串联起来,这样用  $25\text{V}/3\text{A}\times 2$  档即可。电子管的灯丝分别由  $6.3\text{V}/2\text{A}$  档供给。

### 二、OTL 功放底座的元器件布局

图 9-9 是 OTL 功放底座布局示意图。OTL 功放机的底座布局也是有讲究的,如布局安排不当,将会给功放的电性能与音响效果产生不良影响。

将电源变压器安装在底座后排中央,有利于接线。两侧为左右声道正负电源滤波大电容。中间两排则安装左右声道功放电子管,每边四只,并与输出端子保持最近距离。功放管 6N5P

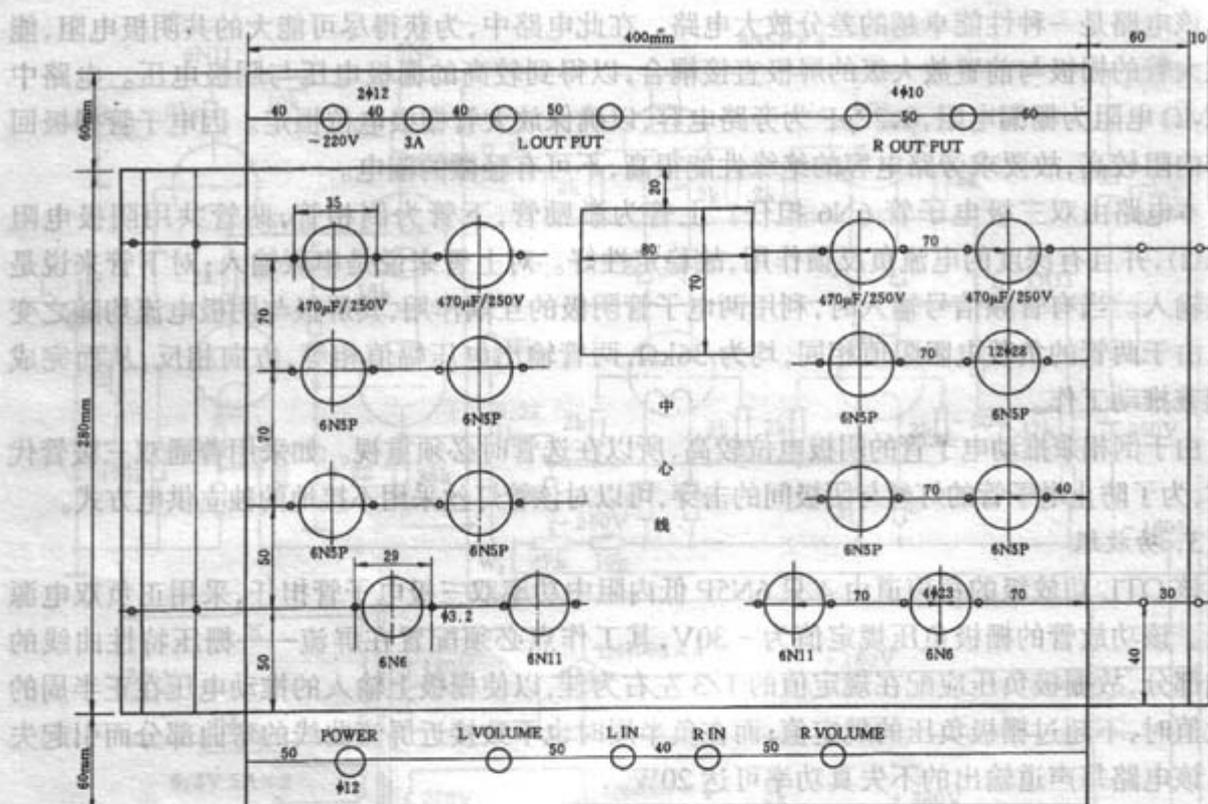


图 9-9

均采用 GT 式瓷八脚灯座。

前排为左右声道前置放大管与倒相推动管。双三极管均采用瓷小九脚灯座。

底座的前面板左侧为电源开关,中间为左右声道输入端子与音量控制电位器,这样使输入端子、控制电位器与输入管栅极距离最近。

底座的后面板为交流 220V 进线与保险丝盒,中间两边为左右声道输出端子。

这种布局不仅有利于安装连线,也具有对称美。

### 三、元器件选择与检测

装配前应对购来的电阻、电容、电位器、开关、接插件等零件先要进行逐一的检查与测量。这些元件在装配与焊接好以后如产生问题,再寻找起来比较麻烦。

音量控制应选用  $100k\Omega$ -Z 型或 S 型电位器。功放级栅负压调节应选用  $47k\Omega$ -X 型电位器,因为线性型电位器阻容变化均匀,调节起来方便而准确。电位器接入前应用万用电表欧姆档进行检测,不可存在跳点或死点现象。

各只电子管栅极上所用的小功耗电阻全部选用 0.5W 或 0.25W 的金属膜色环电阻。电子管屏极与阴极电阻根据其功耗应选用 1~2W 的色环或红色金属膜电阻。电源部分的滤波、降压电阻因功耗较大,一般可选用 5W 左右的被釉线绕电阻。噪声大,不稳定的炭质电阻杜绝使用。

耦合电容与旁路电容容量 ( $0.22\mu F/400V$ ) 质量要求很高,不可存在轻微漏电现象,而且必须选择介质损耗小、转换速率快的聚丙烯电容或音响专用无感电容。这对功放的音效影响较大。

大容量的滤波电解电容在装机前必须进行检测,漏电要尽量小。高压去耦电容器的容量只能比规定值偏大,同时还必须注意电容器的耐压余量。

整流晶体二极管在检测时,除了测量正反向性能外,最好选用正向电阻较一致的二极管。

其他的电源开关、接插件等也应进行检测,不可存在开路或短路现象。

#### 四、安装程序

先将电子管灯座、电源开关、电位器、输入与输出接插件、接线支架等小零件逐一装好。

电子管陶瓷管座必须按照图示方向装配,这样才能保持接线距离最近。功放管采用瓷脚管座,从中心缺口处开始,1至8脚按照顺时针方向排列。前级电压放大管与倒相推动管均采用小型瓷9脚管座,从开档较大处开始,按照顺时针方向分别为1脚至9脚。

后排的四只大电解电容器与电源变压器由于体积大,分量重,在安装与焊接小零件时,底座要上下翻动带来不便,且容易碰伤外表层的漆皮,所以应当在全部分小零件安装焊接完毕后再装。

大电解电容器在安装时必须认清正负极方位。电源变压器在安装时必须在固定螺上加装垫片,以防止松动或产生颤动。安装不实的变压器通电后会引引起涡流损耗和交流声干扰。

机内的交流电源进线与所有电子管的灯丝接线,安装时应将多股塑料线绞合起来,这样交流电磁场即会抵消,减小外磁场干扰。

#### 五、元件焊接

全部小元件安装完毕后即可开始焊接。焊接时须采用 50W 左右的内热式电烙铁。同时所采用的助焊剂一定要用中性材料,如松香或酒精松香复合溶液。酸性焊剂杜绝使用,因为日久容易氧化,有时还会造成底板漏电现象。

为了防止电子管屏极走线与栅极阴极元器件之间产生干扰,故应采用搭棚式的架空接法,这样既可防止屏极与栅极之间的干扰,又无介质损耗,走线最近,占地最少。搭棚焊接方式已在第八章介绍过。这里说明一下 OTL 功放元件焊接的一些要领。以上述电路为例。

将功放管的栅极输入  $2k\Omega$  电阻与  $2\Omega$  阴极电阻全部竖起安装。上端架空并联起来,这样走线最近,又可防止元件与屏极走线交叉干扰。

焊接时,先将电阻脚下端适当剪短,并与管座绕牢,加上助焊剂后先与电子管座上的对应接脚焊牢,然后将元件另一端的栅极与栅极电阻,阴极与阴极电阻并联起来,再焊到附近的接线支架上。图 9-10 是单管栅极与阴极的元件焊接法。

电子管的屏极走线的直流电压很高,而电子管栅极的灵敏度与阻抗均较高,容易被外辐射电磁场干扰。为防止极间相互干扰,将屏极走线置于下端,这样即可避开栅极元件。

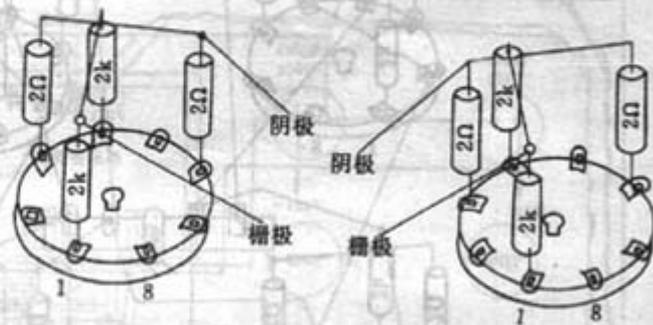


图 9-10

电子管灯丝电压虽低,但电流较大,如 6N5P 功率管的灯丝电流高达 2.5A,其交变电流的电磁场辐射较大,将其接线绞合起来,使交变电磁场相互抵消,然后沿着底板通向电源变压器的灯丝供电端,这样能有效地减小灯丝电源带来的干扰。图 9-11 是双管屏极与灯丝接线法。

OTL 功放级每声道由 4 只 6N5P 组成,管座在安装时已经使它的方向定位一致。各极管脚排列规矩,便于连线。

焊接时,将一只四眼接线支架置于四只功放管中,原来单只与双只电子管的栅极与阴极电阻均已全部焊好以后,即可按照四只功率管的组合接法进行焊接。左右两个声道均应按照镜像排列的方式进行。功放管屏极与阴极的中心线为输出端子,可以直接焊在后面板的输出端子接线柱上。

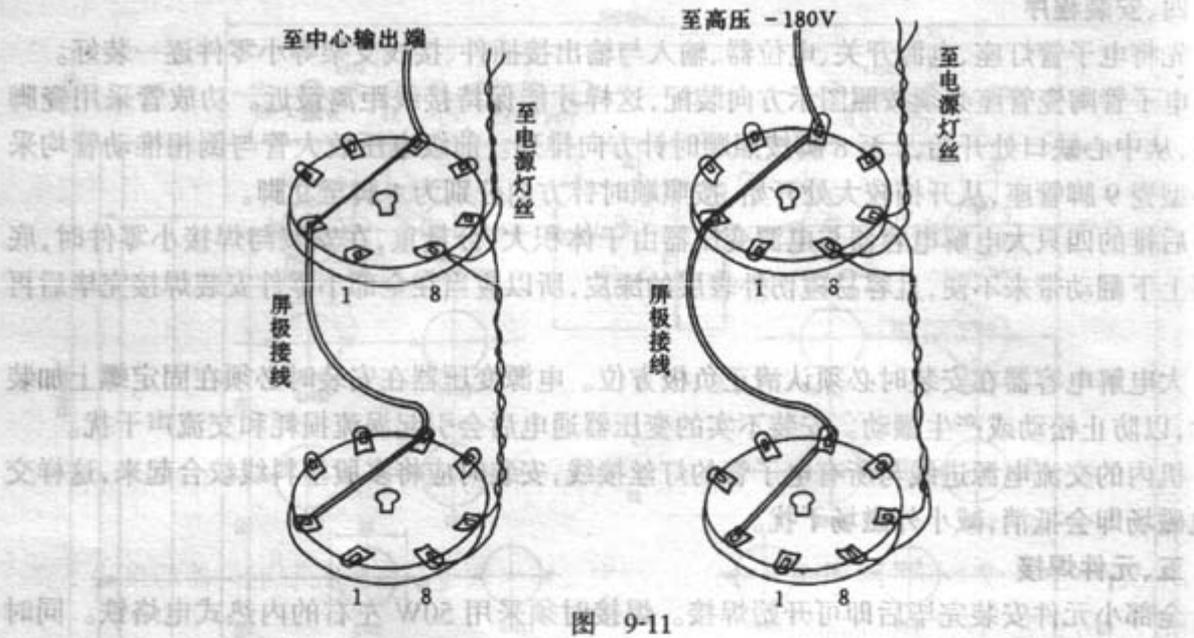


图 9-11

每组功放管的左、右两边分别为+180V与-180V直流高压电源,可将电源引线按照最短的距离,分别接至左右声道滤波大电容器上。

另外上边功放管与下边功放管的栅极与前面推动级的极间耦合电容器(0.22 $\mu$ F/400V),应采用架空接法,避开直流高压元件,直接跨接到6N6推动管的两个屏极上(见图9-12)。

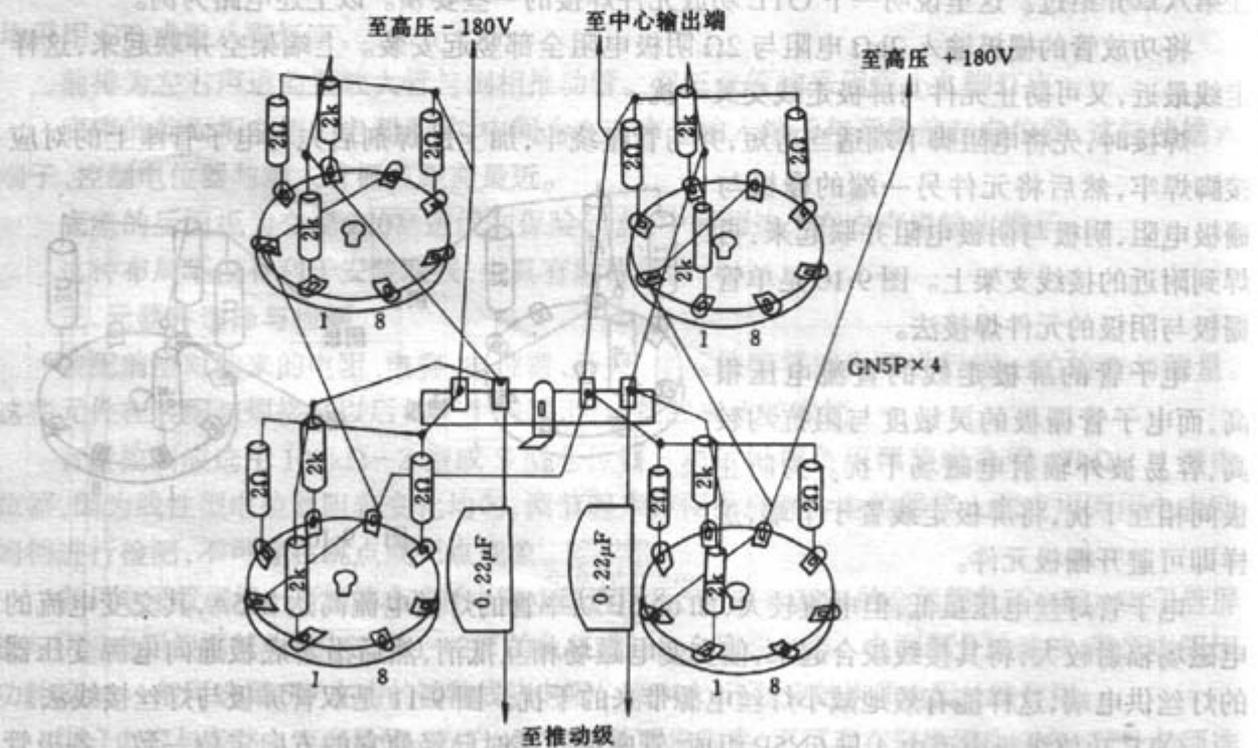


图 9-12

前置级与推动级的灵敏度比后级高,尤其是电子管的栅极不但灵敏度高,阻抗也高,在各种元件焊接与排列时,必须尽量避开屏极的各高压元件,以防止产生干扰。图9-13是前置级与推动级元件的接法。

前置级放大器的接地线应做到按顺序排列,输入端的接地线不可直接接到电源变压器的接

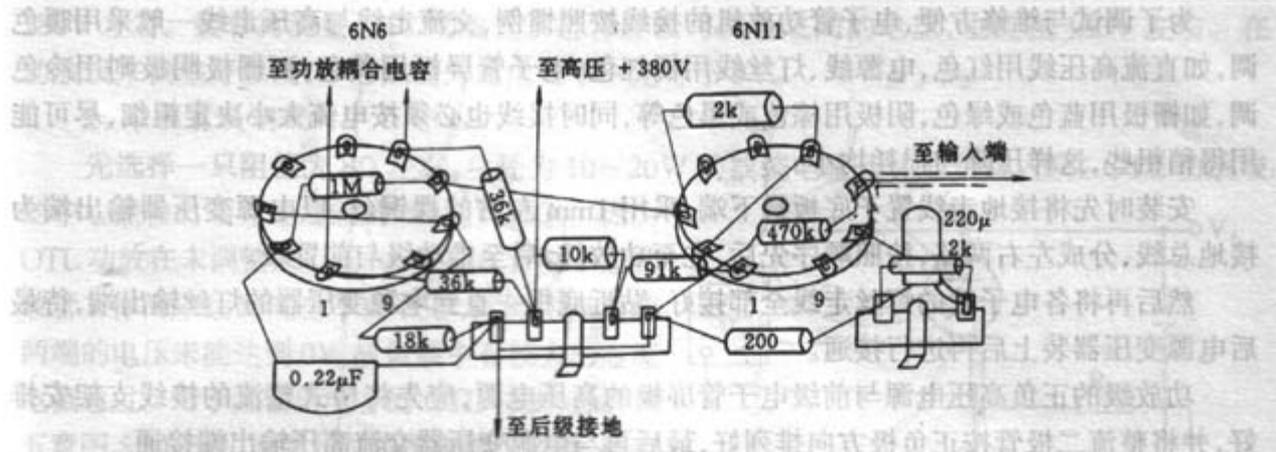


图 9-13

地端,而是先接到本级的阴极与栅极入地端,然后再至推动级与功放级,最后由功放级接到本声道的终端接地点上。

左、右声道各放大级的接地应严格分开,特别是输入端子与音量控制电位器的接线不要直接相通,以防止左、右声道间的相互干扰。

输入端灵敏度最高,约 0.1V 左右。输入电子管栅极的阴抗也高,约 200kΩ。为了防止内外噪波信号的串入而产生干扰,从输入端子开始,至音量控制电位器,再到输入管的栅极,其音频输入信号线应全部采用金属屏蔽隔离线,走线应按照距离最近为原则。金属屏蔽外层的接地端必须接到输入管阴极与栅极的接地点上。

### 六、整机布线

图 9-14 是 OTL 功放整机布线示意图。

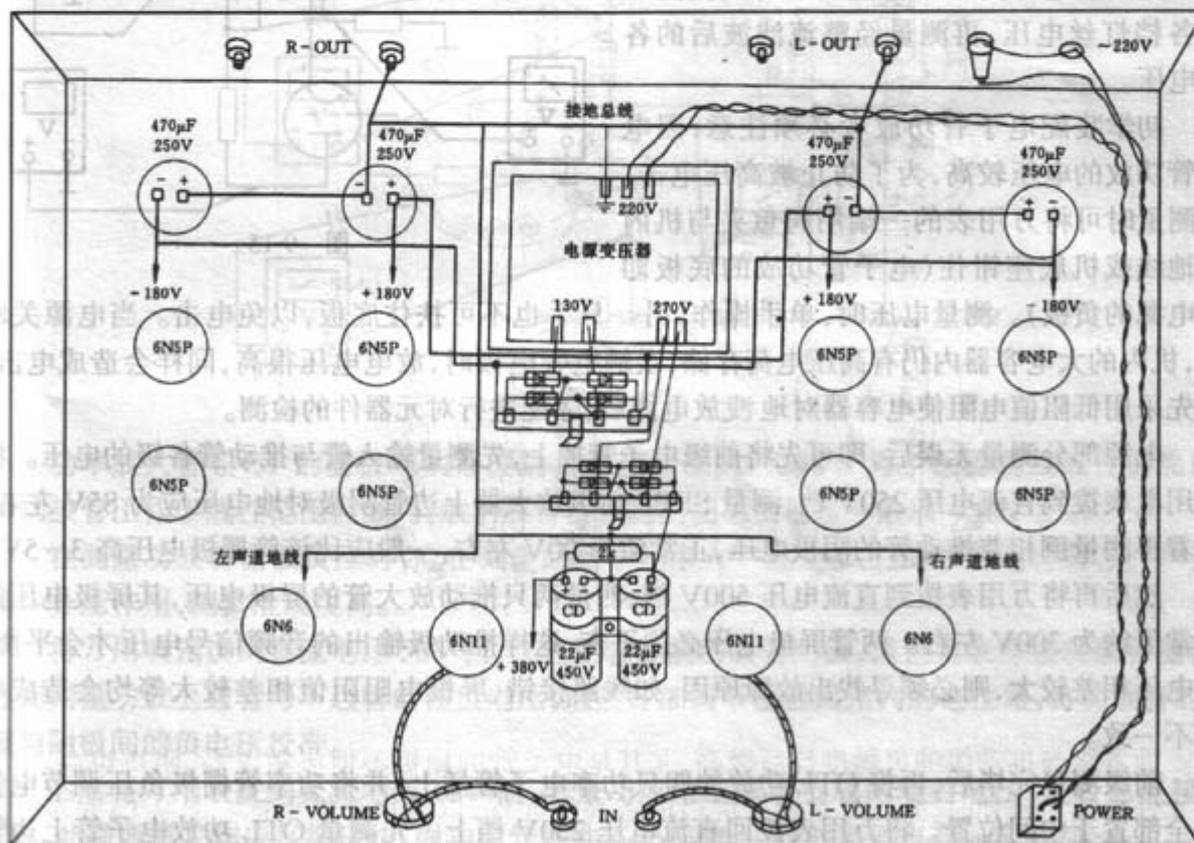


图 9-14

为了调试与维修方便,电子管功放机的接线按照惯例,交流走线与高压走线一般采用暖色调,如直流高压线用红色,电源线、灯丝线用橘红色,电子管屏极用黄色;而栅极阴极则用冷色调,如栅极用蓝色或绿色,阴极用棕色或黑色等,同时接线也必须按电流大小决定粗细,尽可能用得稍粗些,这样压降与损耗均小。

安装时先将接地走线置于底板最下端,采用1mm左右的裸铜丝,以电源变压器输出端为接地总线,分成左右两路,按照顺序先后,先至功放级,后至推动级与前置级。

然后再将各电子管的灯丝走线全部接好,贴近底板一直到电源变压器的灯丝输出端,待最后电源变压器装上后再进行接通。

功放级的正负高压电源与前级电子管屏极的高压电源,应先将桥式整流的接线支架安排好,并将整流二极管按正负极方向排列好,最后再与电源变压器交流高压输出端接通。

功放电子管的栅负压电源中的滤波电容与前级电子管屏极的去耦电容,分别安排在两侧按照就近接地的原则接通。

### 七、OTL 功放调试要领

调试前必须先将 OTL 功放电路图与安装实体机仔细对照,反复检查两三遍,看是否有接错的地方或漏焊的元件,各个接点之间用镊子轻轻拉一下,是否存在虚焊或假焊现象。各电子管屏极与栅极之间的元件或走线不可贴紧或平行,如有贴近之处应予以拨开。全部检查无误后即可开始调试。

#### 1. 空载调试

图 9-15 给出电子管屏极和阴极电压的测量点示意图。

先测量电源变压器各输出端的交流高压与各档灯丝电压,再测量经整流滤波后的各级电压。

初学装配电子管功放者必须注意,因电子管功放的电压较高,为了防止被高压电击,在测量时可将万用表的一端用鳄鱼夹与机内接地线或机底座钳住(电子管功放的底板即为电源的负极)。

测量电压时,单手操作,另一只手也不可扶住底板,以免电击。当电源关断后,机内的大电容器内仍有高压电荷存储,误触电容电极时,放电电压很高,同样会造成电击,应先采用低阻值电阻使电容器对地洩放电能后,才能进行对元器件的检测。

电源部分测量无误后,即可先将前级电子管插上,先测量输入管与推动管各级的电压。将万用电表拨到直流电压 250V 档,测量 SRPP 前级放大器上边管阴极对地电压应为 85V 左右。接着再测量倒相兼推动管的阴极电压,正常值为 90V 左右,一般应比该管栅极电压高 3~5V。

然后再将万用表拨到直流电压 500V 档,测量两只推动放大管的屏极电压,其屏极电压的正常值约为 300V 左右。两管屏极电压必须平衡,这样推动级输出的音频信号电压才会平衡。如电压相差较大,则必须寻找出故障原因,如线路接错、屏极电阻阻值相差较大等均会造成电压不一致。

前级测量完毕后,再将 OTL 功放的四只功率电子管插上,并将功率管栅极负压调节电位器全部置于中间位置。将万用表拨回直流电压 250V 档上。先测量 OTL 功放电子管上边管的电压,正表棒接上边管屏极,负表棒接上边管阴极与下边管屏极的中心线上。其电压应为

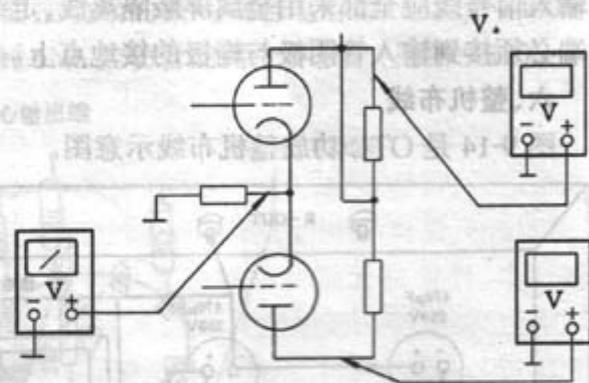


图 9-15

180V左右。接着再测量 OTL 功放管下边管屏极与阴极之间的电压,也应在 180V 左右。在功放级来调整好以前,中心点的对地电压不一定等于 0V。

## 2. 带假负载调试

先选择一只阻值为  $8\Omega$  左右,功耗为  $10\sim 20W$  的线绕电阻作为假负载,接在 OTL 功放级的中心点输出端与地之间的  $8\Omega$  接线柱上。因为 OTL 功放在未调整好以前,上边功放管与下边功放管工作尚未达到完全平衡状态,此时中点负载两端的电压未能达到 0V,故负载中有较大的直流电流通过。对于无输出电容的 OTL 功放(参看第五章图 5-7)来说,如果此时用扬声器作负载,扬声器音圈可能会因大电流通过而被烧毁。

带假负载的情况下可先参照图 9-16 对功放管阴极电阻压降进行测量。

先预测功放管的工作状态是否平衡,可用万用电表直流电压 5V 档,测量各只功放管 6N5P 阴极  $2\Omega$  电阻两端的电压降,每管电压降的正常值为 0.1V 左右,如果功放管阴极的电压降相差较大时,则表明其中有的功放管发射能力参差不齐。

接着参照图 9-17 对功放管的栅负偏压与中点电压进行测量调整。

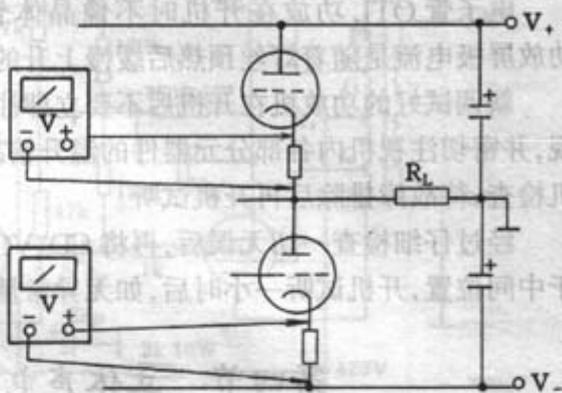


图 9-16

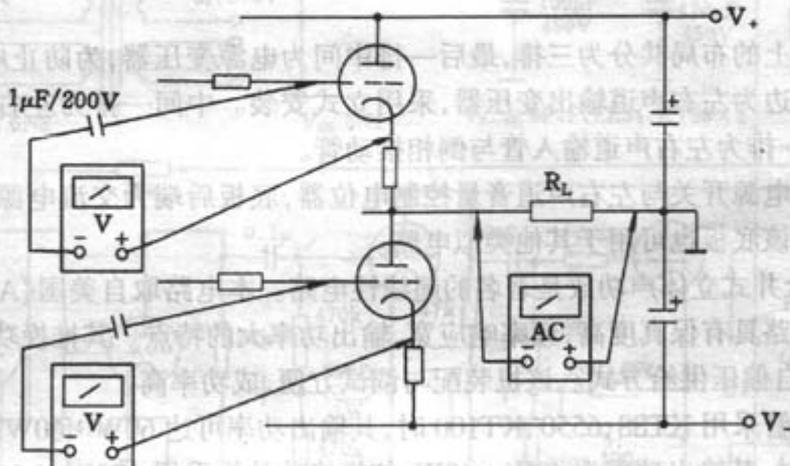


图 9-17

功率放大管 6N5P 的栅极与阴极间的负压规定值为  $-30V$ 。为了保持功放线性能良好,使功放管工作于线性范围区域内,故功放管栅极对阴极的负电压一般取  $-10V$  左右。

在测量功放管栅极负压时,应在测量回路中先串入一只  $1\mu F$ 、 $1200V$  的电容器,这样可以减少分压作用,测量准确度高。

将万用表先拨到直流电压 50V 档,红色正表棒接功放管阴极,黑色负表棒接功放管栅极,分别测量功放上边管与下边管的栅负电压,通过仔细调节栅极回路内的电位器,将功放管的栅极与阴极间的负电压校准。

然后将万用表拨到交流电压 10V 档,测量功放输出级假负载两端的电压,是否已经接近 0V。此项调整工作应仔细进行,因功率管特性不同,其栅负压的高低也有一定差别。

上述测量工作每个声道的功放级应重复调试一至二次,中点电压调到接近 0V,将调定的

电位器用热融胶或其他胶锁住,使之保持不变或采用相同阻值的固定电阻代替之。

### 3. 接实际负载调试

经以上初步调试结束后,即可接上扬声器进行实际细调。为保险起见,也可先接一只老式扬声器试听。在确认万无一失时,再接上好音箱试听。

电子管 OTL 功放在开机时不像晶体管 OTL 功放那样有冲击电流产生,因为电子管功放屏极电流是随着灯丝预热后缓慢上升的,所以电子管功放无需开机时的延时保护装置。

新调试好的功放机在开机后不要立即注入音频信号,应仔细倾听扬声器有无异常情况出现,并密切注视机内各部分元器件的温升情况,如发现有温升过高或有焦气味出现,应立即关机检查,待故障排除后再开机试听。

经过仔细检查一切无误后,再将 CD、VCD、DVD 等音频信号注入,并将音量控制电位器置于中间位置,开机试听一小时后,如无异常情况出现,则可表示安装圆满结束。

## 第四节 立体声电子管功率放大器的制作

合并式立体声功放所选电路通用性很强,制作者可根据自己的要求,采用超线性接法、三极管接法与标准式接法,所用功率电子管亦可根据所需功率大小,分别选用 6P3P、6L6、EL34、6CA7、KT88、6550 等。

图 9-18 是用 6P3P 功率管构成的立体声功放电路图。图 9-19 为合并式立体声功放通用型底板图。

通用型底板上的布局共分为三排,最后一排中间为电源变压器,为防止电磁干扰,采用座式安装。左右两边为左右声道输出变压器,采用立式安装。中间一排为左右声道两对推挽功率放大管;最前一排为左右声道输入管与倒相推动管。

底板前端为电源开关与左右声道音量控制电位器,底板后端为交流电源进线与左右声道输出接线端子。该底板也可用于其他类似电路。

图 9-18 的合并式立体声功放是著名的超线性电路。本电路取自美国《Audio》杂志上发表的原电路。本电路具有保真度高,频率响应宽,输出功率大的特点。其推挽功放级的工作状态为  $AB_1$  类,采用自偏压供给方式。该机装配与调试方便,成功率高。

当推挽功放管采用 KT88、6550、KT100 时,其输出功率可达  $60W + 60W$ ;如推挽功放管采用 EL34、6CA7 时,其输出功率为  $40W + 40W$ ;如推挽功放管采用 6P3P、6L6 时,其输出功率为  $30W + 30W$ 。

超线性功率放大器的显著特点是输出管有帘栅极反馈,因此具有威廉逊放大器高保真输出的优点,同时又具有标准功放输出接法的高效率的特点。可谓做到了两全其美。

超线性功放的输出变压器上连接帘栅极的抽头位置,应根据阻抗比 0.18 来计算,所以线圈的匝数比为它的平方根,即约等于 0.43。根据所采用的功放管不同,其功放管屏极电压一般取 380~500V 之间,屏至屏的负载阻抗宜选为  $5000\Omega$  至  $6500\Omega$ 。

为了使推动级有足够的输出电压,本机的推动放大级采用中放大系数双三极电子管担任,两管的屏极电压保持在 150~200V 之间。同时为确保推动级放大信号的高品质,其两管阴极加有较深的负反馈,确保能输出失真小的信号电压。本机的推动信号峰峰值电压可达到 40~55V。这样功放管栅极即能取得 -16V 以上的负电压,从而能保证功放级达到满功率的输出。

输入管与倒相管采用直接耦合的方式,这样可以减小输入信号的相位失真与频率失真,同时



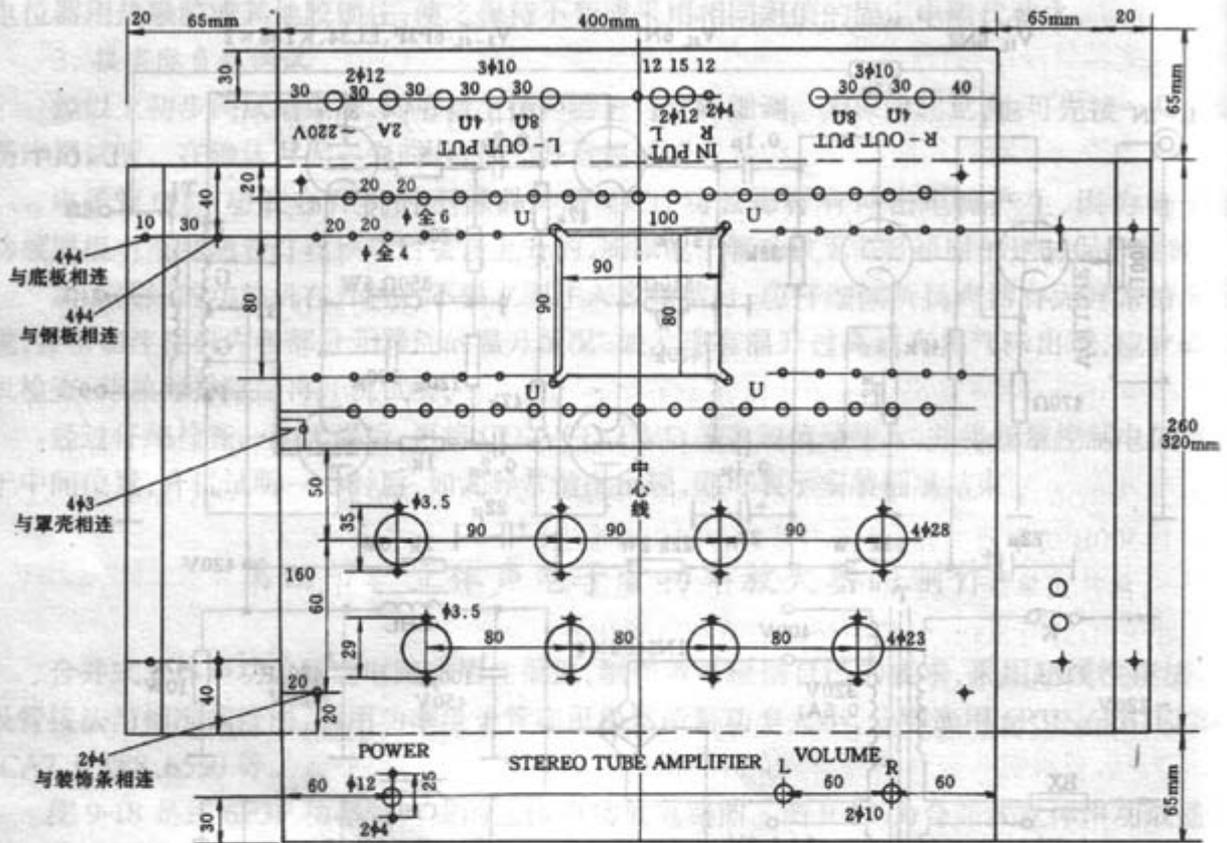


图 9-19

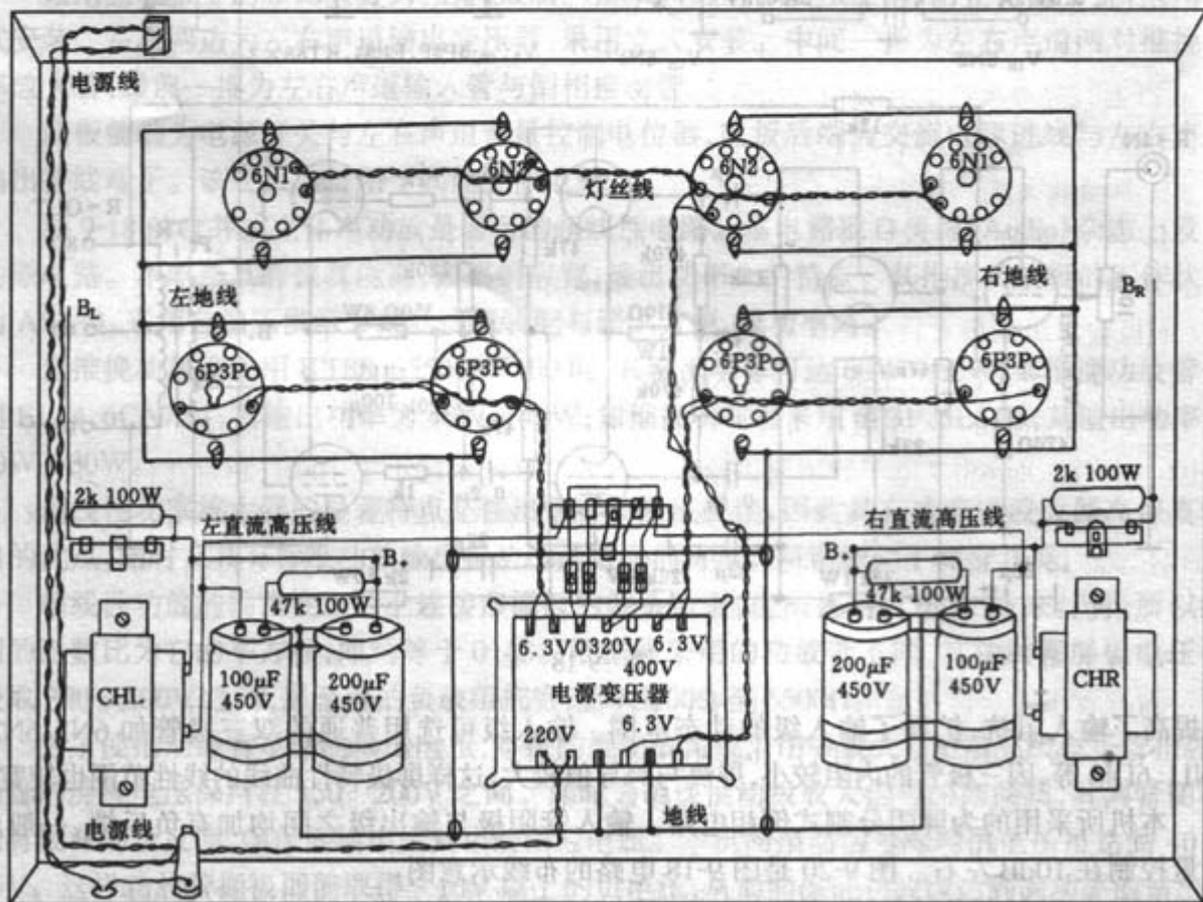


图 9-20

关于立体声电子管功放的安装与调试,可参看第八章第二节的有关内容。

## 第五节 双声道单端 A 类 300B 功放的制作

现代音源设备绝大多数均为双声道系统。因此,目前音频率放大器多是双声道为主。对于电子管功放来说将左声道与右声道两个相同的功放组合在一起,即组成了合并式功率放大器。这与晶体管式前置放大器与功率放大器合而为一的合并式功放接法上是有区别的。所以,电子管合并式功放也可称为双声道式立体声电子管功放。

有“胆中之王”之称的直热式三极功率电子管 300B,是功率放大管中的珍品,用该管制成的各种功放品质高雅,音色纯真柔美。其中用 300B 制成的单端 A 类功放,更具有特别迷人的音色,丰满的谐音。现将两组电路完全相同的单端 A 类 300B 功放组合在一起,制成合并式单端 A 类 300B 功率放大器,供音响爱好者制作时参考。

### 一、合并式单端 A 类 300B 立体声功放电路简介

图 9-21 是用 300B 组装的合并式单端甲类功放电路图。

#### 1. 输入电压放大级

现代音源设备的输出信号电压一般可达到 1~2V,故本功放的输入灵敏度设定为 1.4V。为了保证有足够的富裕量,在制作设定时应将输入信号电压取 0.7V,而每个声道功放管 300B 栅极的推动信号电压为 35V 左右,这时要求输入电压放大级的增益为  $35V/0.7V \approx 50$ ,这样功放管的栅极才能获得足够的推动能力。

本功放的输入电压放大级与推动放大级由高放大系数双三极电子管 6SL7(6N9P)担任,该管放大系数为 70,前一半三极管用来作输入电压放大,在共阴极 A 类放大器中,单级增益可达 50 以上。经放大后的音频信号由屏极输出,为了拓宽频响,减小相位失真,输入电压放大级与推动放大级采用直接耦合的方式。

#### 2. 推动放大级

本功放的推动放大级由 6SL7 双三极管的另一半担任,采用阴极输出器的方式,将放大后的音频信号由电容器耦合到功放管 300B 的栅极。阴极输出电路利于输入级与功放级之间达到匹配。

阴极输出级的最大特点是具有深度的电流负反馈作用,它能将功放整机的失真度,频率响应与信号噪声比等各项电性能得到较大改善。

须要着重指出的是,本级推动放大管的屏极电压约为 280V,阴极电压约为 140V,阴极直流电位相当高,而 6SL7 电子管手册中给出的阴极与灯丝耐压小于 100V,超过此极限电压,阴极与灯丝有被击穿的危险。为此,本电路将功放管阴极中取出 70V 直流电压,与 6SL7 电子管的灯丝一端相连,以提高该管的灯丝直流电位,这样该管的阴极与灯丝间的直流电位差为  $140V - 70V = 70V$ ,即低于 100V,以确保阴极与灯丝间的安全。

#### 3. 功率放大级

300B 直热式三极功率电子管,世界上生产的厂家很多,如:Western Electric 300B、Sovtek 300B、Svetlana 300B、Tesla 300B、Valve 300B 等。这些世界名牌产品价格不菲。幸好国内的曙光、桂光等电子管厂均有生产,这给国内发烧友带来方便。近年来曙光厂生产的新品镍屏悬丝 300B,即吊勾式 300B,音质尤为出色。

单端 A 类 300B 合并式功放级,每个声道用一只功放管来完成。300B 功放管屏极与阴极之间的工作电压约为 340~350V,屏极电流约为 60~70mA,300B 功放级的实际功率耗损为  $350V \times$

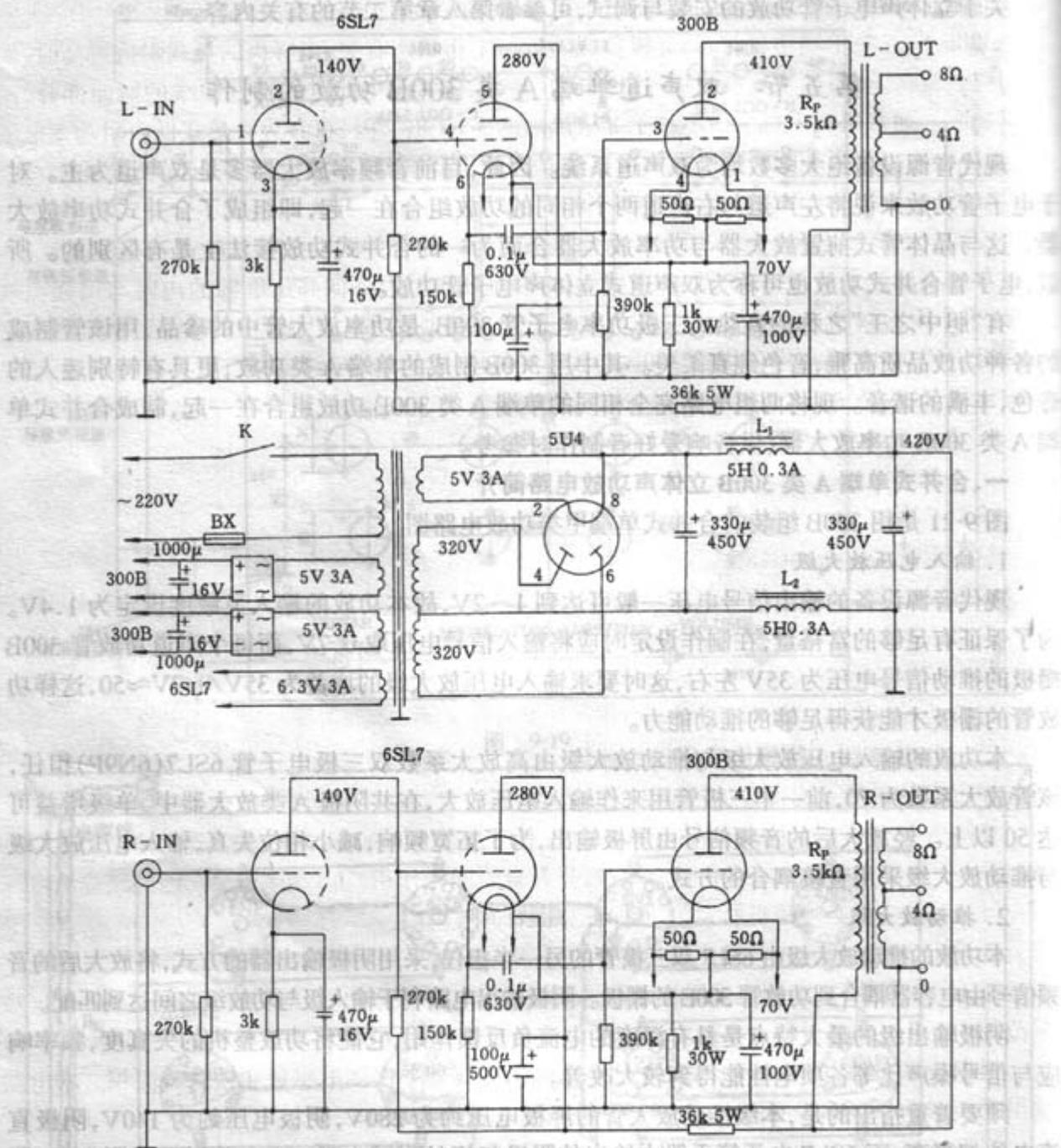


图 9-21 合并式单端 A 类 300B 功放电路图

0.07A $\approx$ 25W,但输出功率仅为 8W。不过,该单端 A 类功放所营造出来的声音却不同凡响。

单端 A 类 300B 功放级的工作点必须工作于栅压-屏流特性的直线部分。功放管的栅极负压必须配置适当。根据手册中对 300B 功率电子管栅负压规定值为  $-60\text{V} \sim -70\text{V}$ ,则该管担任 A 类放大时,前级推动电压变化必须限制在最高不超过  $\pm 35\text{V}$ 。

300B 功放管采用自给栅负压方式,由该管阴极对地电阻中取得。单端 A 类功放在工作时,从零信号到满信号其平均屏极电流应保持在  $60 \sim 70\text{mA}$  之间,不应有较大的波动。在调校时可采用直流电流表串接在功放管 300B 的屏极回路内,当功放管栅极有音频信号输入时,屏极电流会超出  $70\text{mA}$ ,这表示该管的栅极负压过低;反之,如屏极电流低于  $50\text{mA}$  时,则表明栅极负压值过高。可分别调整 300B 功放管阴极对地电阻与栅极对地电阻的阻值,使功放管的栅极负压值校

准在屏流曲线直线部分的中点,使屏极平均电流保持在 60~70mA 之间稳定不变。

300B 作 A 类单端功放时,其屏极负载阻抗与工作状态有关,当屏极的负载阻抗过高时,输出功率会有所下降;如果负载阻抗过低时,则功放工作状态可能进入特性曲线的弯曲部分,使失真加大。通常负载阻抗应该不小于屏极内阻的 3~4 倍。因 300B 为直热式低内阻功率电子管,其屏极内阻仅为 800Ω,所以本单端 A 类功放输出变压器一次侧的负载阻抗取 3.5kΩ。

#### 4. 合并式功放电源供给

本功放的高压电源供给采用电子管整流方式,由整流二极电子管 5U4 进行全波整流,并经过双 π 型滤波平滑网络,获得 420V 平稳的直流高压。为降低高压电源的内阻与增强滤波效果,采用阻流线圈进行滤波,两只阻流线圈的电感量均为 5H,电流为 0.3A。经整流滤波后第一级直流 420V 高压专门供给 300B 功放管屏极使用,再经 36kΩ/5W 电阻去耦降压后,第二级输出级 280V 次高压,供给输入级与推动级电子管的屏极使用。

#### 5. 本机主要技术指标

主要技术指标:

输出功率:	8W×2
输出阻抗:	4Ω, 8Ω
输入灵敏度:	1.4V
失真系数:	2%
频率响应:	25Hz~20kHz - 3dB
电源功耗:	120W

#### 二、300B 单端 A 类输出变压器的参数

如市售品中难于购得合适的输出变压器时,亦可自己动手进行试制,先作简化计算。

单端 A 类 300B 功放音频输出变压器的效率仅为 20%~30%,虽然该功放的输出功率只有 8W,但由于输出变压器中始终有电流流过,具有直流磁化作用,功率耗损 25W,因此该输出变压器在设定时的功耗必须适当加大,才能保证有良好的效果。

现设定 300B 单端 A 类输出变压器的功率  $P=30W$ ;一次侧负载阻抗  $R_p=3500\Omega$ ;直流工作电流  $I_0=0.07A$ ;二次侧负载阻抗  $R_1=4\Omega, R_2=8\Omega$ ;要求输出变压器在 60Hz~16000Hz 频率范围内的不均匀度小于 -3dB。该输出变压器的效率  $\eta$  取 0.75。

根据技术条件,可参阅第十章,先估算出输出变压器一次侧电感量和铁芯截面积。本电路输出变压器的一次侧线圈的电感量约为 9 亨;铁芯截面积取  $14\text{cm}^2$ 。

根据所取的铁芯截面积应选择 CB-30 型规格的 EI 硅钢片铁芯。为确保音频输出变压器的品质,应采用优质的冷轧硅钢片或 D42 以上的热轧硅钢片。

各组线圈的绕制数据如下:

初级线圈用 0.19mm 左右漆包线绕 2200 匝;次级线圈用 0.9mm 漆包线绕 146 匝,在 100 匝处抽头。

由于单端 A 类音频输出变压器具有直流磁化作用,故输出变压器的铁芯应防止产生磁饱和现象。所以 EI 铁芯应采取同方向顺插,并在叠厚层之间留出适当的空隙。制作时可选择厚度为 0.1mm 左右的电缆纸垫于空隙处,然后再将铁芯压紧。同时为防止输出变压器的外磁场干扰,应在输出变压器外加上屏蔽罩壳。

音频输出变压器的绕制比普通电源变压器绕制要复杂一些。为了取得优良的电性能,在绕制工艺上必须注意以下几点:(1)一次侧线圈的电感量必须符合技术要求,这样才能满足低

音频段频响特性的要求。(2)要求线包的漏感和分布电容应尽可能小些,这样才能满足高频段频响特性的要求。为此,一次侧线包最好采取分层分段的交叉叠绕方式绕制,并将二次侧线包夹绕于其中,这样的频响效果为最佳。

线包的层间绝缘应采用优质的绝缘电缆纸。由于线包的引出头较多,必须分清头尾,不能接错。输出变压器全部安装完毕后,应放置在干燥环境中用合适温度的热源焙烘一小时,然后乘热放入绝缘清漆中浸至无泡溢出,取出沥干,再烘干后备用。

### 三、合并式 300B 功放的结构

图 9-22 是合并式单端 A 类 300B 功放元件排列图。在合并式单端 A 类功放底座上的最后端放置电源变压器。为了防止干扰采用了金属屏蔽罩。与电源变压器靠近的是 5U4 整流电子管与二只滤波电解电容器。底座的中间安置左声道与右声道输出变压器,并同样采用了金属屏蔽罩,以防止外磁场干扰。与输出变压器靠近的是左、右声道功率放大管 300B,最前端为左声道与右声道输入级与推动级放大电子管 6SL7(6N9P)。在四只电子管的两侧装有镀铬金属弯条,其目的是能起到装饰与保护电子管的作用。

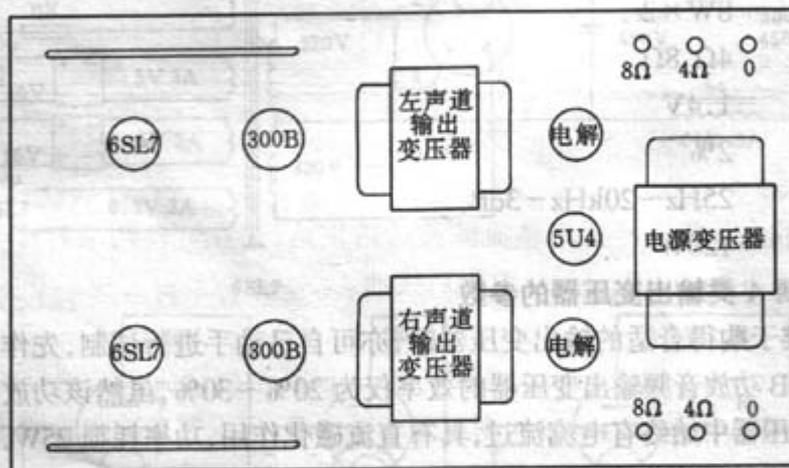


图 9-22

本功放的左、右声道输入端子安排在底座的前下方,以保持与输入电子管距离最近。左、右声道的输出接线端子分别设置在底座后端的上面,以方便与扬声器音箱的驳接。两只阻流线圈  $L_1$  与  $L_2$  分别安装在底座内部的中央。为防止噪声的干扰,本功放不设置左、右声道音量控制电位器。脱卸式电源进线座、保险丝座等均设置在底座背板下方。

本功放的底座采用镀锌薄铁板、烘漆薄铁板、不锈钢或不锈钢板均可,厚度 1.5~2mm。底座参考尺寸为:宽 220mm、深 400mm、高 70mm、加上底座盖板后,再装上四只底脚。

图 9-23 给出内部接线图,仅作参考之用。安装时应根据电路图仔细焊装。

#### 1. 安装零部件

在合并式 300B 功放底座上,先将各种接插件、输入与输出接线端子、电子管管座、接线支架等小零件逐一装上。陶瓷电子管管座在安装时必须注意图示方位,以保持接线距离最近。其中电源变压器,左、右声道输出变压器由于体积大而笨重,故应该在全部元件焊接完毕以后再装。因为在安装过程中底座要四面翻动,容易损伤外表,且给元件的焊接带来不便。

#### 2. 布灯丝接线

合并式 300B 功放的灯丝供给分为三组,左声道与右声道功放管各接一组,前级左、右道 6SL7(6N9P)合用一组。为防止感应交流噪声,灯丝接线应全部采用绞合方式。为减少功放级

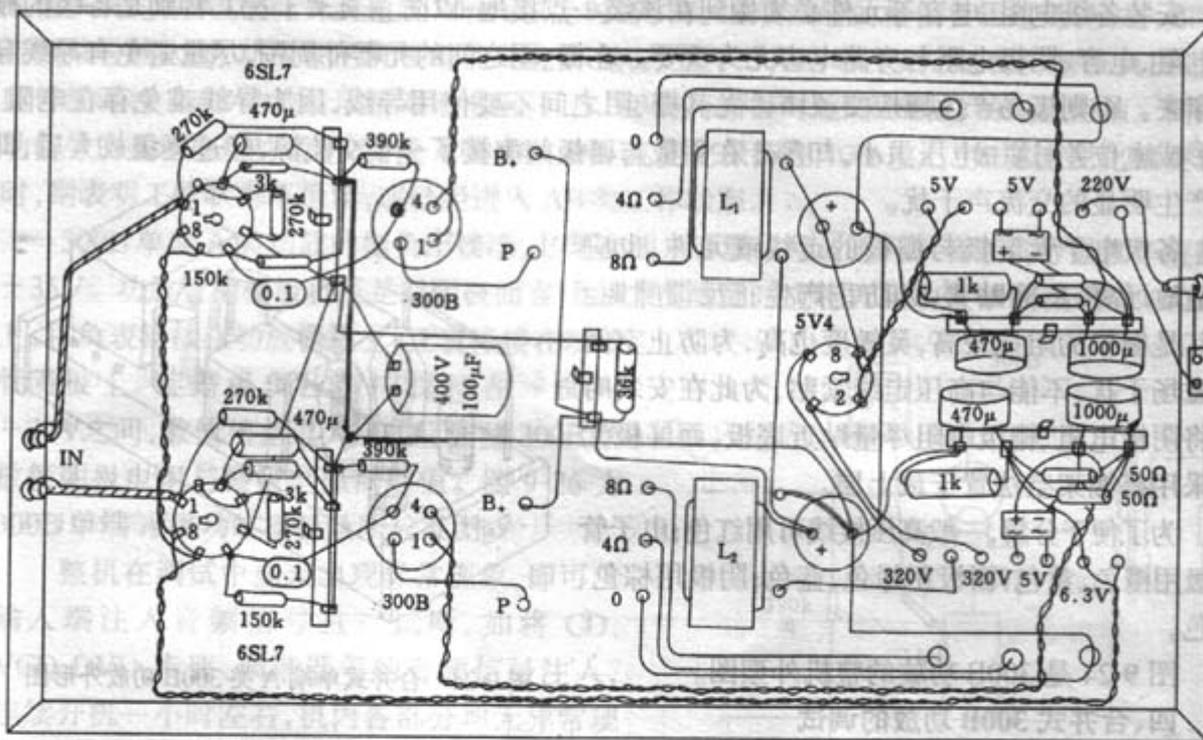


图 9-23

的交流声干扰,功放电子管先经桥堆整流滤波后再供给,并在灯丝两端各接  $50\Omega/3W$  电阻一只,经电阻中心抽头再通过阴极自偏压电阻后接地。

### 3. 屏蔽隔离线

由于输入电子管 6SL7 栅极的输入灵敏度很高,极易产生交流杂波信号的干扰,所以必须采用金属屏蔽隔离线。屏蔽线外层金属编织线的接地端,应安排在输入管阴极接地处。

### 4. 装高压电源部分

电子管功放的高压电源部分比晶体管功放电源线路简单,调试容易,无需稳压及大电容滤波等。这主要因为电子管功放为高电压小电流型,电源波动不大。但电子管功放对于抑制交流声措施比较复杂,在布线上应考虑周到,如高压走线、电源变压器位置、外界电磁场的辐射等。

本功放的高压电源整流由 5U4 电子管担任,4 脚与 6 脚为二只屏极,与电源变压器中交流高压绕组相连;2 脚与 8 脚既是灯丝档,又是整流后的直流高压输出端。经全波整流后的直流高压,采用上下两组 CLC 组成的  $\pi$  型滤波网络,故高压电源的内阻较小,效率高,波纹系数也小。高压电源的走线应采用接线架支撑起来,以防止与机内各级产生干扰。

### 5. 装各级元器件

各种电阻、电容等元器件均采用传统的胆机搭棚式焊接方式。其优点是走线可以做到距离最近,且可减少导线过长带来的介质损耗。

为防止电阻器本身带来杂讯干扰,本功放的电阻器均应采用金属膜电阻器。除特别注明功率外,一律采用 1W 金属膜色环或大红袍电阻。

耦合电容器对整机的影响较大,可采用音响专用电容或 CBB、CZM 油浸电容等转换速率慢的电容。对有极性的电容作级间耦合时,其极性不能接反,应注意高电位接正端,低电位接负端。为防止漏电带来的弊病,可用兆欧表检测合格后再装上。因为稍有漏电的电容,其电容电阻特性加大,损耗增加,并易导致放大器产生相移与互调失真。

安装各级电阻、电容等元件必须做到在该级一点接地,以防止交叉干扰。特别是各级的栅极电阻、电容、阴极电阻与旁路电容尤为重要。在栅、阴之间的元器件周围,尽量避免有导线穿来穿去。否则极易产生感应交流声。尤其栅、阴之间不要使用导线,因为导线难免存在电阻,而形成电位差,这一电压虽小,却等于在阴极与栅极间串接了一个交流源,经过逐级放大后,即会产生明显的交流声干扰。

各级电子管屏极与栅极的走线或元件,也应尽量地远离,不能贴紧,以防止产生正反馈啸叫。尤其是栅极的阻抗较高,灵敏度也高,为防止空间电磁场干扰,不能与高压走线紧贴,为此在安装时可将阴极电阻、栅极电阻尽量贴近底板,而屏极元件采用搭棚架空法置于最上层。

为了便于分辨,一般高压接线可用红色;电子管屏极用橙色、黄色;栅极用绿色、蓝色;阴极用棕色、黑色。

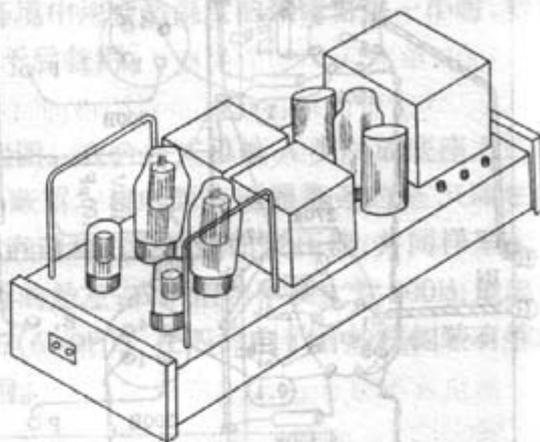


图 9-24 是 300B 功放的整机外型图。

图 9-24 合并式单端 A 类 300B 功放外形图

#### 四、合并式 300B 功放的调试

在全部零部件安装焊接完毕后,对照电路图仔细查对,看是否存在接错或漏焊之处。一切无误后再将四只电子管插上。

调试前应在输出端子上先接上假负载,可选用  $100\Omega$  以内,  $10W$  以上的电阻来代替。然后接通交流电源,并密切注视所有零部件的温升是否正常,不可有跳火或冒烟等不正常现象出现。

##### 1. 测量各级直流电压

电源变压器中两个高压绕组的输出交流电压均为  $320V$ , 经由  $5U4$  高压整流管进行全波整流后, 在该管 2 脚或 8 脚任何一端对地均有高压输出。第一级的峰值直流高压应为  $440V$  左右。经双档阻流线圈组成的 CLC 滤波平滑网络之后的电压应为  $420V$  左右的平稳直流高压。

300B 功放电子管的屏极对地的直流电压应为  $410V$  左右, 阴极对地电压约为  $70V$ , 屏极与阴极之间的电压应为  $340V$  左右。

推动电子管  $6SL7(6N9P)$  屏极对地电压为  $280V$  左右, 阴极对地电压  $142V$  左右, 栅极对地电压  $140V$  左右。输入电压放大管的屏极对地电压  $140V$  左右, 阴极对地电压  $5V$  左右。

上述电压值根据所使用的万用表内阻的不同, 会略有出入。测量方法, 可参看本章。

##### 2. 300B 单端 A 类功放级调试

图 9-25 为本机屏流校准示意图。

A 类功放管的工作状态必须保持在屏流—栅压特性曲线的中间部分, 因此对 A 类功放管的栅极负压应进行仔细调校, 以确保平均屏流数值的恒定。300B 功放管的平均屏极电流应控制在  $60 \sim 70mA$  之间。

具体校准方法是, 采用万用电表  $200 \sim 250mA$  档, 如图示将表棒分别串接在功放管屏极回路内, 当功放管栅极有音频信

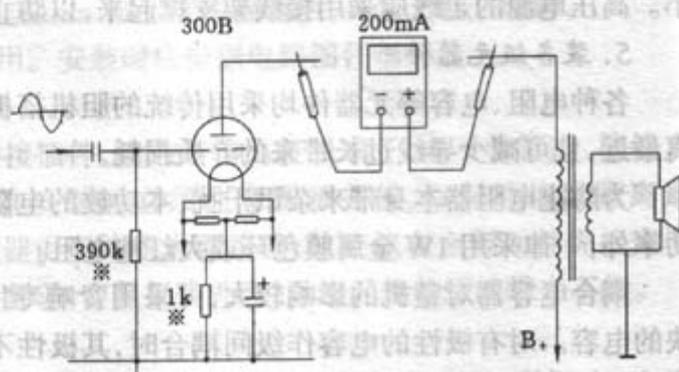


图 9-25 300B 单端 A 类功放屏流校准图

号输入时,如屏极电流升高超出 70mA 以上时,则表示该功放管的栅极负压过低;反之,如在有音频信号输入时,功放管的屏极电流随之降低,并低于 50mA 以下时,则表明栅极负压过高。应仔细调校 300B 功放管阴极对地电阻(1kΩ、30W)与栅极对地的 390kΩ 的电阻阻值。同时推动信号的强弱应保持适中,测量 A 类功放的屏流变化保持在 10% 左右,如屏流变化幅度较大时,则表明工作状态不稳定,或已经进入 AB 类工作状态。

300B 单端 A 类功放的栅负压校准,必须在注入音频信号时进行。音频信号强度不应超过 ±35V。功放管的栅极负压是对阴极而言,因此,在测量时应将万用表置于直流电压 100V 档上,将负表棒接在功放栅极上,正表棒接在功放管阴极上。其栅极负压值应保持在 -60 ~ -70V 之间,数值相差过大应相应调整 300B 功放管阴极电阻与栅极电阻的阻值。图 9-26 为 300B 单端 A 类功放栅极负压校准图。

整机在调试中如未出现异常现象,即可从输入端注入音频信号进行试听,如将 CD、VCD、DVD、卡座、调谐器等的音频信号注入,连续开机一小时左右,机内各部分均无异常现象时,即可认为初步试装成功。

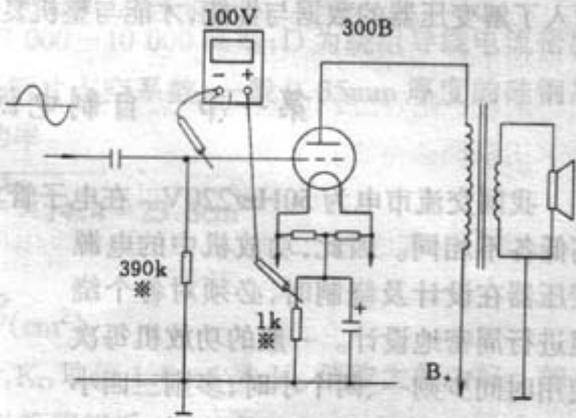


图 9-26

五、煲机与聆听  
对新装胆机来说,刚开始可能声音并不理想,如高音较亮、中音发紧等。因电子管正常工作需要一定的预热时间才能逐渐趋于稳定发挥最好效能,其他的阻容元件往往需要一定的稳定过程,所以,初装好的机器像煲汤煮饭需要慢功烹制,才能达到美味可口一样,要进行较长时间的开机使用。这一过程被称为“煲机”。“煲机”一段时间后,声音会逐渐匀称起来,放出靓声。

合并式 300B 功放的输出功率虽然只有 8W×2,由于电子管功放的负载能力很强,故可以带动一对普通的中型音箱。

先用该功放播放《蔡琴老歌》CD 重点聆听人声特色,可以发现本机对人声表达细腻,真切柔顺,音色温暖甜美,韵味十足。

再欣赏中国古典乐曲 CD《春江花月夜》时,音乐韵味浓郁,清澈透明,其中的琵琶声与笛声将乐曲中的波光月影表现得淋漓尽致。整个乐曲从始至终错落有致,有如行云流水,充分反映出“胆中之王”梦幻之球的无限魅力。

## 第十章 电源变压器和输出变压器的简化设计与绕制

电源变压器与输出变压器是电子管功放的重要部件,其中,输出变压器的品质与整台功率放大器的品质有着密切关系。不管是自行设计与绕制,还是选购各种市售的成品变压器,必须深入了解变压器的数据与性能,才能与整机良好匹配,获得良好的、理想的效果。

### 第一节 自制电源变压器的简化计算

我国交流市电为 50Hz/220V。在电子管功率放大器中,电子管所需工作电压和电流值的高低各不相同。因此,功放机中的电源变压器在设计及绕制时,必须对各个绕组进行周密地设计。一般的功放机每次使用时间少则一、两个小时,多则三四小时,有时甚至整天连续开放使用。所以在绕组导线的线径选择及硅钢片选用上,必须要有足够的富裕量。

现以目前常用的合并式立体声功放的电源变压器为例进行简化设计。图 10-1 是立体声功放电源变压器绕组分布图。

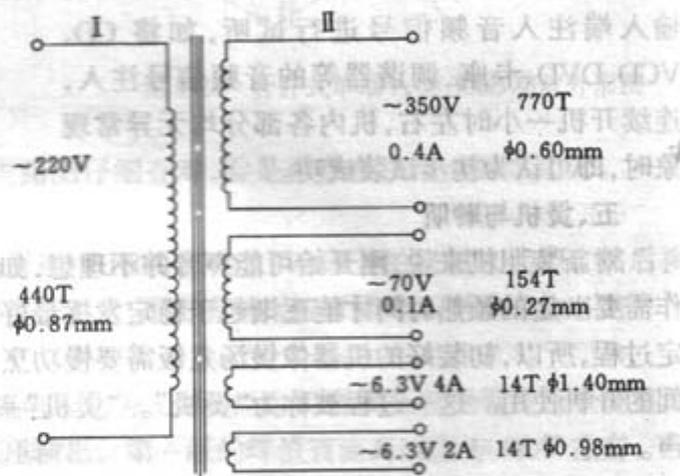


图 10-1

图 10-1 中绕组 I 为原边初级,又称为一次侧;绕组 II 为副边次级,又称为二次侧。

电源变压器原边一次侧绕组为 ~220V;二次侧绕组包括供给功放各电子管屏极的高压绕组,其电压为 350V,电流为 0.4A;栅极负压绕组为 70V,0.1A;灯丝绕组分为两个绕组,一个为 6.3V、4A,一个为 6.3V、2A。一次侧与二次侧之间为静电隔离层,其一端引出线头通地。

功放电源变压器的设计过程是根据已知条件来计算铁芯截面积、导线直径、线圈匝数等各项数据。变压器的正规设计,要参考的因素很多,设计计算是较为复杂的。下面只介绍业余制作的简化估算方法:

#### 1. 变压器功率的计算

按照电路中所给出的已知条件,先分别计算出二次侧各绕组的功率:

变压器的各绕组在工作时,都有一定的功率损耗。一般高压绕组损耗较大,在高电压绕组中加入了适当的损耗系数。估算式为

$$P_1 = 1.88UI = 1.88 \times 350V \times 0.4A = 263VA$$

$$P_2 = 1.56UI = 1.56 \times 70V \times 0.1A = 11VA$$

$$P_3 = UI = 6.3V \times 4A = 25VA$$

$$P_4 = UI = 6.3V \times 2A = 13VA$$

则电源变压器一次侧的功率约为

$$P = \frac{P_1 + P_2 + P_3 + P_4}{\eta} = \frac{263 + 11 + 25 + 13}{0.9} = 347\text{VA}$$

式中： $\eta$  为效率，一般取 0.8~0.9。

## 2. 电源变压器铁芯的估算

变压器的铁芯尺寸由功率与绕组导线电流密度来决定。其截面积可由下式计算：

$$S_c = K_c \sqrt{\frac{P \times 10^3}{B_m}} \times D$$

式中： $B_m$  为硅钢片的磁通密度，一般取值为 7 000~10 000 高斯； $D$  为绕组导线电流密度系数，如按照 2.5A/mm<sup>2</sup> 计算时为 14.4； $K_c$  为硅钢片占空系数，一般 0.35mm 厚度的硅钢片为 1.1，0.5mm 厚的硅钢片取 1.06； $P$  为变压器功率。

$$\text{则 } S_c = K_c \sqrt{\frac{P \times 10^3}{B_m}} \times D = 1.06 \sqrt{\frac{347 \times 10^3}{10\,000}} \times 14.4 = 23.6\text{cm}^2$$

另有一个经验估算公式，简单得多：

$$S_c = K_D \sqrt{P} (\text{cm}^2)$$

式中： $K_D$  是经验计算系数。对于 GE 型铁心， $K_D$  取值 1.0~1.4， $K_D$  值取大些为好。如  $P = 347\text{VA}$ 、 $K_D$  取为 1.3，则  $S_c = 24.2\text{cm}^2$ ，与上式计算值相近。

根据求得的铁芯截面积  $S_c$  值，再选择市售适当型号的铁芯，并计算出铁芯的叠厚。铁芯型号的选择，应保证叠厚  $H$  与铁芯中心宽度  $A$  的比值在 1~2 之间。

根据上例如我们取 GEIB38 型铁心，参照图 10-2，可作如下简单估算：

铁芯叠厚  $H = S_c / A = 23.6 / 3.8 = 6.2\text{cm}$ ，因此，铁芯叠厚  $H$  与铁芯中心面宽  $A$  的比值即为： $H/A = 6.2 / 3.8 \approx 1.6$ ，可以满足要求。

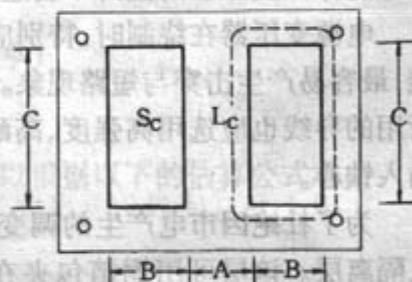


图 10-2

## 3. 线圈匝数的计算

每伏匝数( $N_0$ )可由下式求得

$$N_0 = \frac{10^8}{4.44fS_cB_m} = \frac{10^8}{4.44 \times 50 \times 23.6 \times 10^4} \approx 2 \text{ 匝/伏}$$

式中： $f$  为变压器的工作频率， $B_m$  为铁心磁通密度， $S_c$  为铁心截面积。因为电源变压器的工作为单一频率，即  $f = 50\text{Hz}$ 。

则变压器一次侧的匝数( $N_1$ )为

$$N_1 = N_0 U_1 = 2 \times 220 = 440 \text{ 匝}$$

由于交流市电( $U_1$ )来自发电厂，阻抗几乎等于零，而二次侧线组接入负载以后，将会产生 5~10V 的电压降，故二次侧各个绕组的匝数应乘以系数 1.1。

$$N_2 = 1.1 N_0 U_2 = 1.1 \times 2 \times 350 = 770 \text{ 匝}$$

$$N_3 = 1.1 N_0 U_3 = 1.1 \times 2 \times 70 = 154 \text{ 匝}$$

$$N_4 = 1.1 N_0 U_4 = 1.1 \times 2 \times 6.3 = 14 \text{ 匝}$$

$$N_5 = 1.1 N_0 U_5 = 1.1 \times 2 \times 6.3 = 14 \text{ 匝}$$

式中： $U_2$ 、 $U_3$ 、 $U_4$ 、 $U_5$  为各绕组的电压值。

#### 4. 导线直径的计算

绕组导线的直径( $d$ )与电流和导线电流密度有关。

$$\text{即: } d = 1.13 \sqrt{I/J} (\text{mm})$$

导线电流密度  $J$  一般取  $2.5\text{A}/\text{mm}^2$ ，则上式即可简化为  $0.7\sqrt{I}$ ，则各绕组所用导线的直径应为

$$d_1 = 0.7 \sqrt{I_1} = 0.7 \sqrt{P/U} = 0.7 \sqrt{347/220} \approx 0.87\text{mm}$$

$$d_2 = 0.7 \sqrt{I_2} = 0.7 \sqrt{1.88 \times 0.4} \approx 0.6\text{mm}$$

$$d_3 = 0.7 \sqrt{I_3} = 0.7 \sqrt{1.56 \times 0.1} \approx 0.27\text{mm}$$

$$d_4 = 0.7 \sqrt{I_4} = 0.7 \sqrt{4} \approx 1.40\text{mm}$$

$$d_5 = 0.7 \sqrt{I_5} = 0.7 \sqrt{2} \approx 0.98\text{mm}$$

## 第二节 电源变压器绕制要领

电源变压器在设计及绕制时，必须考虑到一般功放机的连续开机时间较长，所以电源变压器在设计及绕制时必须采用较好质量的硅钢片，漆包线径的电流密度也要有足够的富裕量，这样才能保证变压器的温升不会过高。

电源变压器在绕制时，特别应注意的是绝缘性能必须良好。因为高压绕组的绝缘性能不佳，最容易产生击穿与短路现象。所以每层之间必须要有绝缘性良好的电缆纸进行层间衬垫，所用的导线也应选用高强度、高耐压的 QZ-2 漆包线。绕线要紧密整齐，疏松的线包可能无法插入铁心。

为了杜绝因市电产生的调变交流声，在电源变压器的一次侧与二次侧之间，必须加有静电隔离层。该层可用铜箔包夹在一次侧线圈的外层，并焊上一根引线以便接地；还可采用漆包线单独密绕一层，将一端头引出作为接地线。但必须注意的是静电隔离层本身决不能形成短路环，如用铜箔包夹时，中接口外必须衬垫好绝缘纸或黄蜡绸，铜箔头尾处不能短路。

目前功放机中大多数采用旁热式电子管，为防止交流声干扰，一般绕制灯丝绕组时，最好设置中心抽头接地端子，这样万一电子管灯丝与阴极间有轻微漏电时，也不会产生交流声干扰。

## 第三节 音频输出变压器的简化估算

电子管功率放大器的品质与音响效果，与音频输出变压器的性能有着非常密切的关系。高保真音频输出变压器的设计与绕制，比电源变压器复杂得多。因为电源变压器工作于单一的 50Hz 频率下，而音频输出变压器则工作于 20Hz~20kHz 的音频范围之内。且音频输出变压器的初级是功放电子管屏极输出负载，阻抗很高，故在设计及绕制时既要考虑与功放管的输出阻抗匹配，又要考虑它的频率特性。

### 一、超线性推挽输出变压器的计算

现以高保真超线性推挽输出变压器为例，如其输出功率设定为  $P = 50\text{VA}$ ，变压器一次侧

屏至屏的负载阻抗  $R_p = 5\ 000\Omega$ ，直流工作电流  $I = 240\text{mA}$ ；二次侧的负载阻抗为  $4\Omega$  与  $8\Omega$ 。要求变压器频响在  $60\text{Hz} \sim 16\text{kHz}$  范围内，变压器效率  $\eta$  取为  $0.8$ 。

要指出的是，音频变压器分为有直流磁化型和无直流磁化型两种。它们的计算方法略有不同。对推挽变压器来说，上下两组线圈的直流磁通正好抵消，所以属于无直流磁化型变压器。计算时不考虑直流磁化的影响。

按照以上给的参数，可作如下估算：

### 1. 输出变压器一次侧的电感量的估算

为了保证通频带范围内的频率特性，其一次侧的电感量必须满足下限频率的要求。变压器一次侧的电感量  $L_p$  计算公式如下：

$$L_p = \frac{R_p}{2\pi f_D \sqrt{M_D^2 - 1}}$$

式中： $R_p$  为一次侧负载阻抗； $f_D$  为技术条件规定的下限频率； $M_D$  为工作于下限频率时的允许失真系数，一般取  $1.4$  左右。

自制时可用以下简化公式估算：

$$L_p = \frac{R_p}{4.83f_D}$$

将所给的数值代入公式，则：

$$L_p = \frac{R_p}{4.83f_D} = \frac{5000}{4.83 \times 60} \approx 17(\text{亨})$$

### 2. 估算铁芯截面积

铁芯截面积通常可以在铁芯参数表中查得。计算时，可以根据以下的估算公式求出：

对于电子管推挽输出变压器：

$$S_c = \frac{25P_0}{\eta f_D}$$

式中： $P_0$  为输出功率； $f_D$  为下限工作频率； $\eta$  为变压器的效率。

根据上面给出具体数值，该输出变压器所用铁芯的截面积约为

$$S_c = \frac{25P_0}{\eta f_D} = \frac{25 \times 50}{0.8 \times 60} = 26\text{cm}^2$$

要说明的是，音频输出变压器的实际正规计算要考虑的因素很多，像铁芯的导磁系数、铁芯的磁通密度等都要计算在内。

### 3. 初级绕组匝数的估算

对于无直流磁化型输出变压器，其初级线圈、次级线圈都可以按下式计算：

$$N = 8.93 \times 10^3 \sqrt{\frac{L l_c}{\mu S_c}} (\text{匝})$$

式中： $L$  为绕组电感； $l_c$  为铁芯磁路的长度，通常  $l_c$  为铁芯中心舌宽的  $5.6$  倍（中心舌宽在铁芯参数表中可以查出，也可以直接量取）； $S_c$  为铁芯截面积； $\mu$  为铁芯导磁率（普通热轧硅钢片为  $400 \sim 500$ ，冷轧硅钢片为  $800 \sim 1\ 000$ ）。

取硅钢片导磁率  $\mu = 500$ ，如所用铁芯中心舌宽  $A = 3.5\text{cm}$ ，则磁路长度  $l_c$  约为  $19\text{cm}$ 。代入前列的实际数据，初级线圈：

$$N_{初} = 8.93 \times 10^3 \sqrt{\frac{L_L C}{\mu S_C}} = 8930 \sqrt{\frac{17 \times 19}{500 \times 26}} = 1408 (\text{匝})$$

#### 4. 次级各组线圈计算

次级线圈匝数可用下式求得

$$N_{次} = \frac{N_{初}}{\sqrt{\frac{R_{P\eta}}{R_Z}}}$$

次级有两个绕组，带有中间抽头。

0~4Ω 二次侧线圈的匝数为

$$N_1 = \frac{N_{初}}{\sqrt{\frac{R_{P\eta}}{R_Z}}} = \frac{1408}{\sqrt{\frac{5000 \times 0.8}{4}}} \approx 45 \text{ 匝}$$

0~8Ω 二次侧线圈的匝数为

$$N_2 = \frac{1408}{\sqrt{\frac{5000 \times 0.8}{8}}} \approx 63 \text{ 匝}$$

次级线圈一共 63 匝，在 45 匝处抽头作为 4Ω 输出端。

#### 5. 导线直径的计算

从已知技术条件中给出的  $I_0 = 240\text{mA}$ ，为推挽两功放管的直流工作电流。一般输出变压器的一次侧电流，均含有交流分量和直流分量，在计算导线直径时，应按照直流分量的平均电流来计算。因此

$$I_{平均} = \sqrt{\frac{P}{R_p} + \left(\frac{I_0}{2}\right)^2} = \sqrt{\frac{50}{5000} + \left(\frac{0.24}{2}\right)^2} \approx 0.156\text{A}$$

为了提高输出变压器的传输效率，现电流密度取  $2\text{A/mm}^2$ ，则一次侧的导线直径应为

$$d_{初} = 0.8 \sqrt{I_{平均}} = 0.8 \sqrt{0.156} \approx 0.31\text{mm}$$

二次侧的导线直径应为

$$d_{次} = \frac{d_{初}}{\sqrt{\frac{N_{次}}{N_{初}}}} = \frac{0.31}{\sqrt{\frac{63}{1408}}} \approx 1.47\text{mm}$$

本例  $N_{次} = 63$  匝

此外，输出变压器的漏感参数也应做得越小越好。漏感与功放管的等效内阻、负载阻抗、上限频率有关。

音频输出变压器的漏感测试比较复杂，一般业余不易检测。有条件可在二次侧完全短路的情况下，通过电感电桥，测得一次侧的电感值，即为一次侧漏电感的近似值。

上例的输出变压器，漏感在  $0.08\text{H}$  左右。

图 10-3 是用 GEIB35 型硅钢片迭厚  $5.4\text{cm}$  的铁芯制作输出变压器的线路图。

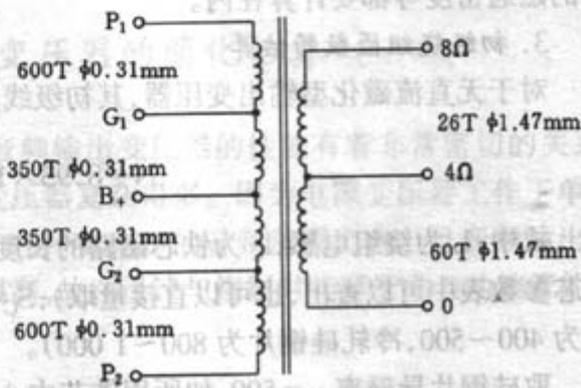


图 10-3

## 二、单端音频输出变压器的计算

现给出单端音频输出变压器技术数据,其输出功率  $P = 10\text{W}$ ,一次侧负载阻抗  $R_p = 4500\Omega$ ,直流工作电流  $I_0 = 50\text{mA}$ ,二次侧阻抗  $R_2 = 8\Omega$ ,要求音频单端输出变压器在  $80 \sim 14000\text{Hz}$ 范围内不均匀度小于  $-3\text{dB}$ ,变压器效率  $\eta = 75\%$ 。

由于单端音频输出变压器具有直流磁化作用,故变压器的功耗比推挽式变压器稍大,其参考数据亦有变化。

1. 根据已知条件,先要计算出单端输出变压器一次侧的电感量,其用简化式估算的电感量为

$$L_p = \frac{R_p}{6.28f_D} = \frac{4500}{6.28 \times 80} \approx 9(\text{亨})$$

2. 测知直流磁化情况

单端输出变压器存在直流磁化问题。计算绕组匝数应考虑在内。当所测得的直流电流满足下列公式时,匝数仍可按推挽变压器的匝数计算公式计算:即

$$I_{DC} \leq \frac{1}{300 \sqrt{L_p}} (\text{A})$$

如本例单端输出变压器的直流电流  $I_{DC}$ 即等于

$$I_{DC} \leq \frac{1}{300 \times \sqrt{9}} = 1.11\text{mA}$$

如果  $I_{DC}$ 较大就要用下列公式计算匝数。

$$N = 8.85 \frac{L_p I_{DC}}{S_c} + \sqrt{\left(8.85 \frac{L_p I_{DC}}{S_c}\right)^2 + 2.65 \times 10^5 \frac{L_p l_c}{S_c}} (\text{匝})$$

式中: $l_c$ 为铁芯磁路平均长度; $S_c$ 为铁芯截面积; $L_p$ 为初级线圈电感。

3. 计算铁芯截面积

估算公式为

$$S_c = 300 L_p I_0^2$$

式中: $L_p$ 为初级电感值; $I_0$ 为直流工作电流。

本例的  $S_c = 300 L_p I_0^2 = 300 \times 9 \times 0.05^2 = 6.75\text{cm}^2$

根据所求得的铁芯截面积的值  $S_c$ 为  $6.75\text{cm}^2$ ,应选择市售标准型号的铁芯。铁芯型号可从售品变压器参数表中查得。

4. 一次侧匝数的简化计算

因上述匝数计算较为复杂,故可以用下列简化式估算。

$$N_{初} = 45 \frac{L_p I_0 \times 10^3}{S_c} = 45 \times \frac{9 \times 50}{6.75} \approx 3000(\text{匝})$$

5. 二次侧的匝数计算

$$N_{次} = \frac{N_{初}}{\sqrt{\frac{R_p \eta}{R_2}}} = \frac{3000}{\sqrt{\frac{4500 \times 0.75}{8}}} \approx 166(\text{匝})$$

6. 导线直径的计算

从技术条件中给出的功放单管平均电流为  $I_0 = 50\text{mA}$ ,单端输出变压器的效率  $\eta$ 取  $75\%$ ,则一次侧的导线直径应为

$$d_{初} = 0.75 \sqrt{I_p} = 0.75 \sqrt{0.05} \approx 0.17\text{mm}$$

根据单端输出变压器一次侧的导线直径,再计算出二次侧导线的直径应为

$$d_{次} = \frac{d_{初}}{\sqrt{\frac{N_{次}}{N_{初}}}} = \frac{0.17}{\sqrt{\frac{166}{3000}}} \approx 0.74\text{mm}$$

7. 铁芯空隙宽度

$$L_g = \frac{N_{初} I_0}{1600} = \frac{3000 \times 50 \times 10^{-3}}{1600} \approx 0.09\text{mm}$$

式中： $L_g$  为输出变压器铁芯磁路空隙总宽度。铁芯 E 形和 I 形片的实际间隙应为  $L_g/2 = 0.045\text{mm}$ 。为了防止单端输出变压器的直流磁化，故输出铁芯应采用顺插的方式，并在 E 形片与 I 形片之间留有空隙，并选择相同厚度的变压器纸垫于空隙处，然后将铁片压紧。

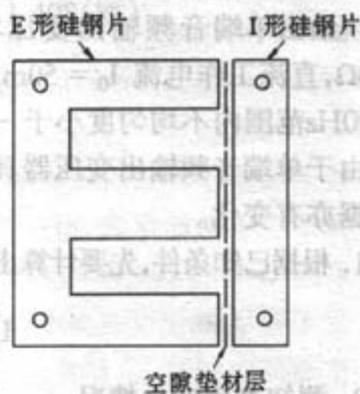


图 10-4

图 10-4 是单端音频输出变压器铁芯空隙垫材图。

变压器的计算要考虑的参数很多。以上只是简单估算方法，供自制参考。经济条件许可，建议最好购买成品变压器。

### 第四节 音频输出变压器的绕制

#### 一、输出变压器的绕制要求

高保真超线性推挽输出变压器的绕制，比普通变压器的绕制复杂得多，为取得优良的电性能，必须满足如下主要技术要求：

1. 要求推挽功放电子管两组屏极负载线圈完全对称，并采用分层分段的绕法。实际绕制中，输出变压器的一次侧线圈要求以  $B_+$  为中心端，将一次侧线圈分为  $P_1$  与  $P_2$  两组，每组各分成三段，上下相同，相邻放置，同方向绕制。将二次侧线圈分为二段，夹绕于一次侧中间。

2. 为了满足音频输出变压器低音频段频响特性的要求，故一次侧线圈的电感量必须符合所规定的技术要求。同时，在输出变压器的铁芯选择上也必须符合技术要求。应选用铁芯截面积足够大的优质 GE 型硅钢片。如 0.35mm 的优质冷轧硅钢片，或者选用 D42 以上的高品质的热轧硅钢片。

3. 为了满足音频输出变压器有良好的高音频段频响特性的要求，要求变压器所绕制的线包的漏感和分布电容尽可能地小。为此，制作工艺必须采用特殊的加工措施，即将一次侧线包采用分层分段与交叉叠绕的方式，以减小变压器的漏感与分布电容。

图 10-5 为超线性推挽输出变压器排线图。

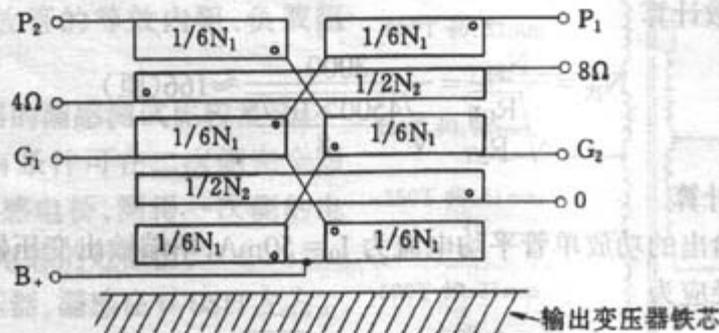


图 10-5

## 二、音频输出变压器绕制须知

自制输出变压器最好选购有现成骨架与铁芯相配的优质成品,低硅钢片与马达钢片不能采用,否则将会影响到变压器的电性能。

如确实选购不到合适尺寸的骨架时,亦可自己动手进行制作。制作变压器骨架的材料,必须选择绝缘性能良好的环氧层压板或厚度为1毫米的青壳纸板。

制作绕线骨架时,应先量好输出变压器铁芯的中心舌宽 A、舌长 B 与叠厚 C,然后再按照所规定的尺寸进行裁制。

图 10-6 为输出变压器骨架制作示意图。

在绕制线包时,应制作一只与铁芯尺寸相同的木芯,中心钻一只与绕线车相同直径的圆孔,并将制成的骨架套上试一试,尺寸以松紧适度为宜。

当二组线圈双线同时绕制时,须先将 QZ-2 型高强度漆包线分成两轴,并做好定位准确的、能够灵活移动的排线木夹,在绕制时只要轻轻来回移动木夹,则线圈即可自动排列整齐。

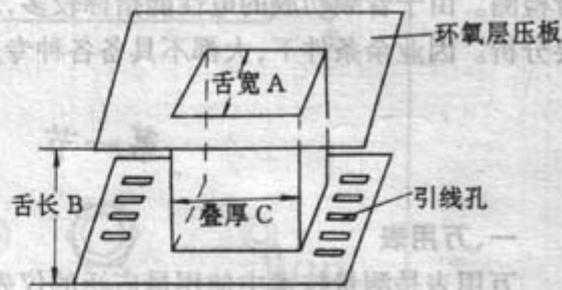


图 10-6

如果绕线不够熟练,觉得两组线圈同时绕制不方便,亦可分边绕制,但每层圈数必须相同。

线包的层间绝缘应采用优质的绝缘电缆纸。由于超线性输出变压器线包的引出头较多,必须分清头尾,不能接错。在漆包线的头与尾部焊接处还须加黄蜡绸包好,以防止短路。

线包绕好与头尾全部焊接好以后,应先用万用表欧姆档测量有无断路与短路现象存在,检查完成即可安插铁芯。对于超线性推挽式输出变压器的铁芯,因无直流磁化现象,可采取 2~3 片交叉安插方式,不留空隙。

音频输出变压器全部安装完毕后,必须先放置在 100℃ 左右的干燥环境中焙烘一小时,然后乘热放入绝缘清漆中浸至无气泡溢出为止。取出后晾干,再烘 24 小时即可备用。

## 第五节 音频输出变压器简单检测

对制作好的音频输出变压器应进行简单的检测,符合基本要求后再装机使用。

1. 测量一次侧中心抽头的 B+ 处至  $P_1$ 、 $G_1$  与  $G_2$ 、 $P_2$  的直流电阻值应完全相等。
2. 用两倍于供电电压的兆欧表进行检测,其变压器的一次侧与二次侧和线包与铁芯之间的绝缘电阻应大于 250MΩ。
3. 在有条件的情况下,可采用音频信号发生器注入音频信号,检测该音频输出变压器的输出幅频特性。如从低频段到高频段的幅频特性与图 10-7 相近时,此输出变压器即可达到高保真的要求。

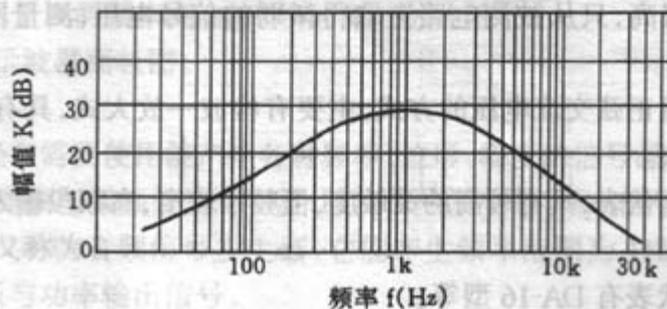


图 10-7 音频输出变压器的幅频特性图

## 第十一章 功率放大器的性能检测

音频功率放大器的品质,除了主观试听其音响效果以外,最好客观地借助各种测试仪表进行检测。由于音频功放的电性能指标较多,现介绍其中主要电性能指标的测试方法,并进行简要分析。因业余条件下,大都不具备各种专用仪表,所以,文中的测试方法仅供参考。

### 第一节 常用测试仪表

#### 一、万用表

万用表是测量技术中使用最广泛的仪表。万用表操作简便,用它可以测量功放机的电压、电流、电阻三大主要参数。

万用表的品种繁多,主要可分为模拟式万用表与数字式万用表。

模拟式万用表主要部件是指针式电流表,将被测的模拟电量转换成电流信号,再由电流信号去驱动电流表指针偏转,通过相应的刻度盘,即可读出被测量的数据。

目前经常使用的有 MF30、MF40、MF80、500 型等万用表。

数字式万用表是先由模—数转换器,将被测模拟量转换成数字量,然后通过电子计数器计数,最后将测量结果用数字直接显示在液晶屏上。

数字式万用表的内阻比模拟式万用表高得多,所以在进行电压测量时,数字式万用表更接近理想的测量数据,一般显示有 4~8 位数。

直流数字万用表主要由模数(A/D)转换器、计数器、译码器、显示器和控制器组成。数字万用表型号很多,常用型号有 DT830、DT840、DT860 等。

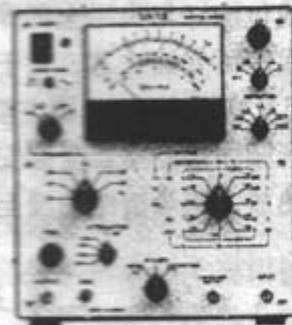


图 11-1

图 11-1 是 UA-15 型万用表外型。

#### 二、毫伏表

万用表的测量精度是有限的,用普通万用表是无法测量毫伏与微伏级的电压。另外普通万用表输入阻抗低,测量误差大,且工作频率低,不适合测量无线电设备的各种频率的微弱信号。

毫伏表输入阻抗很高,只从被测电路上取得微弱的信号电压,测量不同频率电压时误差小。

晶体管毫伏表测量正弦交流电压的方式,主要有检波—放大式,具有较宽的频率响应,而被广泛用于高频毫伏表。

而放大—检波式毫伏表,具有较高的灵敏度,但频带较窄,高频段输入阻抗低,因此广泛用于低频毫伏表。

常用的晶体管毫伏表有 DA-16 型等。

图 11-2 是电子管毫伏表 GB-9 型面板图。

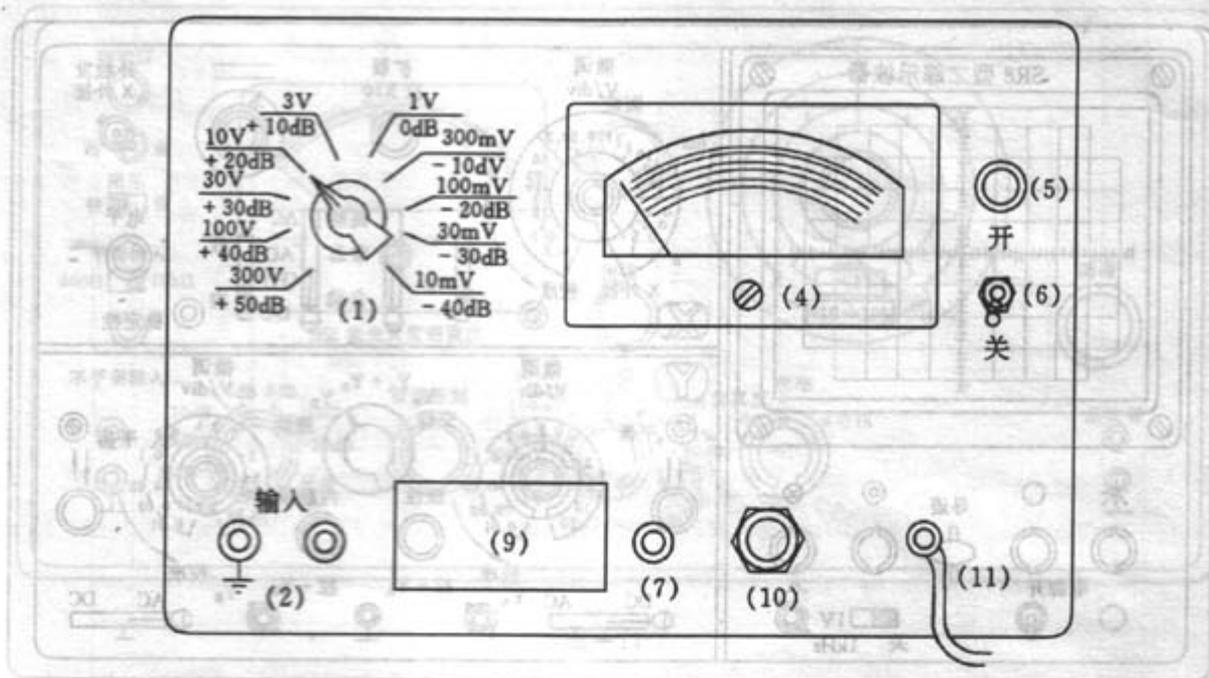


图 11-2

### 三、示波器

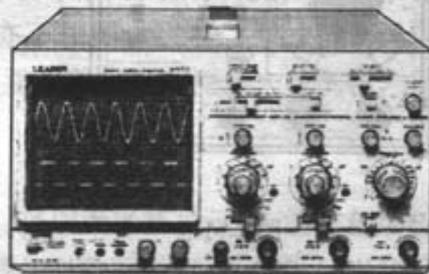
示波器是用来观测各种电信号的幅度随时间变化的波形曲线,还可测试多种电量,如电压、电流、频率、周期、相位差、脉冲宽度、上升及下降时间等。它对电信号的分析是按时域法进行,研究信号的瞬时幅度与时间的函数关系,对放大器波形的畸变与失真波形进行分析,具有良好的直观性,将抽象的瞬变过程通过显示屏具体地反映出来。

示波器的品种繁多,用于音频测量范围的示波器有,通用简易示波器(如 SB-10、ST-10)等。图 11-3 是一种示波器的外型。

多踪示波器有 SR-8、SBM-10 等,取样示波器如 SQ12A 等。

通用示波器是将被测信号输入至通道内进行放大后,加至示波管 y 轴系统和 x 系统,最后将被测信号稳定地显示在荧光屏上,并保证被测信号频率与扫描频率达到同步。

将正弦波或方波信号输入至放大器中,通过放大器以后,用示波器可直接观察波形的失真畸变、相位变化、方波信号的前后沿时间的瞬时变化。



取样示波器可采用取样技术,将高频信号转换成模拟的低频信号,一般可用于观测频率高、速度快的高频脉冲信号。

图 11-4 是 SR-8 示波器面板图。

### 四、信号发生器

在测量领域中,经常需要使用能产生各种频率、波形、幅度的信号源来激励各种放大系统。常用的信号发生器有高频与低频信号发生器、脉冲信号发生器、噪声信号发生器等。

低频信号发生器又称为音频信号发生器,它能产生频率范围为 1Hz~1MHz 的正弦波信号,并具有一定的电压与功率输出信号。

常用的音频信号发生器有 XD-1、XD-2、XD-7 等。图 11-5 是一种信号发生器的外型。其

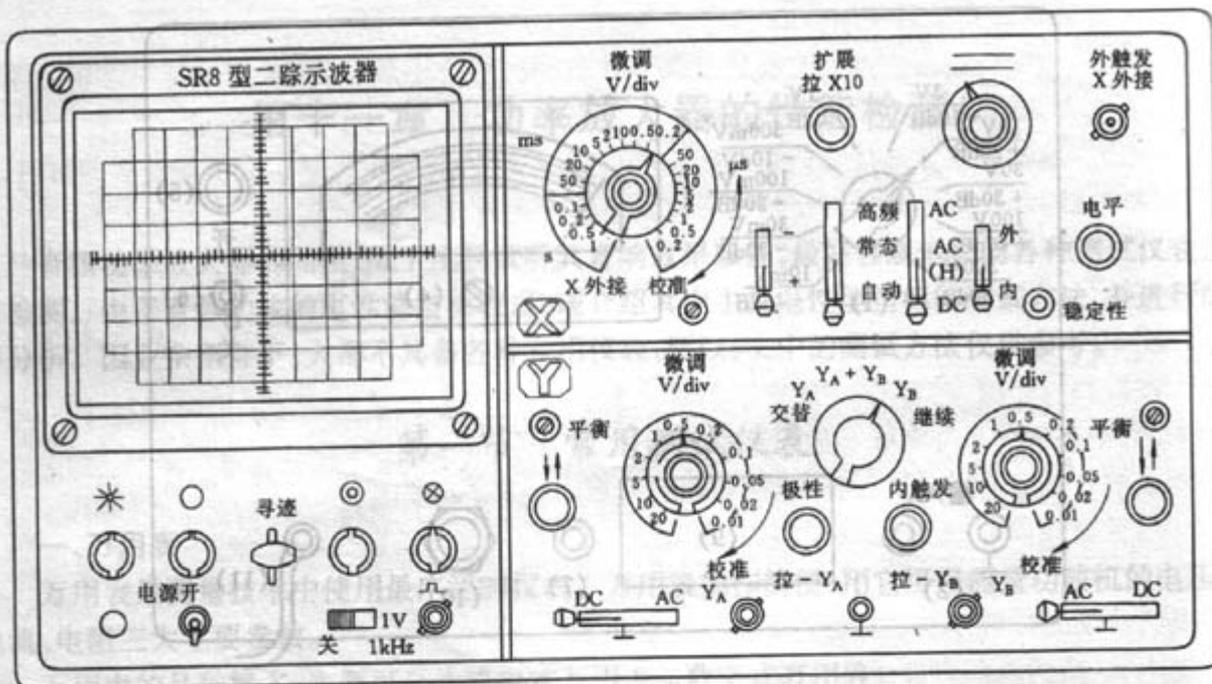


图 11-4

输出的音频信号电压为 5~10V;非线性失真从 20Hz~20kHz 小于 0.1%;频率特性优于  $\pm 1\text{dB}$ ;工作频段从 5Hz~700kHz 分为多档;输出阻抗从  $75\Omega\sim 5\text{k}\Omega$ 。

图 11-6 是 XD-2 音频信号发生器面板图。

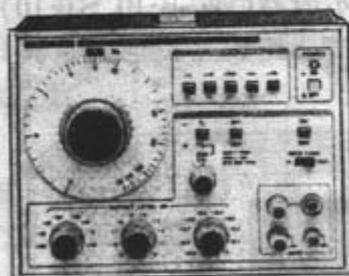


图 11-5

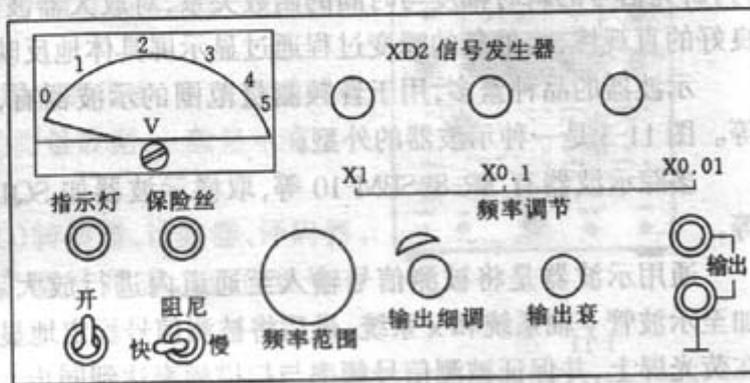


图 11-6

### 五、失真度测量仪

主要用来测量音频功率放大器中的非线性失真。在音频范围内人耳可以觉察到 3% 以上的失真度,而失真度测量仪比人耳灵敏得多,其测量范围一般为 2Hz~1MHz,失真度可达 0.001% 的量级。常用的失真度测量仪有 SZ-1、SZ-2、BS-1、BS-2 等。

当信号输入到某一被测系统时,其输出端即产生了不同于输入信号频率的其他频率成分,输出波形相对输入波形产生了畸变,即输出信号出现了非线性失真。对非线性失真的测定,一般采用基波抑制法,调节输入电平测得被测电压总有效值,通过切换开关,将原信号滤去基波成分,送入电压表,此时仪表指示数即为非线性失真的系数。图 11-7 为 BS-1 失真度测量仪面板图。

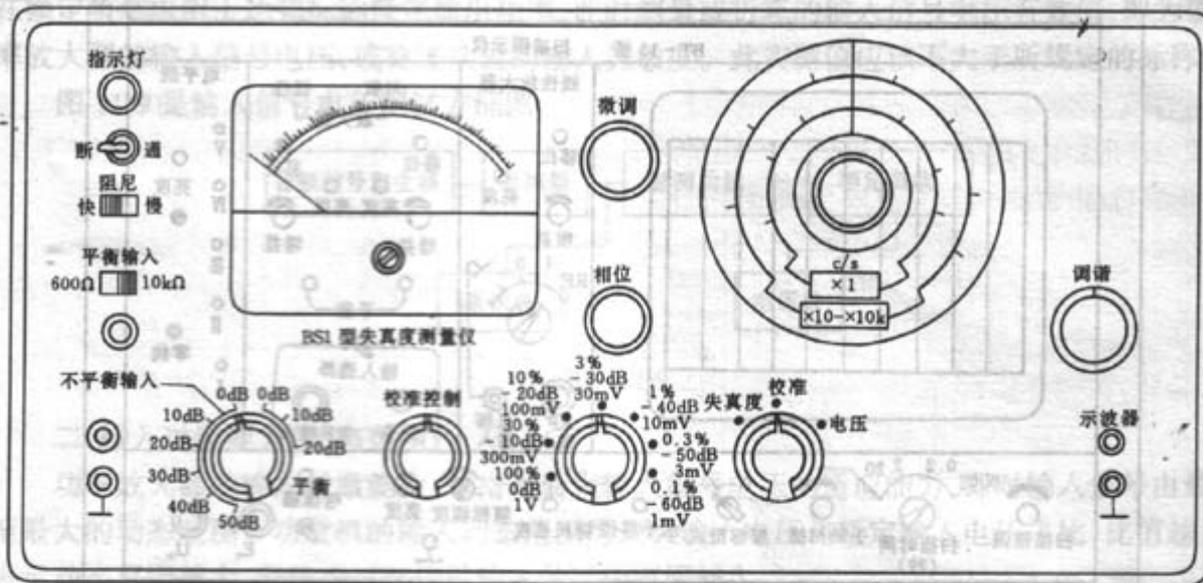


图 11-7

### 六、频率特性测试仪

频率特性测试仪又称扫频仪。该测试仪能够在荧光屏上直接观察被测系统的频率特性。在没有扫频仪之前,为了测量放大器的频率特性,需要采用逐点绘制曲线的方法来实现,使得频率曲线的测量不够精确。而扫频仪所测量的频率特性范围较宽,并具有快速、准确,可以直接地观测放大器的频率特性。经常使用的型号有 BT-3、BT-7、BT-15 等。

扫频仪是通过荧光屏显示被测系统的频率特性。它是由正弦波或锯齿波发生器、扫频信号发生器、频标发生器、检波器与显示器组成。

扫频发生器实际是一个频率调制器,它受正弦波调制,产生等幅调频波,其频率随波形幅度改变,频率由低到高,周期性地变化。将等幅信号送至被测放大器的输入端,经被测电路后,其输出信号的幅度将随被测电路的幅频特性变化规律而成为不等幅的调频信号,因被测信号对不同频率信号的增益不同,故被测放大器输出电压的振幅亦不相同。这一信号的包络线就反映了该放大器的幅频特性,再经峰值检波器后,将信号送至显示器显示被测放大器的幅频特性。

### 七、频谱分析仪

频谱分析仪主要对电声设备的频率特性进行分析与测量,采用大屏幕显示器,能在刻度板上直接读出输入信号频率及幅度。纵坐标表示电压,具有线性与对数两种刻度;横坐标以频率的对数刻度来表示。当它与信号发生器、测量放大器与电平记录仪组合使用时,不仅能直接迅速地显示出被测电声设备的频率特性波形,而且还能自动描绘出频率特性曲线。

NF5 测量放大器的频率范围为 2Hz ~ 200kHz,  $\pm 0.5\text{dB}$ ;其放大器的灵敏度为  $10\mu\text{V} \sim 300\text{V}$ ,每档以 10dB 进行变换。BT-14 频谱分析仪是在测量放大器中加入  $1/3$  倍频程滤波器后,可以对被测信号进行频率及频谱分析。

当与电平记录仪、带通滤波器联合使用时,能对被测设备的相位、频率等进行分析,通过座标记录纸,可将被测得的特性曲线进行自动记录。

图 11-8 为 BT-15 扫频图示仪面板图。

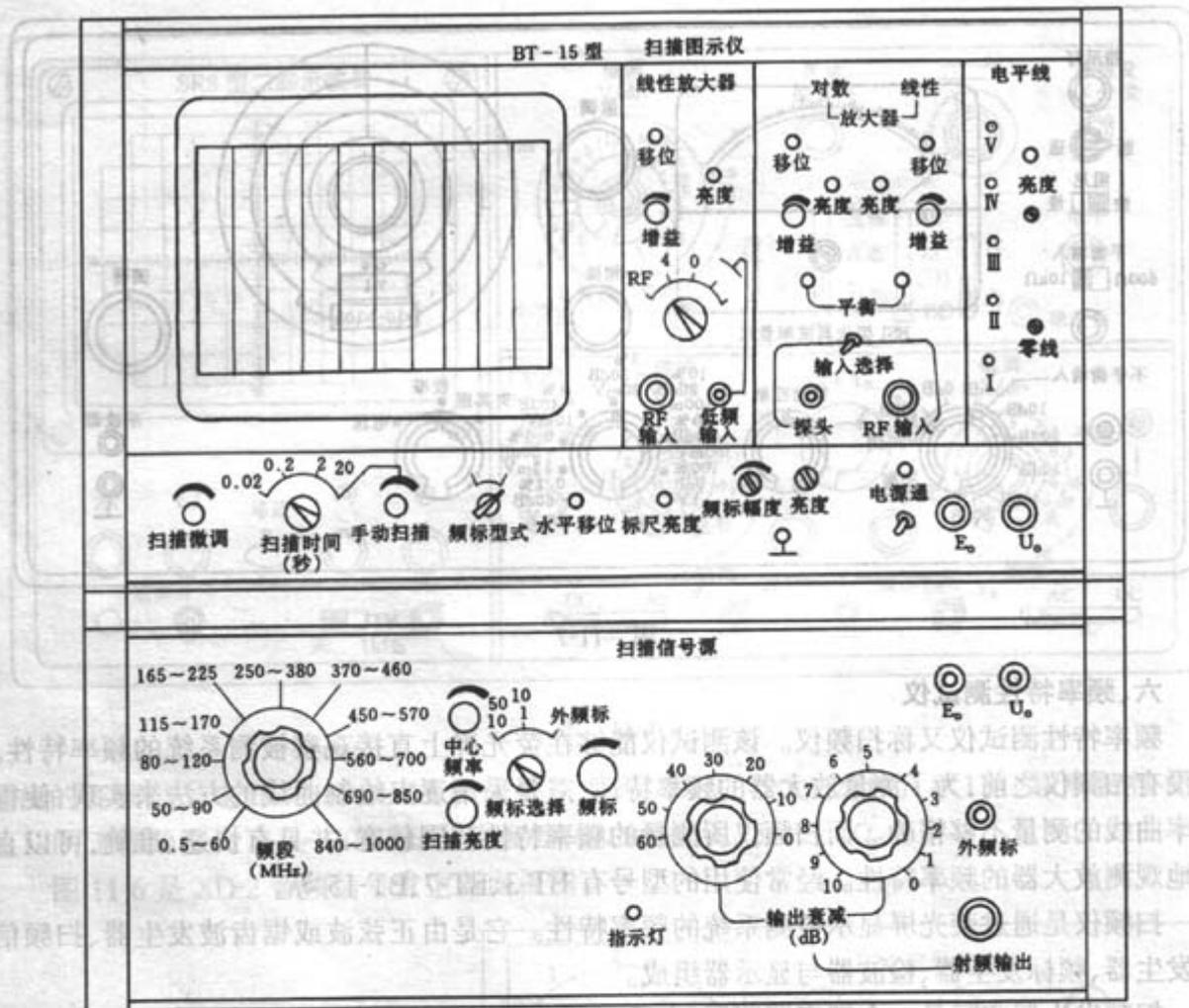


图 11-8

## 第二节 功率放大器性能检测

音频功率放大器的基本性能参数较多,现简要介绍其中主要技术指标进行检测。主要根据国家制定的标准,并通过专用测试仪器进行检测。同时,还可客观地通过简单的仪表进行简化的测试,从而进一步了解功放的电性能。

### 一、输入信号电压

音频功率放大器的输入信号电压,又称为输入灵敏度。是根据各种类型的功放来设计的,过小的输入电压将会引起输入灵敏度的降低,达不到额定输出功率的要求;过大的输入信号电压将会导致功放的过载失真。

一般带有前置放大的功放,其输入灵敏度对于传声器 MIC,规定其输入信号电压为 1~3mV;拾音器为 200~300mV;线路输入 LINE 为 500~770mV;CD、VCD、DVD 等为 0.7~2V。

测试输入信号电压时,将音频信号发生器输出的 1kHz 正弦波简谐信号,通过衰减器依次送至被测功放的各输入端。将被测通道的音量控制器置于最大位置,其余各通道的音量控制器置于最小位置,音调控制器置于正常位置。调节音频信号发生器的输出电压,使被测试功放

在额定负载电阻上达到标称额定输出功率,此时测量或折算的输入信号电压有效值,即为该功率放大器的输入信号电压,或称该功放的输入灵敏度。此实测值应该不大于所规定的标称值。

图 11-9 是输入信号电压测试方框图。



图 11-9

## 二、输入过激能力(动态范围)

功率放大器的输入过激能力,是指对最大输入信号电压的适应能力,即对输入信号由最小至最大的动态范围。功放机的输入动态范围为最大输入电压与额定输入电压之比,比值越大,表示动态范围越大,即防止过载信号输入的适应范围越大。

在测量输入信号电压的基础上,关小功放被测通道的音量控制器,同时加大输入信号电压,使功放保持标称额定输出功率,在输出电压的谐波失真系数等于额定功率规定值时,该最大输入信号电压与功放标称输入信号电压之比,即为该通道的输入过激能力或称动态范围。

如某功放的 MIC 传声器输入端的额定输入电压为 2mV;最大不失真输入电压为 60mV,则该功放的输入动态范围即  $= 20\log U_2/U_1 = 20\log 60/2 = 30\text{dB}$ 。

如人们在传声器 1m 前演唱,其平均声压级数为 66dB,从最轻到最响的范围约由 48dB 至 78dB,只有极少数峰值时间超过额定输入信号电压,因此只要将音量控制器稍微关小,就可避免峰值时的过载失真。

电子管功放比晶体管功放的动态范围大得多,因为电子管工作于高电压小电流状态之下,输入阻抗高,故对抗强输入信号的过载能力也强得多。现代许多高品质的前置放大器,常采用电子管来担任输入级的前置电压放大。

功率放大器的动态范围与输入灵敏度有密切关系。如某功放机的传声器额定输入电压为 0.5mV,即 -64dB,按该机具有 30dB 动态范围,则最大输入电压允许高达 15mV。如果先采用一只动圈式传声器,其灵敏度为 0.2mV,即 -74dB。离传声器 0.2m 处演唱,平均声压级为 98dB,峰值可达 110dB。只要传声器本身不失真,功放机也不会产生过载失真,因为没有超过其动态范围。假如换一只电容式传声器,其灵敏度为 1.4mV,即 -57dB,离传声器 0.4m 处演唱,平均声压为 92dB,如果在 0.2m 处演唱时,则最大声压级将高于 120dB,已经超过允许的动态范围,功放机将会产生过载失真。因此,只有功放机输入端有较大的动态范围,才能适应各种不同输入变化范围的要求。

## 三、失真度

功率放大器的失真是因放大器的输入信号与输出信号之间的关系不成直线(非线性)而引起的。

在具有非线性失真的放大器中,输入单一频率的正弦波信号时,输出波形就呈现为不同于正弦波的失真波形。如果将失真的输出波形分析一下,即可分析出与输入信号频率相同的正弦波形的基波和许多为正弦波形的高次谐波,其中有二次、三次、四次等谐波成分。这些谐波的产生主要由于放大器的非线性所引起的。因此非线性的谐波失真成为放大器的最大危害。

此外,通常输入至放大器的信号并不是单一的正弦波,而是由多种频率组成的复合波。当放

大器出现非线性失真时,不同频率波之间还会出现相互调制的作用,因此导致放大器产生互调失真。

在放大器中除了担任放大的电子管与晶体管本身存在非线性特性外,电容、电感等元件,还会对信号产生容抗与感抗,因此也会对放大器频率特性及相位特性产生影响,带来不同程度的失真。

图 11-10 是放大器失真系数测试方框图。



图 11-10

### 1. 谐波失真(THD)

音频信号通过功率放大器后,新增加谐波成分的均方根和占原来信号的百分比。测量方法是:将音频信号发生器输出的简谐信号送至被测功放的输入端,其测量优选频率为:100Hz、1kHz、8kHz、16kHz 等。将被测功放置于正常工作条件下,调节信号发生器的输出电压,使功放额定负载电阻上达到标称额定输出电压,用失真度测量仪测量出其谐波失真系数。

目前对音频功率放大器的测试,还可采用频谱分析仪来进行。频谱分析测量具有准确简洁的特点。测试时将频谱发生器对被测功放机从低频到高频范围进行扫描,并用频谱分析仪记录全频段范围内频谱的变化情况,即能准确地得出音频信号随着时间和频率的变化,从全频段中能清楚地分析出功率放大器的失真情况。

图 11-11 是某电子管功放失真频谱分析图。

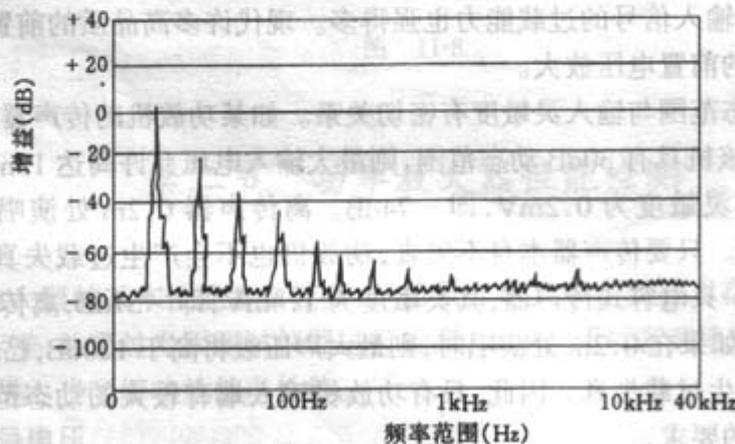


图 11-11

图示为被测功放在额定输出为 50W,负载阻抗为 8Ω 时,全频段频谱变化情况。频谱曲线随着时间与频率的变化而呈现均匀的衰减趋势,且频谱中未出现波形的畸变与谐振,这表明该放大器的失真度很小。再取 -40dB 处的频谱变化曲线,通过快速傅里叶分析计算,即得出该功率放大器的失真系数为 1% 左右。

### 2. 互调失真(IMD)

音频复合信号通过功率放大器后,由于复合的音频信号会产生相互调制的作用,其中包括和频信号与差频信号,导致音频信号中新增加的非线性成分。

测量方法是：将音频信号发生器输出的复合信号(规定频率  $f_1$  为 125Hz,  $f_2$  为 1kHz 的简谐音频信号的合成波)通过衰减器送至被测功放机的输入端,并规定低频信号的幅值是高频信号幅值的 4 倍。调节信号源输出电压,使功放输入电压有效值达到标称值,并使功放在额定负载电阻上的输出达到 0.8 倍的标称额定输出功率。这时即可用互调失真仪测出互调失真系数。

互调失真主要用来检测功率放大器对音乐信号的重放能力,因为音乐信号是具有多重性的复合波,且谐波含量极为丰富。如果这些谐波通过放大器后产生各种非线性的相互调制,则重放音乐声就会出现失真现象,使聆听者感到很不自然。

### 3. 瞬态失真(TIM)

功率放大器的转换速率不够,跟不上信号的变化速度,即瞬时跟随能力不佳时,即会导致功放机的瞬态失真。

测量方法是：将功率放大器置于正常工作条件下,将脉冲信号发生器产生的 1kHz 方波信号,通过低通滤波器后,送至功放机的输入端。并在功放机输出端接上带有时基延时功能网络,用示波器及选检性电压表测量其方波的包络保持特性,测量结果用图表形行表示。

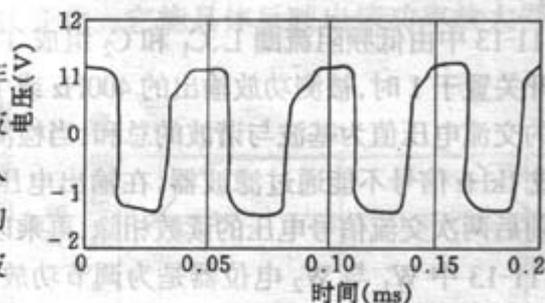


图 11-12 是瞬态失真方波响应图。

图 11-12

由于用示波器直接观测快速方波的升降

斜率不易做到,因此一个比较简单可行的办法,就是在放大器的输出端接入一个定标合适的微分电路,其 RC 时间常数取得很小,使转换速率变成简单的振幅,这样通过微分电路就很容易读出数据。

对于普通 100W 的功放机来说,最大转换极限为 20kHz 频率范围时,则该功放的转换速率至少应达到  $5V/\mu s$ 。放大器的转换速率越快,其最高输出频率也就越高。

此外,功率放大器的通频带越宽,其转换速率越快,瞬态跟随能力也越好。但当功放的转换速率不佳时,即会产生瞬态失真。如在重放快速变化的钢琴或打击乐器的信号,因其瞬间常出现具有很陡上升前沿的脉冲,放大器跟随能力不好,就不能如实地重放。瞬态音头信号使原来干净利落的音乐节奏变得含混不清,特有音色消失。

### 4. 差频失真(FIM)

音频复合信号通过带有均衡能力的放大器后,高于有效频率范围的音频信号与低于有效频率范围的音频信号常会产生差频失真。如录音放大器或带磁性拾音器的均衡放大器。

测量方法是：将放大器置于正常工作条件下,然后连接到两个正弦波信号源,每个信号源都分别经过一个开关与一个至少为放大器额定源阻抗 10 倍的隔离电阻。将信号源频率调至  $f_1 = 8\text{kHz}$ ,  $f_2 = 11.95\text{kHz}$ 。两个规定幅度比的正弦输入频率,其频率间隔为规定的频率差。其算术平均值  $f_m = (f_1 + f_2)/2$  等于带宽中心频率,失真等于在频率  $f_2 - f_1$  的输出电压的两倍与参考电压之比。

差频失真主要反映放大器对复合音频信号的解析能力。如功率放大器存在较严重的差频失真时,则会使通过该放大器复合音频信号的解析力下降,音乐层次不清,声音浑浊,清晰度变差,高频细节模糊。

### 5. 简化型非线性失真的检测

在业余条件下,如无专用测试仪表,亦可采用普通的电压表与自制测量网络,进行简化型检测,也基本能测出放大器的失真度。

图 11-13 是简化型非线性失真检测图。

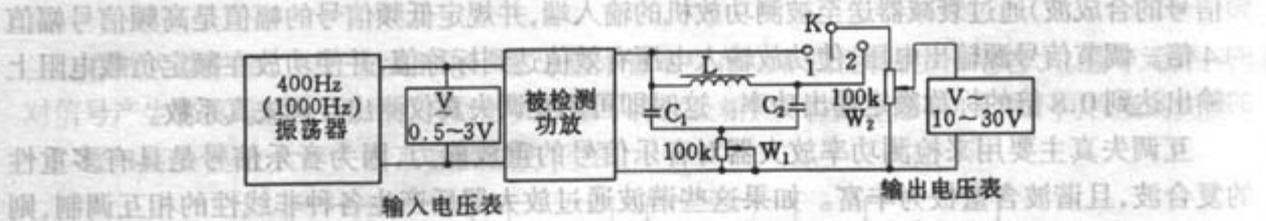


图 11-13

简化型检测电路的原理,是利用 T 型电桥网络作为谐波滤除器,能简单地检测出功放的失真度。

图 11-13 中由低频阻流圈 L、 $C_1$  和  $C_2$  组成 T 型低频滤波器,其基波频率为 400Hz 或 1kHz。当检测开关置于 1 时,被测功放输出的 400Hz 或 1kHz 基波及其谐波均有输出,故输出电压表中测得的交流电压值为基波与谐波的总和;当检测开关置于 2 时,由于 T 型电桥网络的作用,故 400Hz 或 1kHz 信号不能通过滤波器,在输出电压表上只能检测到谐波输出交流信号电压的总和。将前后两次交流信号电压的读数相除,再乘以 100,即可得出谐波失真系数。

图 11-13 中  $W_1$  与  $W_2$  电位器是为调节功放输出电压高低而设置的,在检测前调定后不能变动,否则影响检测结果。

图 11-13 中  $C_1$ 、 $C_2$  及 L 的数值可由下式计算:

$$CL = 1/(2\pi f)^2$$

式中:  $C$  为  $1/2C_1 = 1/2C_2$ ;  $L$  为阻流圈电感量;  $f$  为基波频率。若  $f = 400\text{Hz}$ ,  $L = 10$  亨,则  $C = 1/(2 \times 3.14 \times 400)^2 \times 10 = 0.0062\mu\text{F}$ , 则  $C_1 = C_2 = 2 \times C = 2 \times 0.0062 = 0.012\mu\text{F}$ , 取  $0.01\mu\text{F}$ 。

若基波频率  $f$  选择 1kHz 时,则电容  $C = 1/(2 \times 3.14 \times 1000)^2 \times 10 = 0.0025\mu\text{F}$ ,  $C_1 = C_2 = 2 \times 0.0025 = 0.005\mu\text{F}$ 。

测量时,400Hz 或 1000Hz 振荡器的输出电压应保持不变,自制的振荡器失真也不能过大,否则将影响检测的精确度。

为了简化检测计算的麻烦,测量时可先将开关置于 1,  $W_2$  电位器调节到输出交流电压表读数为 10V 处,当检测开关置于 2 时,如测得交流电压为 0.5V 时,则该功放的失真度即为 5%。

#### 四、频率响应

功率放大器整机频率响应特性简称频响特性。即整个通道在正常工作状态下(如带音调控制器的功放其音调控制器置于平直位置)在规定频带内相对参考频率的振幅传输频率响应,其幅频值规定用分贝表示。

音频功率放大器中的传输增益,是随着频率不同而发生变化的。频率响应反映了放大器的放大能力与频率的关系。在规定的频率范围内,放大器具有预定的放大倍数,超过规定频率范围以外的信号,放大倍数明显下降。它直接反应放大器所能放大的信号的频率范围。

图 11-14 是频率响应测量方框图。



图 11-14

频率响应的测量方法是：将音频信号发生器输出的 1kHz 简谐信号，通过衰减网络送至被测功放的输入端。音量控制器置于最大位置；音调控制器置于平直位置。调节音频信号发生器的输出电压，使功放输入信号电压有效值达标称值。调节音量控制器，使功放额定负载电阻上的输出为标称额定输出功率或 1% 标称额定输出功率。然后根据功放基本参数要求中所规定的频率范围，从低频段至高频段，改变其输入信号的频率，并保持信号发生器的输出电压不变，则功放最大或最小的输出电压与标称额定输出电压或 1% 标称额定输出电压之比，用分贝表示即为电压不均匀度。有条件可用示波器监测。

可用下式计算： $20\log U_1/U_0$ （规定频带内最大或最小输出电压）/ $U_0$ （标称输出电压或 1% 标称输出电压）。

从低频段至高频段内放大器的增益会起伏变化。它能具体反映出该功率放大器在低频段、中频段和高频段范围内不同的放大能力。

放大器的频响特性通常用频率响应曲线来直观表示。频响曲线是下限频率和上限频率处增益等于中间频率处增益的  $1/\sqrt{2}$  (70.7%) 的一条曲线。也就是说，曲线的中间频率增益为 100 倍时，上、下限频率增益允许为 70.7 倍。这是因为音频放大器下限和上限频率增益下降至不低于中间频率增益的 70.7% 时，经扬声器重放的声音，人耳是不易觉察的，从而使放大器的设计更经济简便。

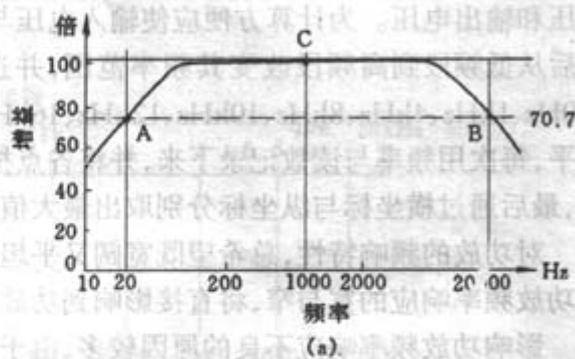


图 11-15(a) 是 20~20000Hz 的频响曲线示意图。

### 1. 用扫频仪测量频率响应

采用扫频仪、音频信号发生器与电平记录仪等仪器组合使用时，不仅能够直观迅速地显示出被测功率放大器的频率特性图形，而且还能自动描绘出频率响应曲线。

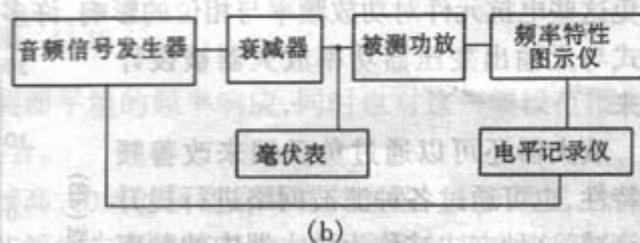


图 11-15(b) 用频率特性图示仪测功放频响方框示意图。

其测量方法是：先将各仪器自行校验准确，并将音频信号发生器、频率特性图示仪、电平记录仪等按图示连接好。音频信号发生器与电平记录的同步是用电缆线连接实现的。

将被测功率放大器各调节电位器置于正常工作位置。音频信号发生器的信号通过衰减器注入功放输入端。功放输出端通过衰减网络接至频率特性图示仪的 y 轴输入端，其频率范围置于 20Hz~20kHz 档内。

将音频信号发生器输出的 1kHz 信号注入功放输入端，使功放机达到额定输出电压或 1% 额定输出电压。将音频信号输出强度保持不变，并调整电平记录仪输入衰减，使记录笔处于记录的适当位置。旋转音频信号发生器的频率刻度，从较低频段至较高频段，然后将频率刻度、记录低频率刻度同时调整到被测频率范围的下限。再将音频信号发生器的手动改为自动，压下记录笔，启动电平记录仪前进与开始记录按钮，直至达到额定频率范围的更上限时，抬起记录笔，停止前进，即已完成频率响应曲线的测量。

频率响应的表达方式，通常在横坐标上标明频率的对数标度；在纵坐标上则标明放大器增益的分贝标度，这样很明显地反映出该功放机整机频率与振幅起伏变化的响应曲线全貌，从最

大值与最小值之比以  $\pm$  dB 来表示。

## 2. 简化型频率响应的测量

当无条件采用专用测试仪表或频率特性图示仪来检测功放的频率响应时,亦可采用简化方法来估测出功率放大器的频响曲线。

图 11-16 是简化型频率响应检测图。

其简化的测量方法是:采用简单的低频振荡器,其频率范围应可以调节。再选用灵敏度较高的交流电压表两只。其中一只作为输入信号电压监视表,表值为  $0.5\sim 3V$ ;另一只作为输出电压测量表,表值为  $10\sim 30V$ 。

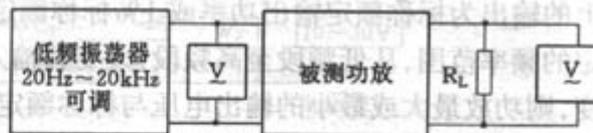


图 11-16

测量功放机频率响应时,将被测功放机按图示连接好,使功放机工作于正常状态,目的是要测出功放机对不同音频电压的放大能力。测试时调整低频振荡器输出  $1kHz$  信号调整输入电压和输出电压。为计算方便应使输入电压与输出电压保持整数值,并使输出电压保持不变。然后从低频段到高频段改变其频率范围,并选择适当的测试频率点,如  $20Hz$ 、 $40Hz$ 、 $100Hz$ 、 $400Hz$ 、 $1kHz$ 、 $4kHz$ 、 $8kHz$ 、 $10kHz$ 、 $12kHz$ 、 $16kHz$ 、 $20kHz$ 、 $24kHz$ 、 $30kHz$  等,将各频率点的输出电平,每次用频率与读数记录下来,并将各点按照输出电平的起伏变化,连成相对应的频响曲线,最后通过横坐标与纵坐标分别取出最大值与最小值,即为该被测功率放大器的幅频特性。

对功放的频响特性,总希望既宽阔又平坦,尤其是高保真功放,对频率响应要求更高。因为功放频率响应的宽与窄,将直接影响到功放的重放音效果。

影响功放频率响应不良的原因较多,由于在功放电路中存在许多电容和电感等元件,它们将随着频率的升高或降低,使电抗发生变化,从而直接影响到放大器的频率与相位特性。为了避免这些电抗元件对功放频率与相位的影响,许多摆脱级间耦合电容和输出变压器的全直耦方式与无输出变压器功率放大器被设计出来。

放大器还可以通过负反馈来改善频率特性,也可通过各种滤波网络进行提升或衰减,这种方式被称为放大器中的频率补偿。可根据各种滤波网络特性,对放大器的高频段或低频段进行补偿。

图 11-17 为威廉逊功放的频率响应曲线图。

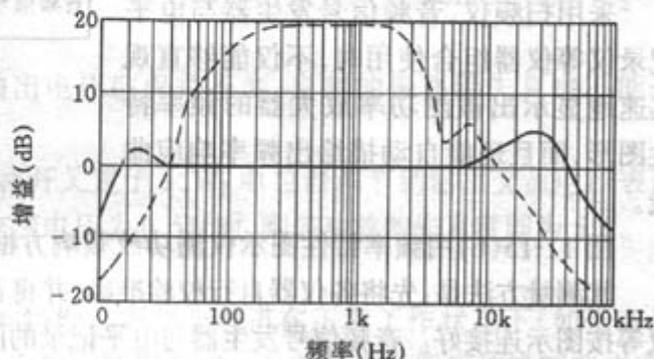


图 11-17

图 11-17 中的虚线频率响应曲线为未进行频率补偿的特性曲线,其频率范围较窄,且放大器的增益不够平坦。图中的实线频率响应曲线为经过高频与低频补偿后的曲线,不但频率范围较为宽阔,而且增益亦趋于平坦。

## 五、功率带宽

功率带宽是音频功率放大器在所规定的  $1/2$  额定输出功率,其谐波失真系数不超过规定值时的频带宽度。

功率带宽的测量方法是:音频信号发生器向功率放大器的任一输入端,通过衰减器,送入输入信号电压值的简谐信号,其频率分别为功率放大器标称功率带宽的上下限频率。音调控制器置于正常位置,其余各通道的音量控制器置于最小位置,调节被测通道的音量控制器,使功率放大器在额定负载电阻上达  $1/2$  标称额定输出功率,测量输出信号谐波失真系数,应不大

于基本参数所规定的数值。

声音的可听范围一般从 20Hz~20kHz 之间。不同的音源有不同的频率范围。一般的音乐与语言的声音信号均是由许多频率组成的复合声音。在测试时,将复合音通过专门仪器进行分解,如果组合起来的许多纯音集中在高频部分,称为高频声,集中在低频部分的称为低频声,大部分声音均包含着从低频到高频的较宽频率范围内,故一般简称为低频段、中频段和高频段。因此习惯上将 200~400Hz 以下的频段称为低频段;1~2kHz 附近区域称为中频段;将 4~8kHz 以上的频段称为高频段。利用纯音来调测音响设备,首先必须明确其中心频率是 400Hz,还是 1kHz 来代表某一频段范围。

在国际上将各个频段的上限频率和下限频率坐标常取对数刻度来表示。同时还采用通用的划分频段的方法,即按频率每增加 1 倍作为一个频段或频带。这样功率放大器经测试后所得的上限频率与下限频率之间的频带宽度,即该功率放大器的带宽。

图 11-18 是频率的对数坐标与倍频程划分。

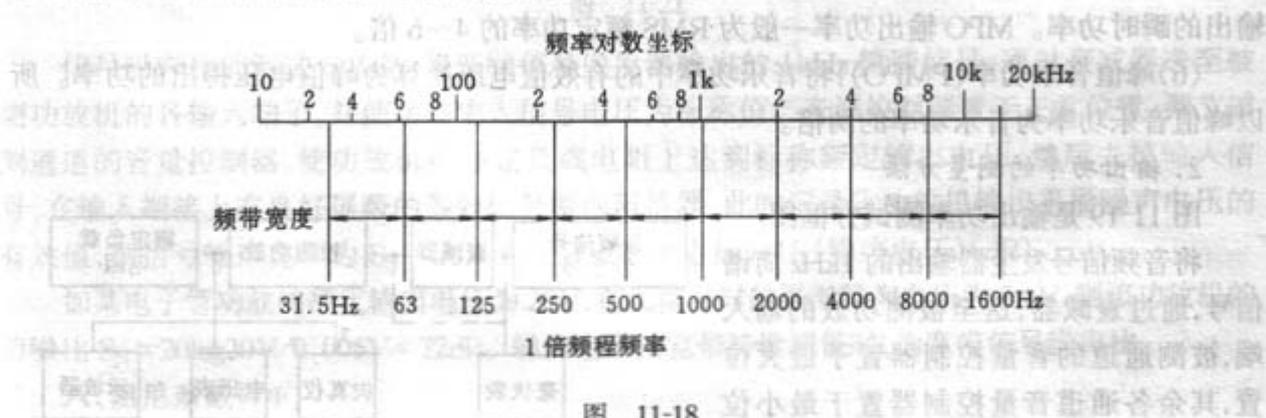


图 11-18

功率带宽不仅要求功率放大器具有宽阔而平坦的频率响应,同时也对这一频段范围内的失真系数有具体规定,是两项技术指标的结合。

现代对高保真功率放大器的要求越来越高,功放的频率范围越来越宽。频带越宽,失真问题就显得更为重要,因为频带越宽,高低端非线性失真也就越大,对元器件和放大电路结构要求亦高。如单从放大器的失真来考虑,在电路上采用大回环深度负反馈,其失真系数当然可以大幅度地降低,但同时出现的放大器转换速率、瞬态响应等则显著变差,影响放大器对快速突变信号的重放能力,故必须全面兼顾。

功放带宽对音响效果的影响:用频谱分析仪可将复合的音频信号分解成各种不同频率和强弱纯音,其中频率最低的为基音,其他与基音成整数倍数的叫谐音,又称为泛音。谐音多少和强弱不同将直接影响到音乐的音色,从音色的谐音变化可以区别出各种不同乐器的微妙音色。

如低音提琴的频率范围约从 40Hz~8kHz;小提琴约从 200Hz~18kHz;钢琴约从 80Hz~8kHz;双簧管约从 400Hz~19kHz 等,它们的泛音成分很复杂,音色也丰富多彩。这些乐器的音频泛音范围分布很广,其频率延伸范围一般均超出本身的频率范围。

如果放大器的功率带宽很窄,则仅能听到一些基本音,而那些延伸的高次泛音均被削除了,这将使丝丝微妙的音色受到影响,失去了原汁原味,使聆听者难以欣赏到音乐的本色音质。其中电子管功放的谐音很丰富,因此音色极其柔美。

现代高级音源载体如 DVD-Audio、SACD 的出现,使音频放大器的频响要求大大提高。有的功放带宽可达到 100kHz。

## 六、输出功率

### 1. 常用输出功率参数

(1) 额定输出功率(RMS): 在功率放大器频率特性与谐波失真系数均能达到规定的技术指标时(一般普通功放失真度小于1%,高保真功放小于0.1%),功率放大器所能输出的连续正弦波信号功率。

(2) 最大输出功率(PM): 功率放大器在额定负载电阻上,放大器能符合基本参数要求,简谐信号的最大输出功率。

(3) 最大有用功率(PMA): 功率放大器在额定负载电阻上,输入1kHz简谐信号,当谐波失真系数为10%时的输出功率。

(4) 峰值功率(P.P): 将额定输出功率中的有效值电压,换算为峰值电压得出的功率。因为峰值电压等于 $2\sqrt{2}$ 倍有效值电压,所以峰值功率即等于2倍额定功率。

(5) 音乐功率(MPO): 在保持放大器电源无压降时,输入大动态的音乐信号,放大器所能输出的瞬时功率。MPO输出功率一般为RMS额定功率的4~6倍。

(6) 峰值音乐功率(PMPO): 将音乐功率中的有效值电压换算为峰值电压得出的功率。所以峰值音乐功率为音乐功率的两倍。

### 2. 输出功率的测量方法

图11-19是输出功率测试方框图。

将音频信号发生器输出的1kHz简谐信号,通过衰减器,送至被测功放的输入端,被测通道的音量控制器置于最大位置,其余各通道音量控制器置于最小位置,音调控制器置于正常位置。然后用失真度测量仪测量被测功放在额定负载下



图 11-19

输出电压的谐波失真系数。增大输入信号电压,使输出电压的谐波失真系数达对应级规定值,并能连续信号下工作10分钟时的输出功率。

输出功率的计算: $P_0 = U^2/R_L$ 。

如某电子管功放在 $8\Omega$ 负载下,其输出信号电压为20V时,失真系数为1%,则该功放的额定输出功率即为 $P_0 = U^2/R_L = 20^2/8 = 50W$ 。

图11-20是输出功率过载曲线图。

电子管功放与晶体管功放的功率储备能力不同,电子管功放的抗过载能力很强,过载曲线平缓;而晶体管功放的抗过载能力很差,过载后失真度直线上升,时间长了会导致功放管损坏。

从输出功率过载曲线图中可以清楚地看出,如用电子管功放与晶体管功放相对比,两台额定输出功率均为50W,当电子管功放输出功率满载时,非线性失真上升缓慢,音质变化不大;而晶体管功放功率储备量很小,一般只能用到额定输出功率的一半以上,当输出功率达到40W时,失真度明显上升。当接近满载时,失真度直线上升。如果晶体管功放所标出的是音乐功率时,则输出抗过载能力更差。

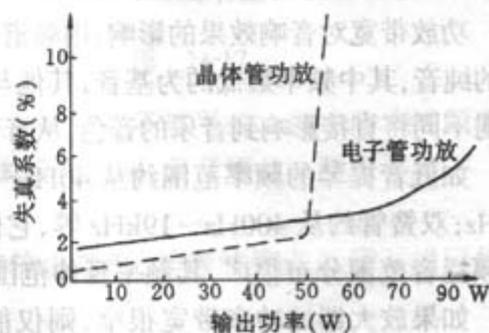


图 11-20

### 七、信号噪声比

音频信号通过功率放大器后所增加的各种噪声与原来信号电平之比,简称信噪比。因人耳的听觉有掩蔽效应,只要一个声音的强度大于另一个声音到一定程度,人耳就感觉到只有强的声音,于是就听不到噪声,而只听到有用信号的声音。若功率放大器的动态信号以 30dB 来说,当功放在额定输出功率时,其输出电压随着信号变化而有 45dB 的起伏,则该功放的噪声电平最低也要求 -65dB,这样才能满足重放音的要求。

图 11-21 是信号噪声比测试方框图。

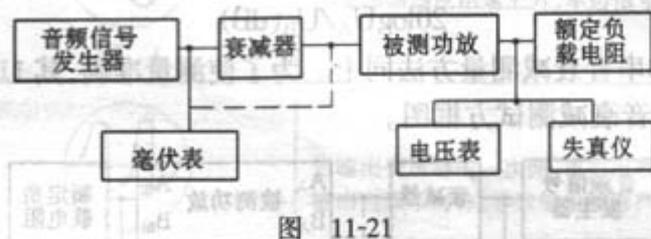


图 11-21

信号噪声比的测试方法是:将音频信号发生器输出的 1kHz 简谐信号,通过衰减器送至被测功放机的各输入端子,并使功放输入信号电压为标称值。音调控制器置于正常位置,调节被测通道的音量控制器,使功放机在额定负载电阻上达到标称额定输出电压,然后去掉输入信号,在输入端接上有良好屏蔽的等效信号源内阻抗器,此时记录该功放机输出平滑噪声电压的有效值,则信号噪声比即为  $S_N = 20\log U_1 / U_2$  (dB)。

如某电子管功放的额定输出电压为 20V,在无信号时的平滑噪声电压为 5mV,则该功放机的信噪比  $S_N = 20\log 20V / 0.005V = 72\text{dB}$ 。噪声电压按宽带特性测量时,为宽带信号噪声比。

### 八、阻尼系数 (DF)

功率放大器的额定负载电阻对功放机输出阻抗(内阻抗)模数的比值,叫阻尼系数。

同样的扬声器,配以不同输出内阻的功率放大器,其音色会有很大的差别。这主要有一个最佳的匹配问题。其中阻尼系数即反映出功放额定输出阻抗与功放输出内阻的关系。

阻尼系数的测量方法是:将音频信号发生器输出的 1kHz 和基本参数表中规定的上下限频率的简谐信号,通过衰减器,送至被测功率放大器的输入端,并使功放机输入信号电压有效值为标称值(测试时,功放音调控制器置于正常位置,其余音量控制器置于最小位置)。调节被测通道音量控制器,使功放机的输出端额定负载电阻  $R_L$  上的输出电压有效值为标称额定输出功率对应的电压,记为  $U_0$ ;使负载电阻由  $0.8R_L$  至  $1.2R_L$  之间变化,则其对应输出电压有效值为  $U_1, U_2, \dots, U_n$ 。把以上所测得的数据按输出电压倒数是负载电阻倒数的函数关系给出一条曲线,在这条曲线的额定负载电阻倒数处作切线与纵坐标相交,得视在空载输出电压  $U_x$ 。

则阻尼系数表示为:  $U_0 / U_x - U_0$ 。

为了提高测量精度,测量时应该用数字式电压表或补偿法测量输出电压。如果测量设备不具备,并对准确度要求不高时,则允许用功率放大器空载时的输出电压,来代替视在空载输出电压  $U_x$ 。

### 九、通道串音衰减

通道间的串音衰减是指立体声功率放大器中左、右通道间音频信号相互串扰的程度。与串音衰减性质相同的是左、右声道间的隔离度。

### 1. 通道串音的测试

两声道间串音衰减测量方法是：将音频信号发生器输出的简谐信号，通过衰减器，送至 A 声道的输入端，并使功率放大器输入的音频信号电压为标称值。调节音量控制器，使功率放大器 A 声道在额定负载电阻上输出达到额定输出功率或额定输出电压，其电压有效值记为  $U_A$ ；B 声道对应的音量控制器置于输入标称电压时，达到额定输出功率或额定输出电压位置。但输入端必须接有规定的屏蔽良好的等效信号源内阻抗。音调控制器置于正常位置，测得功率放大器输出端在额定负载电阻上的电压有效值为  $U_B$ ，则 A 声道对 B 声道的串音衰减为：

$$20\log U_A/U_B(\text{dB})$$

其他两声道之间的串音衰减测量方法同上。为了使测量准确，其 U 表可用选频表测量。

图 11-22 是通道串音衰减测试方框图。

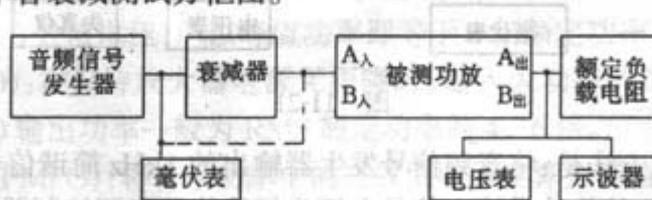


图 11-22

同声道不同输入端之间串音衰减测量方法：

将音频信号发生器输出的简谐信号，通过衰减器，送至 A 输入端，并使功率放大器输入信号电压为标称值，对应的音量控制器置于最小位置；B 输入端接等效信号源内阻抗，对应的音量控制器置于输入标称信号电压在额定负载电阻上，达到标称额定输出功率或标称额定输出电压位置。音调控制器置于正常位置，测得功率放大器输出端在额定负载电阻上的电压有效值为  $U_B$ 。则 A 输入端对 B 输入端的串音衰减即为：

$$20\log U_0/U_B(\text{dB})$$

式中： $U_0$  为标称额定输出功率时输出电压有效值或标称额定输出电压。

### 2. 通道串音衰减对音响效果的影响

通道间的串音衰减对立体声功率放大器来说，必须达到 40~60dB 以上，否则立体声效果会大为降低，声场无真实感和临场感。

因为双声道立体声功率放大器是利用左、右声道间声音的强度与内容不同，在聆听者的双耳中产生差异，从而感觉到在两组扬声器之间存在声像。如左声道内突出演唱者的音声；而右声道内突出乐队的伴奏声，则聆听者即会感受到声场的立体空间感。如果左、右声道声音一致，则声像的定位即在两组扬声器的中间。当立体声功放机左、右声道之间产生严重串音时，就使左、右道的声场与内容相同，即一定程度上趋向于单声道，等于一组扬声器在中间放音。即使少量的串音也会使声场变窄，声像的立体感不真实。

## 第三节 放大器失真波形图解

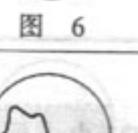
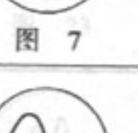
功率放大器在调试中，如采用示波器对其输出波形进行监测，即能清楚地看到各种失真波形的变化情况，有助于更全面地了解放大器内部的工作状态。

由于放大器使用的放大器件是非线性器件，因此放大器放大信号时会带来各种形式的非线性失真。

如能对放大器进行合理的调配，可将失真控制到最小。

现将通过输入单一频率的正弦波与部分方波信号的放大器输出的失真波形用图示方式列出,并简要分析产生失真的原因。

各失真波形见表 11-1 中的图 1~图 32。

失真波形	原因分析
<p>输出单边短路</p>  <p>图 1</p>	<p>推挽功放级中,输出变压器一次侧单边出现局部短路时,导致输出变压器温度迅速上升,单边信号不能输出</p>
<p>输出单边开路</p>  <p>图 2</p>	<p>当输出变压器的一次侧,单边出现开路时,使两只推挽功放管的输出电压不对称,导致输出波形严重失真</p>
<p>输出中心抽头接错</p>  <p>图 3</p>	<p>当推挽输出变压器的一次侧中心抽头调错时,造成两推挽管的负载阻抗严重失匹,从而导致输出级的畸变失真</p>
<p>输出负载短路</p>  <p>图 4</p>	<p>当功放级输出变压器二次侧负载过重或短路时,造成输出幅度大跌,严重时损坏功率管</p>
<p>输出负载开路</p>  <p>图 5</p>	<p>当功放机输出端子的扬声器脱落时,造成输出负载开路,导致输出电压大幅度上升,且波形漂移不稳,功率管易损</p>
<p>输出负载严重失匹</p>  <p>图 6</p>	<p>当功放机输出端子的引出线过细过长,扬声器负载阻抗与规定值相差很大时,导致负载严重失匹而产生失真</p>
<p>扬声器音圈卡塞</p>  <p>图 7</p>	<p>当输出负载扬声器的音圈被卡塞时,音圈的自感电动势变小,导致输出级电流骤增,产生严重的限幅失真</p>
<p>振幅非线性失真</p>  <p>图 8</p>	<p>推挽功放级的两只功放管完全不配对,或其中一管老化,放大性能相差较大,导致正负输出幅度大小亦相差很大</p>

续上表

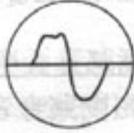
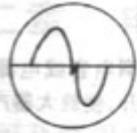
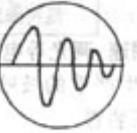
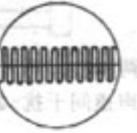
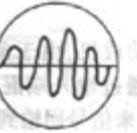
失真波形	原因分析
<p>对称非线性失真</p>  <p>图 9</p>	<p>功放管配对性能良好,但由于功放级工作点选择不当,栅负压过高或过低,超过规定值时,亦会导致失真</p>
<p>非对称性失真</p>  <p>图 10</p>	<p>当推挽功放管特性相差较大,工作点又选择不当,其中单边推挽管已进入饱和工作区,故产生非对称性失真</p>
<p>饱和失真</p>  <p>图 11</p>	<p>由于功放管屏极电流过小,栅极负压电阻阻值过高,当有推动信号时,使栅极电位荷正电压,使功放进入饱和区内</p>
<p>削顶失真</p>  <p>图 12</p>	<p>将功放管栅负压配置在屏流截止点上,虽然放大效率极高,但当推动信号电压较强时,即会导致削顶失真</p>
<p>惰性失真</p>  <p>图 13</p>	<p>当放大器中的级间耦合电容容量偏大,并采用卷制有感电容时,常导致级间耦合状态失调,使信号产生延迟</p>
<p>梯形失真</p>  <p>图 14</p>	<p>对有极性的耦合电容,当电容极性接反时,其极间耦合电容被栅极充电而产生截止偏压,造成顶部梯状失真</p>
<p>阻塞失真</p>  <p>图 15</p>	<p>在多级电容耦合功放中,如极间耦合电容失效或栅漏电阻失效时,导致音频信号不能顺利通过,中途产生阻塞现象</p>
<p>相位失真</p>  <p>图 16</p>	<p>当放大器的级间耦合电容严重漏电时,电容的电阻特性加强,导致被耦合信号相移加大,从而引起相位失真</p>

表 1 续

续上表

失真波形	原因分析
<p>交叉失真</p>  <p>图 17</p>	<p>在 B 类推挽功率放大器中,当栅极负偏压配置不当时,造成推挽管工作衔接不良,正负半周交接处出现折叠现象</p>
<p>互调失真</p>  <p>图 18</p>	<p>当复合音频信号输入时,如功放本身非线性失真严重,则高低频率的和与差信号产生相互调制,即出现互调信号失真</p>
<p>瞬态失真</p>  <p>图 19</p>	<p>将方波信号输入,检测功放对瞬间快速变化信号的跟随能力,如级间耦合电容等转换速率不够,则很陡的方波前沿即被削去</p>
<p>瞬态互调失真</p>  <p>图 20</p>	<p>当复合方波与正弦波信号通过功放时,如有深度大回环负反馈,则反馈信号滞后输入信号,导致功放瞬态响应变差</p>
<p>歪斜失真</p>  <p>图 21</p>	<p>功放机倒相级中,旁路电容失效或分压电阻变质,致使倒相放大不稳定,其输出波形相位变化不稳,输出波形产生歪斜</p>
<p>振铃失真</p>  <p>图 22</p>	<p>功放机中负反馈过深时,会导致相移,产生振铃现象,使音频信号不能顺利通过,输出波形起伏变化</p>
<p>高频自激振荡</p>  <p>图 23</p>	<p>放大器级间反馈网络失调,引起放大器增益过高,电路中产生正反馈,导致高频自激振荡,放大器不能正常工作并伴有啸叫声</p>
<p>低频寄生调制</p>  <p>图 24</p>	<p>当功放电源变压路漏或过大或机内去耦电容失效,即会产生低频寄生调制,使音频信号出现时有时无的现象</p>

续上表	
失真波形	原因分析
<p>交流调制</p>  <p style="text-align: center;">图 25</p>	<p>当功放机中间级去耦电容或电源高压滤波电容产生漏电时,即会造成电源纹波上升,使放大器产生交流声</p>
<p>严重交流调制</p>  <p style="text-align: center;">图 26</p>	<p>当功放机中电源高压滤波电容器产生严重漏电时,出现严重交流声调制干扰,有时延,并伴有啸叫,使功放无法工作</p>
<p>高频调制</p>  <p style="text-align: center;">图 27</p>	<p>使用五极管或高放大系数三极管的多级功放机,当增益过高时,极易产生高频调制,应当降低增益,或在阴极加负反馈</p>
<p>寄生高频调制</p>  <p style="text-align: center;">图 28</p>	<p>当采用大功率五极管或作并联推挽放大时,极易产生高频寄生调制,必须在功放管的屏极与栅极回路内串接电阻,以抑制寄生调制</p>
<p>低频自激</p>  <p style="text-align: center;">图 29</p>	<p>功放机中整机负反馈或局部负反馈加得过深时,致使级间产生大幅度相移,而导致低频自激,严重时产生无声响的超低频振荡,极易损坏扬声器</p>
<p>外界脉冲干扰</p>  <p style="text-align: center;">图 30</p>	<p>由于外界大功率调速,调光等电器设备,通过交流电网串入功放机中,导致功放产生严重的吱吱声干扰,如无条件分开电网,则可增设磁饱和稳压装置</p>
<p>声道间干扰</p>  <p style="text-align: center;">图 31</p>	<p>立体声功放机,如两声道间隔离不良,或前级双芯屏蔽电缆线屏蔽不良,均会引起声道间干扰,如采用平衡式输入方式即可消除</p>
<p>广播干扰</p>  <p style="text-align: center;">图 32</p>	<p>带前置放大级的功放机,由于灵敏度高,如前级屏蔽不良,各种广播信号很容易通过输入端混入。同时,功放输出至音箱的引线过长,亦会将外来信号回输到功放机中</p>

## 第十二章 电子管功放常见故障分析图解

电子管功放制作过程及使用中难免出现各种各样的故障,因此,掌握合理的故障检修程序,可以迅速查出故障所在,取得立竿见影的效果。

电子管功率放大器的故障检修:①首先应对故障现象进行总体判断,可先采用直观法,检查机内的各种零部件,如保险丝、电容器、电阻器等是否有爆裂、烧毁等现象;②通过闻嗅、手摸对机内温升过高元器件进行检查;③对机内零部件及元件出现虚焊、脱焊、断线等现象进行查看与并进行简单的测量;④通过短时间地试听,对音轻、失真、交流声等故障进行寻踪检测;⑤采用简单的仪表,对机内各部分的工作电压、电流、电阻等进行测量。

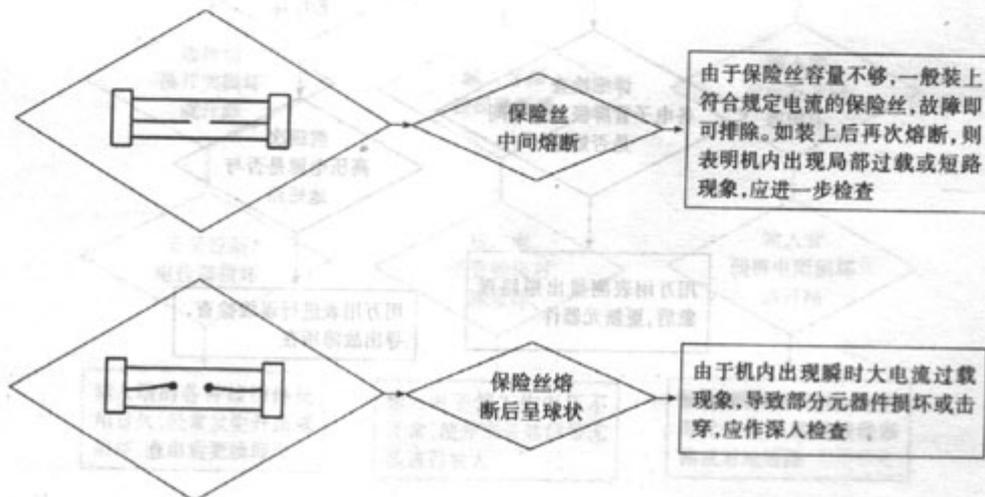
通过总体初步检查判断以后,就会对故障有个大概的了解,然后再进行有针对性的重点维修,最后将故障排除。

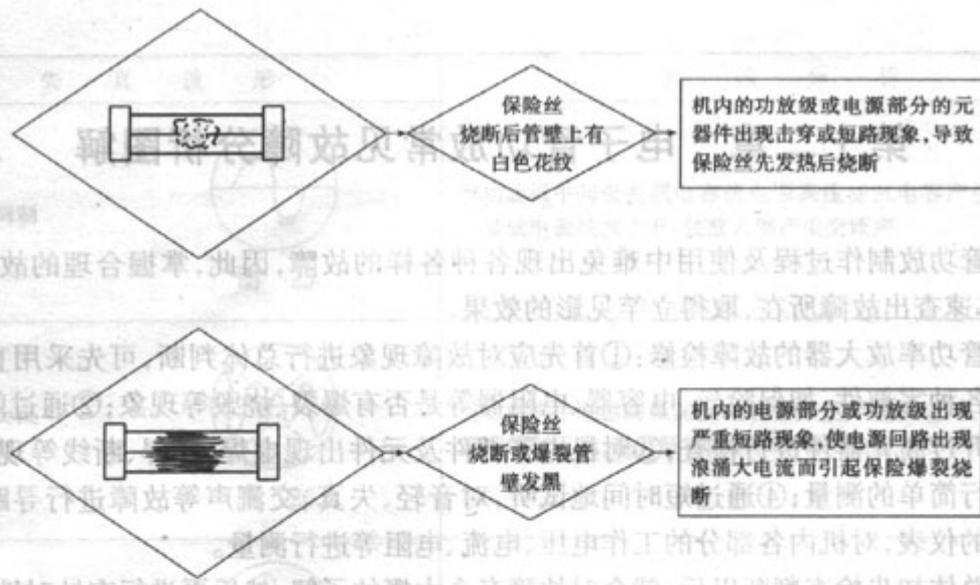
下面以图解方式列出故障原因,供检修参考。

### 一、无电



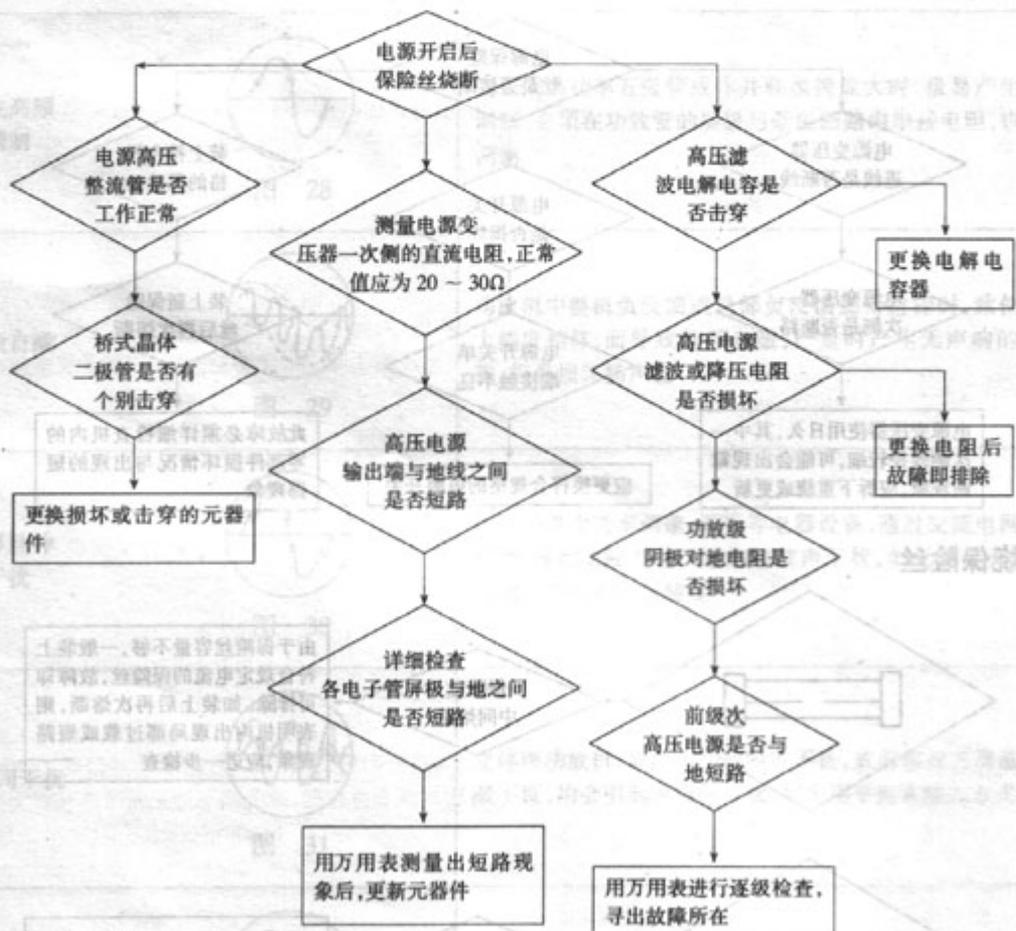
### 二、烧保险丝





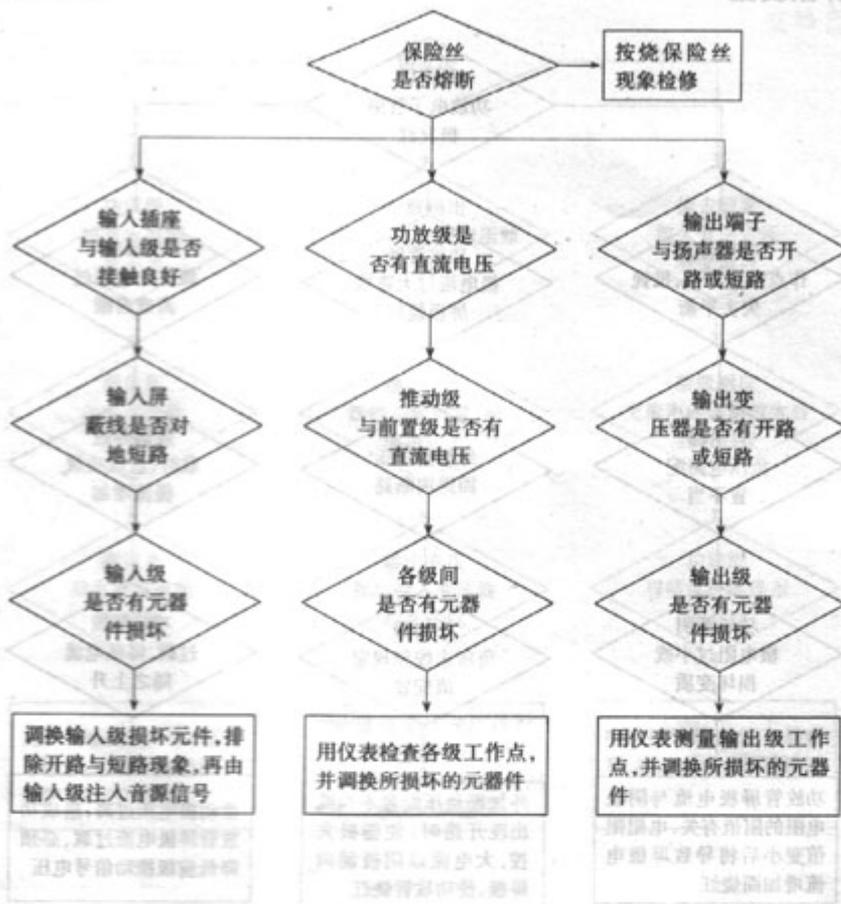
### 三、无声

#### 1. 电源部分



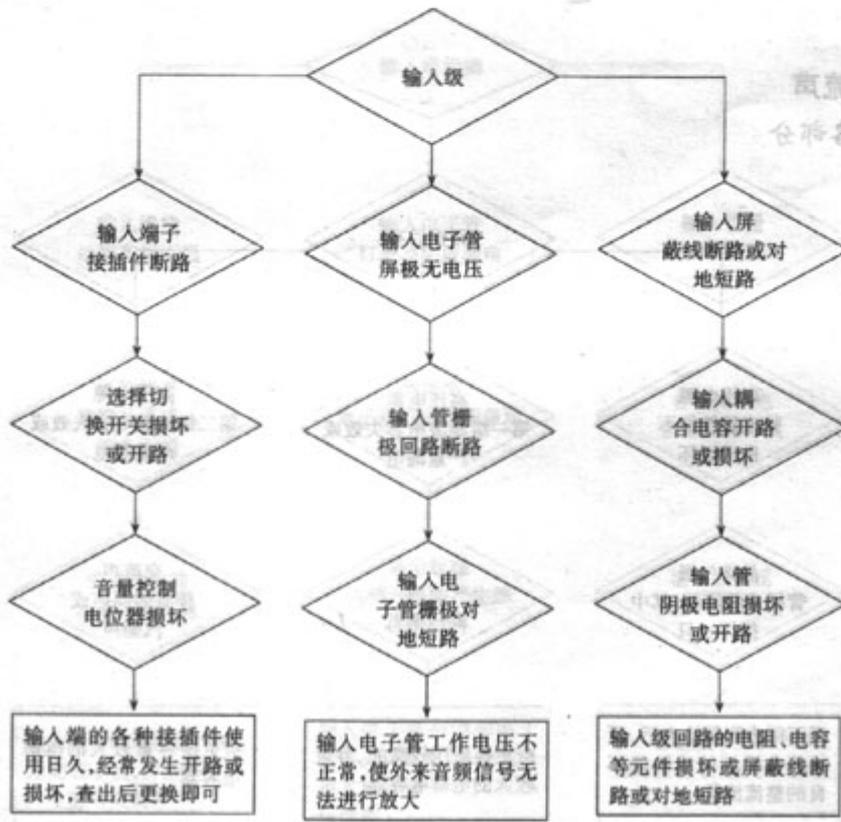
## 2. 推动、功放部分

注意对管管位,四



## 3. 输入级部分

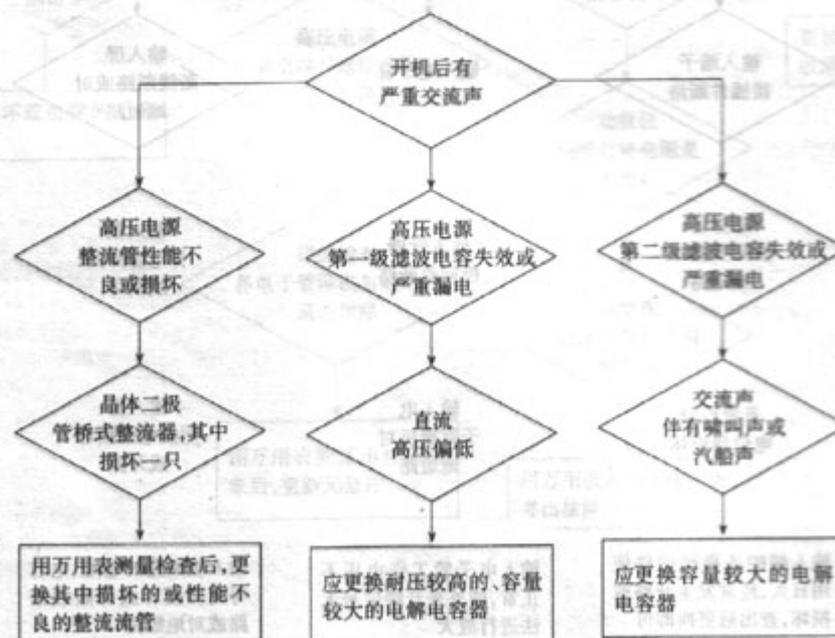
高压交流电,正  
合称极步极步,1



#### 四、功放管屏极发红



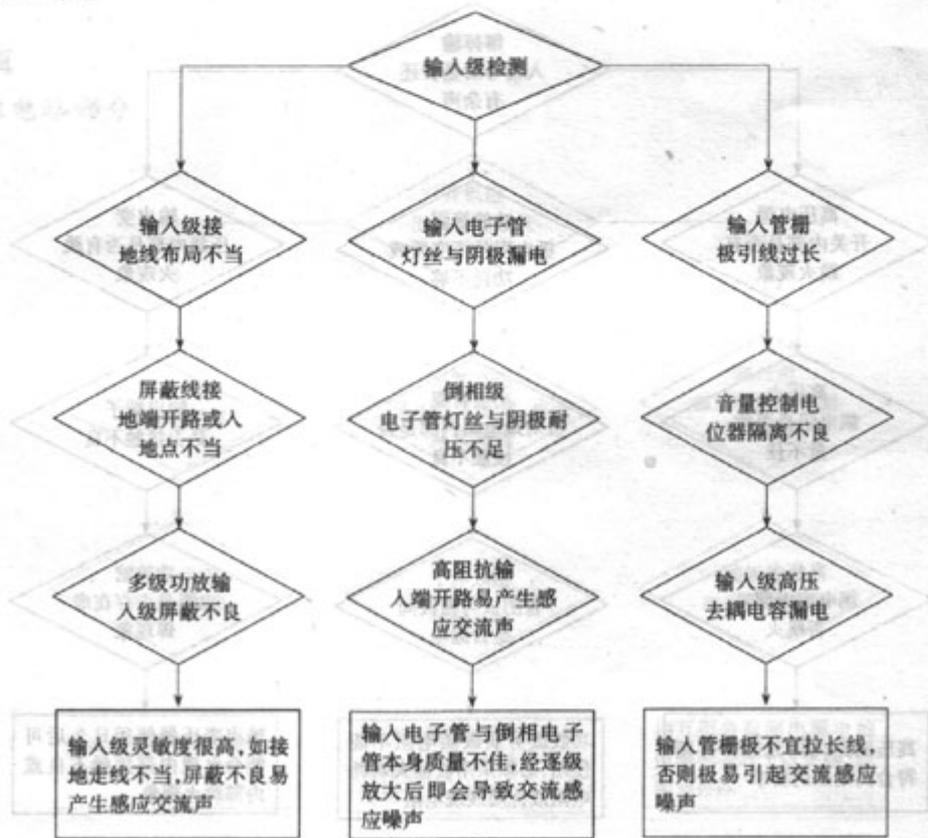
#### 五、严重交流声 1. 电源电路部分



## 2. 功放部分

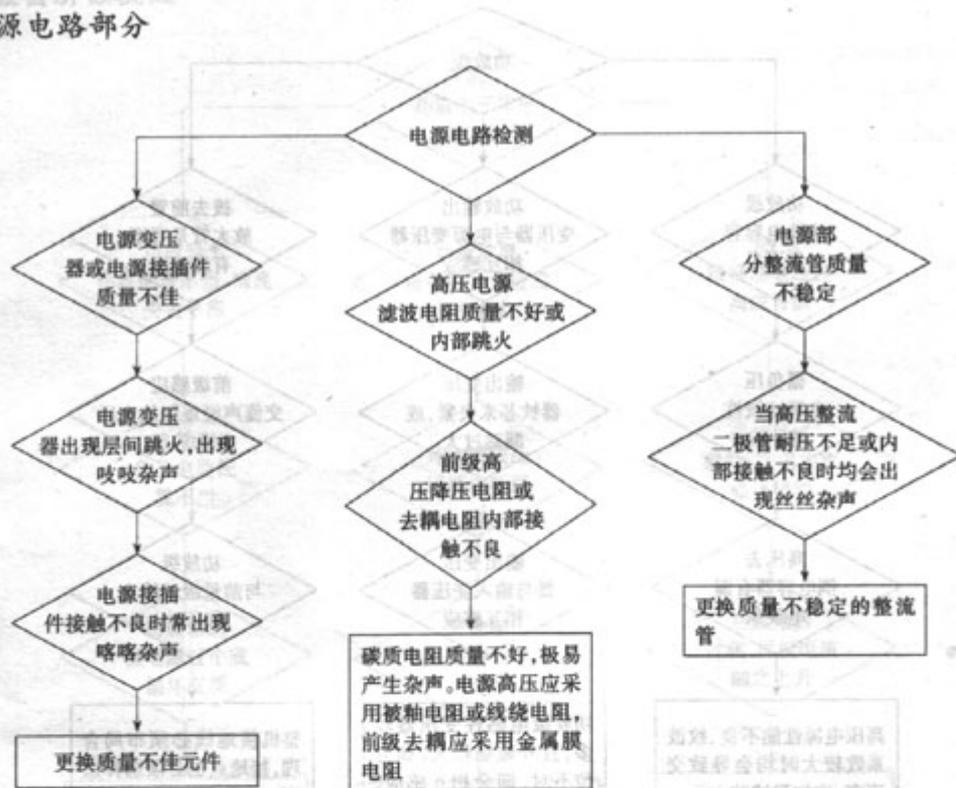


## 3. 输入级部分

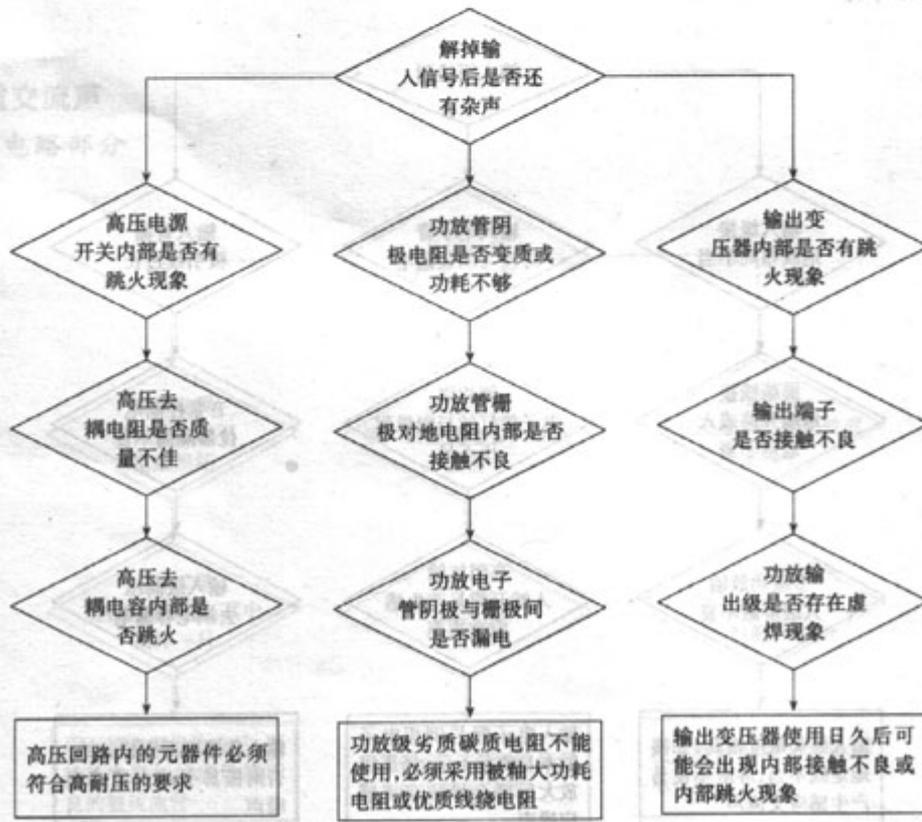


## 六、有杂声

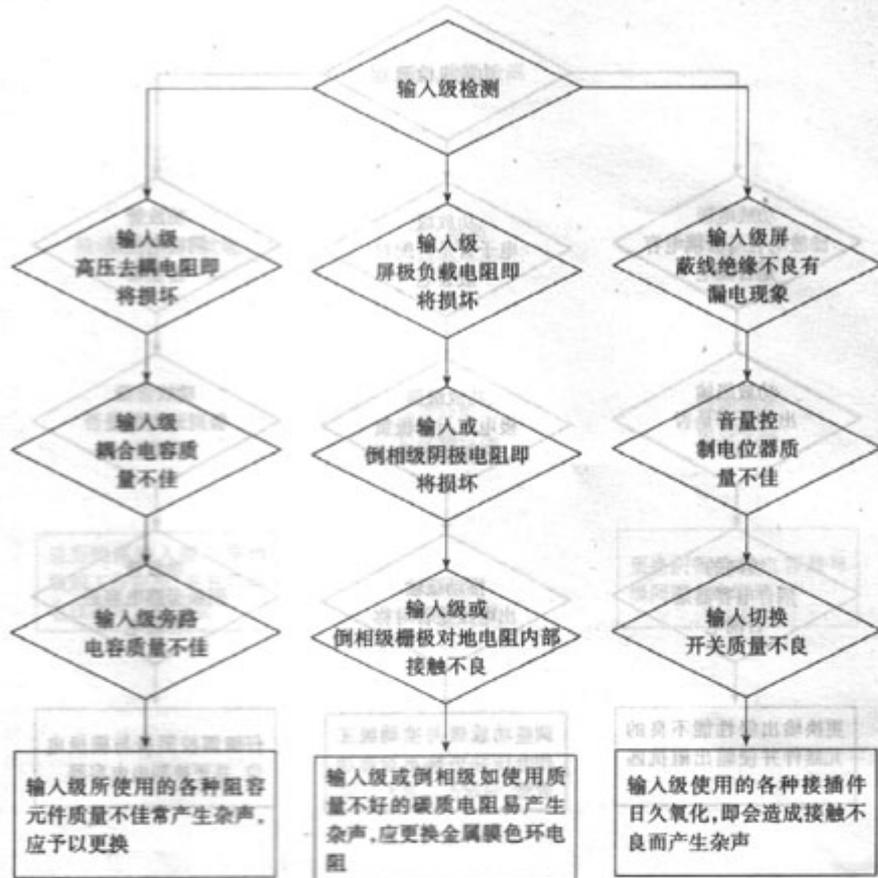
### 1. 电源电路部分



### 2. 功放部分



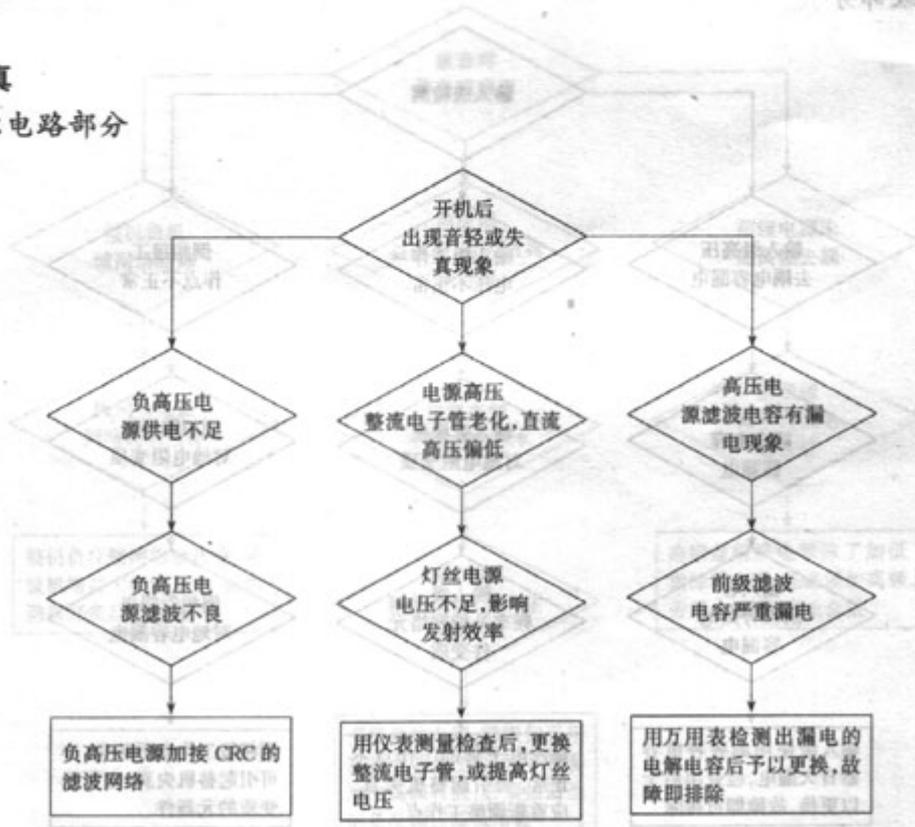
### 3. 输入级部分



### 九、高频时失真

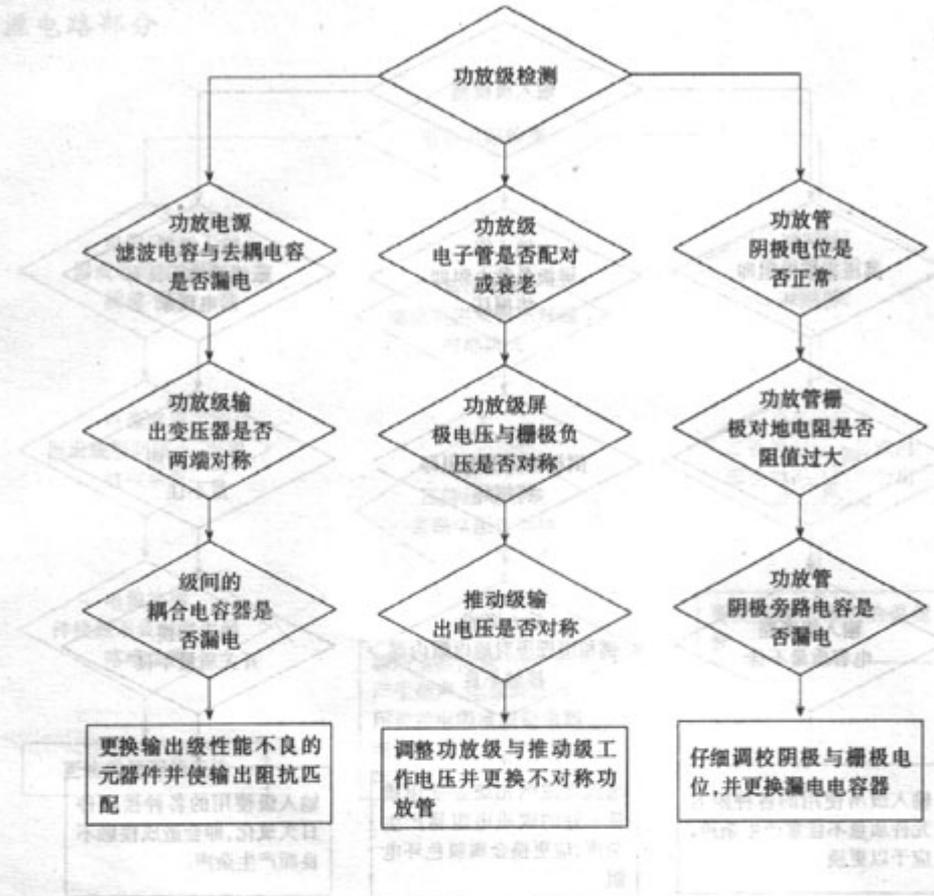
## 七、失真

### 1. 电源电路部分

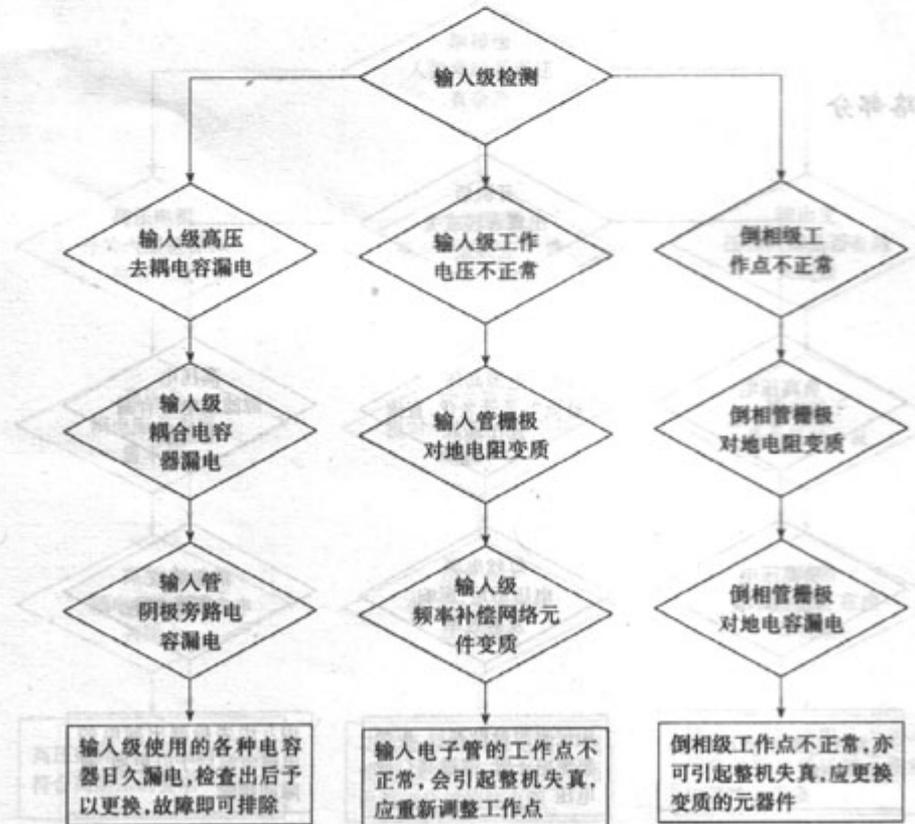


## 2. 功放级部分

### 1. 电源电路部分

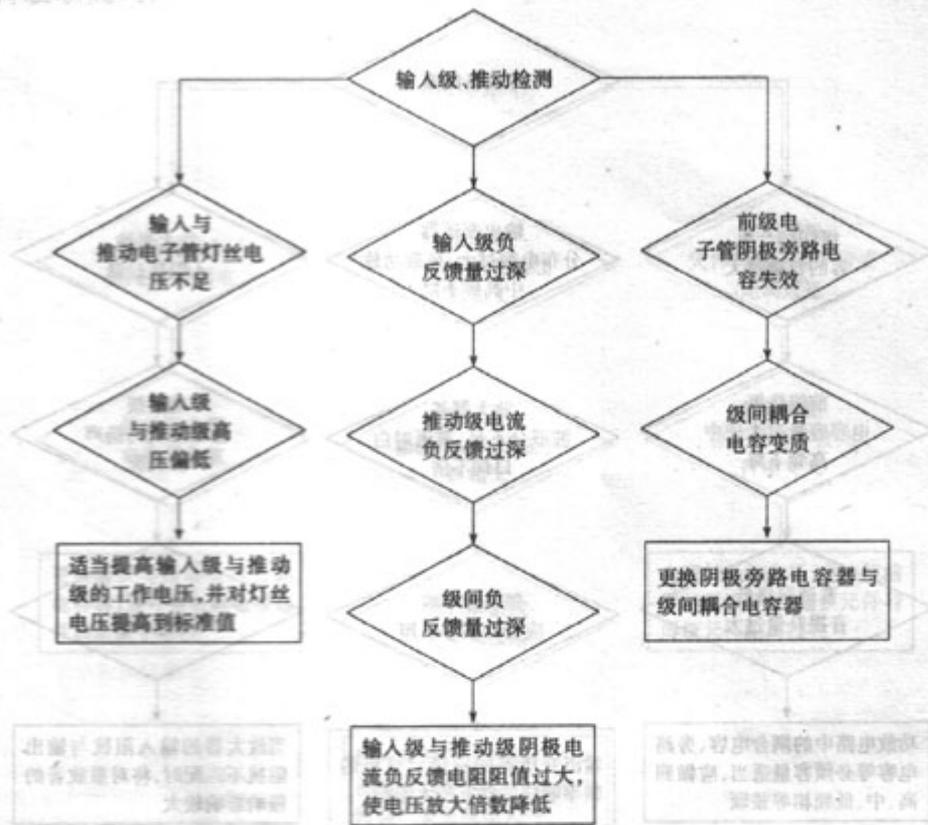


## 3. 输入级部分



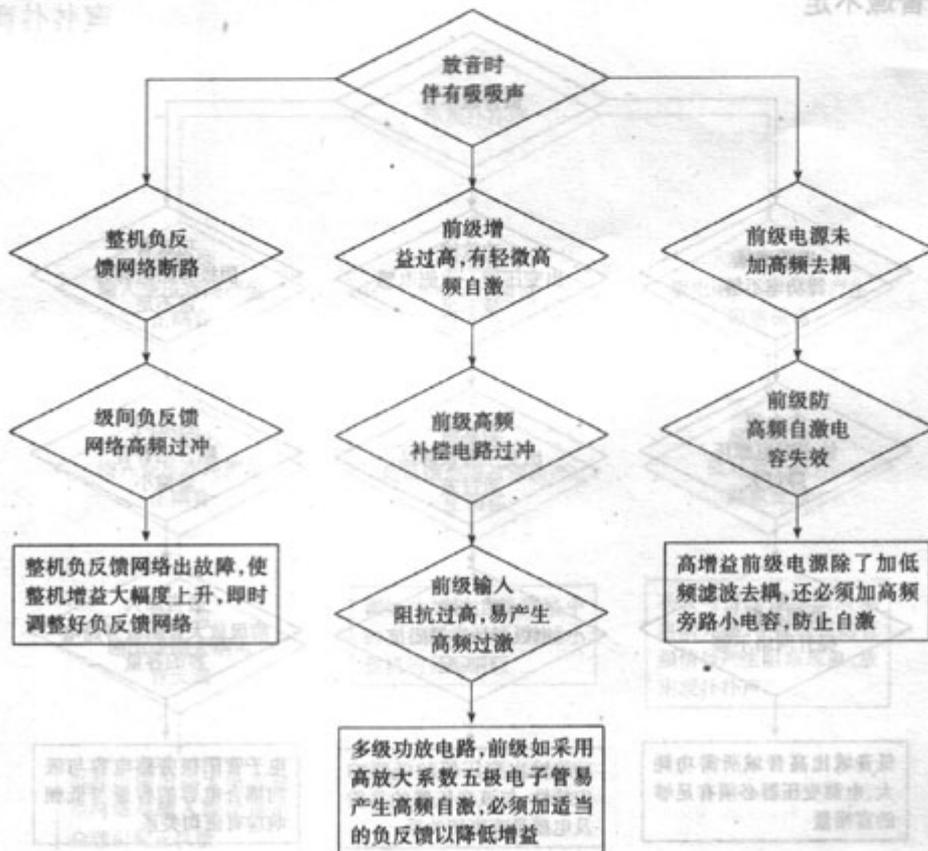
### 八、声音无法开大

收音机高中，十



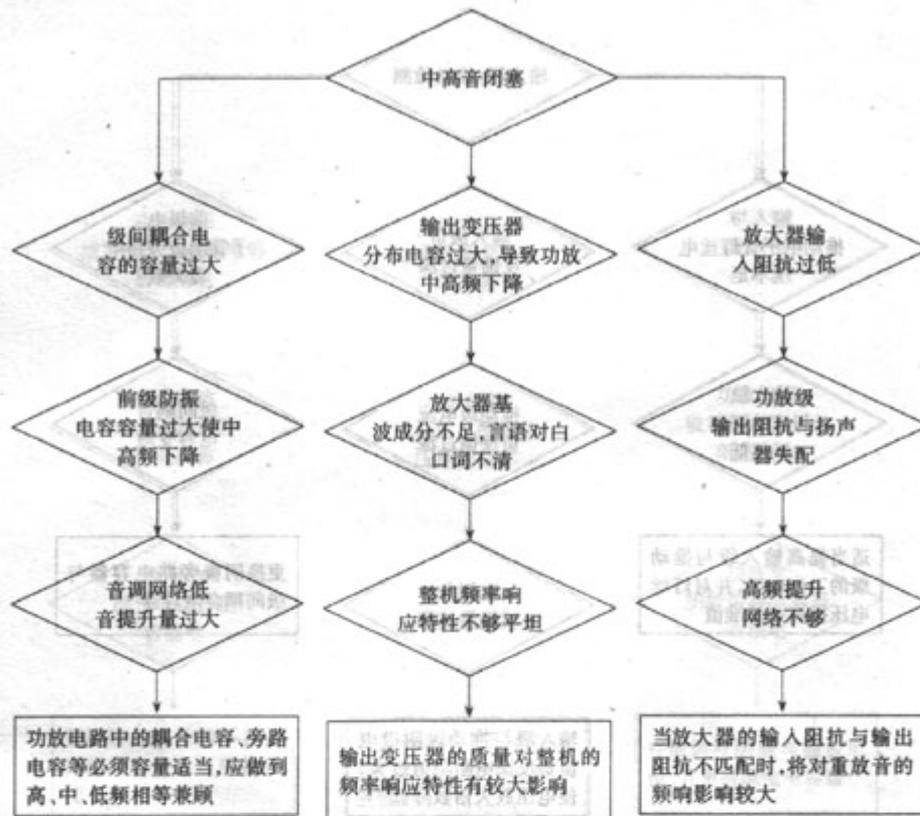
### 九、高频时失真

收音机高中，十一



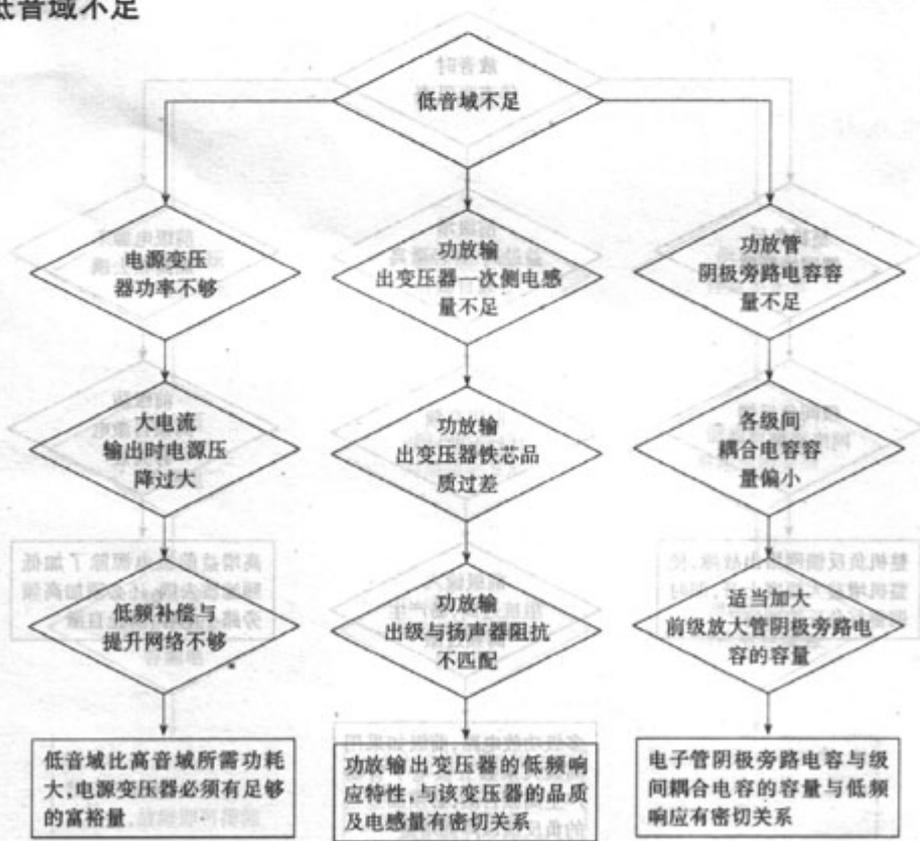
### 十、中高音闭塞

大天去天音高,八



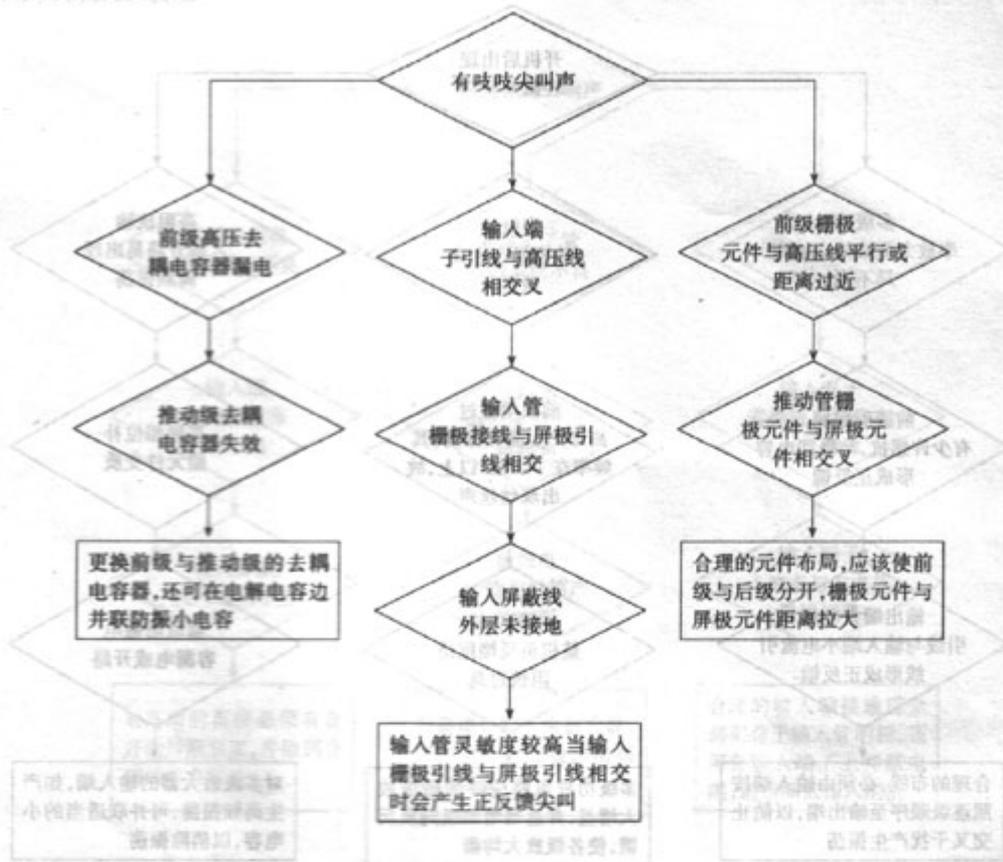
### 十一、低音域不足

真尖相数高,六



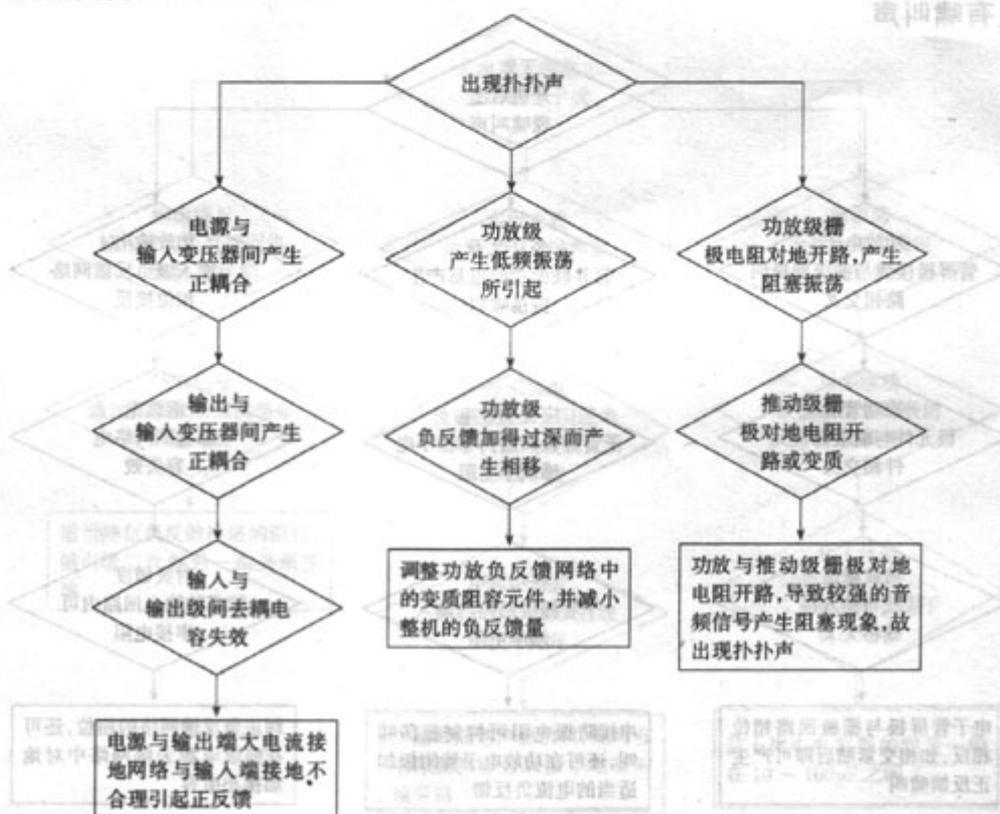
## 十二、有吱吱尖叫声

声丝丝嘶登音,四十



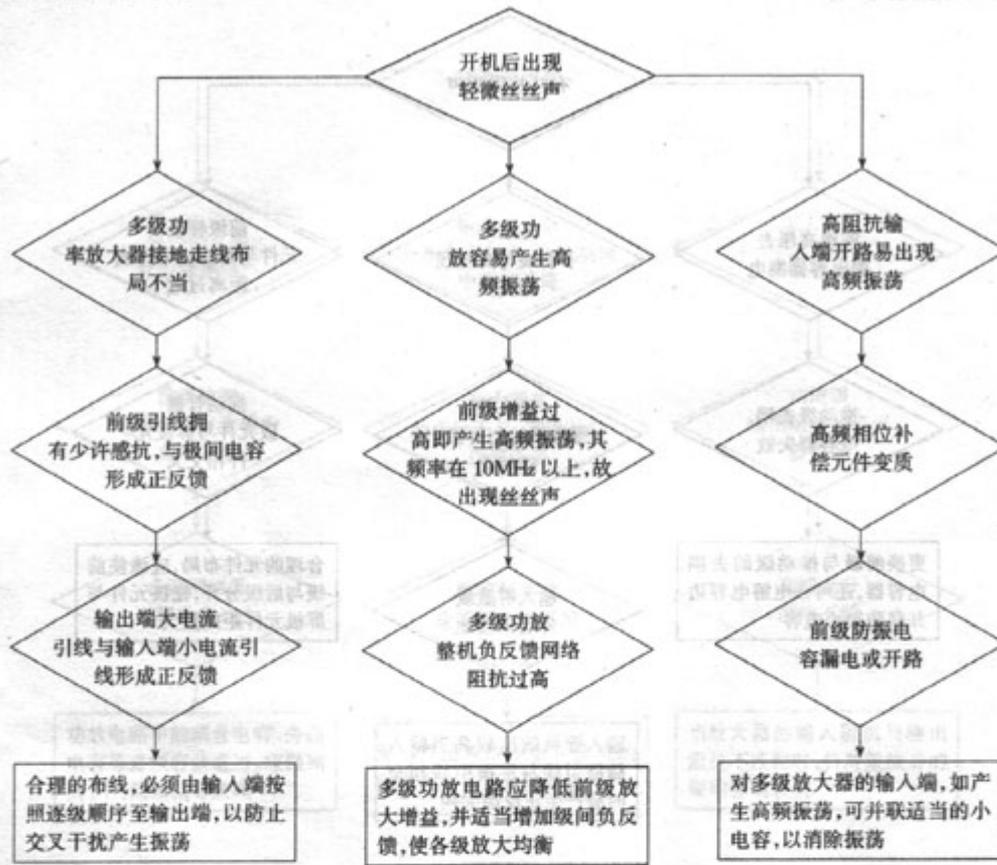
## 十三、有扑扑声

声扑扑扑,五十



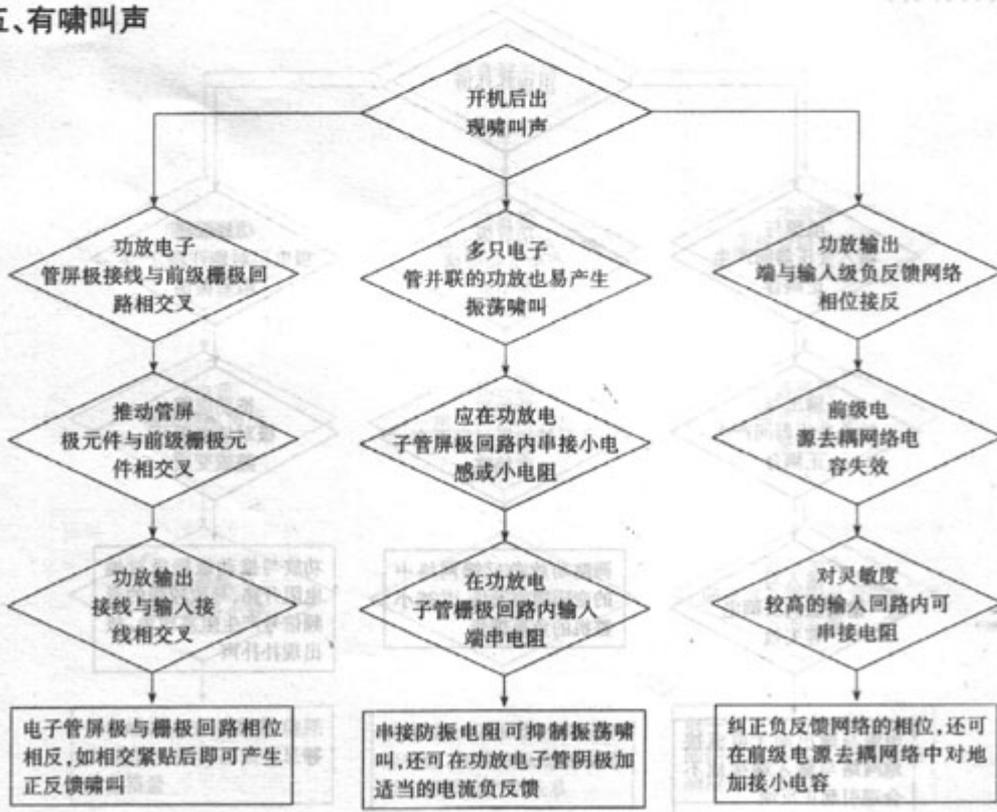
### 十四、有轻微丝丝声

音频尖刺频率,二十



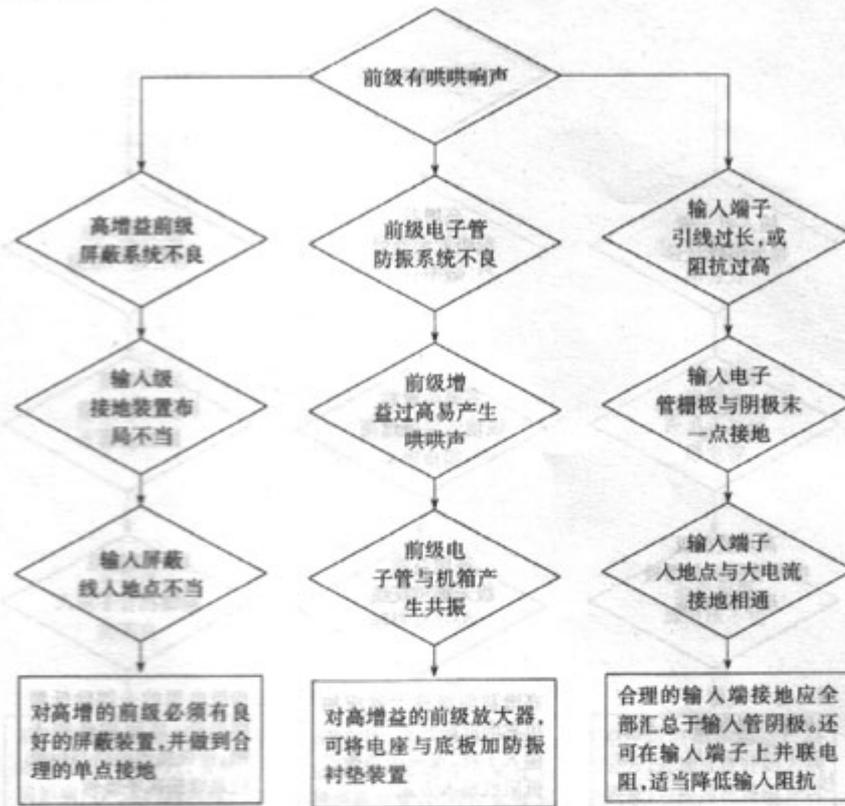
### 十五、有啸叫声

零件作音,三十



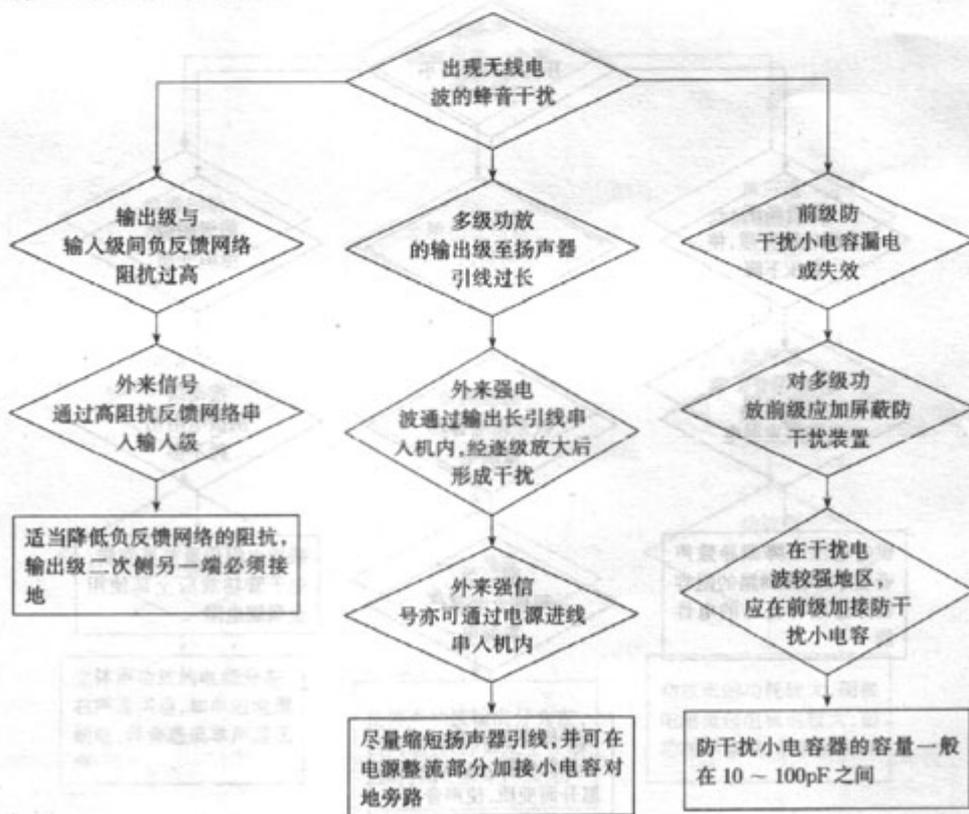
### 十六、有微音效应

关于收音机,八十



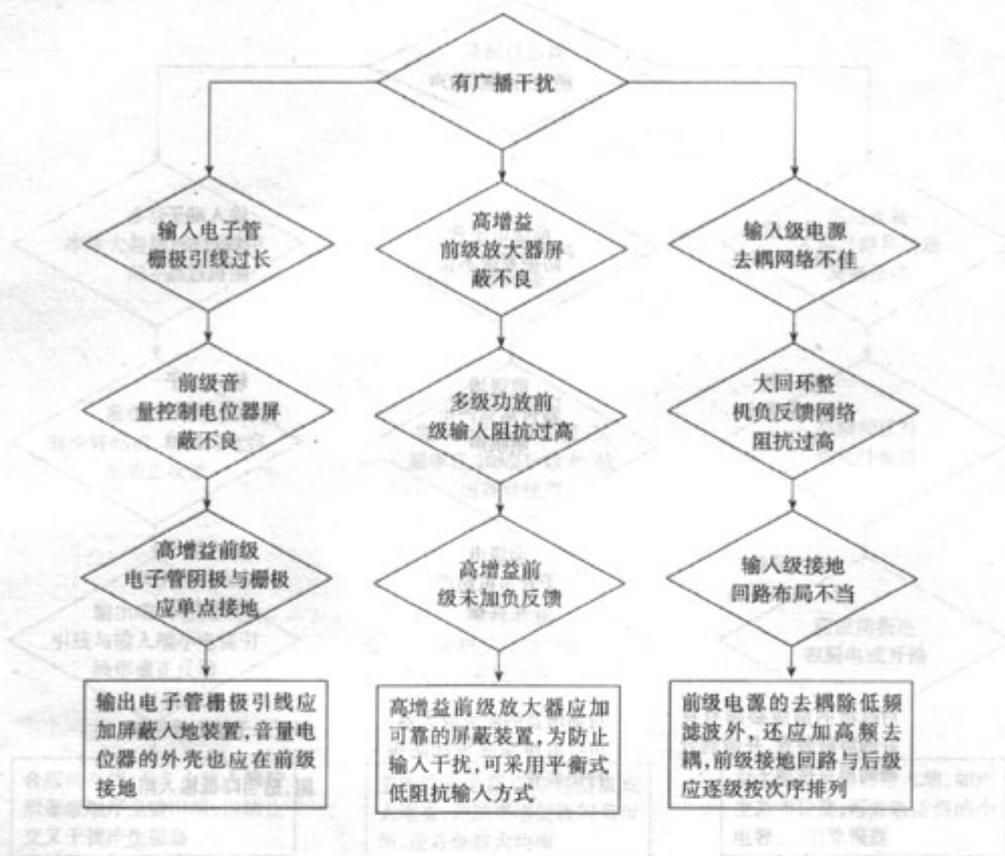
### 十七、有无线电波蜂音干扰

小收音机,式十



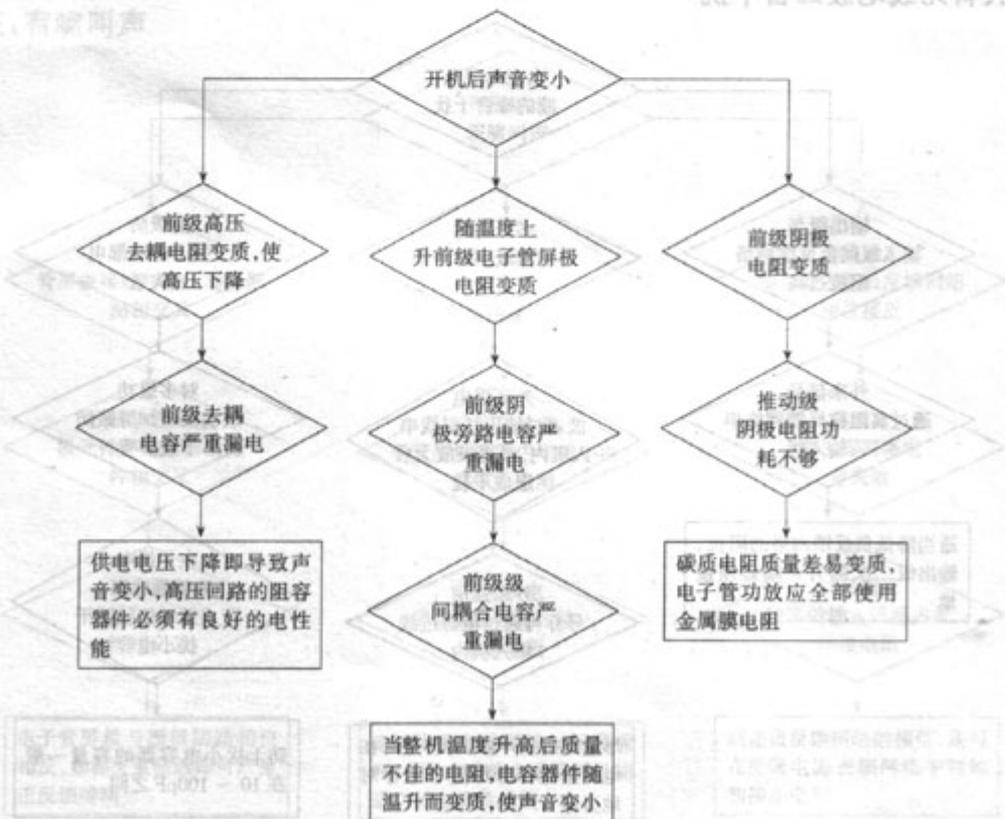
### 十八、有广播干扰

收音机调整,六十



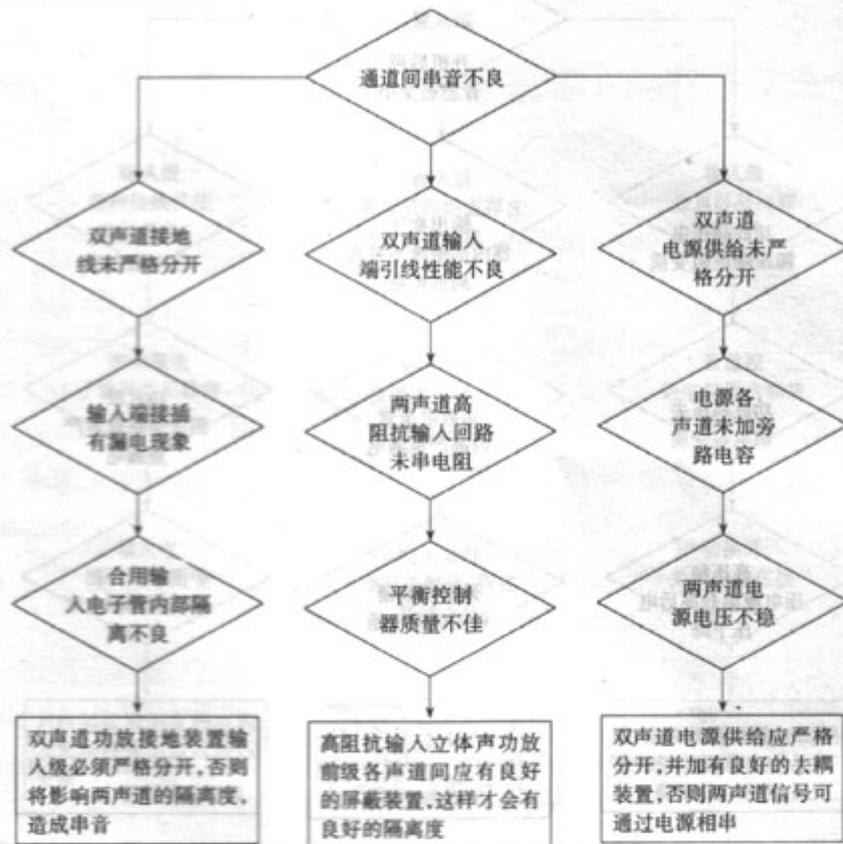
### 十九、开机后声音变小

收音机调整,七十



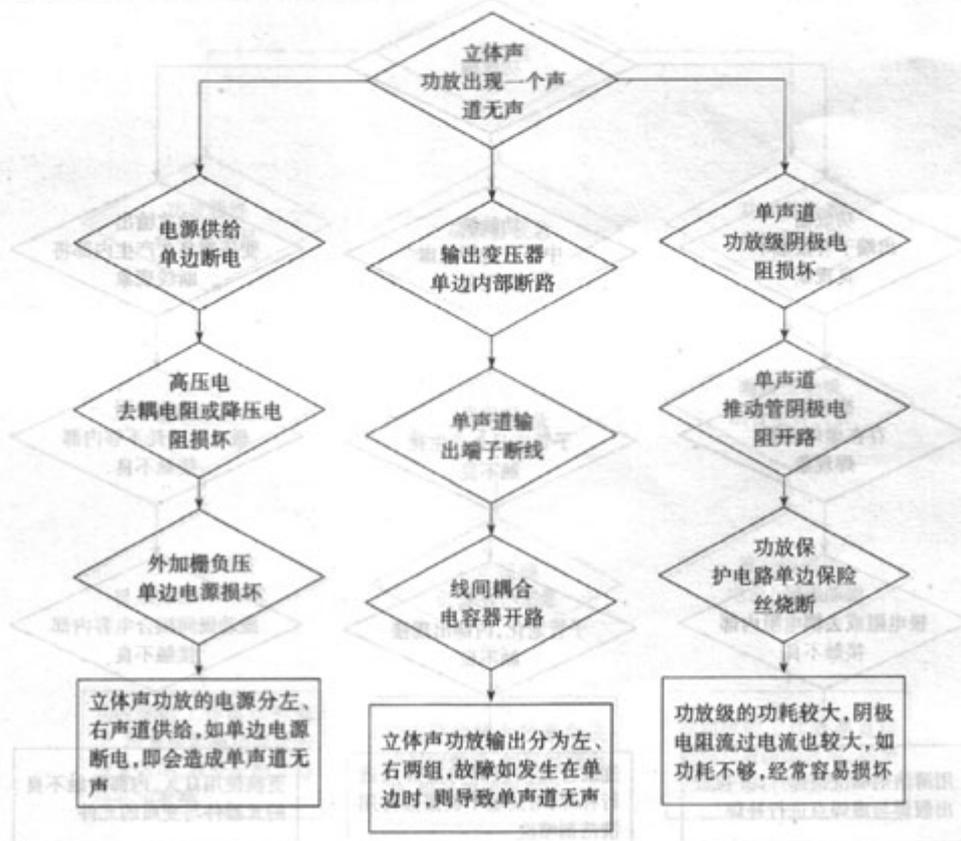
## 二十、双声道间串音不良

小变频器收音,二十二



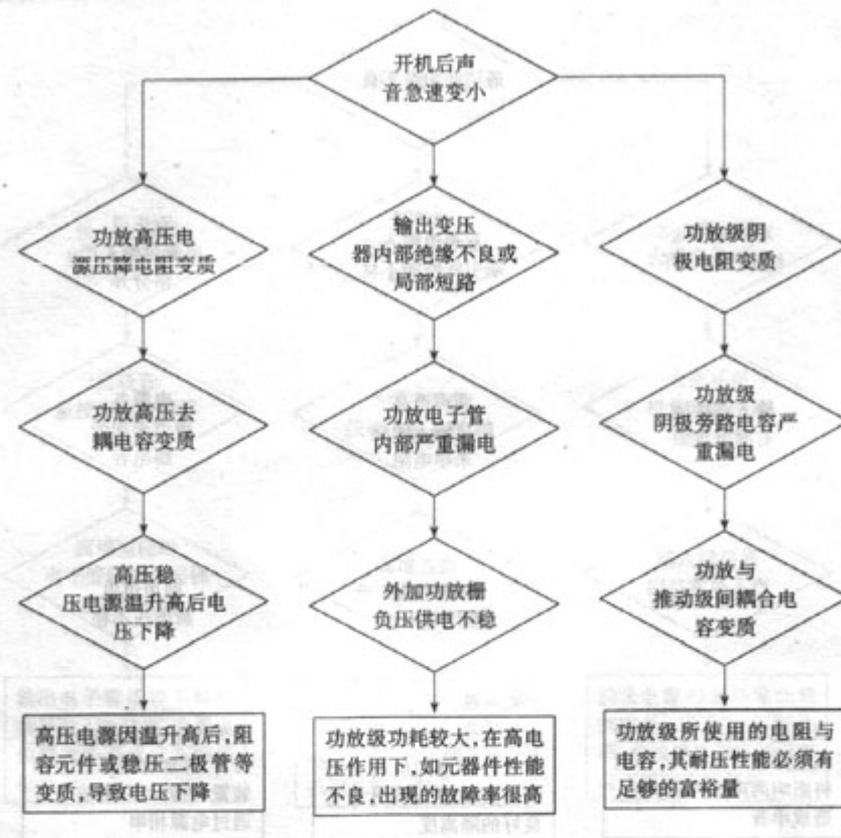
## 二十一、立体声功放一个声道无声

天调音收音,三十二



## 二十二、声音急速变小

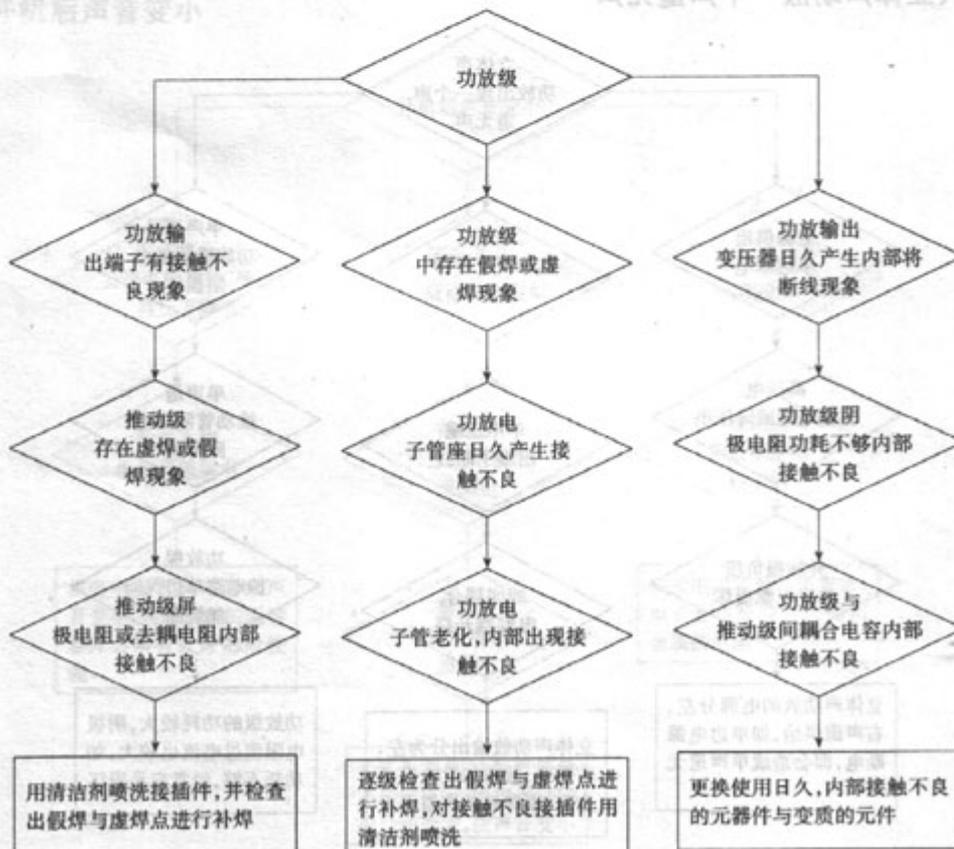
真不音串同断双,十二

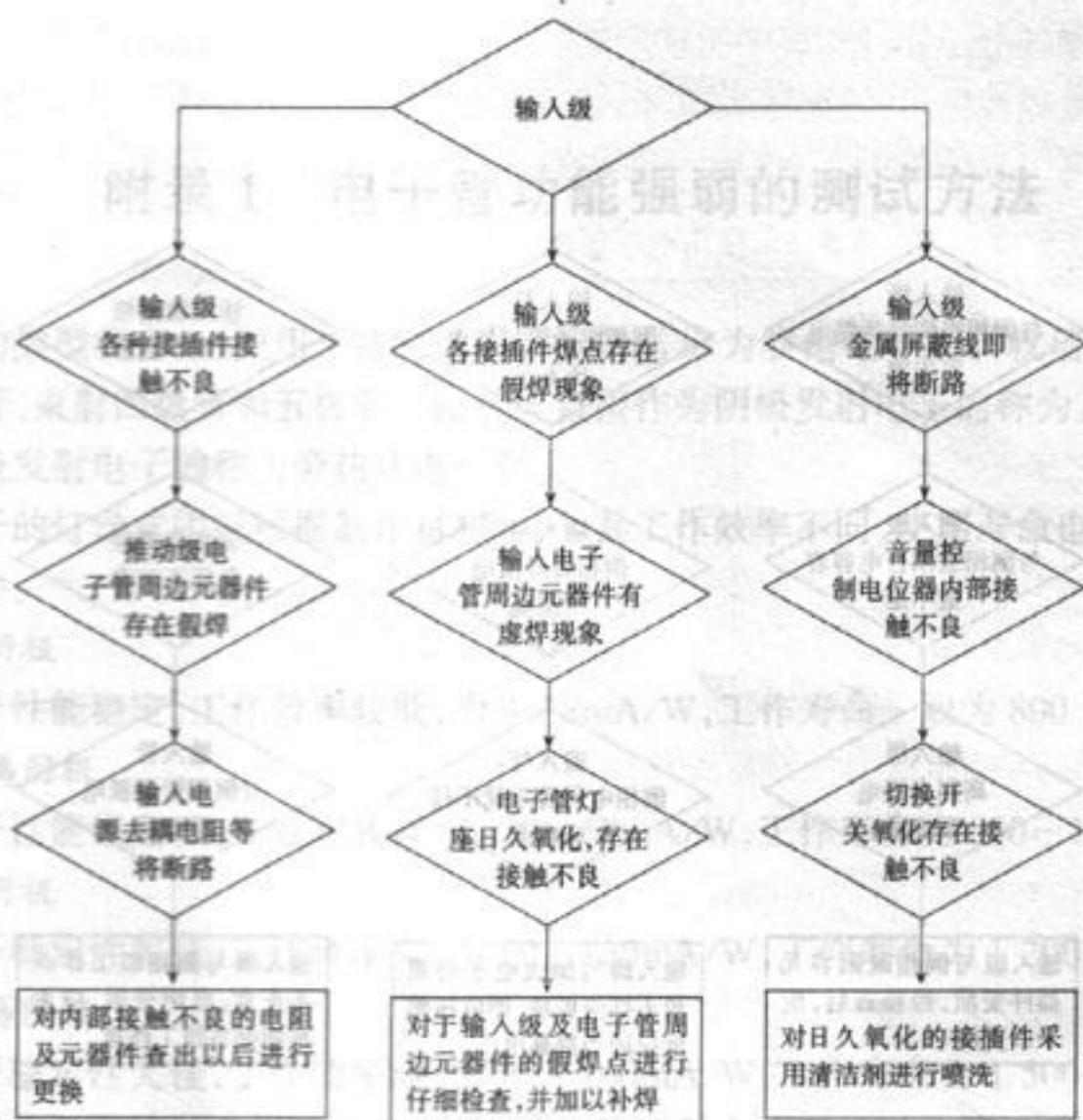


## 二十三、声音时有时无

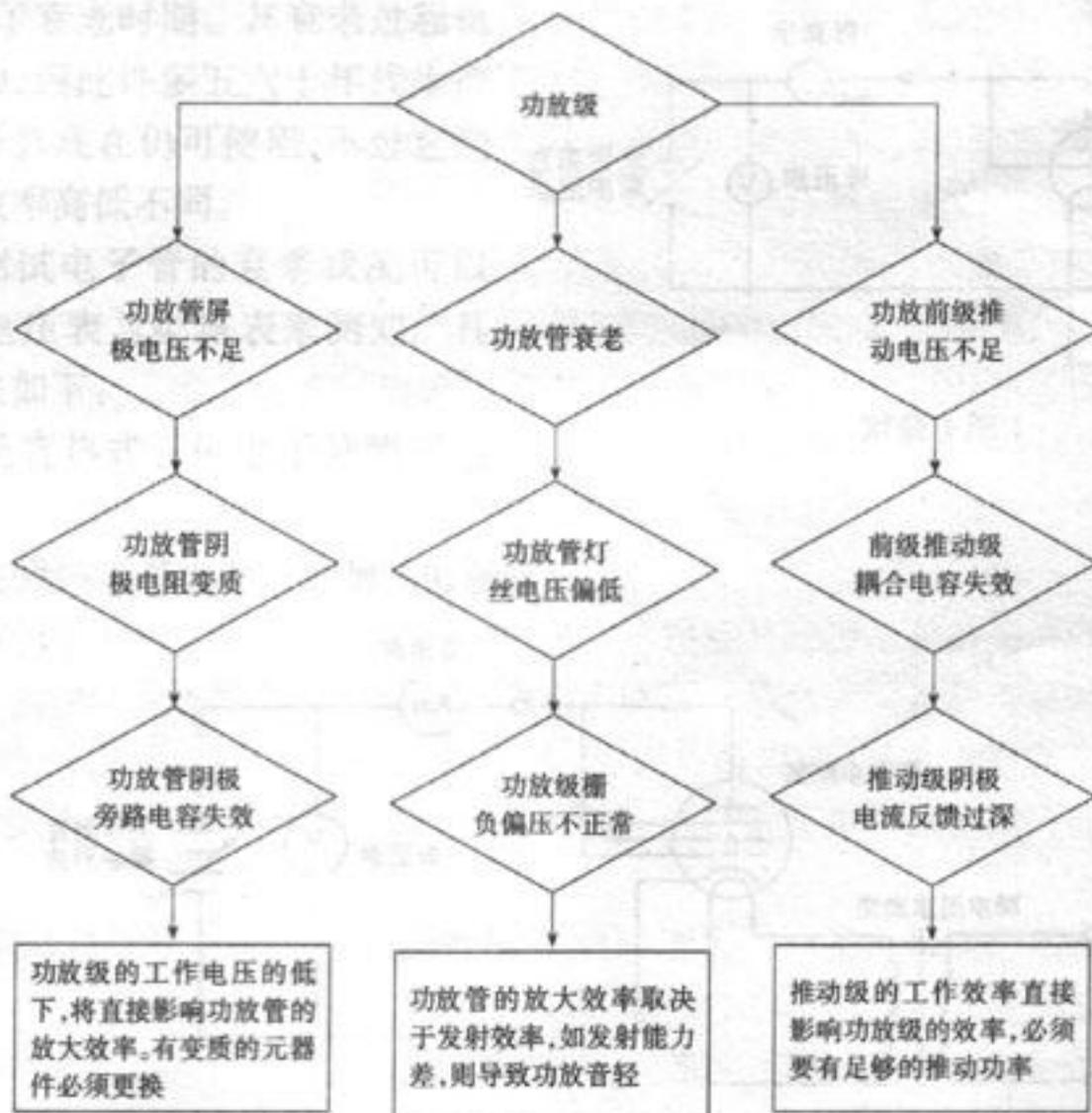
真天断两个一断似断立,一十二

十九、开机后声音变小

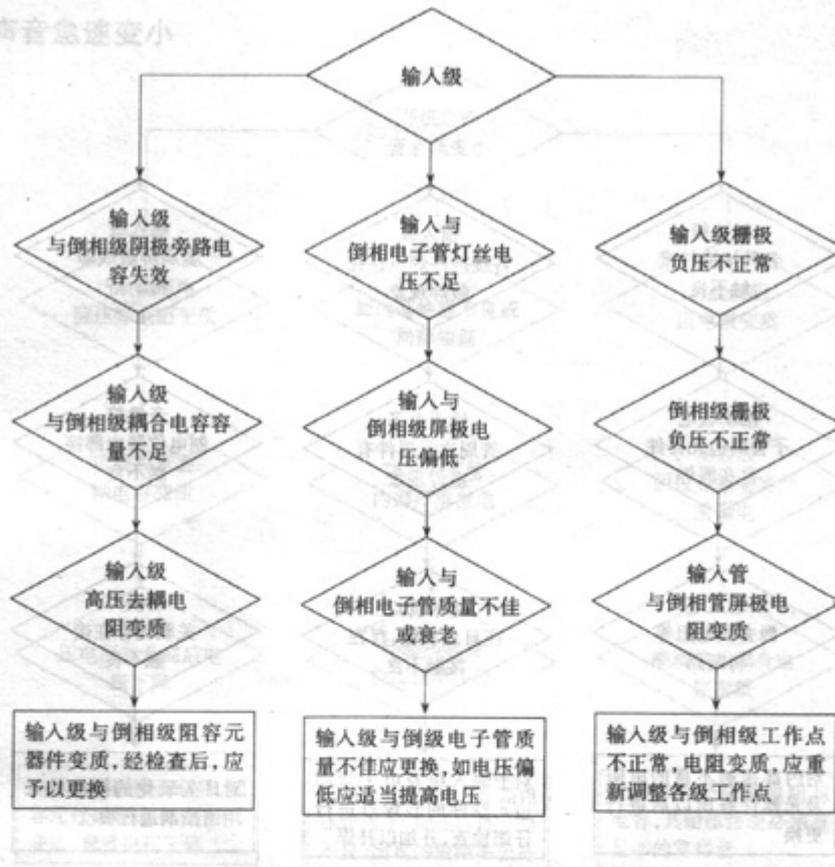




## 二十四、音轻

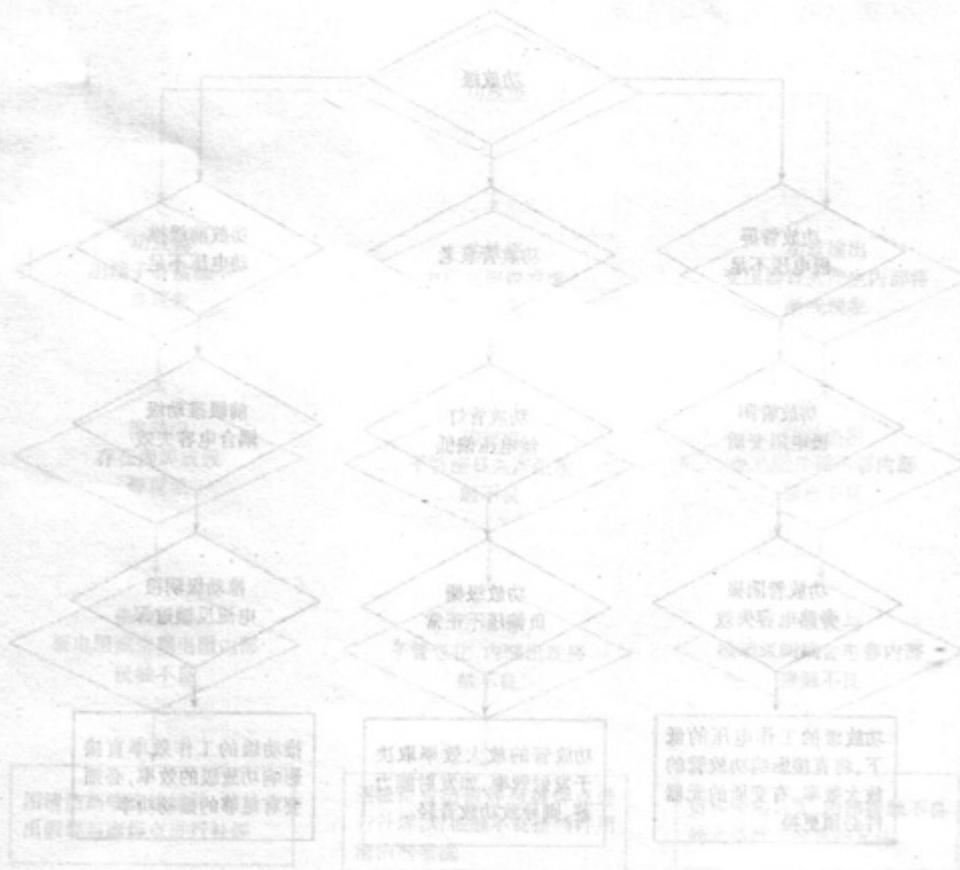


二十二、声音急速变小



二十三、声音时有时无

收音, 四十二



## 附录1 电子管功能强弱的测试方法

电子管的类型很多,一般用于放大的小型管通常称为收信电子管。收信电子管从结构上可分为三极管、束射四级管和五极管。由灯丝直接作为阴极发射电子的称为直热式电子管,由灯丝加热阴极发射电子的称为旁热式电子管。

发射电子的灯丝或阴极根据制作材料不同,其工作效率不同,使用寿命也不相同。一般可分为以下几种:

1. 钨丝阴极

发射电子性能稳定,工作效率较低,为  $4\sim 8\text{mA/W}$ ,工作寿命一般为  $800\sim 1\ 000$  小时。

2. 敷钍钨阴极

发射电子性能稳定,工作效率较高,为  $30\sim 50\text{mA/W}$ ,工作寿命为  $800\sim 1\ 000$  小时。

3. 敷钽阴极

发射电子稳定性欠佳,工作效率高,为  $60\sim 120\text{mA/W}$ ,工作寿命为  $1\ 200\sim 1\ 500$  小时。

4. 氧化物阴极

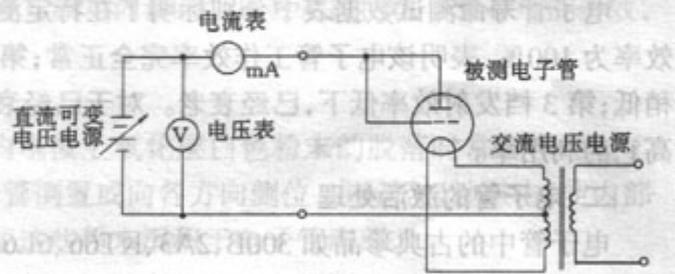
发射电子稳定性欠佳,工作效率高,为  $60\sim 100\text{mA/W}$ ,工作寿命为  $1\ 500\sim 2\ 000$  小时。

电子管工作是靠灯丝或阴极发射电子,因此其发射电子的功效具有一定的寿命。以上的工作寿命一般是指连续正常发射电子的寿命。超过正常发射电子寿命的电子管不等于寿命终结,而是进入了衰老时期。其衰老过程也是比较缓慢的,因此许多五六十年代生产的古典式电子管现在仍可使用,不过它们的电子发射效率高低不同。

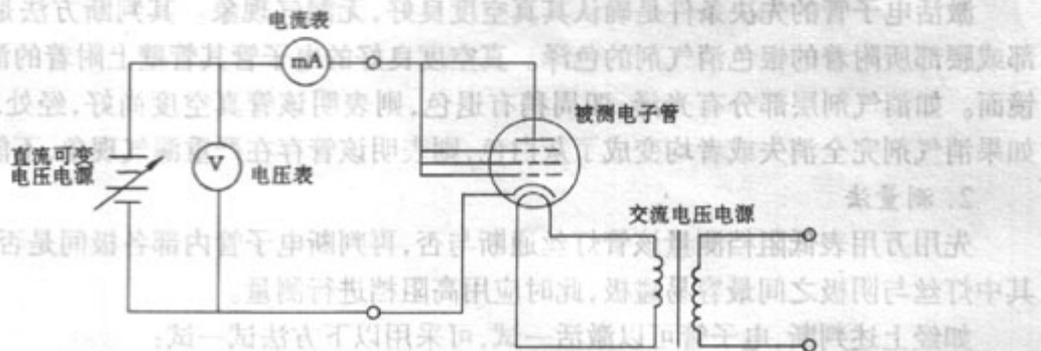
判别与测试电子管的衰老状况可以借助简单的电压表与电流表来测知。具体的测试方法如下:

附图-1 是直热式三极电子管测试电路图。

附图-2 是旁热式多极电子管测试电路图。



附录1图1



附图-2

测试时先按照各电子管特性表中所规定的灯丝电压供电,通电预热 3 分钟。然后,缓慢调节直流可变电压电源的电压,使电压表两端达到测试表中所规定的电压数值,此时再读出串联在测试回路中的电流表的数值。常用电子管寿命测试数据参考表见附表 1。

附表 1 常用电子管寿命测试数据参考表

电子管型号	测试电压 (V)	发射电流(mA)		
		100%	80%	50%
300B	20	90~120	70~105	45~60
2A3	20	95~120	75~100	40~60
6P1/6AQ5	10	60~80	40~60	30~35
6P14/EL84	10	80~100	65~85	40~50
6P6/6V6	20	80~110	65~95	40~55
6AS7/6N5P	10	120~150	100~130	60~75
6CA7/EL34	15	130~175	100~150	65~85
6P3P/6L6	20	105~130	90~115	55~65
KT66	20	115~125	100~115	60~65
KT88/6550	20	200~240	150~200	100~120
FU46/6146	20	140~160	100~120	70~80
350B	20	130~175	100~160	65~85
FU7/807	30	80~100	65~85	40~50
211/845	35	90~120	70~110	45~60

电子管寿命测试数据表中分别标明了在特定测试电压下的发射电流值。其中第 1 档发射效率为 100%,表明该电子管工作效率完全正常;第 2 档发射效率为 80%,表明该管工作效率稍低;第 3 档发射效率低下,已经衰老。对于已经衰老的电子管可采用激活法予以再生,以提高它的利用率。

## 二、电子管的激活处理

电子管中的古典珍品如 300B、2A3、KT66、6L6、6550 等欧美产品,其生产期一般在五六十年代。由于长时间通电使用,灯丝与阴极表面层氧化,造成发射效率低下。这些珍品电子管大部分可以进行激活处理,使它们再现青春。

首先用以下方法判断电子管是否具备激活的条件。方法有二:

### 1. 目视法

激活电子管的先决条件是确认其真空度良好,无漏气现象。其判断方法是观察电子管顶部或腰部所附着的银色消气剂的色泽。真空度良好的电子管其管壁上附着的消气剂色泽有如镜面。如消气剂层部分有光泽,四周稍有退色,则表明该管真空度尚好,经处理后还能使用。如果消气剂完全消失或者均变成了灰白色,则表明该管存在严重漏气现象,不能继续使用。

### 2. 测量法

先用万用表低阻档测量该管灯丝通断与否,再判断电子管内部各极间是否存在碰极现象。其中灯丝与阴极之间最容易碰极,此时应用高阻档进行测量。

如经上述判断,电子管可以激活一试,可采用以下方法试一试:

#### A. 加热法

对于长时间未使用的电子管,如果顶部或管壁上附着的银色消气剂尚保持较好状况,但真



## 附录 2 230 种电子管主要特性参数表

本电子管特性图表是根据国内外常用电子管特性及管座引脚图编绘而成。电子管型号按照数字顺序排列；后按照英文字母顺序排列，可以方便地查到各电子管的典型工作特性。

本电子管特性图表中共收集了国内外常用的电子管 230 种(见附表 2)，包括可代换型号达 700 余种。为了增加电子管数量而不扩大篇幅，对部分特性相同的电子管仅在代换型号中列出，请查阅时稍加注意。

电子管特性图表中的第二项为代换型号，其电子管特性与前管基本相同，但管座排列不一定相同，实际应用时请倍加注意。

以下为附表 2 电子管参数注解：

$E_f/I_f$ : 灯丝电压/灯丝电流，单位为 V/A；

$E_a$ : 阳极电压，单位为 V；

$I_a$ : 阳极电流，单位为 mA；

$E_g$ : 栅极电压，单位为 V；

S: 跨导，单位为 mA/V；

$R_p$ : 屏极内阻，单位为 k $\Omega$ ；

gm: 导纳，单位为  $\mu U$  (导纳是跨导的另一种表示方式)；

$\mu$ : 放大系数；

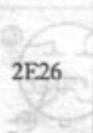
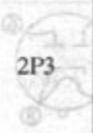
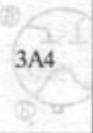
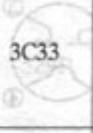
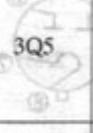
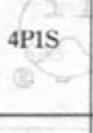
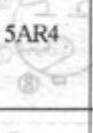
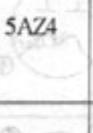
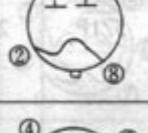
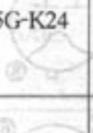
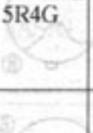
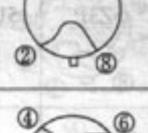
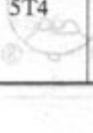
P: 管功率，单位为 W。

附表 2 230 种电子管主要特性参数表

电子管型号	代换号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	S (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	gm ( $\mu U$ )	$\mu$	P (W)	引脚图
2A3	50 250	功率放大	2.5/ 2.5	300	60	-45	5.25	0.8		2.5	3.5	
2A5	35 51	功率放大	2.5/ 1.75	315	62	-24	2.5	80			11	
2B46	6V6 6146	功率放大	6.3/ 2.25	600	125	-45		7			8.2	
2E22	FD422	功率放大	6.3/ 1.5	750	80	-65	5.5				35	

续表

续表

电子管型号	代换型号	用途	E <sub>i</sub> /I <sub>i</sub> (V/A)	E <sub>a</sub> (V)	I <sub>a</sub> (mA)	E <sub>g</sub> (V)	S <sub>11</sub> (mA/V)	R <sub>p</sub> (kΩ)	g <sub>m</sub> (μU)	μ <sub>11</sub>	P (W)	引脚图
 2E26	2E30	功率放大	6.3/ 2	500	54	-50			3 500		20	
 2P3	2P2 CV807 DL93	功率放大	2.8/ 0.1	150	16	-7.5					0.5	
 3A4	3Q4 3V4	功率放大	2.8/ 0.5	135	14	-7.5	1.9	90			1.2	
 3C33	EDD11	功率放大	12.6/ 1.125	1 500	15	-200		30		11	10	
 3Q5	3S4	功率放大	2.8/ 0.05	90	8	-7	2	100			0.25	
 4P1S	4L20 6AQ5	功率放大	462/ 0.35	250	60	-3.5			6 000		4.2	
 5AR4	GZ34	整流	5.0/ 1.9	550	250							
 5AZ4	5y4	整流	5.0/ 2.0	350	125							
 5G-K24	GZ-34	整流	5.0/ 1.9	450	250							
 5R4G	GZ-32 EZ-90	整流	5.0/ 2.0	500	175							
 5T4	274A	整流	5.0/ 2.8	550	200							

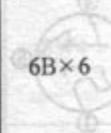
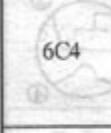
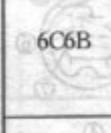
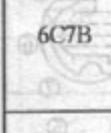
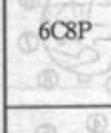
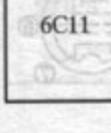
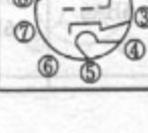
续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu$ U)	$\mu$	P (W)	引脚图
5U4G	5Z3PA	整流	5.0/ 3.0	550	225							
5V4G	GZ34 5G-K24	整流	5.0/ 1.9	450	200							
5W4	5y3G CV503	整流	5.0/ 2.0	400	125							
5X3	5Z3	整流	5.0/ 2.0	400	110							
5X4G	5R4Gy 274B	整流	5.0/ 3.0	450	225							
5Y3G	5W4GT 522P	整流	5.0/ 2.0	350	125							
5Y4G	5X4G	整流	5.0/ 2.0	350	125							
5Z1P	274A	整流	5.0/ 2.0	350	125							
5Z2P	5W4GT 5Y3G	整流	5.0/ 2.0	400	125							
5Z3P	5U4GA	整流	5.0/ 3.0	500	230							
5Z3PA	5L3C 5U4G	整流	5.0/ 3.0	500	230							

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (kΩ)	$g_m$ ( $\mu S$ )	$\mu$	$P$ (W)	引脚图
5Z4P	5L14C 5Z4G	整流	5.0/ 2.0	500	122							
5Z4PA	5L14D	整流	5.0/ 2.0	400	133							
5Z8P	5L18C	整流	5.0/ 5.0	500	420							
5Z9P	5L19C 1052	整流	5.0/ 3.0	500	205							
6A2	6BE6 6SA7 6A7P	变频 放大	6.3/ 0.3	250	3.5	-3	0.45	20	300			
6A3	2A3 6AC5	功率 放大	6.3/ 1.0	300	80	-45	5.25	0.8			10	
6AG7	6AG6G	功率 放大	6.3/ 0.65	300	30	-3	11	13			3	
6AQ5	EL90 50B5 6005	功率 放大	6.3/ 0.7	250	40	-7	4.1	52	4100		4.5	
6AR5	6M-P12	功率 放大	6.3/ 0.6	250	32	-18	2.3	90	2300		3.4	
6AS7G	6AH7 6080 6336	功率 放大	6.3/ 2.5	275	50		7.5	0.28	7500	2.1	10	
6BA6	6AU6 6BD6	高频 放大	6.3/ 0.15	250	11	-10	4.4	15	4400			

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu$ U)	$\mu$	P (W)	引脚图
 6BQ5	6P14 EL84	功率放大	6.3/ 0.75	250	48	-7.3		38	11 300		17	
 6BW6	6AQ5A	功率放大	6.3/ 0.7	285	50	-7.3			3 200			
 6B $\times$ 6	EF80	电压放大	6.3/ 0.3	250	10	-3.5		0.65	6 800			
 6C1	CV664 9002	电压放大	6.3/ 0.15	250	6.1	-7	2.2	8.4			1.8	
 6C3	6C3 $\cap$	电压放大	6.3/ 0.3	150	16		2.2	6.4		50	3	
 6C4	6C4 $\cap$	电压放大	6.3/ 0.3	150	16	-45	5.25	0.8		50	3.2	
 6C5G	6C5GT 6C2	电压放大	6.3/ 0.3	250	16	-8	2.2	9				
 6C6B	5703 CK608	电压放大	6.3/ 0.2	120	9			12		25		
 6C7B	6C7B	电压放大	6.3/ 0.2	250	4.5					65		
 6C8P	2C22 7193 CV792	高频振荡	6.3/ 0.3	300	12	-10		200		20		
 6C11	GR4 EC81	高频振荡	6.3/ 0.17	120	20	-2				16		

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/f_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S_{a1}$ (mA/V)	$R_p$ (kΩ)	$g_m$ ( $\mu$ U)	$\mu$	P (W)	引脚图
6C12	6DL4 5842 EC88	高频放大	6.3/ 0.17	160	12	-7	4.35	0.2	1700	63		
6C19	6C19П	电压放大	6.3/ 1.0	110	105	-7	2.1	0.51	1100			
6C31B-Q	6C31Б-B	电压放大	6.3/ 0.22	100	20	0	4.8	0.51	1100	13	2.2	
6C32B-Q	6C32Б-B	电压放大	6.3/ 0.165	200	3		2.1	0.51	1100	100	4.2	
6C33C-B	EC33C	功率放大	6.3/ 3.3×2	400	300	-60	2.1	0.28	26 000	2	35	
6CW5	EL86 30CW5	功率放大	6.3/ 0.75	170	70	-12.5	10	2.3	10 000			
6DJ8	6922 6N11 ECC88	电压放大	6.3/ 0.3	90	15	-1.3	0.01	2.6	12 500	33		
6E1	6E2 EM80 6M40	调谐指示	6.3/ 0.3	250	2	-15		100	500		0.2	
6F2	6BM8 ECF82 CV5065	振荡放大	6.3/ 0.4	250	10	-15	0.1	2.1	5 200			
6F6	42 6D6 6G6	功率放大	6.3/ 0.7	315	62	-24	2.5	10	2 500		11	
6G2	6BK2 6I2 6SQ7	放大检波	6.3/ 0.3	250	1.65	-2	1.6		1750			

续表

电子管型号	代换号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu$ U)	$\mu$	P (W)	引脚图
6HB26	50HB26	功率放大	6.3/ 1.25	350	40	-37		0.2	14 000		14	
6J1	6AK5 6BC5 EF95	电压放大	6.3/ 0.17	120	7.35		5.2	180	5 200		1.8	
6J2	6AS6 6F33 EF11	宽带放大	6.3/ 0.17	120	5.5		3.7	130	800		1.8	
6J4P	1852 CV2524 EF94	宽带放大	6.3/ 0.45	300	10.25		5		9 000		3.5	
6J5	1852 6F36 EF80	电压放大	6.3/ 0.25	120	15		9		10 000			
6J8P	5693 CV592 EF86	电压放大	6.3/ 0.3	250	3	-3	1.65		1650			
6KD6	30KD6 40KD6	功率放大	6.3/ 2.85	180	100	-22		0.064	14 000		28	
6L6	6P3P KT66 5881	功率放大	6.3/ 0.9	350	54	-14	5.2	3.3			10	
6LR6	35LR6	功率放大	6.3/ 2.5	175	140	-20			16 000		28	
6LW6	6LF6 6KD6 6HB5	功率放大	6.3/ 2.65	250	125	-56		0.065	1 200		20	
6M6G	6F6 6K6	功率放大	6.3/ 0.7	250	36	-6	9.5	50			4.4	

列表

续表

电子管型号	代换型号	用途	Ef/If (V/A)	Ea (V)	Ia (mA)	Eg (V)	S (mA/V)	Rp (kΩ)	gm (μU)	μ	P (W)	引脚图
6N1	ECC40 AA61	电压放大	6.3/ 0.6	250	7.5	-2	4.35	11	4 350	35	2.2	
6N2	12A×7 ECC83 6CC41	电压放大	6.3/ 0.34	250	2.3	-1.5	2.1	48	2 100	97.5	1	
6N3	2C51 6CC42 5670	电压放大	6.3/ 0.35	150	8.5	-2	4.8	5.8	5 900	35	1	
6N4	ECC83 12A×7	电压放大	6.3/ 0.325	250	2.3	-1.5	2.1	62	2 100	97.5	1	
6N5P	6AS7 6H5C	功率放大	6.3/ 2.5	250	40	-30	7	0.28	4 450	2	13	
6N6	12BH7 ECC182	电压放大	6.3/ 0.75	150	30	-2		1.8	1 100	20	4.8	
6N7P	6H7C 5694	功率放大	6.3/ 0.8	300	7	0~-6	3.2	11	3 200	35	6	
6N8P	6SN7 ECC32 CV181	电压放大	6.3/ 0.6	250	9	-8	2.6	7.7		20	2.7	
6N8P-T	1578 QB65	电压放大	6.3/ 0.6	250	9	-8	2.6	7.7		20	2.7	
6N9P	6SL7 ECC35 CV569	电压放大	6.3/ 0.3	250	2.3	-2	1.6	4.4	1 600	70	1.1	
6N10	ECC82 12AU7 CV491	电压放大	6.3/ 0.3	250	10.5	-2	1.3	7.7	2 200	17	2.5	

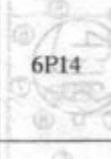
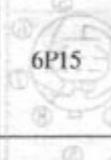
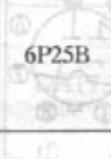
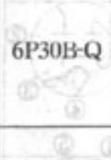
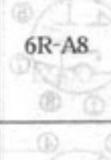
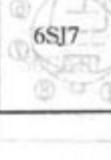
表

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu$ S)	$\mu$	P (W)	引脚图
6N11	ECC88 6DJ8 6922	电压放大	6.3/ 0.34	130	16	-1.3	12.5	2.6	12 500	27	2	
6N12P	6C22D 5687 TS229	电压放大	6.3/ 0.9	180	23	-7	6.4	2.7	7 000	17	4.2	
6N13P	6AS7 ECC230 CV2523	功率放大	6.3/ 2.5	90	80	-30	5	0.46	5 000	2.3	13	
6N14	6H14II	电压放大	6.3/ 0.35	90	10	-1.3	6.8	3.7		25		
6N15	6CC31 ECC91 CV858	电压放大	6.3/ 0.45	100	9		5.3	7.1	5 600	38	1.6	
6N16B	6H16B	电压放大	6.3/ 0.4	100	6.3		5	5	5 000	25	0.9	
6N17B	6112 CV5007 6H17B	电压放大	6.3/ 0.4	200	3.3		3.8	20	3 800	75	0.9	
6N17B-Q	6H17B-B	电压放大	6.3/ 0.4	200	3.3		3.8	20	3 800	75	0.9	
6N21B-Q	6H21B	电压放大	6.3/ 0.395	200	3.5				4 200	90		
6P1	6AQ5 6BW6 EL41/90	功率放大	6.3/ 0.5	250	44	-12.5	4.9	40			3.8	
6P3P	6L6 EL6/35 CV1947	功率放大	6.3/ 0.9	250	72	-14	6.0	30			5.4	

表

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/H_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu U$ )	$\mu$	$P$ (W)	引脚图
 6P6P	6V6 KT63 CV511	功率放大	6.3/ 0.45	250	45	-12.5	4.1	52	11.0 6.0	100 100	3.6	
 6P9P	6P9C	宽带放大	6.3/ 0.65	300	30	-3	11.7	13	111 700	100 100	2.4	
 6P12P	6GB5 EL500	功率放大	6.3/ 1.38	200	60	-7	11.7	20	11.0 4.0	100 100	3.0	
 6P13P	6P13C	宽带放大	6.3/ 1.3	200	60	-19	8.5	25	11.0 2.0	100 100	2.5	
 6P14	6BQ5 EL84 6L40	功率放大	6.3/ 0.76	256	48	-6	11.3	20	11.0 9 000	100 100	3.0	
 6P15	6CH6 12By7 EL180	宽带放大	6.3/ 0.76	300	30	-2.5	14.7	10	12 000	100 100	2.5	
 6P25B	EL71 5902	功率放大	6.3/ 0.45	110	30	-8	4.2	25	11.0 3 300	100 100	0.75	
 6P30B-Q	6P30C	功率放大	6.3/ 0.46	120	30			25	11.0 9.0	100 100	0.7	
 6R-A8	6R-A2	功率放大	6.3/ 1.0	300	79	-17	10	25	11.0 1 600	100 100	37	
 6S6	6S6	功率放大	6.3/ 0.54	150	46		34	82	11.0 8.0	36 36	0.8	
 6SJ7	6SH7 6SK7 6SS7	电压放大	6.3/ 0.3	250	10	+7	2	80	11.0 25	100 100	0.5	

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/I_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (kΩ)	$g_m$ ( $\mu U$ )	$\mu$	$P$ (W)	引脚图
6SQ7	6SR7 6ST7 6SZ7	电压放大	6.3/ 0.3	250	6	-9	1.1	91				
6SU7	6SC7	电压放大	6.3/ 0.3	250	8	-2	1.6	44				
6T1	CV2970 QM322 5656	功率放大	6.3/ 0.4	150	15		6.2	60				
6T50	6T51 FU-605 7092	功率放大	6.3/ 35	3500	10	-60				40	180	
6U6G	6K6	功率放大	6.3/ 0.75	200	55	-14	6.2	20			3	
6V6G	KT63 6P6P	功率放大	6.3/ 0.45	250	45	-12.5	4.1	52			4	
6W5G	6Zy5	整流	6.3/ 0.9	325	90							
6X4	EZ90 U78 6231	整流	6.3/ 0.6	325	70							
6X5	6W5 5838	整流	6.3/ 0.6	325	70							
6Y5	6Zy5	整流	6.3/ 0.8	350	50							
6Y6G	6U6	功率放大	6.3/ 1.25	135	58	-13.5	7.0	9.03				

电子管型号	代类型号	用途	EB/Ea (V/A)	Ea (V)	Ia (mA)	Eg (V)	S (mA/V)	Rp (kΩ)	gm (μU)	μ	P (W)	引脚图
6Y7G	6Y7	电压/放大	6.3/0.6	250	10		0.8	000	100	25.0	802	
6Z4	6Z4 CV485 U2M70	整流	6.3/0.5	350	75		0.01	002	100	0.0	35	
6Z5P	5838 6W5 6Z5	整流	6.3/0.6	400	70		0.0	1000	100	10.0	12.5	
6Z7G	6y7	电压放大					0.4	024	12	5.1	1000	
6Z18	GAE6 6AF3 EY88	整流	6.3/1.55	6000	220		0.025	002	12	0.4	1000	
6Z19	EY81 6Y19	整流	6.3/0.105	4500	120		0.02	002	12	0.5	1000	
12AT7	ECC81 6C22D 12AZ7	电压放大	12.6/0.15	250	10	-2	5.5	10	5500	60	1000	
12AU7	ECC82 6N10 12AD7	电压放大	12.6/0.15	250	10.5	-8.5	2.2	7.7	2200	17	1000	
12AX7	ECC83 6N4 12BH7	电压放大	12.6/0.15	250	1.2	-2	1.6	62	1600	100	1000	
3525G	3524 3526	整流	35/0.15	235	60		0.02	000	100	25.0	1000	
50CA10	50C6G 6C-A10 50EH5	功率放大	50/0.15	450	50	-8	8.2	13	8000	30	1000	

续表

电子管型号	代换号	用途	$E_f/f_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu$ U)	$\mu$	$P$ (W)	引脚图
211	TB508 UV211A	功率放大	10/ 3.25	1 000	80	-50		3.8	4 000	12	12	
212	212D 212E	功率放大	14/ 6.0	1 500	160	-55		1.9	8 500	15		
262B		功率放大	10/ 0.32	300	60	-4		0.8	5 400	4.2	3.5	
300B	300A WE300B 4300B	功率放大	5/ 1.2	450	40	-104		0.7	5 400	3.85	8.4	
572B	4CX350A T16D-L	功率放大	6.3/ 4.0	1 500	280						230	
800B	6GA4 6B $\times$ 4	功率放大	7.5/ 3.25	500	70						25	
801A	VT-4C 211A 1300B	功率放大	7.5/ 1.25	425	18	-40		1.65	4 300	20	20	
830B	806	功率放大	10/ 2.0	600	25	-27				25	10	
838	810	功率放大	10/ 3.25	750	150						67	
845	651	功率放大	10/ 3.25	1 000	65	-155		1.7	3 100	6	24	
1619AB	1619 UY807	功率放大	2.5/ 2.0	400	50	-20			4 500		17	

续表

续表

电子管型号	代号	用途	Ef/μ (V/A)	Ea (V)	Ia (mA)	Eg (V)	S <sub>nl</sub> (mA/V)	Rp (kΩ)	gm (μU)	μ	P (W)	引脚图
1625	FD-25	功率放大	12.6/ 0.45	750	100	-45						
5881	6Z5WG2-S	功率放大	6.3/ 0.9	250	72	-14					5.4	
6550	KT88	功率放大	6.3/ 1.6	250	140	-14		12	1100		12.5	
6883	U46 6146	功率放大	12.6/ 0.625	600	200	-45					87	
ECC84	6CW7	电压放大	6.3/ 0.34	180	12	-1.5	6.8	40				
ECC85	6AQ5	电压放大	6.3/ 0.435	250	5.2	-1.5	2.3	21				
EF80	6BX6	电压放大	6.3/ 0.3	250	10	-2	7.4	60				
EF84	6J8	电压放大	6.3/ 0.3	250	10	-3	1.65	10				
EF85	6BY7	电压放大	6.3/ 0.3	250	10	-2	6	5				
EF86	6267	电压放大	6.3/ 0.2	250	9	-2	2.0	25				
EF89	6DA6	电压放大	6.3/ 0.2	250	9	-2	3.6	9				

续表

电子管型号	代换型号	用途	$E_f/H_f$ (V/A)	$E_a$ (V)	$I_a$ (mA)	$E_g$ (V)	$S$ (mA/V)	$R_p$ (k $\Omega$ )	$g_m$ ( $\mu U$ )	$\mu$	$P$ (W)	引脚图
EL-0.1/30		整流	5/5	300	400							
EG1-0.3/8.5	866 1616	整流	5/2.5	3 000	100							
EG1-1.25/10	872	整流	5/6.75	10 000	400							
EL32	CV1052	功率放大	6.3/0.2	250	40	-18	2.8	70			3.6	
EL34	6CA7 EL35	功率放大	6.3/1.5	265	100	-13.5	11	15			12	
EL36	6CM5	功率放大	6.3/1.2	250	80	-7	14.5	17			8.2	
EL39	CV1053	功率放大	6.3/1.35	400	35	-33	6	30			10	
EL50	EL51	功率放大	6.3/1.35	750	32	-37	4	50			40	
EL81	6CJ6	功率放大	6.3/1.05	250	50	-31	5.2	25			8	
EL82	6Dy5	功率放大	6.3/0.8	170	60	-10.4	9	20			4	
EL84	6BQ5	功率放大	6.4/0.76	250	15	-7.5	11	50			6	



