JINGTIGUAN YINXIANG GONGFANG

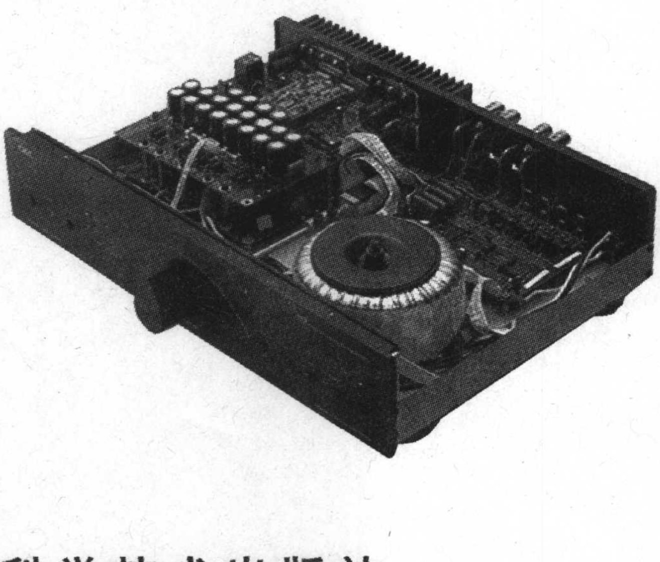
晶体管音响功放DIY

郑国川　李洪英

福建科学技术出版社
FUJIAN SCIENCE & TECHNOLOGY PUBLISHING HOUSE

晶体管音响功放DIY

郑国川　李洪英



福建科学技术出版社
FUJIAN SCIENCE & TECHNOLOGY PUBLISHING HOUSE

图书在版编目（CIP）数据

晶体管音响功放 DIY/郑国川，李洪英著．—福州：
福建科学技术出版社．2006.11
ISBN 7-5335-2881-6

Ⅰ．晶…　Ⅱ．①郑…②李…　Ⅲ．晶体管放大器：
音频放大器—基本知识　Ⅳ．TN722.1

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2006）第 108730 号

书　　名	晶体管音响功放 DIY
编　　著	郑国川　李洪英
出版发行	福建科学技术出版社（福州市东水路 76 号，邮编 350001）
经　　销	各地新华书店
排　　版	福建科学技术出版社排版室
网　　址	www. fjstp. com
印　　刷	福建二新华印刷有限公司
开　　本	787 毫米×1092 毫米　1/16
印　　张	11.75
字　　数	285 千字
版　　次	2006 年 11 月第 1 版
印　　次	2006 年 11 月第 1 次印刷
印　　数	1—4 000
书　　号	ISBN 7-5335-2881-6
定　　价	20.00 元

前　言

目前，尽管市场上冠以 Hi-Fi 的放大器比比皆是，但在音响发烧友的“金耳朵”中真正达到 Hi-Fi 者却不多。音响有无 Hi-Fi 效果，并非几项测试数据所能概括，听音评价恰如美食家品尝莱肴，各有各的口味，主观听音评价更是如此。所谓众口难调，就是说即使是名牌产品，也极难做到面面俱到，人人满意。作为音响设备的生产者，为了使产品得到大多数消费者的认可，在产品设计上兼顾的是低成本和大多数人的使用习惯和要求，完全满足“金耳朵”们近乎苛刻的要求几乎是不可能的。因而，纵然是很有名气的音响，在发烧友手中被“摩机”也属常见。

随着国人生活水平的提高，发烧友队伍日渐扩大，但从目前情况看，处于初级者占多数。在这些发烧队伍中多以“摩机”为主，且只限于简单地换几个“补品”元器件。似乎认为，不论功放属于何种档次，只要换上东芝对管、五环电阻、WIMA 电容等就可以“Hi-Fi”了。编者认为，能根据自己偏爱选择适当性能特点的电路，同时根据电路要求合理选择元器件的发烧友，才可以称为发烧，而且是理性发烧。在这部分发烧友中，他们不只摩机，而且有装机能力，对音响相关知识有更强的求知欲。无论是初级还是理性发烧友，想找到适合自己的参考书还是一件不容易的事。纵观市场上音响方面的书刊，常见的有两类：一类是以教科书为主的纯理论著作，而另一类是通俗电子报刊。作为非专业人员的发烧友自然无暇也无必要系统攻读基础理论，而报刊中发烧文章往往是以“补品”为“万能”的盲目摩机为目的，也不会有真正理想的效果。因此，发烧友需要的是以实践经验为主、说明道理为辅的参考资料，使音响发烧友在追求音质至高境界而摩机、组装功放时，能达到根据自己主观偏爱选择性能不同的电路，同时根据电路特点理性选择元器件，最后根据电路要求采取合理的组装、调试过程。总而言之，编者提倡的是一切有序，不盲目发烧。

本人一生从事与电子有关的工作，且有 50 余年的发烧历程，但对编写此书仍感信心不足。应出版社的热心邀请，尽全力而为之，欠妥之处还望读者不吝赐教。

参与本书翻译、编写的还有江金林、邱国容、朱梅、付刚、张林、吴刚、何伟、董自良、董莹颖、黄玉彬、俸国良、廖南、高素清、郑冀容、李泉、李旭辉（排名不分先后）等，在此一并致谢。

编　者
于成都

目　　录

第一章 概 述

音响放大器是音响器材中的关键部分，声频信号转换为相应的电信号以后，经音响放大器放大，最后由扬声器还原为声波。音响放大器工作在声频范围内，还原后的声波能不能和放大前信号保持一致的声学特征，做到只提高声波幅度而不改变任何声学特性，这是衡量音响放大器的基本标准。

声波是一种振动波，是能量的一种形式。具有一定能量的声波在人的耳膜上施加压力，使耳膜随之振动，经听觉神经的传导使人产生声音的主观感觉。评价音响放大器的优劣，实质上是对放大器输出的声波进行鉴定，以确定放大后输出声音与放大前的原始声音有无差别。理想的电声设备的基本要求是，在设定的放大作用时输出声波与原始声音只有声音强度的增大，而无任何添加成分，同样也不允许有任何成分被删除。

为了详细地研究音响器材，不仅要对声电转换器件的性能和放大器的性能进行深入探讨，而且还要对声波的传播特性、人耳的听音特性以及各种声源的特性进行研究。对于音响技术来说，它横跨了声学和电子学两大领域，形成一门独立的科学——电声学。音响爱好者属非专业音响工作者，当然无暇深入钻研复杂的电声技术（似乎也无此必要）。但是，为了对音响器材做出正确的评价，必须对声学的基本知识以及形成声音特征的几大要素有所了解。否则，即使音响听之令人赏心悦“耳”，却难以形容好在何处，而劣质音响听之不快也不知劣在何处。在此情况下摩机、装机、调校必然都是盲目的，不可能达到目的。个别发烧友在劣质音响中换了几只电阻电容，而称“音效大为改善”，只能说是自得其乐，如果让其说有什么明显的效果却是说不清的。

为了做到理性发烧，本章首先对声音组成要素和听音效果的关系作简单的介绍，其次介绍各种不同结构音响放大器的组成，使读者在目前音响功放种类繁多的条件下，理性选择适合自己的放大器。

一、声波的四大主观听感与相应物理量

声波为一个多维空间的物理量，通常以声强、音调、音色、音品（包络形式）四大要素，评价声波的特征。人耳的听音以这四大要素判别声音的效果，评价音质的好坏。这四大要素属于人的听音主观感受，实际对应的是声音组成的 4 个物理量。音响放大器要高保真，首先在放大系统中使这四大要素保持原有的组成和特点，即使音强被放大器增强了，但各种不同频率的声音仍保持原有的比例，以达到只放大不失真的目的。

（一）音强

所谓音强是指人耳感觉到的声音强弱，即俗称的声音大小。声波既然是能量的一种形式——声能，直接做功是通过声波对物体产生的压力，因而与音强对应的声波的物理量是声波的振幅，振幅越大的振动波，在单位面积上产生的压力越大，作用于耳膜产生相应的振

动，经听觉神经传导使人感觉到声音增大或减小，所以改变音强就可以通过改变声波的幅度得以实现。

通常声强用声压来表示，声波在空气中的传播是在均匀的空气压强中叠加声波产生的周期性压缩和扩张的变化。声压以符号 P 表示，单位为 Pa（帕）。1Pa 即在 $1m^2$ 的面积上产生 1N 的力所具有的压强，即 $1Pa=1N/m^2=10dyn/cm^2$。760mm 汞柱的一个标准大气压，压强约为 10^5Pa。可见，声压的绝对值是极小的。

声压与声波的能量成正比，所以声波的声压越大，受声波冲击物体产生的位移或形变越大。以此推论，似乎声压与声音强度有正比关系，但此物理原理并不适用于生理学。至今的科学研究，对生物的生理活动还不能与物理原理挂钩。音量或音强的最终量度是人耳对音强的主观生理感受，实际测试证明，人耳的听音系统感受的音强，并非简单的只与声压成正比关系，彻底了解人耳的听音特性，是音响系统所有器材和电路设计的重要依据。根据声学研究证明，人耳对音强的主观感受有以下特点。

1. 声压与主观音强的非线性关系

人耳对音强感觉的变化与声压变化的对数成比例，即如果要想使主观听音的音量增大一倍，则必须使声压增大十倍，这种关系恰好使声压以 10 为底的对数表示时，则基本符合人耳的特性。因此，声压常用对数表示，而且将人耳对 1kHz 可听到的阈值 $2\times10^{-4}\mu bar$（微巴）定为声压的 0dB。声压的变化用与 0dB 的相对值即声压级以 dB 数表示。同时，为了适应人耳对响度的对数特性，音响的音量控制设备指示位置与输出电压符合人耳这一要求。

2. 人耳听音响度的频率特性

上述听音响度特性，包括人耳可听到的最低声压（称为听阈）还与声波的频率有关，所以人耳听阈 $2\times10^{-4}\mu bar$，这是对 1kHz 的声波而言。人耳听阈对各种不同频率的声波差别是极大的，说明人耳对声压相同而频率不同的声波感受的听音响度并不相同。因为，所谓听阈只不过是人耳对声波感到有响度感的最低声压值，也即听阈表示的是人耳对声波产生响度感的灵敏度。由人耳灵敏度曲线可知，1kHz 声波的听阈为 0dB，而频率降低为 500Hz，或频率升高为 7kHz，听阈的声压级（声压与 0dB 的相对数）则为 6dB 左右。当高低端频率为 400Hz 和 12kHz 时，则听阈升高为 10dB。人耳听音灵敏度与频率的关系为一下凹的曲线，下凹的最低点为最高灵敏度，在 600Hz～4kHz 之间。而随频率的升高或降低，人耳听音灵敏度急剧降低，对 200Hz 和 15kHz 以外的高低频率范围，人耳听音灵敏度降低到 20dB 以上。

设想，如果音响功放有 20Hz～20kHz 平直的频率特性，由于人耳的上述特性，将使听音过程中感到高、低音严重欠缺。为了补偿人耳的这种频率特性，大多数音响放大器都设有不小于 15dB 的高、低音控制，以弥补听音高低音响度的不足。

人耳的上述频率特性，还与声压绝对值的大小有关。当声压较高时，人耳感到音量大，有足够的响度，尤其是低音成分。但当将音量减小时，人耳听音响度减小，人耳对低音灵敏度急剧下降。所以喜欢听大提琴、低音鼓伴奏的人总是将音量调得很大，一旦音量减小，虽然高、中、低音声压按比例同时降低，但由于人耳对低音的听音灵敏度降低，必然感到低音不足。根据人耳的这一特点，高档放大器中常采用等响度控制器，在调低音量的同时，同步提升低音，以使人耳感到音调不随音量减小而改变。

（二）音调

音调是指人耳对声波音调高低的主观感觉。音调对应的声振动波的物理量是声波的频

率，频率高的声音人耳感觉音调高，频率低的声音人耳则感觉音调低。人耳对此频率与音调的感觉只能说变化基本是一致的。实际上，人耳对音调变化的感觉也是对数关系，尽管频率变化很大，但人耳感觉到的变化要小得多。所以音调控制量不直接用频率变化表示，而采用频率变化比值的对数 dB 表示，以适应人耳对音调感觉的对数特性。

音调这一生理感觉，虽然与频率这一客观物理量有着近似对应关系，但也并非绝对对应关系。实际上，音调的感觉与声压级和声音组成也有关。如果有两组频率相等的正弦波单音，当声压不同时人耳会感到音调有差别。为此，音响放大器中设置音调控制器的一个基本原则是，调整音调只改变高音频或低音频所占比例，而不改变中段频率的声压。

（三）音色

音色是指除频率以外的声音特色。每种乐器、每个人即使发出相同频率的音符，但人耳可轻而易举地分辨出不同乐器和不同人物的声音，这种区别即为音色不同所致。与音色这一主观听感对应的是声波的波形不同所致。发声的物体发出的振动波多由基波和高次谐波组成，频率高于基波整倍数的谐波与基波相加，使声波包含了谐波成分。各种发声体的发声原理不同，外形、质地的不同，使之产生谐波的成分、比例都不同。即使是人的发声，也会因声带结构、尺寸以及口腔的形状、周围肌肉组织等的差别，使谐波成分有所不同。不同的谐波组成，改变了声波的特色。谐波总是伴随着基波的振动而产生，两者合成后使基波的波形发生改变。由于谐波的次数与比例不同，与基波混合后的波形也不同，从而具有不同的音色。由于高次谐波构成不同声源发声的音色，在音响技术中无论电声转换，还是声频放大环节，对声波的处理放大过程中都应该将高次谐波和基波同时毫无遗漏地进行处理，否则将破坏原有的音色。

既然是高次谐波，谐波频率往往为基波频率的整倍数，所以人耳可听到的频率范围虽然只有 18Hz～18kHz，但是音响器材的频率应远超过此范围，否则无音色可言。当用频率范围过窄的声频放大器播放音乐时，本来圆润而深沉的低音鼓声会变成与敲桌子一样毫无生气、干巴巴的声音。比如用劣质电话机通话，甚至连你最熟悉的人的声音也不能分辨。因此，目前的 Hi-Fi 音响中将频响扩展到 0Hz（直流）～100kHz 是有根据的。

（四）音品

音品是区别不同声源特征的另一要素。各种不同声源的谐波组成不同而具有不同的音色，而音品是指声波波形的包络。波形包络线为声波中每个周期峰值间的连线，该连线突出地表现了声波的外轮廓，对人耳听音感受有不同于音色的特殊感觉。实际上，人耳听到的声音并非对声波逐个周期产生听感，必须有一定强度的连续声波作用于人耳，此连续声波即为声波波形的包络。产生这种听音效果的原因是，人耳对声音的感觉需要近 100ms 的时间（随频率升高可减少为 50ms）。

听音时间与音量也有关。各种声源波形的包络均不相同，从而构成不同声源的特征。波形包络是在每个音乐（或音节）起始的上升沿过程和结束时下降沿过程中，对音乐特征起决定影响的，而每个音节的稳态过程，波形由谐波成分及振幅比例决定音色。如果将钢琴发生的声波录下，进行倒放音（以尾作头重放），则钢琴色将变得像小型管乐，如果是语言的倒放音则失去可懂度。究其原因是，倒放音使每个音节的包络、上升沿和下降沿被互换。

二、音响功放七大指标

为了使声音重放有较高的保真度，作为音响主要环节的放大器必须能对上述声波的四大要素予以无失真的放大，此为高保真的最基本要求。为此，音响放大器的以下七大指标是对放大器质量的基本概括。

（一）频响

频响是指放大器的频率响应。频率响应不够宽，必然形成频率失真，将严重破坏声波的音色，使音调调整失去作用。

在放大器设定的工作频率范围内，对各频率信号的放大量应该是均匀的，但由于放大电路中电容、电感的阻抗成分的存在，将使放大量随频率变化。一般频响表示的方式是在给出的频率范围内，对放大量的最大允许差值以 dB（分贝）标出，如一般表示为 20Hz～20kHz（±3dB）。因此，比较不同放大器的频响，不仅看最低频率和最高频率的范围，更重要的是放大量的不均匀度。例如，频响为 20Hz～20kHz、不平衡度±3dB 的放大器并不比 50Hz～16kHz（±0.5dB）的放大器有更好的音效。有的生产商打出极宽的频响范围，但未给出在此范围内放大器的允许偏差，那么这种频响标志是毫无意义的。

放大器的频响有两种测量和标注方式。一种是电信号输出的频响，测试的是放大器输出电信号幅度的不均匀性。对成套的音响设备来说，这种测试和标注的频响曲线系指放大器本身输出电信号的频响，而非放音频响，最终放音频响则取决于扬声器的电声转换频响曲线以及放大器和扬声器的配合。成套音响设备若只标出放大器的电信号频响，而不提供放音频响，则怀疑电声转换系统——扬声器、音箱有不便说明的不理想之处，或者商家有意误导消费者也未可知。

名牌成套音响标出的多为放声的频响曲线，可使消费者省去另配扬声器的麻烦。提到此，不要以为一台电信号频响理想的音响放大器，配接名牌扬声器或成品音箱即会有理想的放声频响曲线。实际上，无论放大器、扬声器的档次有多高，价格有多贵，总难免有一定的频响不平衡度，尤其是扬声器还音曲线起伏较大。在名牌音响器材生产中，两者搭配时可以采取互补的方式予以校正，使起伏被填平，但这对消费者或发烧友来说是难以完成的事。例如，扬声器和音箱即使按设计生产的合格产品，在频响范围内出现放音声压较大的起伏，如系某一频率附近出现声压下凹，则可通过调整放大器电路参数使相同频率附近出现一定的上凸，通过电信号频响校正放声曲线，以使音响设备的放声频响更理想。这种装配调试过程没有相应的设备是难以实现的。

音响设备的放声频响与音质的高保真直接相关，但是一味地追求宽频响也有不利因素。放大器的频响越宽，提高整机增益越困难，同时产生其他失真的可能性越大。因此，采用频响范围也应权衡利弊，量力而行。虽然宽频响与放大器音效直接相关，但有的情况下也可以在有限的频响范围内得到较好的音响效果。

音响界前辈经多年来的实际测评，发现人耳对高低音域的对称性相当敏感。对这种对称性的听音要求有两种异曲同工的说法：其一是放大器在其频响范围内，以人耳灵敏度最高的中音频 800～1200Hz，使低音区和高音区的频率延伸保持对称、平衡。相对于中音频率，高音频率的延伸必须使低音频率有等量的延伸。此处的等量不是指高音或低音的频率绝对值，

而是指“倍频程”。当高音频延伸达到几个倍频程时，低音区延伸倍频程需与之相等。按此规律设定频率范围，则会在有限频响范围内得到令人满意的效果。

所谓倍频程，是指频率增大1倍，称之为1个倍频程，含义类似音乐中的八度音阶。如频率 $f_2/f_1=2$，即称为 f_2 与 f_1 相距1个倍频程。如按此平衡规律，以800Hz中音频率为准，选择频响低端频率为50Hz，则50Hz的第一个倍频程频率为100Hz，相对2～4个倍频程频率为200Hz、400Hz、800Hz，也就是说到800Hz中音、低音区有4个倍频程的范围。按平衡的要求，中音800Hz到高端截止频率也需有4个倍频程，则1～4个倍频程的频率将为1.6kHz、3.2kHz、6.4kHz、12.8kHz。因此，对低档次放音设备选择50Hz～12.8kHz的窄频响范围，也可使放大器有较理想的音效，听音者既不会感到高低音不足，也不会感到高低音欠缺。

如果不按上述规律，根据个人偏爱低音的特点选择20Hz为低频截止频率，若高音截止频率仍为12.8kHz，则听音感觉会明显感到声音发闷，缺乏高音。事实上，目前流行的书架式音箱组成的台式音响，正是利用人耳的这一听音特性开发的。书架式音箱，无论低音扬声器还是箱体，低频响应特性必然较差，造成声压频响特性向下延伸的困难，此时只要控制高音频响的声压，使之与低端平衡，则人耳感觉高、低音是均衡的。此平衡规律被广泛的应用于小型音响和便携式音响中。

与上述原理类似的另一种说法是，频宽等式的概念。当由于受某种条件限制而必须限制放音频带时，为了得到均衡的高低音，频响低端频率 f_L 和频响高端频率 f_H 之积应在400000～600000之间。对于一般音响放大器而言，如果 $f_L=20$Hz，$f_H=20000$Hz，则 $f_L \cdot f_H=400000$。如一般低档放大器，频响为55Hz～12kHz，则乘积为660000，均在此频率范围之内。其实频宽等式与上述高低端倍频程对称原理是一件事物的两种表示方式，结果是相同的，只不过中音频两端倍频程平衡原理更有说服力。

上述听音规律是20世纪中期，由欧洲音响界众多专家通过实验结果得出的。此结论表明的是人耳的听音生理特征，无道理可言，从20世纪50年代起被音响界公认，而且被一些音响器材生产厂广泛利用，同时也对音响放大器的电路设计提供参考原则。

例如放大器的音调控制器，如果采用单一控制电路，在提升低音时必然同时压缩高音，而采用分开的高、低音控制电路则结果稍有不同，提升低音时相对地对高音衰减比较小。很明显，采用此类音调控制的结果必然使音响的上述平衡性被破坏，结果是使放音中感到缺少高音或低音。此点也正是音调控制器的设计初衷，以满足个别听音者的偏好，或使某些本身频响不平衡信号源通过调整音调达到平衡。

如果是对某些音源的带外切除，则不能采用单独衰减高音或低音的方式，否则会破坏平衡，不仅影响放音效果，而且还会使噪声增大。例如，现代音响中的调谐器输入功能，当接收AM广播时信号本身频带宽度不超出100～6000Hz，若采用频响20Hz～20kHz（±1dB）的功放播放，低端和高端均会引入过大的干扰噪声。在这种情况下，低档次的音响只有通过压缩高音的办法降低高端噪声，但同时破坏了频响平衡，低端引入的噪声无法抑制。而高档音响中却采用频带切除方式，当接收AM广播时切除100Hz以下、6000Hz以上的频率，既衰减了噪声，又使放音频响保持一定的平衡。因为 $100\times6000=600000$，恰好符合频宽等式的原则。若按倍频程中音800Hz为准，两侧均为3个倍频程。由此也说明，AM广播在有限允许带宽范围内，f_L、f_H 的选择也符合上述人耳听音特性。尽管AM广播频带较窄，但仍有一定的可听度。

同样的例子也适合用于 78 转唱片放音的频带切除电路。但是必须说明的是，无论倍频程对称原理还是频宽等式原理，f_L、f_H 的频率不是放大器的输出，而是声输出频响。无论上述哪种说法，并非是说明只要符合频宽等式不必扩展频响即可有高保真效果，只是在符合人耳听音条件下，对既无需过高频响指标、又有一定音效的权宜之计。实际上，在符合上述两种平衡原则范围内达到高保真效果仍以宽频响为重要指标。

（二）谐波失真

频率高于基波的高次整数倍谐波成分，是各种发声体形成特有音色的必要组成成分，没有谐波将使声音变得单调，而使听音者失去“听其声知其人”的可能。但是，音响设备的声电转换、放大过程中是不希望产生谐波的，否则额外产生的谐波将使声波变形，失去音响器材“保真”的性能。通常称这种失真为谐波失真。谐波失真产生的原因，是声频设备在信号电声转换或放大过程中，元器件的非线性所导致的。如放大器的非线性产生信号削波、元件性能退化产生的振荡，都会使得输出端产生谐波，结果使原有信号波形发生畸变，形成谐波失真。除此之外，放大器线性不良，电感、电容元件的电压、电流瞬时相位差，铁心变压器的磁心饱和等都可形成谐波失真。

为了表示音响设备的谐波失真程度，以各次谐波失真成分的电压值几何和占原有声波的电压比值作为失真度的量化表示。如以 U_1 表示基波的信号电压，U_2、U_3 表示二次、三次谐波电压，以声波中总电压值基波和各次谐波电压的几何和为分母，以各次谐波的几何和为分子，求出的百分比即为失真度。电压值不用简单的代数和而用几何和的原因是，因为即使声波为单一正弦波也是矢量，不能以代数和计算。

谐波失真的测试需采用复杂的仪器设备，尤其是测试中需要本身失真度极小的音频信号发生器，比较精密的带阻滤波器等，业余条件下是难以具备的。如需对功放或整个音响设备的失真度进行评价，可以选择音域较宽、音质较好的 CD 碟片，以自行听音作大概的判定，但要求主观听音评价需有一定的素质和必要的声学知识。

（三）信噪比

通过音响设备播放出扩大了的音量，但同时也产生了一定的噪声。噪声的来源一是音响设备本身产生的噪声，二是由电源或其他途径经放大后混入的噪声。噪声可分为 3 类。其中一类是交流声。高增益放大器由市电供电，或者在有市电供电的附近使用，都难免有或大或小的交流声。另一类是白噪声，指幅度不大，但连续性较强的、平稳的“沙沙”声或“咝咝”声。此类噪声为元器件通电后产生的噪声，以半导体器件的白噪声为主。还有一类是冲击噪声，指连续的、不定时的冲击噪声，其中大多数来自电网，通过功放供电电源传入信号放大系统。有时也由信号源或低电平信号线传入放大系统。

噪声有两种表示法。一种是以各种噪声的总和与信号电平比值的 dB 数，表示的是相对于信号噪声的大小，称为信噪比。另一种是以音响设备在额定输出功率（或电压）时的噪声输出绝对值，以毫伏（mV）表示。在商品功放指标中选择其中一种方式。

国外生产的音响放大器也有采用非线性失真和信噪比的综合表示法，将非线性失真和信噪比都以和总信号中所占百分比表示，以两者之和占信号电平的比例，通常以 $THD+N$ 表示。这种表示法对消费者有一定的误导，因为噪声对听音的影响是在小信号输入时，若将音量调整大则噪声输出明显增大。例如在听交响乐时，动态范围可达 90dB，当音量低潮片段

音乐声极小，各种噪声突显，这是极为破坏听音气氛的。

与此相反，非线性失真总是随信号输出增大而增大的，小信号输入时失真度极小甚至可忽略。为此，噪声的测量是在功放音量调整到较大位置、不加输入信号时进行的；而非线性失真的测量是在功放额定输出功率的 1/10 或 1/5 时进行的。

（四）互调失真

无论各种声源少有为单频正弦波信号，大都为基波和谐波组成的各种不同的频率成分，然而音乐演奏中同时发声者不只一种，频率组成就更加复杂。各种频率的信号混合时产生差拍，形成原声源中没有的和频率和差频率成分，这种失真称为互调失真。由互调失真产生的新的和频和差频幅度占总信号电压的百分比，用以衡量互调失真的量级。差拍和混频是两个不同的概念，当无非线性元件存在时，两种频率成分产生差拍，但并无新的差拍频率产生。如果差拍的过程中有非线性过程，则将产生新的差拍频率。所以，放大器不工作于非线性区时，不会产生这种互调失真。当放大器的输出超过一定值时，某些频率成分的幅度超出线性区而产生新的互调频率。因此，互调失真的测试条件与放大器输出额定功率有关。所谓放大器输出额定功率，是指各种失真限定在一定范围内时的输出功率。

互调失真不仅由放大器的非线性产生，电声转换器件也会有声波差拍特有的互调失真。声波在空气中是以疏密波传导的压力波，差拍作用无需“非线性检波”过程，可直接使人耳感到差拍频率的存在。例如，用一个 1000Hz 的音叉和一个 1003Hz 的音叉同时敲击而发出的 1000Hz 和 1003Hz 单音，但人耳在听到这两个频率声音的同时，还感到有每秒 3Hz 的起伏，虽非新的的频率成分，但也干扰了听音。这种差拍干扰在放音中是人耳特性形成的，特别对点音源（全频带扬声器）最为明显，而对于演奏音乐现场各种乐器的分布面宽则不明显。与此相对应的采用不同频率范围的扬声器有相近的效果，扬声器本身也具特有的互调失真。根据人耳特性，各种不同频率的声源，发声频率低的声源总是有较大的振幅，以弥补人耳对低频率灵敏度过低的特点。

根据目前多数电动扬声器的结构，磁场的磁隙部分总是比较短，以此提高磁隙的磁场强度。当各种不同频率、不同幅度的音频电流同时进入音圈时，低音频大幅度信号音圈位移加大，音圈的水平中心线与磁隙中心不重合瞬间扬声器灵敏度降低，如果在此期间其他乐器发出的频率较高、幅度较小的信号，扬声器的灵敏度降低将使此信号发声较小。随着低频峰值过后，音圈复位，灵敏度又恢复，由此而产生低音频对高音频的幅度调制。这种互调失真使大幅度信号有时调制过头甚至产生小信号的暂时湮没。例如，当交响音乐中大低音鼓敲响瞬间，可明显感到其他乐器的声音中断。

目前，为了降低扬声器的这种特殊互调失真，在采用高、中、低音分开专用各自通道的扬声器以外，各扬声器生产厂还采用大音圈长冲程的可动系统。大音圈可减少纸盆对振动力的分解，而长冲程则使磁隙在垂直方向延长，同时音圈的绕线分布也延长，在大振幅时音圈中心线偏离磁隙中心范围减小，扬声器灵敏度不变，以降低扬声器电声转换过程中的互调失真。

（五）瞬态响应

瞬态响应是指声波突发性上升到下降过程的适应能力。如果放大器的瞬态响应差，当输入一个标准方波时，放大后的方波前沿会变成斜线，或在平顶的起点形成上冲，下降的后沿

不仅成斜线下降，而且还有拖尾或振铃，波形的改变将使听音感到失真。如连续冲击的鼓声会成模糊的声音，分不清鼓点。实际上，方波的失真是上升沿和下降沿时间延长，陡度变缓是放大器高频响应差所致，方波平顶期变成倾斜线则属低频特性差，方波截止期的振铃则为放大器有振荡的倾向，形成被信号触发后的衰减振荡。

瞬态响应度与听音的分辨力关系极大，尤其是在欣赏摇滚乐时，瞬态响应差会使音效变成一片“轰隆隆”声，毫无细节可言。从方波测试中显示的瞬态特性与波形分析相结合得出结论：标准的矩形波是由基波正弦波和无数高次谐波合成的，数学公式符合傅立叶级数，说明包含高次谐波次数越多，方波失真越小。依此原理，改善瞬态响应的唯一方法是展宽放大器的频带。事实证明，当放大器频响展宽到 0～50kHz 以上，检测 1～10kHz 的方波输出，在示波器上无明显的变形。因此，目前国外已采用方波作为输入信号检测放大器的频响。

（六）瞬态互调失真

上述的互调失真概念，是 20 世纪 40 年代将声音重放的测试指标和主观听音评价统一而提出的，当时认为谐波失真的测试历来用单频正弦波输入状态下进行的，而实际的声源无论音乐还是语言都是多频率的复杂波形，因而产生测试结果不能和听音效果一致。几十年过去了，实践证明，互调失真和谐波失真息息相关，但对音质评价和测试结果的不一致仍未得到完满的解决。于是，20 世纪 70 年代后，又提出瞬态互调失真的概念，特点是一改测量过程中单频正弦波输入的方式而采用方波脉冲输入。方波脉冲实质上包括基波频率正弦波与多次谐波的合成。当采用连续的、有一定间歇期限的方波输入放大器时，示波器观察输出波形如果无明显的变形，说明连续方波瞬态响应良好。此时由功放输出的钢琴短促的跳跃音符时，声音的清晰度明显较高。

当放大器瞬态响应差导致输入方波放大后变形时，说明放大过程中产生谐波分量的畸波，新产生的谐波和放大器中原有信号谐波相互调制而产生的失真称为瞬态互调失真。放大器产生瞬态互调失真最常见的原因是：在晶体管功放中为了改善失真度及温度稳定性，往往采用大反馈量的负反馈。为了避免引起功放自激，则必然增设高频相位滞后补偿，以电容器充电电压的滞后特性使高音相位滞后，破坏振荡条件。为了避免采用大容量补偿电容器，在大环路反馈中补偿电容均设于阻抗较高的前级小信号放大器中，当突发的输入信号加到前级时，补偿电容充电产生了信号延迟。在延迟时间内后级放大器无输出，也就无负反馈信号，放大器增益瞬间增大，使输入过载。如果在脉冲波形上同时叠加输入正弦波信号，必将使得进入晶体管的非线性区，从而产生严重失真。这种失真对高音频、大音量信号输出最易发生，人耳也极易感觉到。

为了测试瞬态互调失真，将功放输入峰-峰值为 4 ： 1 的一个方波和正弦波，在输出端用频谱仪分析互调失真分量，该互调失真分量与正弦波信号峰值的比则为瞬态互调失真。

（七）阻尼特性

阻尼特性是指放大器对扬声器的电阻尼特性。当输出信号使扬声器音圈产生位移时，扬声器音圈同时切割磁力线产生感应电流。此感应电流形成的磁场、磁隙和磁力线的相互作用又可以产生新的位移，即使输出信号已停止，音圈的振动并不会立即停止，形成一定的衰减振动。此衰减振动将使扬声器声音含糊不清。阻尼不良的扬声器使声波产生额外的失真，此失真并非扬声器的质量不佳，因为扬声器的可动系统有一定的弹性和顺性是必需的，欲使衰

减振动尽快结束，只有靠放大器对扬声器的阻尼作用。

功放输出级的内阻越低，对音圈感应电流的分流越大，阻尼作用越好。一般用阻尼系数 f_D 表示：f_D=功放级输出阻抗/输出级等效内阻。当采用OCL、OTL电路时，功放级输出阻抗即为扬声器的音圈阻抗。而输出阻抗相同的功放，由于电路设计、工作状态的不同，内阻也不同，对优质晶体管功放而言，f_D 可达到1.5～100。内阻较大的五极电子管输出级，f_D 则不超过12。

上述音响放大器的七项指标，是目前音响放大器测试中的主要项目。随着音响技术的进步，特别是音源载体的迅速发展，促使音响放大器的音效也不断地改善，测试数据对其效果的综合性表达能力更感到不足。如何使测试结果的客观评价与人的主观评价相统一，是音响界半个世纪以来孜孜不倦追求的目标。随着电子技术的迅猛发展，将会出现更有说服力的测试指标和更完善的测试方法。虽然目前音响效果的主、客观评价尚有差距，即测试数据完善无缺的放大器，主观听音评价不一定是最理想的，但是可以肯定的是，如果上述主要项目中有几项过差，听音过程中会明显感到不尽如人意。也就是说，测试数据完美的放大器，不一定是音效最好的，但测试项目不合格的放大器绝不会有满意的听音效果。结论是客观评价是基础，主观听音是最后定论。

三、音响设备听音评价

音响设备的测试数据属音响本身发声的客观存在的声学物理量，无论测试数据如何理想，最终结果还是取决于人耳的听觉。但是，随着音源、听音环境的不同，听音者听觉和心理因素的差别，还是会有不同的听感。听音属人听觉的生理过程，虽然人耳听音特性有共性（如听音频响范围），听音响度的频率特性均大致符合等响度曲线和对数关系的响度感，但是，人与人之间也有极大区别，即使听觉完全正常的健康人，各有独特的偏好，加以经历、文化程度、音乐素养的区别，听音评价也就众说纷纭了。看来，听音评价还需要规范化，才能得出较客观公正的结论。

（一）听音环境的要求

声波属典型的机械振动波，具有方向、反射、吸收等特性，也具有振动波特有的差拍、驻波等现象。为了规范听音环境，对声学物理量的测试和专业听音评价，均在声学试验室或专用于听音的听音室中进行。这种听音室对房间的声学特性，如噪声、混响时间、吸收系数、室内驻波等有严格的要求。为了达到上述声学特性，还对听音室的房屋结构、体积、形状以及建筑材料都附加严格的要求。这种要求显然对业余音乐爱好者是不可能具备的，但为了营造一个比较有利的听音环境，起居室也必须适当改造，使之尽量符合声学特性的要求，通常需注意以下几点。

首先是室内混响时间的重要性。混响效果对音乐气氛的烘托是极为重要的，完全无混响效果的音乐，如在空旷的郊外举办的音乐会一样，不只显得听音无活力，而且感到声音发虚，不实在，再强的低音也难以感到有震撼效果。各种音源载体的录制均在有标准混响时间的录音室中进行，因此音乐软件内已含有一定的混响效果。在软件播放时，听音环境的混响时间应低于录制软件时的混响时间，使听音环境的混响效果既可发挥软件混响效果，又不因混响时间延长破坏音乐的效果。混响时间过长会使听音浑浊，由于方向性被破坏，还会使立

体声的声象定位飘浮不定。混响时间是声波在室内直达声和反射声的传播过程形成的，因而混响时间与室内容积（内体积立方米）和吸声特性有关。如果房间体积较大或呈长条形，则应采取必要的隔音措施，避免声波在室内形成混响时间过长，造成声音模糊，严重时出现类似回声的效果。

常见的音乐软件在录制时大多采用 0.5s 左右的混响时间（根据不同的音乐稍有差别），重放时听音室的混响时间应限制在 0.5s 左右。当房间墙壁之间距离超过 4 米，室内家具较少比较空旷，而且墙壁质地坚实，表面光滑的水泥墙（包括地板、天花板在内），形成室内混响时间大多超过 1s。这种情况下，声压较大的声波经多次反射声强仍较足，不但使声音浑浊，当音乐中短促的冲击声时可感到明显的一连串“回声”，而且由扬声器发出的直达波还会与各种次数不同的反射波形成驻波，破坏听音效果。

这种居室条件下，改善听音环境的主要目的是减小混响时间，增大房间六面体（四堵墙壁＋天花板＋地板）的吸声性能，有条件时可以改变房间结构，尽量减小声反射面（墙壁、家具）的平行结构，可减小声波来回多次反射，对避免驻波的产生有利。无条件改变结构，则可进行吸音处理，降低反射声的能量。由于居室条件、家具摆放均不同，对此难以给出一具体方案。细心的发烧友可能注意到，比较高档的电影院、剧场、音乐厅的布局，有的厅堂并非正方形或长方形，有时将左右墙壁、天花板、地板之间形成一定不平行的夹角，即使是长方形或正方形放映厅，墙壁、天花板上也特别加入表面粗糙的斜坡状装饰面料。因为粗糙的表面将形成声波的漫射，从而达到吸声效果，减小反射声和混响时间。此外，不平行的六面体可避免声波多次反射形成驻波。对于比较空旷的大居室可以效仿其原理，利用家具或厚绒布帘作为吸声物体，也可用于改变听音区结构。以上措施可以灵活搭配采用。

相反，房间容积过小，家具林立，也会使混响时间过短，甚至使音乐软件设置的 0.5s 以下的混响时间也难以发挥。这种条件下，首先是适当调整家具摆设，增大混响时间，减小家具、墙壁对声波传播的吸收和遮挡。

但是，要使混响时间达到 0.5s 左右，对一般家庭来说几乎难以实现，这也是很多发烧友都有所体会的。尽管自己的音响价格不菲，但无论看大片还是听音乐，与电影院的效果大相径庭，甚至在声学特性并不讲究的茶楼听音，也感到远比家中效果好。这里主要的原因就是混响时间不当，其次才是电子混响器的应用。

在有限的居室空间内，欲得到理想的混响效果是比较困难的，对听音要求较高的发烧友，可以在音响放大器中加入电子混响器。现代的电子混响器由 BBD 组成全集成化电路，原理和卡拉 OK 的混响相同，区别是混响时间调整范围限定在 0.5～2s 以内，避免出现回声现象。严格地说，电子混响器设定过长的混响时间，在居室不大的条件下是不合适的。居室面积窄小，听音位置距扬声器比较近，直达声传播时间极短。为了避免混响效果出现回声现象，空间混响时间也要相应缩短，否则直达声和反射声时间差别增大，对突发声也会出现类似回声的效果。

当然，通过电子混响器改善效果也并非易事，混响和回声的形成原理上并无区别，只是量和质的关系：调整合适的混响时间，可以烘托音乐气氛；不同的音乐采用不同的混响时间，可以突出该音乐的气势。但是，如果不合理地延长混响时间，使人耳可以明显的分辨出直达声和反射声，则不称为混响而是回声。量变形成质变，显然不适合音乐欣赏。

（二）听音评价的音源选择

听音评价需对音响设备的各种特性进行听音效果判别，为了做出比较全面的判断，音源的选择至关重要。从目前来说，以 CD 机作为信号源是比较理想的，不仅噪声、失真极低，而且还具有很宽的频响，可以满足对音响功放的考核。但是，对选择哪类碟片却十分讲究。音乐发烧友习惯以自己爱听的碟片作为声音评价标准音源，只要自己偏爱也无可厚非，但这对音响功放做出全面评价是不够的。例如，有人喜欢欣赏民族音乐，民乐的特点是音域较窄，传统的京胡、板胡、扬琴、琵琶、笙等高音不超出 4kHz，低音在 100Hz 左右，只有大低音胡可发出低于 50Hz 的低音。若以此类音源作为听音评价的依据，首先是受放音频带的限制，对频响的考核难以满足。其次是民族音乐的气势也显得不够庞大，动态范围、交扰调制等缺点难以显露出来，尤以二胡独奏、丝竹乐等为甚。对于以民族音乐为原本，经过重新配器的器乐曲则不在此列。

音源中音域最宽者首推钢琴。钢琴键盘的高音基频为 4.186kHz，最低音为 27.5Hz，高音的高次谐波含量最高可达 12kHz 以上。至于现代的摇滚乐、流行音乐的音域也比较宽，其中低音鼓、电贝斯有强劲的低音，超低音鼓的谐波在 40Hz 以下还有震撼人心的效果，而三角铁、沙锤的高音谐波可达 15kHz 以上。此类碟片不仅对评价音响的频响极为有效，对其他指标也有明显的听感判别力。交响乐、流行音乐的声压动态范围极大，高低潮之间起伏可达 90dB，低潮阶段细如秋虫鸣叫，使放大器的噪声、交流声、杂音均无藏身之处，而高潮阶段的爆棚震天动地，使放大器各种失真包括非线性失真、互调失真等暴露无遗。因此，听音时选择的碟片最好是宽音域、大动态的交响乐、流行音乐等，尽量避免选择民乐、小乐队伴奏的独唱和各种独奏乐曲。除此之外，还应注意碟片本身录音质量和影音公司的规模、信誉。

近年来，CD 刻录也极为普遍，某些名不见经传的音像出版社也绞尽脑汁地开发出部分 CD 片，其中有不少产品由普通录音带或老式 $33\frac{1}{3}$ 唱片甚至 78 转唱片不加任何修饰地进行翻录，效果可想而知，即使放音设备再好也使人听之乏味。此类 CD 片可从曲目、产品开发商和音乐效果方面加以分辨。

为了正确评价音响器材，如果选择的曲目是自己不太熟悉的，可用较高档器材在较理想的听音环境中多听几次，以对音乐节奏起伏、音色的变化甚至演奏技巧的特色有所了解，听音评价中对此细节的细微变化才会有所觉察。档次差别不大的音响器材，音效的差异尽在细微之中，粗略听之是难以发现的。听音评价本身是一项艺术性欣赏，对主观音乐欣赏的素质有一定要求。

近来，国内部分音响刊物中有些文章对摔啤酒瓶声、飞机大炮的轰鸣声备加赞赏，认为在光滑的地板上摔啤酒瓶的爆裂声和碎片的滑动声是考核音响器材高频响应的最佳音源，而战争片中飞机掠过头顶的轰鸣声和炮弹在近距离爆炸的冲击声，则是考核音响低端频响的最好根据。这两种声效如单纯从声波频率范围、动态范围考虑确有特色，基本上可以考核音响的高、低音放音频率是否足够宽。因为，高频响应太差的音响是无法还原碎玻璃在硬地板上滑动时特有的声音，而低频效果差的音响也不会有震撼人心的飞机、大炮声……基于这种逻辑，市场上还有一种称为“音效”的 CD 碟片，除录有上述声音外，还加入了火车启动的放气声、由远到近的“轰轰”声，以及大排气量摩托车启动、加速的轰油门声等，一张碟片全

部录制的是对听感颇有刺激的各种噪声。

原来世间的一切声音可分为噪声、乐音两大类。噪声是指没有任何规律的，使人听之不快的声音，即使是平稳的“白噪声”、“粉红噪声”也不会引起人的任何感情上的共鸣。而乐音却不同，它具特有的音律，每个音符发出特有频率成分组合的乐音，与噪声的根本区别是特殊的组合规律进入人的听觉神经，使之与人产生感情、情绪的联系，就像美味可口的食物能刺激人的食欲一样。因而，音乐成为人们传递情感、激发某种感情的声音，这也正是音乐之使人“发烧”的奥秘。乐音和噪声是两种截然不同的产物。音响是人类使音乐扩大、普及的工具，简单地说是音响把音乐带给了更多的人群。音响是传播音乐的并非为了扩散噪声，用噪声来评价音响效果的做法是本末倒置的。

实际上，噪声也不可能对音响做出任何有意义的评价，因为音响器材的指标是衡量重放音乐的保真效果。而噪声是无规律无音律的、使人烦躁的异类，难道摔啤酒瓶的声音也有“保真”可言吗？一百个啤酒瓶摔下会发出一百种声音，哪一个是“真”，哪一个是标准呢？也就是说无失真可言，只要音响能发出破碎声，都很正常，又怎能评价哪一项指标呢？本来音响器材是用来欣赏音乐的，最佳考核是重放音乐的“保真”，也只有音乐才能让人感到有失真、保真之别。

（三）听音效果与音响测试指标的关系

音响设备测试结果是通过仪器对音响发声的物理量进行测试，反映的是客观存在的量值，因而常称为音响的客观评价。而音效的听音评价，是直接由听音者根据听音的主观感受作出的评价，故又称之为主观评价。主观感受本身因人而异，即使相同的听音环境、相同的器材和音源，不同的人却有不同的感受，这也是很正常的。因此，主观评价与客观评价之间的不统一是在所难免的。但是，有一点值得肯定，就是两者之间不会有完全相反的结论。因为，测试数据极差的音响设备，不会使人有极佳的听音感受，除非个别听音者存在不正常的听音“癖”，对大多数音乐修养相近的人群来说，结果应该是一致的，所谓差异也只是某些“枝节”处有不同的感受。

常见的听音主观评价，在音响发烧友和音乐爱好者中有特殊的形容词，含义从字面上不容易彻底理解，当然更谈不上与客观测试结果挂钩。以下将流行于发烧友的评价术语的含义和相关测试结果的关系作一概括说明。但首先应该说明的是，在不同地区方言不同，所谓术语也有所改变。

1. 听音发闷

听人声时男声低沉，给人以瓮声瓮气的感觉，对舌尖前齿音单词发音分辨力变差，如“次”、“瓷”等单词听不清。在音乐欣赏中表现为气势磅礴的交响乐变得无细节，成为一片“隆隆”声；播放流行音乐时鼓声虽大，但无活力，与敲木板相似。

发生这种现象，实际是放声系统的频响高，低音配置失衡，不符合频宽等式的规律，过分偏重了低音域，相对使中、高音不足。特别是有些音响放大器本身频响足够，由于音箱中高音单元额定功率太小，或与低音单元功率比不妥所致。再者是，分频器的分频点选择不当，在低音 200～300Hz 处出现声压峰点，或分频点设在 2000～4000Hz 时，交接处有明显的下凹。有此缺陷的放音系统，当播放低频域声压较小的音源时（如民族音乐、弦乐等），会感到器材输出声压达不到额定值，一旦将低音提升，则会明显感到低频噪音增大。此现象常出现在低档成套音响设备中，放音系统、音箱配置专门突出低音，以低音爆棚效果吸引部

分发烧初哥。

其实，即使爱听低频的爆棚效果，这种由于音箱单元配置失衡的设备，对稍有经验的人听来，低音的声音虽然很大，却是“死气沉沉”，毫无生气可言。无论是交响乐还是轻音乐，在每组鼓声中都配置有大钹和其他伴奏乐曲的声音，从而使得鼓声之后有钹声的余音绕梁之感。即使是看大片，惊天动地的炮声之余，伴随着建筑物等倒下的稀里哗啦的声音，高、低音重放声压的不平衡使低音孤立地出现，实际上比擂桌子好不了多少。

2. 声音尖刺

人声中有过于明显的“刺刺”声和舌尖发出的“咝咝”声。此现象与声音发闷相反，属中、高音过分突出的结果。如果用于听交响乐，可以明显感到低音不足，大提琴的声音会极低，和弦声可能根本听不到，而笛声、小号声的高音则明显刺耳。一般频率响应失衡的音响设备，一旦被使用人听感所觉察，都会采用适当调整高、低音的方式，试图进行弥补。但是，对于频响特性缺陷特别明显的放大器，或高、低音功率匹配失衡的音箱组成单元，采用高、低音控制进行过度补偿，结果将使整个音响设备的非线性失真、瞬态特性等变劣。

上述两种音效产生的原因，一般与放大器频响不足无关，而比较常见的则是由不合格、不规范的分频器和随机采用的高、中、低音单元组成音箱所致。再好的元件组成的成品分频器和自购单元组成的音箱进行配搭，若想取得发烧效果纯属瞎猫碰死老鼠。总的来说，成套音响器材、元件、喇叭单元不一定非得是“名牌”或“补品”，只要根据各自特性进行相互弥补，往往有较理想的声压频率特性。

上述两种听音音效是极端现象的举例，实用中由于同样的原因还会形成某个频率段声压曲线的大起大落，从而使音响设备产生一系列不理想的效果。

3. 金属声明显

晶体管放大器相对于胆机来说金属声比较明显，形成的主要原因是晶体管的硬过渡特性。一般设计合理的放大器，不会出现明显的金属声。倘若音响设备的声压频率特性中，高、中音某一段出现特别的高峰时，在此峰点范围内的波形失真度增大，将形成金属声。这种高、中音某一段频率特性的极度不平衡，不仅只是个别扬声器声压曲线的常见缺陷，也可能产生于设置不严密的、反馈量较大的负反馈电路，导致某段频率的相移过大，甚至接近自激的边缘所致。此外，若发生于音箱一侧，还会引起中、高音声象的漂移。

出现金属声现象，一般频响的高峰点多发生在 800Hz 以上、3000Hz 以下的中音段内。多数 LC 分频器的分频点就在此范围内，因此，不应忽视 LC 分频点和中音单元声压频响曲线的配合。组装任何音箱，应该根据各单元声压频率特性选择 LC 分频器的分频点。高、中、低音 3 种单元，若两者之间交叉处重叠，往往使声压频率特性产生极大的尖峰。对于放大电路而言，应该慎重采用具有阻抗特性的元件（如电感、电容）构成负反馈的 β 电路。若非用不可，宁可将阻抗值选择在音频范围内，这样对 β（负反馈系数）的影响最小。

4. 声音发“虚”

所谓的“虚”是指不实在、无力度。在声音发“虚”的同时，常伴随低音干瘪无活力现象，这是缺乏中音高段所致。有此现象的音响设备，听音乐时感觉声压力度不够，若将音量调整大，又会形成低音震耳欲聋，高音刺耳，但仍感觉音量不足，音乐成了无本之木。根据人耳听阈曲线可知，人耳对音量感觉最灵敏的是 800～4000Hz 的中音段。如果此段频率内频响有下凹时，只能依靠 800Hz 以下的低音或 4000Hz 以上的高音来弥补听感的不足。但在此频率段，人耳不仅灵敏度低，对声压与听感音量的感觉也降低，虽然将音量声压大幅提

高，但人耳听感的音量变化并不明显。

根据等响度曲线，对 1kHz 的中音、100Hz 的低音、8kHz 的高音而言，若使人感到有同样的响度，则 100Hz 和 8kHz 的声压级必须比 1000Hz 高出近 40dB。因此说响度的大小，中音段起决定性的作用，声音发“虚”则是中音段下凹的结果。对音响放大器而言，增益设计、各种参数测试，1kHz 是常用的频率点。质量再差的放大器，中音段也有足够的输出，产生中音衰减、声音发虚的原因常发生于音箱和单元的设计不合理，或单元之间声频响曲线搭配不合理，或分频点设置不协调之故。

5. 低音含糊不清

低音含糊不清，连续的低音鼓声连成一片“轰轰”声，间隔不明显，受连带的结果，使夹杂于鼓声之间的高、中音乐器被掩盖，使音乐的解析力受破坏。产生这种现象的原因之一是，放大器的低频瞬态特性差。如系多级放大器，应考虑各供电电路（包括偏置电源）、退耦电路的时间常数过小，在放大器频响范围内的低端频率时存在临界自激现象，相当于此频率范围内的信号幅度增大时形成自激振荡。临界振荡状态，使放大器的谐波失真、互调失真都增大。

晶体管放大器输入阻抗较低，输出级电流变动幅度非常大。不要以为采用了容量较大的滤波电容就可以万事大吉，输出级大电流振幅在印刷板铜箔、电容器引出线等极小的电阻上产生的信号电压降，通过各级供电电源反馈到放大器的前级输入端，形成临界自激是经常发生的。此时整个放大器似乎成为触发器，当输出级输出为低频段某一频率信号时，滤波电容容抗增大，使信号压降增大，放大器受输出反馈信号触发而自激。采用大容量电容，只能使容抗进一步减小，将振荡的阈值频率移到低于频响曲线上最低频率以下。对电解电容的内部引线电阻、印刷电路板设计不当引出的电阻却无能为力。此点不容忽视的是，电解电容器的等效串联电阻和内部引线铆接处接触电阻，使用日久而增大，造成放大器低频自激。

造成低音含糊不清的另一原因是，自制或小作坊生产的音箱，因无测试条件，无法检测测箱体的机械谐振频率，随意配制低音单元，从而使扬声器的谐振频率与箱体谐振点过分接近甚至重合，形成谐振峰，导致低音含糊不清。

6. 中音和高音沙哑

中高音沙哑、“发毛”，即乐曲中高音号有嘶哑感，小提琴的高音区犹如弦松动引出的发毛的尾音，使整个乐曲中听起来无圆润感。此现象在音量减小时有所减轻，音量越大越明显。这种现象的本质上是放大器在中、高音区非线性失真严重。如用 3～5kHz 方波输入，用示波器观察输出波形，方波前后沿严重变形，前沿有不规则的上冲，致使平顶区呈减幅的斜线。如用纯正弦波观察，可以发现有大幅度输入时产生的削波现象，此为产生谐波失真的主要现象。这种情况多发生于设计不合理的、小作坊生产的放大器，输出级虽不一定存在输入过载现象，但在多级放大器的输出与输入信号幅度配合上存在问题，导致其中一级输入信号峰值超过偏置电流允许的区域，产生削波失真。经多级放大后，谐波幅度随之增大，在后级形成严重的互调失真，使整个放大器音质被破坏。发生此现象的放大器整体设计，无论每级放大器的增益和输入电压幅度之间的关系设计紊乱，同时每一级放大器与整机频响的设计上兼顾不周，因此前级谐波失真、频率失真都比较明显，放大器整机电声频率特性曲线呈馒头形，中、高音的非线性失真明显增大。业余者自装或名不见经传的小生产厂生产的放大器，尽管采用的电路均系模仿名机或出自名家之手设计，但对晶体管放大器而言，电路设计和整机效果并无直接的必然联系。晶体管参数的离散性，使得电路工作状态的确定不可能取

决于某一特定电压或电流值。例如业余装机，在图纸给定的V_{CC}状态下，往往按要求调定静态电流，以使放大器工作于特定的类别。但当晶体管参数不同，甚至差别过大时，并不能实现设计的工作类别，而出现A类放大实际上工作于AB类，AB类实际上工作于B类，从而产生额外的失真。当此现象出现在前级单端电压放大电路中时，放大器的失真必将达到不能容忍的程度。因此可以认定，如果说胆机的装配和调试工作量之比为10：6的话，晶体管放大器则应该与其相反，即装配和调试工作量之比为6：10，才可能得到原电路设计要求的效果。

7. 气势不够

气势不够，其中还伴随着分辨力差。最能表现音乐气势的声源是战争大片和交响乐，这种声源特点是：在交响乐的低潮片断，或战争大片中轻言细语的对白时，音响器材的最小声压级低于40dB；交响乐的高潮中，当鼓声齐鸣时，声压级达到近100dB，而战争片中近景拍摄，飞机大炮的轰鸣声则可达到120dB（几乎接近人耳的痛阈）。良好的音响器材在发出此大范围的声压时，可以表现出动态范围足够，放大系统的信噪比也足够。否则，会感到音乐效果气势不够，音乐高潮时的发声“中气不足”、“声嘶力竭”，又使低潮时的音乐和轻言细语的对白变得含糊不清，弦乐变得无细节，或出现嘶哑，同时还混有交流声、噪声。

要使音响达到完美的大动态效果，首先要有足够的声压爆发力。这不仅要求放大器本身信号不失真，无明显的交扰调制，还要求放大器和音箱系统有足够的功率储备，并且两者的功率匹配达到合理。对小信号的适应力，则考虑放大器小信号无交越失真，足够的信噪比，才能达到小到蚊子飞过的声音也清晰可辨，而大到震撼人心的喷气飞机轰鸣声却无发哑之感。

四、音响功放两大类型

人的耳朵分布于头部的两侧，当正前方的发声声源处于两耳的距离相等时，两耳听觉音量相同，声源到达耳朵的时间也相同，使人感到声音在正前方。当声源偏向于右侧时，右耳听到的音量较大，左耳听到的音量较小，同时声源距两耳的距离产生变化，右耳先于左耳听到声音，使人感到声音来自于正前方偏右的位置。耳廓的结构则使来自前方和后方的声音的音量和时间产生差异，因而使人有前后声音的定位感。

传统的单声道放音系统，是将各种复杂的声源变成单一的点声源。上百种乐器组成、分布于整个舞台的交响乐，由一只（或一组）扬声器放出，使乐器的方位感受完全丧失，唯一可分辨的是前后的深度感。发声体方位感的丧失，对歌剧、电影的还音更为明显，无论演员走到舞台哪一方，扬声器的声音是无法改变方位的。为了改变放大器点声源放音的缺点，早在20世纪30年代已开始了对立体声的研究，但由于当时音源载体只有78转唱片，存储容量有限，音质、信噪比都不理想，故在立体声的传播中存在难点。不过“立体声”的构想却在电影中首先得以推广。

早年的电影均为4：3的普通银幕，使观众观看的视野受到限制，对场面较大的内容表演也受到限制。20世纪40年代末，首先在国外出现了宽银幕电影，随着银幕宽度扩展为高度的近3倍，使观众的视野大为放宽。随着视野的放宽，演员的表演场面也扩大，如果仍以点声源还音则会使画面和声音出现极明显的不协调。因此，随着宽银幕电影的出现，首先开发了专用于电影还音的“立体声”录放技术。所以，宽银幕电影的原始名称是宽银幕立体声电影。

最早发行的宽银幕电影采用3台摄影机，中间1台摄影机拍摄中部场景，左右各1台摄影机则相互与中心线成一夹角，分别拍摄右部和左部场景。同时对三部分场景分别录音，在后期制作中通过光学录音，将配音轨迹分别附于相应的拍摄软片上。放映时也采用3部35mm放映机，3部胶片在3台放映机中同步放映，在银幕上拼合成一幅宽银幕画面。为了实现横向展开的配音声场，3部放映台的光学还音设备有独立的放大器，与之画面位置对应摆放的3组音箱，分布于银幕之后为中部画面配音，分布于两侧的则为左右画面配音。当银幕发声体左右移动时，记录现场声源的强度相应改变，当人物自左往右移动时，左部扬声器的声音逐渐减小，中部和右部扬声器的放音逐渐增大，合成声场形成向右移动的虚拟声象。显然，这种声象随画面移动的立体声是宽银幕电影所必需的，否则无论人物走到左右任何一侧，声源始终在屏幕中部，既缺乏真实感，也使宽银幕的艺术效果大受影响。

如果用宽银幕电影记录音乐会的演出实况，采用这种特有的电影立体声还音方式是会大受欢迎的。不过这种“宽银幕立体声”电影的拍摄成本过高，后期制作烦琐，放映成本也高，设备复杂。仅流行于欧美等国几年，便被单机“畸变”镜头电影拍摄、放映设备取代了，使宽银幕拷贝只要更换镜头即可在普通35mm放映机放映出宽银幕效果。为了保持还音立体声效果，在一组胶片上采用窄光迹录制两声道的音轨，而且和单声道光电还音设备兼容（国内绝大部分宽银幕电影采用这种单声道还音方式），使宽银幕电影走向了普及道路。

宽银幕电影立体声推广的同时，音响录放设备的双声道标准立体声也粗具规模。在20世纪40年代末，随着密纹唱片的开发，国外的收唱两用机以及音响都已具有双声道立体声播放功能。立体声的出现使录、放音技术彻底摆脱了点声源的时代，对音乐欣赏来说是极大的进步。

双声道立体声将点声源横向扩展为面声源，利用人耳的双耳效应，可以比较完整地重显音乐会的现场声场，因而使重放音过程中可以将现场混响效果有适度的重现，不同方向的反射声也可适度加强，放声效果的真实性、临场感大有提高。因此，直到目前为止，对音乐欣赏来说双声道立体声仍为标准的重放模式。

双声道立体声的成功，使人们产生向多声道发展的欲望。随后，产生了四声道录、放音模式，曾一度出现在密纹唱片和磁性录音软件中，因为与双声道相比效果改善不大，但相关录、放音设备极其复杂，并未引起多大波澜。直到数字化音频处理技术成熟以后，才使多声道录、放技术有所发展。多声道录、放音与双声道的区别是，在重现现场声效的横向和纵深感二维重放效果的同时，将听音效果扩展到听音环境的后方，将现场由反射声、混响声形成的听众左后、中后、右后的声场重现于听音者的左右耳。这种由反射声、混响声构成的复杂声场环绕于听音者的四周，所以称之为环绕声。正规的音乐厅的录音室对回声、混响声都有较严格的要求，即使利用目前最先进的多声道环绕声技术重放音乐（指古曲音乐、交响乐等经典音乐），但并未被音乐工作者所认同。所以，音响设备的环绕声极少用于专门音乐欣赏，而被目前家庭影院系统所广泛采用，以满足欣赏电影大片、热舞伴奏的要求。因此，无论从音响设备的要求，还是各种电路配制、工作原理，标准双声道立体声和环绕声音响设备都有区别，故本章中对此两类音响功放分别介绍。

（一）音乐欣赏和双声道立体声功放

音乐欣赏中音效的高保真是与音乐厅现场效果相比而言，音乐厅的设计总是将反射波多次反射路径、时间加以严格限制，以避免驻波、回声等不利影响。而音乐厅、舞台总是局限

于大厅的前面，纵深所占距离与听众席相比范围较小。所以，音乐欣赏需重现的声场以横向延伸为主，只要有良好的录音设备，现场的有限混响声可以适度重现，因此采用双声道立体声录、放系统也基本可以满足。但是，切勿以为立体声放大器只是两台单声道放大器的联用而已。既然立体声效果是由人的双耳效应形成的，两个声道音响设备的所有指标必须完全相同，只有左右两侧扬声器发声的声压级、波形组成及相位完全相同，位于两组扬声器中轴延长线交点处的听音者才会感到声音来自正前方两扬声器连线的中点上。当某一音符使左或右侧扬声器声压级稍大，则会使上述虚拟声象朝声音大的一侧移动。此原理既是声象定位的原理，也是左右声道必须完全对称的理由。试想，现场录音过程中位于两只主 MIC 之间的乐器，在重放时虚拟声象也应在扬声器之间。当两声道放大器输出有差异时，势必造成声象的移动。所以对双声道放大器来说，前述七项主要指标必须完全一致，才可能有正常的声象定位。声象定位的移动对音乐欣赏来说失去了立体声放大器的意义。为了达到理想的立体声效果，双声道放大器是否对称，可以通过以下方式进行试听评价及进行必要的调试。

1. 两声道平衡度的试听及调整

为了考核两声道放音系统是否完全对称，可利用一张适合音响评价的音乐 CD 片。将 CD 机播放模式置于单声道输出，若 CD 机无此输出模式，则可通过 RCA 插头输出处，将 R+L OUT 输出并联成为单声道信号，输入立体声放大器。先调整放大器平衡使声象定位于左右音箱之间，然后仔细听左右扬声器的发声有无差别（声象的移动反映了这种差别），在中部声象之处仔细辨别左右音箱有无独有的音符。当调至中间位的声象，在高音或低音时有移位，则表示两路器材的频响有差别。若在短促的打击乐器中出现不同时间的尾音，则说明两路器材的阻尼特性、瞬态响应有差别。在试听开始以乐曲中的中音为准，调整立体声放大器的平衡，使虚拟声象居中。在听音中如发觉某些乐器发出的高音有声象移动，说明其中一路放大器的高音频响和相移与另一路有差别。

这种听音评价的关键是要采用单声道信号源，以使两路放大器的输入信号完全相同。在此条件下，根据声象有无移位来确定两路放大器各项指标的差别。

2. 影响双声道放声平衡的其他因素

由上述现象可知，以双声道放音形成声象定位功能的横向声场，对两声道音响器材一致性的要求是相当严格的。对业余发烧友来说，在立体声音响的维护、摩机、更换器材时必须首先考虑两声道的参数平衡，否则即使是用更高级的元器件来取代也难以有好的效果。常见的立体声功放升级、维护过程中，不正确的处理方式有以下几种。

（1）维修摩机中元器件的更换。随着低音“爆棚”爱好者日益增多，音箱中低音单元往往经不住飞机、大炮的“狂轰滥炸”，而纸盆老化破裂、音圈松散的低音单元日益增多（电子市场上修补扬声器的商店生意兴隆可以得到证明）。另一易损单元是高音扬声器，音圈烧坏者也常见。对损坏的扬声器进行修复，虽然可以降低支出，但你若是一位较挑剔的音响发烧友，就应该三思而后行。

音响器材中对音效影响最大的部分一是放大器，二是扬声器。相对而言，放大器的性能可塑性较强，只要有一定电路知识、动手能力稍强的发烧友，使之升级还是极有可能的。但是，扬声器却不同。扬声器属电声转换部件，可动系统的机械性能、形状等，都要影响发声效果。即使是专业生产厂的同型号、同批次产品，电声特性也有不小的差异，原材料的微小差别，也可能引起电声转换曲线极大的变动。如果正常使用的扬声器，只要在纸盆折纹上涂上面积不足 1 平方厘米的胶粘剂，稍有经验的听音者就能听出音质的改变。扬声器损坏后的

修理不外乎是重绕音圈、更换纸盆、更换阻尼环等。重绕音圈的过程中往往用刀片割下旧音圈，绕好后再黏回原位。即使手法精巧的维修者，绕出音圈与原来的相同，但在黏的过程中也难免使纸盆产生应力而改变电声性能。而更换纸盆、阻尼环则影响将更大，看起来扬声器是修“好”了，但此“好”也只是能放声而已，电声频率特性早已面目全非。如果是单声道放音尚可将就使用，若双声道其中之一损坏，则建议将两声道同时用同型号产品更换，以保持双声道的平衡。此外，高音扬声器的维修比低音单元更困难，因为黏的结果对高音振动影响更明显。

双声道放大器中的其他电子元器件更换也有需要注意的地方，若其中一声道更换某一元器件时，与原来型号、规格不同，宁可将另一声道放大器中的同元件也同时更换。此点不仅仅是针对半导体器件，即使是音量控制电位器、耦合电容等，也需要同时更换。

（2）两路放大器隔离度的检查。为了正确地形成重放音的立体声声场，R、L 两路放大器的隔离度是相当重要的。各种立体声音源软件，输出 L、R 信号的隔离度都在 2dB 以上，进入放大器后，在两路放大器之间通过电源布线、接地系统等部分电路产生左右声道信号的串扰，使重放声道隔离度降低，破坏立体声效果。两声道互相串扰的结果，使 R、L 信号相同的成分增加，用以产生声象移动的不同成分降低，立体声效果明显减弱，音量调整大时使人分辨不出有立体声效果。劣质放大器或经维修后的立体声放大器，均可导致两声道隔离度变差。

定量的测量隔离度需要借助仪器，实用中可以用定性考核的方式，通过听音辨别声道间串扰的程度。方法是采用 CD 机作为音源，将 R、L 声道信号插头只插入功放一声道，另一声道的两端插头都悬空，播放唱片时将功放音量调整大，当插入 R 声道时，仔细听 L 声道的扬声器有无相同的声音，如果有则根据声音大小可确定功放声道间串音的程度。利用此法还可以考核信号线是否理想。将未插入影碟机的信号另一端插入功放，再听 L 声道串音是否增大，如增大明显则此信号线属低档双声道信号线，R、L 声道的两根芯线之间无任何屏蔽的绞合，只有两芯线外有共同的屏蔽层，而且屏蔽层是两路信号共用的接地线。采用这种信号线，不仅破坏声道隔离度，而且对信号的传输特性也有极大的影响。

功放的双声道隔离度取决于功放的电路设计、结构设计和组装工艺，往往细微之处的不严密也会形成声道间的串扰。比较高档的双声道立体声功放，一般都采用两路完全独立的电路和结构，同时从前级到后级每个声道都采用独立的电源供电和独立的共地端，以提高声道隔离度。

3. 声波相位对立体声效果的影响

当单声道放音时，人耳对声波的相位并不敏感，所以单声道放大器的扬声器接法比较随意，无所谓＋、－之分，人耳对此也并无感觉。而双声道立体声放大器，两者同时工作，共同形成声场，则必须注意扬声器的相位。此处所说的相位是指两组扬声器之间必须同相位，如果有一声道的扬声器接反，在立体声音源中两声道相同的信号部分，两组扬声器输出相位相反的疏密波，从而使声波相互抵消，结果是使双声道信号中相同信号成分（构成中部声象的信号部分）相互抵消，音量减小。

对两声道中信号组成不同的部分（构成展开的声象信号成分）形成的声象，并不处于两组扬声器之间的立体声声场范围内，仔细监听会发现声象处于两扬声器声场之外。由于低音频的方向性较差，声象的形成不是很明显。因此，当两声道声波相反时会感到低音效果变差。为保持立体声两声道声波的同相位，一般现在生产的扬声器都标有＋、－极以示区别，

在使用时应保持两声道的接法相同。一般是扬声器＋极接放大器的输出端（常用红色接线夹），一极接共地端（常用黑色接线夹）。为了保证正确连接，需注意采用两根标志明显不同的音箱线。

立体声放大器的音箱摆放与立体声声场的形成也有关系，有的音箱上有L及R（左和右）的标志，对扬声器都装在前面板的音箱来说，并非是说标为L的音箱一定要放在左侧，标有R的音箱一定要放在右侧，标出L、R对音箱来说只是一种标志以示区别。但是，放大器的输入音源信号如果是接影碟机R输出端信号，则必须将此组放大器（无论接R音箱还是L音箱）所驱动的音箱摆放于右侧，另一组放大器输出的左声道信号则音箱必须摆放于左侧。

音源信号的L、R声道是软件录制时，主MIC拾取的现场左右两声道信号，对于一般节目来说左右似乎无伤大雅，但是交响乐及正规的各种音乐演奏中，各种乐器在舞台上的位置有一定规定。如交响音乐的低音号、低音提琴（包括中提琴、大提琴），常位于乐队指挥者的右侧，小提琴、单簧管、钹、定音鼓则位于乐队指挥的左侧。输入R、L声道信号和扬声器摆法必须符合此规律，否则，立体声的声象与音乐厅现场声象完全相反，破坏了最基本的真实感。

除交响乐的舞台布置如此外，国内的各种戏曲伴奏乐队也有严格的规律，同时演员所扮角色的身份不同，上场、下场所经舞台的门、走向都有一定规定。再现舞台现场的左右是立体声声象最基本的“保真”，否则画面人物从左门上场，一句开场白立体声声象却出现在右侧，岂不大错特错。

（二）模拟立体声及伪立体声

标准的双声道立体声，借助人耳的双耳效应，在两个完全对称的放大器中，以两声道信号的声压级、声源到MIC的时间差、相位差来实现立体声虚拟声象。双声道的平衡是保证的基础，声道隔离度不良是破坏声象定位的罪魁祸首。

双声道立体声对舞台音乐的重放质量已达到了极高的水平，虽然20世纪60年代后曾提出四声道音乐录放体制，欧洲甚至开发了相应部分器材和软件，终因效果改善和投入差距过大而被淘汰。至今，音乐录放的经典模式还是双声道立体声。随着双声道立体声的成功，同时还进行了将单声道信号源升级为立体声的尝试。此举的意义在于，单声道录音的多年历史，使极大部分有价值的声源软件均为单声道，包括名家的演唱、演奏会录音、重大历史意义的音乐资料等，如何将此单声道音乐素材实现立体声效果的重放技术，成为立体声技术的又一研究课题。为了达到此目的，第一项成果是开发了伪立体声重放方式（又称为模拟立体声、准立体声），直到目前仍有些产品中在应用。伪立体声重放方式约有以下几种。

1. 分频式伪立体声

这种方式产生于FM立体声、LP立体声开发之前的欧洲产品中，信号源为单声道的AM、FM广播和单声道的四速电唱机。为了改变单声道信号的点声源效果，在机内采用了高、低音分频。无论是FM广播还是LP唱片，频响的上限也不过只有12kHz，所以分频点多设在2～3kHz。以55Hz～3kHz驱动中、低音扬声器，3kHz以上驱动高音扬声器。为了使“点声源”变为“面声源”，扬声器的布局有3D、4R两种方式。所谓3D方式，是指中、低音扬声器采用6.5英寸普通单元，居机箱面板中部或偏右，高音采用两只4～5英寸纸盆扬声器，位于机箱两转角处，以置衬板，使扬声器辐射面与中、低音扬声器中轴线（面板正

前方）各为45°左右。如此布置，使中、低音构成正前方的声场，中、高音则构成向左右方向扩展各为45°的声场。很明显，这种方式实际上只改变了点声源辐射面，低音和中、高音的分离，可以模拟交响乐中高音乐器位于两侧的声象，如说是立体声则未免太牵强，但总比所有声音从一点发出要好得多。

与此类似的是4R放音系统，主扬声器不变，将高音扬声器分为两组，一组与3D系统中相同，形成侧面中、高音声场。另外一组高音扬声器位于机箱顶部（也有的置于底部向桌面辐射），向上部空间辐射，试图经过室内天花板形成立体声声场。这种台式收唱两用机放大器有两种组合，一种是低档机采用LC分频，另一种是较高档机型采用输出级分频，高音和中、低音采用独立的输出级。国外的此类机型都设有放音频带控制电路。为了避免在播放78转SP唱片和AM收音时过宽的频带增大噪音，在这两种状态下，联动的琴键开关将放大器7000Hz以上的高音频率完全切除。只有在LP、FM状态下才恢复为55Hz～14kHz的宽频响。其后，随着FM立体声广播、立体声LP的普及，欧洲首先采用这两种音源的标准立体声播放模式。

2. 移相式伪立体声

这种伪立体声是将单声道信号分成相同的R、L两声道信号，同时从其中提取部分频率的信号，经过混响和延时处理，产生与原信号相位不同的频率成分。将此移相后的频率成分分别与人为区分的R声道信号相减，与L声道信号相加，从而形成完全不同的左右声道信号成分，送入两路放大器分别驱动左右扬声器。信号中未经移相处理的频率成分，两组放大器的音箱声压、相位时间都相同，人耳感觉声音来自两音箱中间。当信号经过移相处理后的频谱，R声道为原信号和延迟信号之差，L声道则为与原信号之和，结果使R、L扬声器的音强、相位以及到达耳朵的时间均不相同，使人感到在移相处理的频谱范围内产生明显的声象移出中心线的感觉。当然，无论何种方式只能是人为的声象移位，而不可能与录音时声象相同。所以，伪立体声只改变点声源的缺点，并不能达到放音时重显现场声场的目的。尽管如此，伪立体声技术在电视的单声道伴音处理中却广泛采用，尤其是尚未推广TA立体声伴音广播的国家和地区。为此，各大电子公司还开发了大批集成化音效处理器，其中功能之一是单声道—伪立体声的形成及控制电路。常见的集成化器件TDA8425、TA8776、μPC1891等均有此功能。

无论是标准立体声还是伪立体声，重放声场的目的是使通过三维声场重现现场音乐会的效果。声场的宽度用以重现演奏乐器的横向定位，声场的深度则用以重现各种乐器在舞台上的前后布局，而乐队的层次感则由声场的垂直方向定位。音乐厅效果由直达声、反射声和混响声组成，前方声场以直达声和反射声为主，而后方声场则形成包围感、空间感和定位感。双声道立体声录放环境，为了重现音乐厅现场感，对反射声的强度、次数必须加以严格限制，以保持音乐的清晰度、分辨力和定位感。因此，混响声的形成既极其微弱，且重放时的重现又受到听音环境的限制。无论是通过听音环境的声学处理，还是采用音效处理器，要得到理想的立体声效果，必须注意以下人耳听觉神经的特点。

其一，“先入为主”的声象定位感。当多个声源同时存在时，只要各声源之间的时间差在5～35ms以内，则人耳会以最先到达耳膜的声音作为判断声音方向的依据，先入者产生定位感，其后而至的声音已无定位感，只是给先入者“助威呐喊”而已。若将剧院、音乐厅的直达声和反射声比作“多个声源”，则声象定位感只取决于直达声，而与反射声无关。但此现象的严格条件是，两者的极限时间差是50ms。

其二，两声源时间差与听音效果的关系。在两声源时间差为 0.5～10ms 范围内，两声源的混合后形成残响效果，使人有轻度混响音的感觉。时间差在 10ms 以上，则人耳可判断出属两个声音，但并无间断感，构成明显的混响效果。当两个相同的音源到达耳朵的时差在 50ms 以上时，则听觉神通判断为两个独立的声音。所以混响声与回声的时间界限是 50ms。环绕声要求的效果是现场混响声的重现。除特技音效以外，直达声和反射声（无论一次反射声还是二次反射声），间隔时间以 50ms 为极限。杜比实验室建议的直达声和反射声的延迟时间为 20ms。音乐厅、影剧院的声学要求最基本一点是有混响效果，但不允许有回声现象。

当双声道立体声重放方式盛行以后，为了使音乐欣赏更接近于现场效果，又出现了四声道录放模式。在剧场、音乐厅中尽管采取了诸多吸声、改变声波反射路径的措施，但仍可以得到丰富的回声，和墙壁及天花板的反射声共同构成混响声，从而形成特有的临场感。这种所谓回声并非广义的回声，而是将其与直达声的时间严格限制在一定范围内。大厅内吸声材料的设置，又使这种反射声进行必要的衰减，参与形成混响声的反射声以一次反射为主。不同的音乐厅有不同的声学设计，反射声的强弱、反射波反射的次数、存在的时间都有区别。实际上，四声道录放系统虽然设了 4 组录放通道，对此不同临场效果的重现似乎并不理想。在此背景下，为了加强重放声场的临场感，各种各样的环绕声重放模式日益增多。

（三）形形色色的环绕声模式

环绕声（Surround Sound）是用以营造和渲染现场气氛的声场，这种现场气氛不仅仅局限于舞台、演奏厅的录音重放，而是指人们生产、生活、战争以及所有自然界存在的事物，现场的一切声音甚至包括一切特殊的噪声，如飞机、大炮、汽车等，在各种情况下发出的不同声音。此类声源的现场情况是，不可能像音乐、戏剧舞台一样所有声音来自正前方集中的小范围内，声象定位是随机的甚至是快速移动的。因此要使其有重放的声象定位感，决非双声道或四声道可以重现的。但为了使听音者有身临其境的感觉，要在听音者周围 360°的平面以及上下形成声场的包围感、动态延伸感和震撼感。这也是多声道环绕声所应达到的声场效果。由此可以看出，环绕声重放的主要目的是为宽银幕电影、环幕全景电影和家庭影院作现场声效的重放，而对音乐欣赏来说似乎无此必要，且有画蛇添足之嫌。

若要形成有包围感、临场感的环绕声，必然需要有多声道放音系统，多到何种程度，由最初的 5.1 声道扩展到如今的 7.1 声道或 8.1 声道，而且还没有就此而止的趋势。近年来，音响界已有人大声疾呼，环绕声到底需要多少声道？是否声道越多越好？虽然这是难以预料的事，但是可以肯定的是，当声道的增多而环绕效果无明显改善时，那就该适可而止了，否则事倍功半，劳而无功。这是任何事物发展的必然规律。

尽管目前的环绕声重放系统多到 7.1 声道或 8.1 声道，但比较流行的似乎只有 5.1 声道。以下列出典型 5.1 声道环绕声器材中各声道所预设的效果。

前置 R、L 声道，作为主声道，决定前声场的范围声象定位感、深度层次、明亮度。与双声道中两个声道的作用相同，一般用于声场重放伴奏的主旋律，剧情的中心人物对白和前场效果声重放。

中置声道用于重放现场中、高音的对白，舞台中部的伴奏声。由于中、高音的方向性明显，中置声道可以补偿，由双声道发出的声音形成中部声象，使清晰度、音强、明亮度更好。

双后环绕声道是将音箱置于后左和后右，用以播放后方声场的效果。同时，后左音箱与

前置 L 声道，后右音箱和前 R 声道形成听音者左右侧连续的声象定位，两侧声象定位与前置 R、L 声象定位，后环绕左、右声的声象定位互相衔接，形成包围听音者的 360°环绕声场，再与中置声道配合，无论效果音虚拟声象在哪一方，现场的主旋律、主对白都在中置声道中清晰的表现出来。

超重低音声道重放 200Hz 以下的低音，方向性很差。一般的双声道，环绕声声场重现中难以形成明显的声象，因此专门将前后两声道的低音集中于一个声道重放，对声象定位几乎无影响。由专用输出功率较大的重低音声道，除可以降低电声单元的调制失真，还能提高整个声场的震撼效果和大片的爆棚效果，而且飞机升空的轰鸣、近距离的炮弹爆炸声，都可由重低音声道发出惊心动魄的效果，既增加了气氛，又对画面效果起到烘托作用。

所谓 7.1 是在 5.1 声道的基础上增加了前置 R、L 环绕声道，使前声场的效果音、混响声更完美，同时也使前方声场的定位感和空间感有所提高。环绕声的声场形成模式并无规定的标准，5.1 声道至 8.1 声道随听音者所好。但是，环绕声的组成方式对功放来说必须配置相应声道的输出级，因此功放的结构、功耗都相应增大，在效果相差不大的条件下，这是必须考虑的问题。

从目前来看，环绕声的形成模式有模拟和数字两大类，两类的区别是环绕声信号的形成和传送方式。两类的区别如下。

1. 模拟环绕声

模拟环绕声纯属环绕音效处理器，就是说信号源本身只有 R、L 两声道信号，在环绕声放大器前级经过各种电路分离、组合成环绕声信号，加到相应的输出级，以形成环绕声场。常用的模拟环绕声处理方式有 3 种，即反射式、移相式和延迟式，也不乏用 3 种方式混合运用的电路形式。

反射式环绕声处理器即依靠延迟产生反射效果音，R、L 声道信号经＋、－运算输出 R+L 信号和 R−L 信号，经模式选择后，R+L、R−L 信号送入延迟器 1，输出作为一次反射信号。同时，选择后的 R+L、R−L 信号还送入延迟器 2，输出作为残响信号。反射信号和残响信号通过加法器混合，即得到左环绕信号，驱动 Lsub 输出级，再将 Lsub 信号倒相则形成右环绕信号 Rsub，驱动右环绕功放输出级。这两路输出信号与前方 R、L 声道组成的前置主声道形成前左前右主声道和后左后右的环绕声道，从而构成主环绕声场。将 R+L 输出信号放大，驱动中置扬声器，构成中置声道。再将 R+L 声道经低通滤波器提取 250Hz 以下的低音频，以驱动重低音输出级，则组成了模拟 5.1 声道环绕声放大器。

移相式环绕声也常用于产生环绕音效，基本原理是将标准立体声信号中的部分频率利用 RC 电路产生的相位移进行移相，作为左右环绕声信号。具体组成方式是：双声道 R、L 信号除直接驱动 R、L 主声道放大器以外，还通过减法运算 R−L 的差信号，将 R−L 信号经 RC 电路移相后送至环绕声道输出级，用以驱动后左环绕和后右环绕扬声器。而移相式环绕声的改进电路，一般不对 R−L 的全频带信号进行移相，而是插入不同频带的滤波器，采用对特定频带的移相和多种频带移相的组合成为更复杂的环绕声场。前面提到的 TDA8425、TA8777，除了可将单声道扩展为“伪”立体声以外，还可以将标准立体声输入合成模拟环绕声输出。现在音响中已极少采用移相式环绕声处理电路，集成化的此类音效处理电路多用于电视机的伴音音频处理电路中。

目前，模拟环绕声处理器大多由 BBD 器件（Buckt Brigade Device）和斗链式模拟延时器件通过延时形成环绕信号，移相和延时对波形产生的效果是类似的，延时的结果必然与原

信号相位不同。BBD延时的好处是，可以由时钟脉冲控制延迟时间，从而可形成更多样的环绕效果。所以，延迟式环绕声处理器和移相式整体电路区别不大，只是采用不同的器件代替RC移相电路而已。

BBD器件不仅可用于模拟环绕信号形成，还可以产生各种特殊音效处理信号，如回声、残响、震音、颤音等音效。在模拟环绕声中常用BBD器件组成各种不同的环绕音效，如模拟大厅、歌剧院、迪斯科舞厅、运动场、现场音乐会和电影院等临场效果。

前几年盛行于音响界的“杜比环绕声”是典型的延迟式模拟环绕声，由两声道信号变换成三声道的所谓解码过程是：将R、L主声道直通两路功放，同时由减法器产生L－R信号，经20ms的延迟、7kHz的低通滤波，再经专用集成电路进行动态噪声滤除，供给后置环绕声道放大器放大后，驱动置于后左、后右的两只环绕音箱。虽然两只音箱是完全相同的，但是后左和前左、后右和前右音箱产生的左右侧声场却有差别，因此也有人称为四声道。实际上，称之为四路音箱比较确切。

由于后置扬声器的声音比主声道延迟20ms到达人耳，因此给人的感觉7kHz以下信号来自更远的距离，形成环绕声模拟声场。此类杜比环绕声的特点是，后环绕声道滤除了7kHz以上高音，以降低对前方声场的干涉现象，噪声抑制系针对原杜比降噪的软件（主要是当时的磁带），可大幅度降低噪音，提高了信噪比。此类模拟环绕声是通过双声道信号合成声场形成虚拟的中央声道声象，实用中也有的采用加法器得到R＋L信号，送至单独的中置声道驱动中央声道的扬声器。

2. 数字环绕声

采用BBD模拟器件的环绕声处理，延迟时间不可能太长，否则因经过多级电路的延迟，不仅音质变差，且杂音、非线性也增大。而采用数字处理方式则可达到目的。数字环绕声处理过程是，将模拟音频信号预放后，经A/D转换为数字信号，通过RAM存储器写入、读出取得信号的延迟，延迟处理后的数字信号再经D/A转换为模拟信号，缓冲放大后输出。

由上述可见，数字、模拟两种环绕声处理原理是相同的，只是信号处理方式不一样，从而使效果有极大差别。以此基本原理为基础形成的数字环绕声模式有多种，迄今为止尚无统一的标准，为此各大电子公司各显神通，推出各有特色的环绕声处理系统，并且开发出与之相应的大规模集成电路。

第二章　前级放大器组成

音响功放是音频信号放大器的通称，组成形式有前后级分体式和合并式的区别，这种区别不仅仅是将前后级分置于各自独立的机箱或合用一机箱，而且功能和电路组成也往往不同。前后级分体式音响功放，一般是专业级功放或较高级通用功放经常采用的形式。此类音响功放对输入信号的适应性较强，可以输入电唱机、录音机等各种不同的信号源。为了适应远程传输信号的输入，还设有平衡/不平衡传送方式的输入端子。因此，前级部分在对输入小信号放大的同时，还必须对不同信号源的输入阻抗进行匹配，对不同信号源的输入电平、频率特性、动态特性作一致性处理。之后，再加入对输入信号的选择和控制电路、放大电路以及特殊音响效果处理电路等，使输往后级的各种信号源音频信号具有一定范围相同的指标。后级放大器除简单音量控制以外，无需再作任何控制。对如此功能多、电路复杂的单级电路组成分体的独立结构，有利于降低功放电源、输出级对前级低电平放大器的干扰。

目前，家用音响放大器日趋高档化，加上半导体集成电路的发展，各种功能电路结构得以简化，以致很多专业音响放大器的特殊电路，也在高档家用音响中被广泛应用，如信号平衡输入方式、多挡频率响应调整等，使前级放大器组成越来越复杂。采用分体式有利于音响放大器性能的提高。

与此相对应的合并式功放前级，无疑的是结构必然比较简单，大多数普及型音响放大器，除输入端口外，只由前置放大器和音量控制器组成。由于目前的信号源除了 CD、DVD 以外，只有收音头、录音机（已极少人使用），因而对信号源的电平平衡，一般采用两只电阻将收音头输出信号进行简单分压，即可和 CD 音源同样输入放大器输入端口。所谓信号源选择也不过是一只简单的单刀多位开关，或由微处理器控制的模拟开关而已。应用功能的单一，使相应电路简化不少，以此种普及音响功放来说，分体式前级纯属多余。但是也不排除较高档（实际是高价位）家用合并式功放有比较完善的功能，常见的名牌合并式功放，也有较理想的输入信号电平、频率特性均衡电路，或平衡/不平衡转换输入、数字音频信号输入等。可见，功放发展到高集成化的年代里，已经不能从分体、合并的结构来判定档次和功能完善的程度了。

从电子电路的功能考虑，音响功放只涉及低频放大器的范畴，在电子技术的教材中充其量也不过只占有一章的篇幅，以致目前的关于低频放大器的理论知识已被经典化。在各种书、杂志中，不仅章、节、大标题相似，论述内容也似乎是大同小异，谈到的问题大家都谈，没有谈到的问题各种电子书刊中也无从查找。尽管音响放大器在国内的发展已有相当长的时间了，但音响放大器设计中还有很多实际问题尚无确切的答案。因此，本章内容不是重复音频放大器的“经典”理论，而是从实际出发，以各种功能电路为主介绍电路设计与实际效果的关系，使读者以自己的要求选择电路。另一方面对电路中每个元器件的参数、质量以及对电路性能的影响详加分析，以使发烧友走向理性摩机的道路。

一、音响功放前级放大器

电子管属电压控制器件，因而胆功放的整机设计是以输出级驱动电压和信号源电压之比决定电压放大器的总增益。晶体管则属电流控制器件，驱动输出不仅需要电压，还需要有一定的驱动电流，也就是说属于功率驱动。换句话说，如果电子管的驱动电路属高内阻电压源的话，则晶体管电路必须有一定的驱动功率。为此，晶体管放大电路存在 3 种放大量，也称增益，即电流增益、电压增益和功率增益。

为了使音响放大器有足够的输出功率，则输出级必须有足够的输入驱动功率。那么，前级电压放大器和驱动功率有什么关系呢？怎样设计前级电路才能使输出级有适当的驱动功率呢？怎样才能既保证输出级不过载，又能充分发挥设计的输出功率呢？这是本章中要谈的重点之一——前级放大器的合理配置。

目前，国内发烧友称国外的名牌电容为补品电容，称金属膜电阻为补品电阻……然而在已选定的电路中，元器件究竟扮演何种角色？某些参数的差异对放大器的性能有什么影响？是否只要用了补品元器件功放效果就 Hi-Fi？这是本章中要谈的另一重点内容。

（一）晶体管放大器类别

晶体管属电流放大器件，基极的微小电流变动可以控制较大的集电极电流，放大过程是利用微弱的信号电压加到 BE 结，控制集电极供电电路的能量转换。将输入信号的微小变动控制输出电路较大的变动，通常称为放大。根据晶体管的输入特性——V_{BE}和 I_B 的关系，不同半导体材料的晶体管有不同的输入死角，硅管约为 0.5V，锗管约为 0.2V。在基极和发射极间的电压 V_{BE}小于死区电压时，将不会产生基极电流，当然也不会产生受控的集电极电流，晶体管无放大作用。

晶体管放大器放大的信号通常为双向变动的模拟量，信号既可以有正向变动，又可有负向变动。而具体到晶体管类型，则 NPN 型只允许输入正极性变动的信号幅度，PNP 型只允许输入负极性变动的信号，这两点使晶体三极管在放大状态时必须加入偏置电路。偏置电路是当无信号输入时（输入信号为 0V 时），使晶体三极管有静态偏置电压，从而在 BE 结产生对应的基极电流 I_{BE}和受 I_{BE}控制的 I_{CE}。I_{BE}的作用首先是使晶体三极管避开“死区”而进入放大状态。其次，合理地设置 I_{BE}值，可以将双极性变动的信号变成大小变化的单极性信号，从而在 BE 结产生只有大小变动的正向（或负向）I_B，以便于用 NPN 或 PNP 三极管进行放大。例如，利用偏置电路将 V_{BE}设置为使 $I_B=0.16$mA 的值，加入按正弦波形成变动的输入信号，信号的正半周使 V_{BE}总值增大，信号的负半周使 V_{BE}总值减小，只要适当控制输入信号幅度，正半周峰值不会使 V_{BE}总值进入晶体管饱和区，而信号负半周又使 V_{BE}总值减小，但不会进入晶体管死区的 V_{BE}值，则完成信号极性到 I_B 大小的转换，从而形成与 I_B 成正比的、大小可变的 I_C，完成放大作用。实用中放大电路的静态工作点设置不同，可将放大器分成 A 类、AB 类和 B 类。

1. A 类放大

A 类放大器是工作点的设置和输入信号的幅值使晶体管工作在特性曲线的线性区。线性区是指，V_{BE}在死区电压以上开始，而从此点起，V_{BE}使 I_C 成正比的变动，到 V_{BE}的增大使 I_C 饱和的点为止，此段 I_C 受 I_B 控制的区间可以认为是直线的线性区。欲达到 I_{BE}与 I_C 的

线性关系，还与输入信号幅度相关，因为加到BE结的电流瞬时值I_B是信号电压瞬时值与直流偏置电压V_{BE}的和所决定的。为了在此有限的线性区内确保输入信号正峰值时，不使I_C进入饱和区，负峰值不进入晶体管的死区。假设输入信号为正负半周对称的正弦波形时，显然应使直流偏置电压V_{BE}选择在使集电极电流I_C处于线性区的中点，才能保证输入信号正负对称的变动时I_C处于I_B控制的线性范围，而此状态下输入信号幅度为最大，可以充分有效地利用线性区进行放大。很明显，此时输入信号峰-峰值为直流V_{BE}值的2倍。所以，A类放大的静态工作点以I_C为标准，设置在晶体管基极电压--集电极电流特性曲线的中点。

为了使放大器工作于A类，还需注意，上述V_{BE}--I_C关系涉及晶体管输入特性和输出特性，其中输入特性指V_{BE}和I_B的关系，输出特性指I_B为定值时，V_{CE}同I_C的关系。由晶体二极管的典型输出特性可知，只要I_B不变时，其理想特性曲线是近似于x轴平行的水平线，表示I_B不变时I_C与V_{CE}的关系极小。实际上，I_C特性曲线是略有弯曲的，也就是说V_{CE}对I_C的控制能力极小。虽然如此，V_{CE}的大小确与V_{BE}—I_C特性曲线的饱和点有关。当集电结反向偏置V_{CE}降低到一定范围时，集电极收集电子的能力降低，I_C不能随I_B增大，从而出现饱和现象。所以，即使放大器供电电压不变，当集电极负载电阻较大时，也会使I_C的饱和点提前。设计A类放大器时，应以电路中实际的I_C变动范围求得曲线中点I_C值。

A类放大器的输入输出波形取决于晶体管V_{BE}—I_C特性曲线，只要工作状态选择合理，非线性失真极小。由A类工作条件可知，静态工作点的集电极电流为最大线性区的1/2，因而效率小于35%。

A类放大输入信号的幅度被限制在偏置电压V_{BE}的两倍，此条件是保证晶体管瞬时I_B工作在线性区。试想，如果输入信号正峰值或负峰值超过V_{BE}，则输入信号负峰值必将使晶体管瞬时偏置进入死区范围而截止，输入信号的正半周也会使I_C进入饱和区，放大器已不属于A类工作范围，结果是产生正负双向的削峰失真，正弦波将变成准梯形波。

当晶体管有足够的放大能力时，输入信号峰-峰值$<2V_{BE}$后，A类放大器峰-峰值输出信号被限制到略小于放大器供电电压E_C值。因为E_C值中还必须扣除三极管饱和压降V_{CEO}和负载直流电阻的压降。此点当放大晶体管的β较大时极易产生被人忽略的失真。例如，放大器输入信号为$100mV_{P-P}$，设电压增益为100，那么输出电压为$10V_{P-P}$。如果该放大器采用$E_C=6V$，显然输出信号幅度大于6V以上的正、负瞬时值被全部削去。若想使A类放大器失真最小，放大器的输出电压幅度应远小于供电电压。

2. B类放大

当晶体管的静态工作点与晶体管的截止点相重合则称为B类放大。静态工作点选在截止点时，当输入信号为零时三极管是截止的。当输入信号正半周时，NPN管集电极电流与信号同步增长，信号负半周时NPN管截止，结果是仅放大了信号的正半周（或利用PNP管时仅放大了信号负半周）。因此，B类放大不可能用于单端放大电路，必须应用于推挽电路才能对正、负半周信号进行完整的放大。

在实际应用中，晶体管放大器不可能实现真正的B类放大。因为，如果按照B类放大的定义将静态工作点设定于$V_{BE}=0V$时，由于晶体管有0.1～0.5V的死区电压，当输入信号瞬时值低于死区电压时，将无I_B产生，I_C也近似为零。即使采用推挽放大，在正、负半周的交接处也会产生交越失真。因此，晶体管的B类放大器必须加入一定的正向偏置电压V_{BE}，使静态工作点位于死区电压之后，所以V_{BE}值应等于死区电压。而加入V_{BE}后，实质上放大器工作状态已进入了AB类的范围，只不过V_{BE}值较标准AB类放大器更低而已。

理论上纯粹的B类放大器输出电压半周期的允许摆动幅度略低于电源电压，所以当采用推挽电路时，输出电压的峰-峰值略低于 $2E_C$。B类放大适合用于输出大电流和较高的功率，所以常用于大功率功放的输出级。

3. AB 类放大

由于纯粹的B类放大是效率最高的音频放大器，因而无信号时晶体管是截止的，I_C 是随信号幅度增大而升高。但是，纯粹的B类放大器存在严重的交越失真，因而在音响功放中应用最多的是A类放大和AB类放大。AB类是在B类的基础上将工作点上调，一则消除晶体管死区引起的交越失真，二则还可以利用推挽电路的互补特点，消除晶体管 V_{BE}—I_C 特性曲线起始区域的非线性导致的输出信号失真。但是，AB类的静态工作点选择越高，效率越接近A类。一般是选择在晶体管 V_{BE} I_C 特性曲线下部1/3以下，既保持了比A类高的效率，又减小了非线性失真。

由工作点的选择可见，AB类放大器的输出信号范围大于正弦波的半周期，但又不是A类放大的360°。所以，AB类仍然只能用于推挽电路，两管放大的波形为一个“半周期”和另一个“半周期”的一部分。

晶体管音频放大器常用的基本类别实际上只有A类和AB两类，最近有纯A类之说，实际是A类的变种，电路原理是20世纪60年代流行的滑动A类放大器的翻版。

此外，晶体管放大电路还有C类，其工作点设置于深度截止状态，当输入正弦波形时，输出波形小于正弦波半周期的180°，集电极电流为一脉冲波，即使采用推挽电路也无法恢复成输入信号的波形，一般仅能用于射频振荡、调幅等的放大电路中。

（二）音响功放基本放大电路

放大是电真空器件和半导体三极管的基本功能，其他振荡、调制、开关等功能都是基于放大功能实现的。一台音响功放也不外乎是多级音频放大电路的组合，对音响中常见的各种基本放大电路的结构、性能以及不同要求的应用电路的变异、元件质量、参数对放大器性能的影响详细研究。掌握电路规律，将有利于以基本放大电路这块“积木”，构建出不同性能的音响放大器。本节对于晶体管放大器中某些经典电路理论，如偏置稳定电路、放大电路的直流和交流通路、负反馈电路的种类等，将不再系统说明，只在涉及音频放大器的具体应用电路中予以适当说明。

晶体管放大电路有共射、共基、共集（射随器）3种基本组态，但是在音响放大器中应用最多的是共射极电路。因为共射极放大器有较高的电压、电流、功率增益，适中的输入阻抗，较高的输出阻抗，尽管频率特性较差，但用于音频范围内已绰绰有余。所以，共射极放大电路是音响放大器的基本电路，无论是前级放大器还是功率放大器，共射极放大是应用最广泛的组成形式。

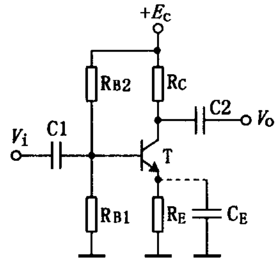


图 2-1 NPN 晶体管典型共射极放大电路

现以NPN型晶体管组成的典型共射极放大器为例，说明电路基本组成和工作过程以及外围元件对放大器性能的关系，电路组成如图2-1所示。为了表述方便，首先对图2-1中元器件、电压、电流的代表符号，所属电极代号作一规范，在本书后面采用与此一致的代号表示相同的参数。晶体管放大电路实际由供电电路 E_C、偏置电路组成的直流通路和加入信号后的交流通

路所构成。本书中各种参量以大写字母表示直流参数，小写字母表示交流参数的瞬时值。如 I_B 为直流偏置形成的基极电流，i_b 则为输入信号和直流偏置叠加后基极电流的瞬时值。

首先需要说明的是，功放前级放大属电压放大器，对微弱的输入信号放大，在驱动级中输出一定的驱动功率，以驱动输出功率较大的功放级。前级电压放大器一般为单端放大，无论采用何种电路形式，如差分放大、SRPP放大等，均难以抵消不对称正负半周信号在放大过程中产生的非线性失真。因此，所有音响功放前级电压放大器必须采用A类放大，这是不容置疑的。而有些厂商特别提出产品采用A类电压放大，纯属画蛇添足，因为音频电压放大器目前还没有其他类别可适用。

图2-1的电压放大器也不例外，电路中各元件的作用如下：R_{B1}、R_{B2}组成NPN三极管T的分压式偏置电阻。分压式偏置电路可使 E_C 变动引起的偏置电流变动降低为 $1/n$（n 为分压电阻的分压比），使偏置电流更稳定。R_E 为发射极电阻，对直通电路来说，R_E 可稳定T的偏置电流。当某种原因（如 E_C 变动、T的温漂）导致 I_C 增大时，R_E 压降也同时增大，该压降经 R_{B1} 与偏置电压反方向串联，加在T的BE结，使偏置电流 I_B 减小，I_C 随之降低。R_{B1}、R_{B2} 分压式偏置电流供电方式与 R_E 组成的负反馈偏置电流稳定方式，是稳定晶体管偏置电流最有效且电路最简单的方式，因此被晶体管放大、振荡等功能电路所普遍采用。为此，本书中将其列入经典放大电路的一部分。

R_C 为集电极负载电阻，用于将集电极电流的变动值变成电压降的变化，以在集电极对电源负极（公共端）间引出输出电压。C1、C2为输入、输出耦合电容，目的是在传送信号的同时，将本级放大器直流通路与外电路隔离，保持独立的直流工作状态。

1. 放大器直流工作状态

根据A类放大器的特点，必须使T的静态电流 I_C 处于 I_B—I_C 特性曲线的中点上。根据输入、输出特性曲线分析，晶体三极管共射极接法，在输入基-射极电压低于死区电压时 I_B 为零，输入电压大于死区电压后，I_B 开始上升。如果输入电压在死区附近变化，则基极电流的反相变化将被削波。为了避免输入特性的非线性，V_{BE} 应远离死区电压附近的曲线弯曲处，以使输入电路工作于线性区。

与输入电压成线性关系的 I_B 控制三极管T的 I_C，以在 R_C 上形成与输入电压相似的输出波形。为了以曲线形式表示放大器的上述输入、输出关系，通常将输入特性和输出特性用一条曲线予以集中表述。画出 I_B—I_C 转移特性曲线，可以直观地反映出晶体管放大器输入—输出的关系，典型曲线如图2-2所示。

当在三极管的基-射极之间加入 V_{BE} 时，只要 V_{BE} 大于发射极正向压降，遂在基极与发射极间产生正向电流 I_B，在一定范围内 I_B 与 V_{BE} 成正比关系，即 V_{BE}/I_B 之比为一常数，称之为晶体管的输入电阻 r_{be}。晶体三极管能保证不失真的放大，首要条件是 V_{BE} 和 I_B 的线性关系，即在工作范围内保持不变。I_B 产生以后，控制反向偏置的集电极电流 I_C。输入特性使 I_B 正比于 V_{BE}，两者成线性关系，但是，I_C 是否与 I_B 呈线性关系，还受晶体管输出特性的影响。如果晶体管电压配置不当，提前进入饱和区，则当 I_B 增大到一定程度 I_C 将不再上升。图2-2的曲线既可反映 I_B 和 I_C 的关系，也能反映出 I_C 是否与 I_B 成线性关系。因为 I_B—I_C 特性曲线综合反映了晶体管输入—输出

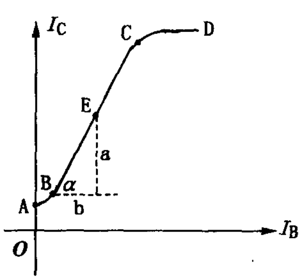


图2-2 NPN晶体管 I_B—I_C 特性曲线

特性和放大特性，由于半导体三极管有较大的离散性，所以各种（即使是同型号）晶体管的 I_B—I_C 特性曲线也有差别。

晶体三极管的 I_B—I_C 特性曲线可分成三部分，A、B 之间的区域由于有 C-E 极之间的穿透电流 I_{CEO} 的存在，从而使曲线控制关系呈非线性。I_{CEO} 是固体导电的晶体管所特有的反向漏电电流，这是不可避免的。由于 I_{CEO} 不受 I_B 的控制，所以曲线的 A 点，当 $I_B=0$ 时，I_{CEO} 并不为零，且随温度有较大的变动。为了避免 I_{CEO} 变动的影响，在放大器中总是避开 AB 的区域。

CD 区域则是由输出饱和特性产生的 I_B—I_C 关系的非线性区，在此区间 I_B 的增大已不能使 I_C 随之增大，而呈饱和状态。只有在 BC 区域，I_C 与 I_B 成近似正比的关系，故称之为线性区，也称为晶体管的放大区。所以，图 2-1 的工作状态以此线性区为根据设定静态工作点，使无信号时 I_C 为图中 B、C 之间的中点 E 在 y 轴上投影的 I_C 值作为静态工作点。通常以调整 R_{B1}、R_{B2} 来实现。一般设定、调整工作点不以偏置电压或 I_B 作标准，而是以 I_C 值为标准，因为最终的线性关系还是以 I_C 值表现在电路中。

2. 放大器的交流通路

上节中以 V_{BE} 作为晶体管的基-射极输入电压，只是模糊的概念式说明，当分析纯直流通路时，显然对图 2-1 来说，$V_{BE}=E_C\times[R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})]$，意为 E_C 经 R_{B1}、R_{B2} 分压后 R_{B1} 两端的电压值。所以，V_{BE} 施加入基-射极之间构成偏置电压，从而在电路中产生相应的 I_B。在实际放大电路中，I_B 产生相应的 I_C 设定静态工作点。当有输入信号 V_i 时，加在基-射极之间的不仅仅是 V_{BE}，而是 V_{BE} 和 V_i 瞬时值的和，将使总的 i_b 瞬时值在信号正半周增大，而在信号的负半周又减小，同时在输出电路中产生相位相同的 I_C 瞬时值，当输入信号 V_i 的一个周期内，使 i_C 在图 2-2 中的 B、C 点之间摆动。图中 I_C 的斜率直接与晶体管的电流放大系数 β 相关，图 2-2 中取特性曲线与 x 轴的夹角为 α，则 $\tan\alpha=a/b$。a 实际上是 E 点对应的 I_C 值减去 B 点对应 y 轴的 I_C 值 $I_{CE(B)}$，而 b 则为 B 点和 E 点在 x 轴上的投影，写成 $I_{B(E)}-I_{B(B)}$，所以，$\tan\alpha=(I_{C(E)}-I_{C(B)})/(I_{B(E)}-I_{B(B)})=\beta$。用 I_C、I_B 在曲线 B、E 点范围内的变量差值求出的 β 值是晶体管在 B、E 工作范围内 β 平均值。事实上，即使在曲线的线性区 B、C 之间也并非一条直线，总有一定的弯曲，结果形成各点的斜率（$\tan\alpha$、β）并不相同，弯曲的程度对具体的器件来说各不相同，而且线性区 BC 的范围也不同。

由 E 点选定的 A 类工作状态，为了得到正负向对称摆幅最大的输出电压，应该选择 R_C 使无信号输入时 T 的集电极电压为供电电压 E_C 的 1/2。静态工作点 I_C 为 $I_{C(E)}$（括号中的字母表示图 2-2 中特性曲线对应的点），电源电压为 E_C，则 $R_C=E_C/2I_{C(E)}$（I_C 取 mA 时，E_C 为 V，R_C 为 kΩ）。如此选择，R_C 则输入信号正半周峰值时，i_C 最大达到图 2-2 中的 C 点，使 T 集电极电压最低，输入信号负半周时，i_C 最小为 B 点，T 的集电极电压最高，达到对称的正负半周中有相等的变动范围，避免输出波形的正负不对称失真。如此选择 R_C 值，可以使 A 类放大器输出电压峰值达到 E_C 值的 90%左右（考虑 T 的饱和压降），也是 A 类放大器输出电压的极限值，超过此极限则非线性失真将剧增。实用中为了降低非线性失真，一般将输入信号幅度限制在输出电压摆幅为 E_C 的 1/3～1/2，此情况下 R_C 的选择还应照顾放大器的其他指标。

当工作点为 E 时，R_C 的压降为 $R_C\times I_{C(E)}$。R_C 的值选择较大时，晶体管的有效 V_{CE} 值将降低。V_{CE} 的降低使晶体管 i_C 的变动范围受到限制，因而输入信号 V_i 的幅度必须随之降低。虽然 i_C 变动范围受限，但由于 R_C 较大输出电压仍可达到 E_C 的 1/3～1/2。因而放大器的电

压增益可以提高，电流增益则下降，此时放大器的输出阻抗相应提高。为了放大微弱信号，常采用这种方式组成小信号高电压增益的前置放大器。但即使是小信号放大器，R_C 的取值仍有所限制。因为输出电压 V_O 用于驱动下一级放大器，而下一级放大器输入阻抗和本级输出阻抗是并联的，增大 R_C 使本级输出阻抗提高，只是使本级开路输出电压升高、单级增益提高。但是，当下一级采用的放大器和图 2-1 相同时，输入阻抗一般在几 kΩ 范围内，但本级闭环电压增益减小，所以单纯增大 R_C 值是无益的。因为 R_C 值增大，晶体管 V_{CE}减小，使 I_B—I_C 特性曲线的动态范围减小，晶体管工作在极小的区域，非线性明显增大。

选择较小的 R_C 值，则晶体管的电流增益提高，电压增益降低。电流增益的提高，使放大器的输出阻抗减小，具有较大的驱动能力。这种方式适合用于驱动级，以使放大器输出级在低输入阻抗时也可得到足够的驱动电压和电流。

R_C 值的绝对值界定应以所选用的晶体管来确定。如果以晶体管的特性曲线为依据做出动态负载线来选择放大器的适当工作状态，当然无可厚非，但确实太烦琐，而且准确度也值得推敲。事实上，晶体管特性离散性极大，准确的计算往往离实际相差甚远，计算之后还是以实际调试为准。为此，本节中将介绍电压放大器的元件数值选择经验。由于晶体管的特性曲线一般较少见，即使是同型号管的实际特性也难以相符。因此，可用晶体管的极限参数作为参考选定工作点和元件数值。

虽然世界上各大电子公司对晶体管的极限参数制定的基本原则不尽相同，但是几乎所有晶体管都给出了 BV_{CEO}、I_{Cmax}、P_{Cmax}三项基本极限值。除大功率开关管以外，接近极限状态的应用极少，尤其是小功率电压放大器中晶体管运用往往距任何一项极限值都相去甚远，即使是由图解法设计也有相当大的余量。既然如此，根据极限参数宽选窄用是完全可以的。

首先根据放大器的供电电压，选择 $BV_{CEO}>1.5$ 倍 E_C 的三极管（专指 RC 耦合放大器而言），然后以该管的 I_{CM}值 1/10～1/5 作为 A 类放大器 i_C 瞬时值的最高值（图 2-2 中的 C 点）。再将 i_C 值的 1/2 作为静态工作点 i_{C0}，调整偏置电路。然后以选择 R_C，使 $R_C \cdot i_{C0} = 1/2E_C$。若系小信号前级放大，$R_C$ 取值较大；若系驱动级，则 R_C 取值低于上述值。如此选择，可以使晶体管工作于线性区，同时也不会超出任何一项极限参数。现以 2SC1815 为例，估算图 2-1 中的元件数值。2SC1815 的 $BV_{CEO}=60V$，$I_{CM}=150mA$，$P_{CM}=0.4W$。将图 2-1 中的供电电压设定为 20V，当用于小信号前级电压放大器时，取 i_C 最大摆幅为 I_{CM}的 1/10，即为 15mA，则选择 8mA 作为 I_{C0}。为此，R_C 值应取 1.25kΩ。此状态下，晶体管静态功耗接近 0.08W，远小于限定的 0.4W。计算此状态下输出电压最大值，使其为 E_C 值的 0.8 倍，则摆幅可达 $8V_{P\text{-}P}$。为了使放大器不因输出特性而产生失真，必须选择晶体管的 β 值使输出电压不超过 $8V_{P\text{-}P}$。实际上，无论是 β 值还是晶体管输入输出阻抗都是极不确定的。为了使 β 值稳定，实用电路中常采用负反馈方式。在图 2-1 中，只要将 C_E 断开即构成了电流负反馈电路。负反馈放大器的最大特点是，当反馈量足够大时，放大电路的增益、输入、输出阻抗可以不受晶体管参数的影响，而是由电路元件的参数所决定。

以图 2-1 电路为例，在不用 C_E 的情况下，当 R_E 值达到 $1/5R_C$ 时，则放大器输入阻抗 $Z_{in}\approx R_{B1}$。而当 R_E 达到 $1/10R_C$ 时，放大器输出阻抗 $Z_{OUT}\approx R_C$。当 $R_{B1}\approx 10R_E$ 时，电路的电流增益 $K_I\approx R_{B1}/R_E$。如果 $R_{B1}<20R_E$ 时，电压增益 K_V 近似的可以用 R_C/R_E 表示。上述结果省去了复杂的推导和计算过程，只列出结果供实用中参考。实现此结果的必要条件是：$R_E=100\Omega\sim1\ k\Omega$ 之间，静态工作点调定于 T 集电极静态电压为 $E_C/2$，同时 $K_I<10$ 和 $K_V<20$ 的范围。当改变元件参数时可提高增益，但上述公式的误差增大，放大器稳定性将

变差。为了达到高稳定度效果，晶体管 T 的 β 值需远大于 K_V，否则负反馈量无法提高，也不会有高的稳定度。

RC 放大器耦合电容的值设定了该单级放大器的下限截止频率 C_1 和 R_{B1}。C_2 和下一级输入阻抗各自构成两个高通滤波器，-3dB 转折频率 f_O 为：

$$f_O=\frac{1}{2\pi RC}$$

当 R 为 kΩ，C 为 μF 时，f 为 kHz。在音频放大器中决定单级频响的因素基本上是由上式所决定，虽然晶体管参数随频率上升也有变化，但目前的硅管，在音频范围变化可以忽略。除 RC 耦合电路的影响外，R_E、C_E 也会使低频响应下降，一般是通过增大 C_E 的容量使低端转折频率下移，或者不用 C_E，以求 R_E 对高、低端频率形成反馈系数相同的负反馈。此情况下，R_E 只使增益下降，但不影响频响。放大器的单级频响是决定音响功放总频响的基本因素，但两者结果并非简单的正比关系，欲使多级放大器得到宽频响还涉及诸多问题，将在多级放大器一节中详细讨论。

（三）直接耦合前级电压放大器

近年来，音响放大器的频响越来越宽，有的产品频响指标甚至达到 0Hz～100kHz（±1dB）的程度。如此的高指标虽不乏有产品广告效应，但也有其有利之处。一般说来，人耳是听不到 16Hz 以下、20kHz 以上声波振动的，但是，既然放大器能达到 0Hz 的低端频率和 100kHz 的高端频率，则可知音频范围的频响似乎保持平直是无疑问的，而且也使相位特性更好，否则在宽频响情况下放大器是难以稳定工作的。因此，商品高级功放追求 0Hz 的宽频响几乎成为必需的性能指标。0Hz 的意义是直流，放大器允许放大直流信号似乎除采取直接耦合电路以外别无他法。在 OCL 放大器盛行的今天，放大器的全直耦也有利于输出中点电压的稳定。

两级放大器之间直接耦合，意味着除信号的传递外，两级直流通路也是互相连接的。前一级输出端和后一级输入端直接连接的结果是，前级输出端直流电位直接构成后一级的输入端偏置的直流电位。为了使后级取得正常的偏置电流，是直接耦合的关键。依取得偏置、稳定偏置的电路不同，直接耦合放大器可分成以下几种电路。

1. 两级放大器独立负反馈偏置方式

为了稳定直接耦合放大器的偏置电流，负反馈是唯一出路。试想，两级以上的放大器电压增益常在 100 以上，即使通过分压供电可以取得适当的偏置电流，偏置的稳定也将是困难的。直接耦合将前级输出构成下一级偏置的组成部分，前级偏置电流的微小变化将形成下级集电极电流近 100 倍的变动。加入负反馈后，一方面使偏置得到稳定，另一方面也改善了直耦放大器的性能。目前将全部直接耦合的 OCL 输出级功放称为 DC 功放，在此种电路中反馈电路在直流通路和交流通路中都起着至关重要的作用。

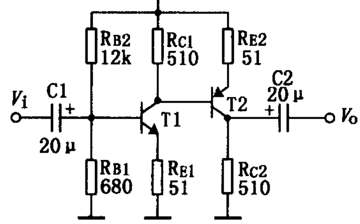


图 2-3　单级负反馈直耦放大器

图 2-3 为两级单独电流负反馈组成的直耦放大器。放大器的第一级与上节中电路相同，为典型的共射极电流负反馈放大器。由前节中介绍的应用公式可求出单级电压增益 K_V：$K_V\approx R_{C1}/R_{E1}\approx 10$ 倍，电流增益 $K_I\approx R_{B1}/R_{E1}\approx 13$。由于 R_{E1}（51Ω）的负反馈作用，电压增益、电流增

益几乎与晶体管 β 值无关，只要采用 $\beta>10$ 的三极管 T1，K_V 和 K_I 几乎不变。初看此结果似乎难以想像，实际由负反馈的原理不难理解：当采用 β 值较大的 T1 时，无负反馈的开环电流增益与 β 成正比增大，以致 I_C 较大，R_E 降压也较大，从而使负反馈量增大，最后稳定在 $K_I\approx13$ 的结果。若采用 β 值较小的 T1，负反馈量减小，最后仍达到同样的结果。因此，虽然电路增益被稳定于与 β 无关的状态，但是采用 β 值不同的 T1，K_V、K_I 偏置电流的稳定度是不同的。开环增益越高的电路，采用相同负反馈系数时负反馈量越大，放大器各项参数越稳定。相反，采用 β 值过小（接近闭环增益）的 T1 则稳定性较差。

该电路中 $R_{C1}=510\Omega$，$R_{E1}=51\Omega$，忽略 T1 内阻和 T2 输入阻抗的影响，可以认为，输出电压有 1/10 被作为负反馈电压反相位加到输入端，即负反馈系数为 0.1。从负反馈电路的基本知识可知，负反馈量 $F_B=1+AB$。其中 A 为放大器无负反馈时的开环增益，B 为负反馈系数。可见，欲得到较大的负反馈量 F_B，首先放大系统要有较高的开环增益。从此理论可知，虽然该电路中 T1、T2 的 β 值大于 10 即可稳定工作，但要得到足够的稳定度和放大器特性的改善程度，应尽量选择 β 值较大的三极管。

负反馈量决定了放大器各项指标的改善程度，当采用负反馈电路的负反馈量为 F_B 时，放大器各种性能改善程度都与 F_B 相关。因此，当采用 β 值较大的 T1 时，负反馈量增大，稳定性和各项性能改善程度增大，闭环增益同比减小。T1 采用较大的负反馈系数，是稳定本级 I_B 和 I_C 所必需的。在此条件下，T1 的集电极电压 $V_{C1}\approx0.5E_C\approx10V$，使 R_{C1} 两端压降也近似为 10V。该电压降经 R_{E2} 加到 T2 的 BE 结，构成 T2 的偏置电压。

第二级电路与第一级并无原则区别，只是得到偏置电压的方式不同。R_{C1} 的 10V 压降通过 R_{E2}，使硅 PNP 管 T2 得到导通偏置。偏置电流的大小由负反馈电路控制。虽然前级加到本级电位差为 10V，实际上是与本级发射极电阻压降反向串联构成 T2 的偏置。当 T2 的偏置电流 I_{B2} 增大时，I_C2 增大，R_{E2} 压降增大，I_{B2} 减小，从而使偏置电流稳定。T2 的电流负反馈系数与 T1 相同，故两级放大器的偏置稳定度、闭环增益都相同，只要调整 R_{B2} 设置 $V_{C1}\approx10V$，可使放大器保持相当高的稳定度。

该放大器的上述状态得益于两级负反馈系数为 0.1 的负反馈电路，因为 R_{E1}、R_{E2} 均未采用旁路电容，因此可以认为交流信号输入状态有近似相同的特性，从而使得总电压增益稳定于 100 倍，输出电压的幅度（即峰-峰值）可允许达到 E_C 的 80%左右。

两级单独负反馈放大器的主要优点是调整比较容易。以图 2-3 来说，只要调整 R_{B2} 设计 T1 的起始偏置使 V_{C1} 在 $1/2E_C$ 附近，即可确保两级放大器稳定地工作于 A 类状态。

2. 大环路负反馈直耦放大器

为了使两级直耦放大器有稳定的偏置电流，也可以由第二级的输出电路反馈到第一级的输入电路，电路接法原则是，两者电流变动的相位必须相反，以构成交流、直流电路的负反馈。如果在图 2-3 中采用由 T2 输出电路反馈到 T1 的输入电路，则应从 V_{E2} 引出反馈电压，经一只电阻限定负反馈系数后，反馈到 T1 的基极，即将图 2-3 中的 R_{B2} 上端从 E_C 供电端移至 T2 的发射极。对于偏置电路而言，当某种原因使 T1 集电极电流增大时，集电极电位下降，使 T2 的集电极电流上升，同时 R_{E2} 压降增大，通过 R_{B2}，使 T1 的偏置电流减小，T1 的 I_C 随之下降，以抵消 I_C 增大的趋势。当采用此方式时，由于 R_{E2} 只占 T2 全部负载电阻（$R_{E2}+R_{C2}$）的 1/10，再加上 R_{B1} 的分压，使负反馈系数<0.1，欲增大负反馈系数，可以采用如下方式。

图 2-4 为跨越两级放大电路的交、直流负反馈放大器。两级直耦放大器电压增益为两级

增益的乘积，极易得到较大的开环增益 A，即使负反馈系数 B 较小，也可使 $F_B=1+AB$ 的值>1，将使放大器的稳定性得到极大的改善。当 $1+AB\gg1$ 时，形成的深度负反馈则反馈后的闭环增益近似等于负反馈系数的倒数，以致达到放大器参数与晶体管参数无关的程度。此点一般用于特殊要求的放大器中。

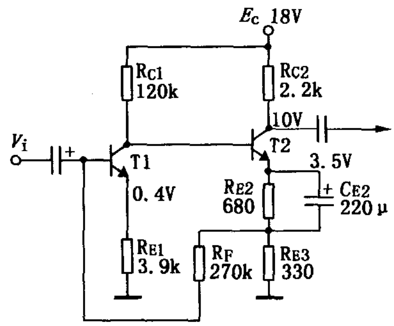


图 2-4 两级直耦环路负反馈放大器

图 2-4 采用两级负反馈的目的是，提高放大器输入阻抗，以便在高阻信号源输入时提高传输系数和保持高端频响。为达到此目的，第一级 T1 工作于小电流状态，同时加有本级电流负反馈，以提高输入阻抗。两级之间的负反馈由 T2 发射极电阻 R_{E3} 引出，经负反馈电阻 R_F 加到 T1 的基极。此负反馈网络的特点有：其一，两级放大器分别设有各自的电流负反馈，一则稳定偏置，二则提高输入阻抗。其二，横跨两级的负反馈为串联电压式，三种负反馈电路既稳定了工作点，也改善了放大器的性能。为了取得必要的闭环增益，T2 的发射极由 R_{E2}、R_{E3} 分压提取负反馈电压，R_{E3} 由 C_{E2} 并联，未参与交流负反馈，只是使 T2 得到必需的工作点。

直耦放大器被广泛用于音响功放中，由上述介绍可知，直耦放大、DC 放大离不开负反馈，没有足够负反馈系数的直流负反馈 DC 放大器，中点输出电压漂移将无法稳定。对 DC 放大器而言，直流通路构成一组 $F_B\gg1$ 的负反馈闭合回路，使输出级保持输出端直流电位近似为零。

（四）复合晶体管应用

复合晶体管是指，在一片晶片上制作的两只晶体管，又称为达林顿管。一般复合管都作成射极输出形式，其中第一只射随器驱动第二只射随器，实际上构成两级射随器的直接耦合。由于射随器的输入、输出关系是同相位的，虽然是两级射随器组成的直耦放大电路，但交流等效电路却和一级射随器（除参数不同以外）没什么区别。由于射随器本身为一负反馈系数为 100%的负反馈放大器，因而有较特殊的功能，在音响功放中除共发射极基本放大电路以外，射随器应用的普遍性位居第二。

1. 3 种晶体管电路组态

共射极放大器是最基本的晶体管放大电路，除此之外，还有共基极、共集电极放大电路。这三种放大电路组态和电子管的共阴极、共栅极、共阳极放大器相对应，有相类似的用途。为了在本书中引用方便，将晶体管放大器的 3 种组态及其特性摘记如下。

共射、共基、共集为晶体管的 3 种基本放大电路，这三种电路各有不同的特点，因而应用领域也不同。共发射极放大器是应用最广的一种电路，电压放大倍数和电流放大倍数较高，同时输入阻抗和输出阻抗比较适中。若只是为了取得较高的单级增益，而对输入阻抗、输出阻抗和频率响应没有特殊要求，均采用共发射极电路。譬如收音机、电视机以及通讯领域中，共射极电路的应用就相当普遍，音响功放中则更是以此为主。普通 10MHz 以下的视频放大器以及输出带宽不是很宽的情况下，也采用此类电路。另外，在视频或脉冲整形电路应用共射极放大电路时需注意，输入、输出信号相位是 180°反相的。

第二种常用的放大电路为共集电极电路，即通常所说的射随器。该放大器的特点是，从基极输入信号，从发射极输出信号，集电极为输入、输出信号的公共点。发射极输出的结

果，使输出信号电压与输入信号电压反相串联于基-射极之间，构成串联电压负反馈，反馈系数为100%。电压串联负反馈，使共集电极放大电路具有极高的输入阻抗和极低的输出阻抗，但是电压增益小于1或近似等于1。应用射随器往往不是为了得到电压增益，而是为了进行阻抗变换。射随器的高输入阻抗，可以减小对前级信号源的分流，本身虽无电压增益，但高输入阻抗使前级放大器等效负载阻抗增大，使前级放大器有效增益提高。射随器的低输出阻抗，意味着有极强的带载能力。当要求输出电压不因负载变化而引起显著变化时，宜采用射随器来作输出电路。

由于射随器的电流增益大，在音响放大器中常作为大功率输出级的驱动级。而高输入阻抗特性，则可与高内阻电声转换器件达到阻抗匹配，以将微弱信号加以放大，提高信噪比，同时保证了频响。

第三种基本放大电路为共基极电路，即将基极作为输入、输出信号的公共点。基极电流由偏置电路提供，基极一般接有大容量旁路电容器，使交流接地。输入信号加在发射极与基极（参考地）之间，由集电极输出信号。很明显，发射极为集电极电流的通路，在发射极电阻两端产生压降。因此，加在发射极的信号与发射极电阻上放大后的信号反相串联，形成并联电流负反馈。结果是输入、输出阻抗大幅度降低，电流放大倍数小于1或接近等于1，电压放大倍数则与共射极电路相同。由于并联电流负反馈的作用，共基极电路的输出阻抗约为共射极输出阻抗的（$1+\beta$）倍，实际上与集电极负载电阻近似相等。共基极电路的输入信号和输出信号相位是相同的，同时晶体管的最高工作频率为共射极电路的（$1+\beta$）倍，故常用于工作频率较高的、需输入输出同相位的放大器中。

由于人耳对声波的相位不是十分敏感，因而共基极放大器在一般的音响功放中应用极少。仅在特殊的电路中作为阻抗变换（如低内阻动圈电唱头的前置放大器）应用。晶体管3种基本放大电路的性能比较如表2-1所示。

表2-1　晶体管3种基本放大电路的性能比较

电路名称	共射极	共集极	共基极
电流增益	$\beta=10\sim10^2$	$(1+\beta)\ =10\sim10^2$	$\alpha<1$
电压增益	$\beta\cdot R_L/r_{be}=10\sim10^3$	$(1+\beta)\ R_E/r_{be}+\ (1+\beta)\ R_E<1$	同共射极
输入阻抗	$r_{be}=10^2\sim10^4$	$r_{be}+\ (1+\beta)\ R_E>10^2\ k\Omega$	$r_{be}/1+\beta=1\sim10^2\ \Omega$
输出阻抗	$r_{be}=10^2\sim10^3$	$r_{be}+R_E/1+\beta=1\sim10^2$	$(1+\beta)\ r_{be}=10^2\sim10^7$
V_i与V_o相位关系	反相	同相	同相
放大器频响	窄	宽	极宽

注：f_α为共基极接法最高截止频率。

2. 复合晶体管应用

在电子管的发展历程中，生产了大量的复合管，使电子器材中电子管的数目减少，不仅简化了设备结构，也有利于节能。

晶体管借鉴电子管的发展经历，多年来也生产了大量复合晶体管。但是，晶体管的复合与电子管是有区别的，复合晶体管在同一芯片上制作两个以上的三极管，这些三极管并非各自独立，而采取一定的耦合形式，实质上组成直接耦合电路。而复合电子管却可以各自单独应用于不同的功能电路。

复合晶体管又称为达林顿管。目前的达林顿管除为特殊用途设计以外，大多将两只参数相同的三极管接成两级射随器的直接耦合，前一只三极管射极输出直接驱动后一只三极管的基极，两级直耦的射随器仍为三电极引出，无论从外形结构还是使用中都可以视为一只高 β 的单独三极管。但不同的是，两级射随器无电压放大功能，电压增益 $K_V \leqslant 1$，而电流增益 K_I 则为两管电流增益的乘积。两级射随器实质上均为负反馈系数 $B=1$ 的负反馈放大器，每级的电流增益可认为等于三极管的 β 值，故总电流增益 $K_I \approx \beta_1 \cdot \beta_2$。同理，放大器输出阻抗近似为后一级发射极的负载电阻 R_L，第一级的输入阻抗则为 $\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_L$。由此可见，复合管以极简单的外电路可组成负反馈量极大的负反馈放大器。

图 2-5 为复合管典型的应用电路。实际上组成的是两级直接耦合的射随器。R_{B1}、R_{B2} 向第一级射随器提供偏置电流，由于负反馈系数为 1，使复合管输入阻抗极高，近似等于 R_{B1} 和 R_{B2} 的并联值，偏置电流也极小，故 R_{B1}、R_{B2} 可用较大阻值，以保持放大器的高输入阻抗特性。

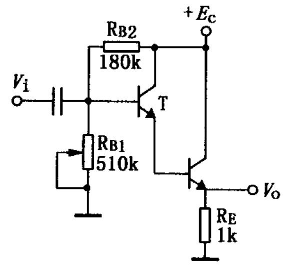


图 2-5　复合管组成射随器

图 2-5 中 R_E 为后级射极负载电阻。当 $R_E=1\text{k}\Omega$、T 的两只三极管 β 都为 15 时，该放大器的复合管输入阻抗 $r_{be}=15^2 \cdot 1000\Omega=225\text{k}\Omega$。实际上，由于 R_{B1}、R_{B2} 的并联值常低于此值，输出阻抗可认为等于 R_E。如果 V_i 输入 2.5V 的信号电压，则 R_E 两端有 2V 输出电压 V_O，即电压增益 $K_V=0.8$。输入功率近似为：

$$\frac{V_i^2}{r_{be}}=\frac{2.5^2\ (\text{V})}{225\ (\text{k}\Omega)}=0.028\ (\text{mW})$$

输出功率为：

$$\frac{V_O^2}{R_E}=\frac{2^2\ (\text{V})}{1000\ (\Omega)}\approx 4\ (\text{mW})$$

所以，该放大器功率增益为 140 倍。

上述电路为此类达林顿复合管的典型应用，只是偏置供给方式不同而已，是音响放大器中常用的放大电路，主要用于驱动输出级。由于电压增益小于 1，因此很少用于前级电压放大器中。

若欲用达林顿管组成电压增益较大的前级放大电路，可采用图 2-6 的电路形式。该电路为复合管组成的、有集电极负反馈的共射极放大器，实际上只在达林顿管集电极加入共用的集电极负载电阻 R_C，达林顿管的发射极则接共地端。该电路可看做两只三极管集电极的负反馈电路。就输入端的 V_i 来说，两三极管集电极输出相位是相反的，前面三极管的集电极与 V_i 反相位，后面三极管集电极与 V_i 同相位，两者直接相连构成负反馈，同样直流偏置的变动，也有同样负反馈稳定功能。当某种原因（如 $+E_C$ 升高，三极管本身温漂）使偏置升高时，复合管 I_C 增大，集电极电压降低，偏置电流随之减小。此负反馈作用使两管集电极电位比第一只三极管基极高约 0.5V，且自动调整保持此电位差。明显看出，两管集电极电位相同，此电压近似为两管基-射极的正向饱和压降，当两者均为硅管时约为 0.7V×2。采用此放大器，电流增益 K_I 近似等于与 R_B、R_C 的比值。由于集电极有效电压 V_{CE} 只有 1.5V，使输出电压的摆幅受到限制，加上电流增

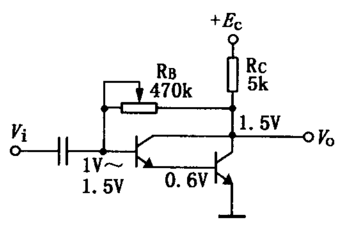


图 2-6　复合管组成共射极放大器

益较大，输入电压 V_i 的摆幅也需成比例的减小，但却极易得到 100 以上的电压增益，是作为小信号前级电压放大器的较好方案。电路的输入阻抗近似为 R_B/K_I 之比值。由于 $K_I=R_C/R_B$，代入上式，故输入阻抗 $r_{be}\approx R_C$。电路的输入输出阻抗都近似等于 R_C，结果使 K_V 与 K_I 也相近。

原则上说晶体管的复合并不拘于两只三极管，两只以上的三极管复合也未尝不可。但是，多只复合将使电流增益增大，无论用于何种功能电路，负反馈电路都是必需的。否则，温度漂移引起的不稳定现象将无法克服。

图 2-6 的共射极放大器，属原理可行的高电流增益放大器，但实用上受到输出电压摆幅的限制，必须使 V_i 在 μV 的范围内。为了使该电路有可用的动态范围，可在输入电路串联接入 R_i，使输入阻抗 r_{be}主要取决于 R_i，即 $r_{be}\approx R_i$。当 V_i 输入使 T1 基极电流变动范围减小，但输入阻抗的增大使电压增益也相应减小。当采用 $R_i=10\text{k}\Omega$ 时，K_V 由 1000 降低为 50。为了补偿增益损失，可在输出端另加入一级共射极放大器 T2，如图 2-7 所示。

目前，市场上有大量的成品达林顿三极管销售，但由上例分析中看出，无论是用分立器件采用复合管接法，还是采用成品复合管，最稳妥的应用方式还是采用图 2-5 的射随器电路。如需提高电压增益，采用图 2-6 的共射极接法，则必须保持有足够的负反馈量。否则，偏置稳定、动态范围的保持将是必须慎重考虑的问题。在音响功放中，小信号输入前级放大，特殊信号源频率校正电路以及输出级驱动电路准互补输出电压驱动级，都经常采用三极管的达林顿连接或成品达林顿三极管。

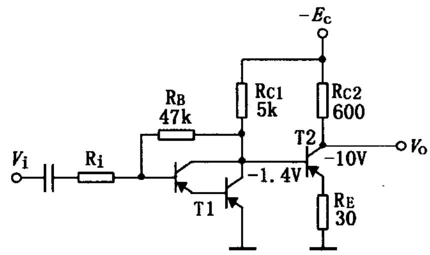


图 2-7 复合管共集-共射和单独共射直耦放大器组合

（五）多级电压放大器

音响放大器为了输出设定的有效功率，通常一级电压放大是难以应对的，即使采用无负反馈的共射极单级放大器，电压增益也显不够。晶体管功放输出级输入阻抗都比较低，要在低输入阻抗时得到足够的驱动电流满足驱动功率的要求，足够的电压增益是前级放大器的基本要求。为了得到足够的电压增益，几乎所有的音响功放都由多级电压放大组成级间串联。虽然每一级都由基本放大电路组成，但是，多级放大器的性能却与单级放大器存在诸多不同的要求。比如，前后级之间的关系、放大器总的特性以及多级放大器的供电方式、级间耦合方式等。

1. 多级放大器级间耦合

理论上的说教提到晶体管放大器的耦合电路，不外乎有变压器耦合、RC 耦合以及直接耦合 3 种，至于电子管放大器中常用的电感耦合电路在晶体管放大器中极少采用，应用最广泛的 RC 耦合也被 DC 放大器所排除，变压器耦合一般也极少应用，但在特殊情况下仍有独特的用途。所谓特殊用途，是指音响放大器中的输入阻抗转换或平衡/不平衡输入转换中不得不采用变压器，但是，除专业音响外也应用极少。

OCL、OTL 放大电路中首先取消的是输出变压器，PNP 型管和 NPN 型管互补推挽电路的推广，输入变压器也不再是必须的。现代电子电路的发展不只是音频放大器，在开关电源和其他功能电路中，都逐渐以半导体电路取代电感线圈和变压器，目的一则减少有色金属

的消耗，二则是简化生产工艺，将绕制线圈的麻烦彻底排除。所以，现代的音响功放中，除电源部分外几乎无变压器的踪迹。为此，对于变压器耦合电路，本书中不再旧话重提。

多级放大器中采用的耦合电路仍以RC耦合为主，DC放大器则以直接耦合为主。将图2-1的共射极放大器用RC耦合方式组成多级放大，基本电路变化不大，但增益频响等参数有区别。由于级数的增多，供电电路中各级晶体管的参数选择也不尽相同。所以，多级RC耦合放大器并非是基本电路的简单串接。

2. 多级RC放大器参数

对电压放大器而言，串接放大器的目的是提高放大器总的增益。从理论上说，总的电压放大倍数为各级放大倍数的乘积，不过在计算每一级放大倍数时，则必须考虑前后级之间的相互影响。当两级放大器串接时，下一级的输入阻抗通过耦合电路和本级负载电阻（决定单级输出阻抗的主要元件）相并联，因而使本级电压增益降低，降低的程度与下级放大器的电路组态、放大晶体管的参数及工作状态有关。如果下一级采用射级放大器，电路本身输入阻抗极高，对前级分流作用可以忽略不计，可以认为下级输入阻抗等于偏置电路中R_{B1}、R_{B2}的并联值。当下一级采用共射极放大，而无负反馈电路时，输入阻抗通常只有几百至几千欧姆。通常的估算原则是，无负反馈时，下级为小电流小功率管电压放大级，可按1～2kΩ计算。当采用并联式负反馈电路或者下一级为大电流驱动级时，则按200Ω～1kΩ计算。若下一级为OTL、OCL互补输出级，则本级构成驱动级，由于互补输出级的输入阻抗极少超过500Ω，则必须考虑驱动级增益，计算时负载阻抗的总值在200～400Ω之间。

多级RC耦合放大器的频响曲线是由各组成单级放大器频响曲线叠加而成，叠加原理和RC低通滤波器相同。在某一特定的频率点上，单级RC耦合的衰减量为1dB时，则两级同样频响的串接放大器将有3组耦合电路（第一级输入、第二级输出和两级之间），必然在该频率点上产生3dB的衰减。此结论意味着当截止频率相同的单级放大器组合时，总频响曲线在截止频率点上的衰减特性将会随级数增多，下降斜率更陡，结果是引起总频响曲线的±3dB频率范围更窄。此外，下降频率斜率过陡还会使相位特性的相位移更大，造成放大器不稳定的隐患。

有些发烧友在音响放大器装调和摩机中，某些作法是违背了扩展频响的原意。例如，有的发烧友为了获得更加“爆棚”的低音效果，为了将低端截止频率下移，则将各级耦合电路全部换成统一的大容量电解电容器，致使各耦合电路的低端截止频率趋于极为相近的频率，结果使总频响曲线变成低端下降极陡的斜线，导致频响曲线的起伏更大，3dB频带宽度反而变窄。

实际上为了避免此结果，名牌音响的设计中都将各级耦合电路的低端下降频率相互错开，以参差组合方式构成总的频响曲线。例如，当放大器中存在3级以上RC耦合电路时，第一级低端－3dB频率设在1Hz，第二级设在0.2Hz，第三级设在5～10Hz，则可形成从5～10Hz以－3dB下降的频率响应，下降斜率以低于3dB的速率向1Hz附近延伸，同时也使低频段的相移较小，特别是在大环路负反馈的放大器中即使采用较大的负反馈量也可确保工作稳定。

上述结果由数字计算可以证明，由同样高端截止频率组成的两级放大器，总的频响曲线上限频率是单级上限频率的0.64倍，意味着两级上限频率为20kHz的放大器串接，高频－3dB频响降低为12.8kHz。而同样低端截止频率的两级放大器串接时，低频截止频率将升高为1.55倍，本来低端频响为10Hz的两级放大器总频响将升高到15.5Hz。当放大器的级

数达到 3 级时，高端截止频率只为单级的 0.5 倍，低端截止频率则升高为单级的 2 倍。可见，多级放大器组合时，选择各级参数的截止频率是极为重要的。

多级放大器放大单元高、低端截止频率的重合，不仅使总频率特性变窄，更严重的是极易在某频率点由于增益曲线过陡而形成过大的相位移，造成放大器存在自激振荡的隐患，严重时由于供电电路的信号耦合形成自激或临界自激，这种自激在无信号输入时不会产生，一旦有信号输入侧在某一频率点上构成正反馈信号的触发而形成临界自激，使信号在该频率附近产生严重的失真。

3. 多级放大器晶体管选择

晶体管的放大作用是基于电流控制作用形成的，小信号的低电压在前级晶体管输入端形成极小的基极电流变化，被放大后的集电极电流在负载电阻 R_C 上形成放大后的高电压信号。该信号在第二级输入端产生比第一级大得多的基极电流变化，直到输出端有更高的信号电压。依此类推，直到输出级前的驱动级中产生足够高的信号电压，以便在输出级的低阻抗输入电路中有足够的驱动电流。由此可见，多级电压放大器各级基极输入电流总是由前级到后级逐级增大的。为了使每级放大器中的晶体管工作在输入特性和输出特性的线性区，显然由前级到后级晶体管的动态范围和工作点偏置电流也应依此顺序增大。当然，在输入信号电平极低的条件下，前两级选择是不成问题的，因为目前的小功率晶体管集电极功耗也多在 300mW 以上。集电极最大电流多在 20mA 以上，输入信号在毫伏级的条件下，经两级放大也不过几伏的峰-峰值，不会超出小功率三极管的线性区。然而，越靠近输出级的三极管允许电流变动线性范围则越大，此点是不容忽视的。所以，在晶体管放大器中，各级晶体管参数选择不只是从提高电压增益的角度选择足够的 β 值，P_{CM}、I_{CM} 也必须依级数增大。β 值高的小功率管 I_{CM} 有限，I_C 的线性区就更有限了。高电压增益是靠小电流在大 R_C 上的压降得到的，如果用此类小功率管驱动输出级，则输出级大功率三极管需要较大驱动电流，输入阻抗极低，与前级并联后，结果使依靠高阻值 R_C 得到的高增益、高电压均无法得到。当无晶体管详细参数时，可利用 P_{CM}、I_{CM} 作为选择的参考数据。虽然各国规定 I_{CM}、P_{CM} 与 I_C 线性区之间的原则不同，无一定的数字比例关系（同样 I_{CM} 的三极管，P_{CM} 有几倍的差别），但 I_{CM} 大的三极管，达到饱和点电流也比较大，相应的基极电流线性范围也较大。

晶体管是固体导电放大器件，因而具有固体导电特有的噪声。为了提高放大器的信噪比，越是前级放大器和输入信号电压越低的放大器，应严格选用低噪声晶体管，同时选择尽可能低的静态工作点电流，使前级噪声最小，即使经多级放大后，也可将信噪比限制在要求范围内。

晶体管电压放大器的动态范围受到工作电压的制约，无论采用何种参数的晶体管，最后一级共射极电压放大器的静态集电极有效电压 V_{CE} 均应处于近似 $1/2E_C$ 值，从输出特性来说最大可以输出的信号幅度稍小于 E_C 值。例如，一组多级电压放大器总增益为 1000，采用 20V 供电电压，静态 V_{CE} 为 10V，除去晶体管饱和压降，只可能输出约 $18V_{P-P}$ 的信号峰值电压。以此输出特性为限，那么该放大器的输入信号电压将不能超过 18mV，否则会产生削波失真。

对音频放大器来说，除部分锗 PNP 型管以外，大部分硅管（无论高频管还是低频管）的频率特性几乎均可满足需要。所以在音频放大器中，2SC、2SD 系列三极管几乎是通用的。日本的 2SA、2SB 系列三极管中则须注意具体型号是属什么材料，如系锗管则应查特征频率是否在 100kHz 以上。

二、前级放大器信号选择及校正电路

一台完善的音响功放，无论是分体式还是合并式，前级放大器不仅要有小信号放大功能，还必须适应各种信号源的输入。因此，前级放大系统输入端必须设置输入信号选择功能。

目前，输入信号源除最常用的 CD/DVD 光盘以外，调谐器、磁带录音机、TV 伴音输入信号也是常见的。此外，对一些高级发烧友而言，还备有 LP 胶片唱机、高传真话筒等输入插口。五花八门的输入信号，输出阻抗、输出电平、固有的频率特性都不同，前级放大器在将所有信号进行放大的同时，还必须对参数进行一致化处理，然后再输出到放大器的后级部分。一般后级放大器不再对信号作任何调整，最多只设有一路输入电平调整作为后级音量控制。因此，前级放大系统在进行一致化处理时，除尽量减小各种失真外，在信号传输中应避免引起失真、噪声增大或频率特性的异常改变。

近年来，音响功放的后级部分性能，在业界已逐步实现统一的标准。首先是后级功放的统一输入阻抗，因为输入阻抗的无序化给独立标准前级放大器的生产带来困难。目前，高档功放后级输入阻抗为 47kΩ/47pF，低档产品或普通家用单一播放功能的功放则常为 100kΩ/47pF。从充分发挥信号源宽频响的特点出发，后级的高输入阻抗是不利的，以致低档功放使用中不得不要求信号输入线长度不能超过 1m，而低输入阻抗的后级部分受此限制较小。后级输入阻抗确定以后，对前级放大器来说则以低阻抗输出最有利。名牌 CD/DVD 机内 R、L 声道输出电路，无一例外地采用集成化电压射随器，此点可作为前级电路设计的借鉴。

在某些专用音响放大器或特殊用途的放大器前级系统，还需设有音量等响度控制器，以平衡音量变化时高、低音的响度。同时还需设有音量压缩与扩展电路，以平衡动态范围较大的信号源峰值，从而达到信号高峰不产生过荷失真、信号低谷时不使信噪比变差。此外，专用的录放音放大器则需插入调音台、均衡器以及多声道合成切换系统。对音响发烧友来说，为了在有限的听音环境中得到理想的效果，有时还在前级系统加入 BBD 延时混响器、各种立体环境效果控制电路等。即使最简单的 CD/DVD 听音音响，前级也需设有足够提升量的音调控制设备。如果有时不免收听 FM 广播甚至 AM 广播时，还必须在前级放大器中加入可控的频带压缩电路。否则，频响上限达 20kHz 以上的功放，在高频端将产生极大的噪音，而此时音调控制器将显得难以顾及。

（一）信号源选择电路

最早的功放选择信号源的方式，是通过插拔信号线进行的，随着信号源的增多，改用手动多位开关来选择。时至今日，部分音响放大器中仍采用双刀多位开关的信号选择方式，尤其是廉价的普及型音响功放，几乎都采用这种方式。20 世纪 80 年代后，出现了继电器控制的轻触式信号选择电路。其实，这种电路就是手动开关转换的翻版，只是用继电器接点代替开关触点罢了。而继电器吸合的控制电路，若处理不当还会使前级噪声增大。而且，小功率继电器本身触点压力极小，除易引起接触不良的噪声而外，触点的接触电阻也会使低电平输入信号传输特性变劣。接触电阻并不等同于一定值的串联电阻，而具有一定非线性与随机性，其阻值和导电性质随信号的幅度、频率的变化而有区别，使输入信号产生一系列附加失真。其实，继电器控制的信号选择电路除操作方便之外，性能并不比多位开关更好，所以目前应用也较少。

由于开关的切换有较大的触点压力，为了操作方便，目前大多采用按键开关代替旋转式开关。图 2-8 为一名牌音响放大器的信号选择电路。该转换电路为双声道，图中只画出 L 声道，R 声道与此相同（原图输入信号种类不止图示 3 种，因电路区别不大，故只画出国内常用的 3 种输入信号）。该信号选择电路还增设了最简单的电平平衡电路。第一路输入为电磁式唱头信号，输出信号电平为 4～10mV_{P-P}。为了使信号电平与其他输入相近，在此输入信号转换之前，经前置放大器 15dB 的放大，然后进入切换开关 S1。低电平信号选择产生失真的源头是切换开关的接触点，由于接触点的氧化，使得导电性能呈非线性，当信号电压低至毫伏级时，氧化膜难以击穿，呈现较大的动态阻抗，而大幅度信号的传送则受影响较小，从而产生额外的幅度失真，将放大器置于开关之前可得到改善。这种专门用于某一种信号源的低电平放大器，一般不设增益控制电路，一直处于最高增益，因此应特别注意选用低噪声器件，工作于较小的静态电流。除电磁式唱头以外，其他输入信号电平均在 400mV_{P-P}～1V_{P-P} 范围内。为了向功放前级提供统一的 150～200mV 的信号峰值，该电路中采用电阻衰减的方式。R1、R2 为可调电位器，与 R3 构成电阻分压衰减器。分压电阻采用较高阻值，以避免前级放大器阻抗降低影响信号传输效率。

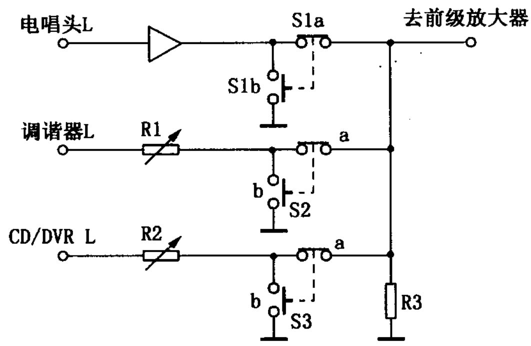


图 2-8　输入信号选择电路示意图

该信号选择电路采用三组两刀互锁按键开关，无论任何一组开关按下时，开关 a 接通信号的同时，开关 b 断开。当开关 a 断开时，开关 b 则接通，将未被选择的信号输入端短路，以避免产生干扰。早期生产的马兰士、JBL 等名牌音响，输入信号选择器虽然采用的转换开关形式有所不同，转换原理均与此相同。当采用旋转式开关时，其中一组开关专用于对未工作的信号输入端予以短路，以避免引入干扰噪声。

近年来，采用集成化模拟开关作为输入选择电路的日益增多。多路模拟开关的优点首先是无动作触点，电子开关在音响 CPU 控制中心、控制电平的驱动下进行转换，而且有些模拟开关的转换输出端内部集成了电压射随器作为缓冲放大器，直接输出低阻抗信号。其次，模拟开关的参数稳定，频率特性延伸至视频，无触点疲劳、氧化等现象。不要以为模拟开关导通电阻远大于机械开关接触电阻而怀疑转换低电平信号的功能。模拟开关的导通电阻是一固定值，当输出端接有电压射随器时，有极高的输入阻抗，使导通电阻的损失得以忽略。集成化模拟开关的应用必须与控制系统 CPU 联用。目前较考究的功放大多采用 CPU 控制，因而输入转换也实现轻触化、遥控化。

输入信号的切换功能，如果没有输出电平平衡电路、频率校正电路是不完善的。众多种类输入信号源具有不同的输出阻抗、特有的频率特性，高档功放中往往将同类不同特性的接口输入分别设置，如只是 LP 唱头输入即可分为两组以上，对压电唱头、电磁唱头分设插口内部接有不同频率特性、不同增益的校正放大器，各种不同的话筒输入，平衡/不平衡输入等均设有单独的输入口，以配置性能不同的校正放大器。经解剖国内市场部分普及型音响放大器，所谓输入切换电路形同虚设，虽然切换开关多在 5 挡以上，面板上分别标有 CD/DVD、TYPE、AUX、PHONO、TUNER 等 5 种选择，实际上除第一挡为 CD，第二挡为

调谐器 TUNER 以外，其余各挡均与 CD 输入端相连接，转换开关只是面板上一种装饰而已。

（二）各种输入信号的校正电路

图 2-8 的输入信号转换电路属最简单的电路，除了不得已在电磁唱头输入端加入 15dB 的放大器以外，其他输入信号都经衰减后直通。实际上各种输入信号源的频率特性、输出电平、输出阻抗差别极大，为满足前级放大器的要求，在不同信号源输入到切换开关之前，都应设有阻抗变换、电平匹配和频率特性校正网络。对于有特殊频率特性的 SP/LP 唱头输入来说，不校正录放音特性是不可能高质量还原的，即使普及型放大器也不例外。以下分别予以介绍。

1. 调谐器信号输入的校正

即使最简单的功放，除 CD/DVD 音频输入以外，大都设有调谐器（TUNER）输入功能。如果不加任何校正，收音头信号和 CD 都直接转换后进入前级放大器输入端，接收 AM 电台广播，信噪比会达到不能容忍的程度。AM 广播音频调制频率仅为 60～8000Hz，实际检波后音频带宽常为 100～6500Hz，宽频响的功放将频带外噪声放大，使信噪比大为降低。不要以为用音调控制器可以将 6.5kHz 以上的频带压低，即使可通过高音衰减降低部分高频噪音，但同时必然使 6.5kHz 高音成分被严重衰减，进一步降低了 AM 广播的可听度。调幅广播的特点是，载波频率为中波 0.5～1.5MHz，短波为 2～30MHz。在此频率范围内，“天电”放电干扰、工业电网冲击性干扰都比较严重，而且调幅的特性也使得噪声无法通过简单的限幅方式切除。

为了解决调幅接收的这两大缺陷，在较高级的音响功放中，首先设置带外切除的滤波器，利用有源带通滤波器将 60Hz～8000kHz 以外的噪声滤除，应用电路如图 2-9 所示。图中的“A”为音响用运算放大器（当然也可以用分立元器件组成），放大器同相输入端由 1kΩ 电阻设定最低输入阻抗，与 8.2kΩ 负反馈电阻之比设定运放 A 的闭环增益稍小于 10，在此条件下，通过控制不同频率段的负反馈压缩带外频率的增益。为了将通频带限制在 AM 广播调制频率以内，设有高通和低通两路负反馈控制电路。开关 S1 及外接元件构成上限频率负反馈控制电路，当 S1 位于最上端时，2000pF 电容与 33Ω 电阻使高音频负反馈量增大，运算放大器的电压增益降低。当此反馈回路 2000pF 与 33Ω 阻抗接近 1kΩ 时，运算放大器的电压增益降低为 1，按图示元件数值计算，此频率约为 5kHz。因此，对 5kHz 以上的高音频较中音部分衰减近 8 倍。当 S1 位于中间位时，电容器减小为 1000pF，衰减频率约为 8.5kHz。S1 的最后一位无频率负反馈网络接入，运算放大器有平直的频响特性和约 8 倍的电压增益。其中频率补偿电容为 82pF，使运放通带上限在 100kHz 以下，以使之稳定工作。

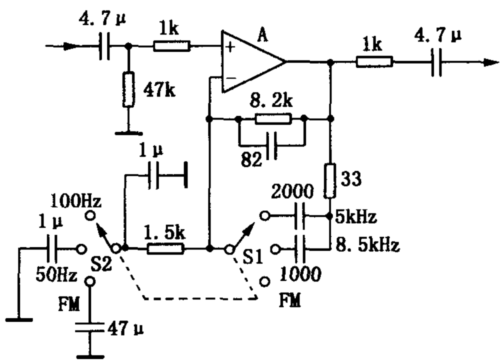


图 2-9 调谐器输入的带通滤波器

低端截止频率的切除与高端频率同步进行，以使通频带满足频宽等式的规律。低端频率切除不仅适应 AM 广播的下限音频频率，还可改善电源纹波引起的噪声。S2 控制低频截止

点，在结构上 S2 与 S1 同轴，1.5kΩ 电阻和 S2 外接电容构成运放 A 反相输入端的分流支路。当 S2 位于上端时，加到运放 A 反相输入端的负反馈信号由 1.5kΩ 电阻和 1μF 电容串联。根据该 RC 电路时间常数计算，转折频率约为 100Hz，即该串联电路使同反馈电压在 100Hz 以下的低音频以 6dB/OCT 的斜率增大，导致 100Hz 以下频率以同比的衰减。

当 S2 位于中间位时，电容值减小为两只 1μF 并联，转折频率近似为 50Hz。S2 的最下位接入 47μF 电容，转换频率降低到 1Hz 附近，使该电路在音频范围 20Hz 以上达到平真的特性。S1、S2 同步控制实现的通频带为 3 种带宽：第一种为 100Hz～5kHz 的窄带，用于 AM 广播中语言播放时，可通过窄带提高信噪比，同时当接收信号较弱的 AM 广播时，有利于改善语言广播的可听度。第二种为50Hz～8.5kHz 限定的 AM 广播的标准音频带宽，当接听本地强信号 AM 广播时，可切除带外噪音，同时保持 AM 节目的音质。第三种是当 S1、S2 处于第三位时，具有几 Hz 至近百 kHz 平直的频响，对音响放大器设定频响不产生任何影响，适合用 TUNER 输入状态收听 FM 立体声音乐节目。一般调频广播调制是音频上限可达 14～18kHz，如果放大器高端频响在 20kHz 以上，仍有引入带外高频噪音的可能。为压低 FM 信号较弱时的特有噪音，可在 S1 的 FM 挡接入 180pF 电容器，将上限频响限制在 18kHz 左右，既不影响 FM 广播的音质和频响，又可提高信噪比。

由于该有源滤波器采用负反馈原理抑制频带外增益，因而对通带内中音段有 8～10 倍的电压增益。为了使输出电平适合前级放大器的输入电平，可在输出端加入电阻衰减器，正常情况下使输出信号峰值为 0.2V_{P-P}。

2. 拾音头输入信号的校正放大器

拾音头俗称电唱头，音响放大器的 PHONO 输入端，即专用于拾音头信号输入。常见的拾音头可分成两大类：一类为电磁式，利用电磁感应原理拾取唱片槽位移所刻录的信号。国内的电磁式拾音头中大多采用动铁式，特点是输出电平较高，但频率特性和非线性失真均不理想。另一类是动圈式拾音头，利用线圈随唱针的振动切割磁力线产生信号电压，为了适应高音频响的要求，必须限制动圈的重量，因而圈数较少，产生信号电压在 5mV 以下。动圈式唱头有极好的频响，以至 20 世纪 50 年代后的高档 LP 立体声电唱机中都采用，直到立体声 LP 唱片兴起后，动圈式拾音头改成立体声拾音头，使唱头上有 L、R 两路信号输出。为了降低拾音头的重量，不得不进一步减少动圈的圈数。因此，高级动圈拾音头输出电平低于 1mV，却保持了可充分适应 LP 唱片的频响范围。

压电拾音头最早是采用人工培养的酒石酸钾钠（罗希尔盐）作为压电转换元件，受振动压力或扭力后输出正比于受力的电压。罗希尔盐常温下是结晶体，极脆，受碰或摔立即碎裂，而且在温度 55℃以上或常温 20℃±5℃下高湿度均会分解成白色粉末而失效。因此，20 世纪 60 年代后，多以锆酸铅类压电陶瓷代替，但输出电平低于罗希尔盐。压电拾音头的特点是输出电平高达 500mV 以上，在普及型放大系统中应用时，几乎可以和调谐器同时应用，即使是标准收音机只要设拾音器插口，不另设前置放大器也可以进行唱片重放，但频响却只能与 AM 收音为伍。虽然目前 LP 唱片已不再生产，但胶木唱片的风行年代久远，很多历史性资料都以 SP/LP 胶木唱片的形式得以保存，因而国外音响爱好者中 SP/LP 唱片的收藏成为时尚。所以，一台音响放大器没有拾音头输入口及其相关校正电路是不完善的。

拾音头输入信号的校正，其中之一是拾音头输出电平的校正。各种不同型号的拾音头，输出电平从最低不足 1mV 的高级动圈式立体声拾音头，到输出最高 500mV 的简易动铁式拾音头，性能参数各不相同。如果考虑使用压电拾音头，则输入电平可近似为 1V。不过，

现在的 LP 唱机已非普及用品，产品大多针对特殊爱好人群，一般不会采用廉价的动铁式、压电式拾音头。仅对动圈式拾音头而言，产品档次不同，输出电平也从不足 1mV 到 100mV 左右，电平校正的目的是将此信号放大到前级放大器所要求的输入灵敏度。第二是对频率特性的校正，唱片录音虽各国有不同的标准，但总的来说特性相近，除采用低音降幅录音外，还有对中音段保持线性刻录。低音降幅录音的目的是，从几百赫兹开始以 6dB/OCT 的斜率降低录音信号幅度，避免低音振幅使唱片录音“串槽”，同时也降低电唱机对振动噪声的灵敏度。对中音段保持线性刻录的目的是，在高音信号的刻录中采用预加重的类似原理，按 6dB/OCT 的斜率提升，以相对降低胶木唱片的摩擦声。因此，唱片还音时，拾音头输出信号必须作与录音相反的频率特性补偿。

依上述录音特性可见，在中音范围的两侧存在两个转换频率，中音到低音的转折频率 f_L 和中音到高音的转换频率 f_H。对国产 LP 唱片来说，f_L 为 500Hz，f_H 为 1kHz。其他各国唱片中应用较多的是 RIAA 标准，$f_L=960\text{Hz}$，$f_H=2.2\text{kHz}$。国产 LP 的低音衰减量和高音提升量均为 20dB，RIAA 标准的衰减量和提升量为 13.75dB。各国采用的唱片录音标准不同，在拾音头输入中必须予以校正，否则将无法正常还音。

以国产 LP 为例，如不加频率校正，还音 500Hz 以下的低音，最大衰减量达－20dB，听到的将是以中音为主和过分突出的高音和唱片的摩擦声。对唱片录音的上述特性是音调控制电路无能为力的，任何音调控制器的高低音提升量/衰减量不会超过±20dB，一般只有±12～15dB。如果将音调控制器置于低音提升、高音衰减的极限位置，唱片还音曲线仍得不到充分校正，而此时音调控制器也不可能用于任何调整。所以，音响放大器的拾音器输入端都设置校正放大器，一则将输入信号放大，二则进行与录音特性相反的频率校正。高级音响拾音器输入口往往不止一个，分别以 PHONO1、PHONO2 区别，以便用于 1mV 以下的低电平拾音器输入和 100mV 左右的高电平拾音器输入。此外，为了适应不同的录音频率特性，在放大器中采用频率负反馈方式形成两种以上的拾音频率特性。

图 2-10 为用于电磁式拾音头输入的前置放大器电路。该电路采用欧洲的 BC149 和 BC148 组成两级直接耦合放大电路，C1、C2、C3 和 R 组成跨越两级之间的频率负反馈电路，以补偿各种不同的唱片录音特性。元件数值不同，可适应 5 种不同录音特性的校正，这些元件数值如表 2-2 所示。

表 2-2 图 2-10 中不同元件数值的录音特性

元件编号	录音校正特性				
	1	2	3	4	5
R(kΩ)	56	56	56	47	47
C_1 (pF)	12000	5600	6800	6800	6800
C_2 (pF)	—	—	3900	1500	2200
C_3 (μF)	25	25	1.5	3.3	4.7

图 2-10 的电路特点是具有较高的输入阻抗，可适应有不同感抗的电磁式拾音头而不致影响高音还音特性。

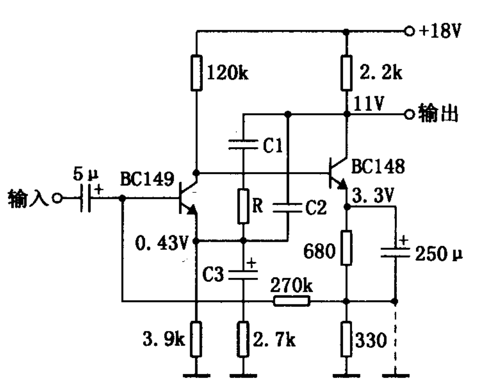


图 2-10 电磁式拾音头的前置放大器电路

表 2-2 中的“1”校正特性适用于欧洲的早期唱片录音系统，放音特性为只有一个转折频率 250Hz 的低音提升曲线，最大提升量为+20dB，放音频率特性如图 2-11（a）所示。

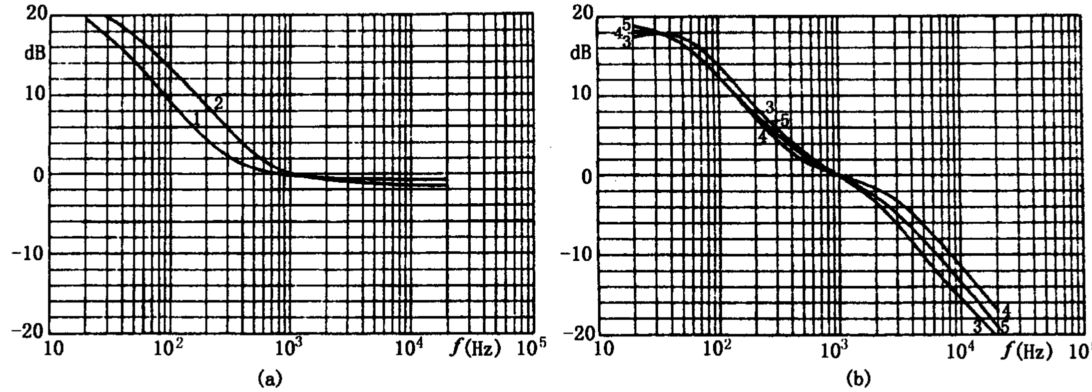


图 2-11 唱片放音频率特性

表中“2”用于 20 世纪 40 年代美国唱片录音特性和 50 年代后欧洲采用的录音特性，转换频率为 500Hz，提升量＞20dB。图 2-10 的电路中采用上述两种放音特性时，必须将 250μF（220μF）电容改为负极接地，如图中虚线所示。

表中“3”为 20 世纪 60 年代美国所采用的 NARTB 录音特性的还音特性元件数值，放音频率特性如图 2-11（b）曲线 3 所示。

表中“4”为 20 世纪 50 年代德国唱片的放音特性，低频提升的转折频率 f_L 为 314Hz，到 31.4Hz 的提升量为+18dB；高音衰减转折频率 f_H 为 3.14kHz，衰减量为－20dB，放音频率特性如图 2-11（b）曲线 4 所示。

表中“5”为目前国际上流行的密纹单声道/立体声唱片的放音校正特性，与“4”的德国标准近似。30Hz 时提升量为 18dB，15kHz 的最低衰减量为－19.3dB。

从上述 5 种校正特性的曲线图可以看出，曲线 3～5 的差别极小，在应用中基本可以忽略。所以，图 2-10 的校正放大器中可取表 2-2 中第 1～2 项和第 3～4 项中间数值，作为只有两种校正特性，实用中适应上述各种唱片还音，已无明显的听感差别。该放大器在上述 5 种状态下输入/输出阻抗、电压增益是有差别的，列在表 2-3 中作为设计参考。该放大器在输出电压 1.5$V_{P\text{-}P}$以下时非线性失真低于 0.1%，输入信号内阻为 1kΩ 时，输出杂音电平＜22μV。

表 2-3 图 2-10 中不同元件数值的输入输出特性

增益及阻抗	等化特性				
	1	2	3	4	5
增益（dB）	30	30	25	27	26
输入阻抗（kΩ）	250	250	250	250	250
输出阻抗（Ω）	160	160	190	240	240

3. RIAA 类录音特性的校正

美国录音工业协会的唱片录音标准 RIAA 是世界上唱片录音采用较广泛的标准之一，因而名牌功放中大多设有 RIAA 标准校正放大器。按 RIAA 标准录音特性提出的频率持性理想校正曲线如图 2-12 所示。该频率特性曲线共有三个转折频率，中音 0dB 平直频率特性为 500～2120Hz，500Hz 为低音提升转折频率，从 500Hz 起到 50Hz 止，放音特性以 6dB/

OCT 的斜率上升，从 50Hz 以下保持＋20dB 的提升量。对当时的电子管放大器而言，低音提升斜率到 50Hz 为止，可以压低电唱机机械噪音和交流电磁场的感应噪音。从中音段的 2120Hz 开始，到唱片最高刻录频率（LP 33 $\frac{1}{3}$转唱片上限频率不超出 18kHz）以－6dB/OCT 的斜率下降。

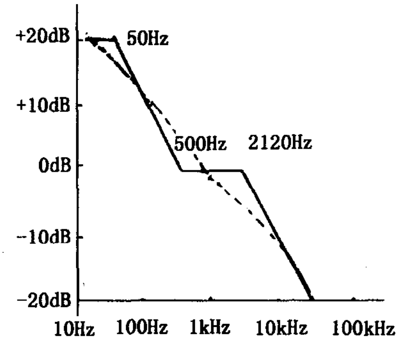


图 2-12　RIAA 理想的唱片放音曲线

为了达到上述频率特性，最简单的方法是采用运放以频率负反馈方式实现。采用运放可利用较大的开环增益取得足够的负反馈量，而放大电路却可以十分简单。由于设定负反馈系数较大，运放的闭环增益与运放本身关系不大。如果选用的运放开环增益较小，在负反馈系数一定时，负反馈量随之减小，从而使闭环增益上升，反之亦相反的动作维持负反馈电路所设定的闭环增益。在此情况下，运放的选择有很大余地，既可采用普通运放，也可以采用音响中常用的 NE5532 等运放。应用电路如图 2-13 所示。

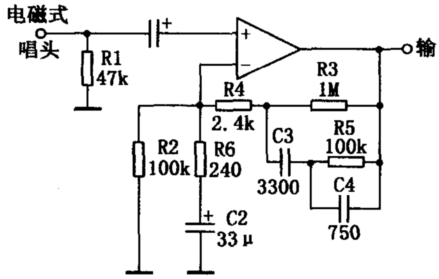


图 2-13　RIAA 唱片放音校正放大器

图 2-13 中运放接成同相放大器电路，输出端和反相输入端之间接入负反馈电路，（$R3+R4$）/$R2$ 构成反馈式直流偏置，同时也确定了低音段的负反馈系数。因运放的开环增益极高，此反馈系数虽只有 1/10 左右，却可形成可观的负反馈量，将使放大器的中音段增益为 400 倍左右，足以使电磁拾音器的输出电平由几毫伏放大到几百毫伏。当放大器工作在 2kHz 以上的高音范围时，C3 的容抗随频率升高而降低，负反馈系数逐渐增大，高音区增益以－6dB/OCT 的斜率下降，当达到 15kHz 左右时，C4 的容抗使负反馈系数增大，15kHz 附近增益下降－19.3～－20dB。在 500Hz 以下的低音区，C3、C4、C5 可视为开路，放大器的增益取决于 $R3/R6$。负反馈系数的减小，使低频端增益随频率降低，以－6dB/OCT 斜率降低。当频率达到 50Hz 以下时，C2 容抗增大明显，负反馈系数有增大趋势，从而使 50Hz 以下保持小范围的、较平直的＋20dB 提升量。实际上由 RC 电路组成的高频衰减或低频提升电路不可能有图 2-12 所示的 4 条直线的组合，在每个转折频率附近均以曲线形式过渡，所以实际校正曲线由图中虚线所示。

4. 多种输入校正功能的放大器

前述两种设计比较严密的有源频率校正电路，只对某一种信号源的频率特性和幅度特性进行一致化处理，因此，这种校正放大器位于信号输入插口和信号选择开关之间（如图 2-8 中的电唱头校正放大器）。实际上，这种校正方式并不与音响放大系统构成总的放大环路，每种输入信号源采用单独的有源校正方式，无疑使放大器的总体结构变得复杂化，而且这种校正电路处于音响放大器最前端的低电平输入端，这是最易引入干扰噪声的部分。虽然电路原理看似并不复杂，但处理不当却可使音响功放的信噪比大幅下降。对普通发烧友来说 DIY 如此复杂的前级电路还是有难处的。因此，普及音响中采用最多的方式是，在通用前级放大器的基础上，控制交直流负反馈，直流负反馈用以改变放大器增益，进行不同输入信号的幅

度校正，而交流负反馈则用以控制不同频率时的负反馈系数，校正频响特性。这种方式常被中、低档合并式放大器所采用。图 2-14 为此类用法的典型电路。

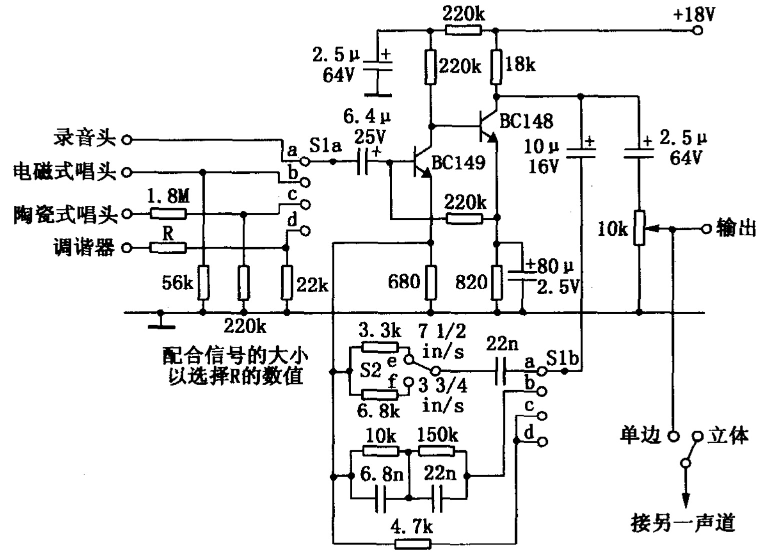


图 2-14　多种输入校正放大器

图 2-14 电路中 BC149 和 BC148 组成两级直接耦合的共射级放大器（作用等同于图 2-13 的同相放大器）。BC149 为低噪声 NPN 型小功率管，BC148 为参数相同的普通 NPN 型小功率管，两者均可采用 2SC1815，但第一级应选用低噪声 2SC1815。放大器输入端有可选择的四种信号源输入，由双刀四位开关中 S1a 进行切换，其中第一、二位 a、b 输入的是录音头信号和电磁式拾音器信号，由于电平较低，因此不经衰减，直接送入 BC149 基极。为了平衡电磁式唱头线圈阻抗随信号频率升高而增大，电磁式拾音器输入端并联接入 56kΩ 电阻作为阻抗校正电路。

S1a 第三位 c 输入的是压电式唱头信号，输出电平一般在 150mV 以上，因此由 1.8MΩ 和 220kΩ 电阻构成 10∶1 的衰减器，使输入电平为毫伏级，与电磁式唱头相近似。采用高阻值分压电阻，可校正压电式唱头信号在高音频端的频响。

S1a 第四位 d 输入的是调谐器信号，因目前调谐器 AM/FM 音频输出电平均无统一标准，一般当 RF AGC 启控后标准输出可设定为 $1V_{P\text{-}P}$，以此可决定分压电阻 R 的阻值，也可由实际调试中设定，使分压后有 500mV 的信号输出。

双刀四位开关的另一刀 S1b 为频率特性校正切换开关，S1a 和 S1b 同步转换，因此，S1b 的第一位 a 端由 RC 组成反馈电路，以形成录音头输入信号的频率校正网络。磁带录音的特性与带速、信号频率和磁头损耗等有关，为了平衡磁通量与频率的关系，在录音过程中对录音电平进行预校正，将 100Hz 以下的录音电平按 18dB/OCT 的斜率提升，1kHz～10kHz 的录音电平以 6dB/OCT 的斜率提升，以补偿高低频端磁带录音过程中的衰减。

磁带录放过程中高、低频的衰减有相近的特性，为了形成平直的放音特性，放音信号的校正属高音衰减，低音提升，放音曲线如图 2-15 (a) 所示。由于磁带录音形成的剩磁磁场与信号频率、带速成正比，所以不同的带速高音频放音曲线衰减特性也不同。图中曲线 1 适

用于 9.5cm/s 带速的录音磁带，曲线 2 适用于 19cm/s 带速的录音磁带，磁头的放音输出电平 5～6.5mV。

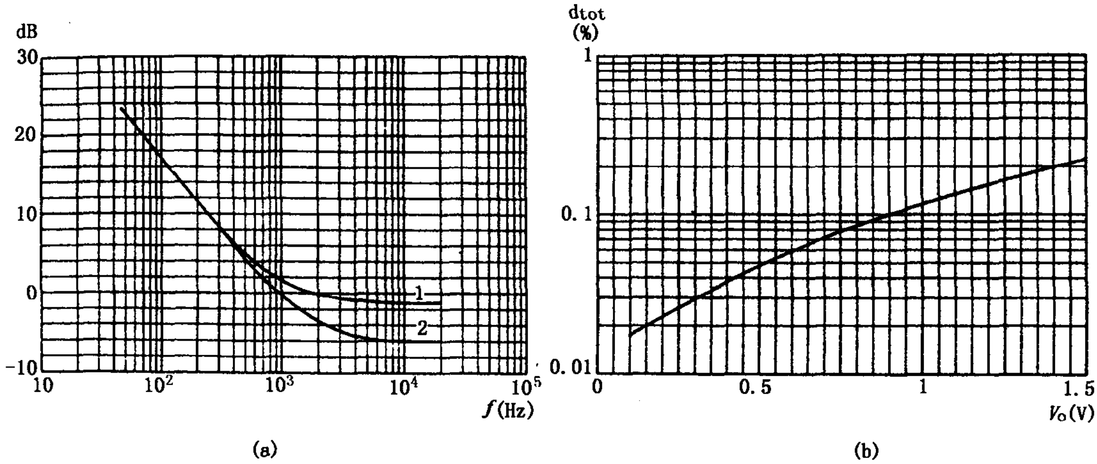


图 2-15　唱片放音曲线和频率特性校正曲线

按上述要求，S1b 的第一位 a 端另设 S2，当带速不同时，通过转换负反馈回路电阻的方式，以改变高音衰减的斜率。

S1b 的第二位 b 端为电磁式唱头输入信号的频率特性校正电路，负反馈回路由两组 RC 并联电路组成，有两个转折频率的校正特性，得到与图 2-11（b）相似的频率特性。

S1b 的第三、四位 c、d 端并联对应压电式唱头和调谐器的输入信号状态，在这两种输入信号时并未进行频响曲线的校正，只是通过电阻反馈降低放大器的增益。按图示元件数值，该校正放大器的输出端频率为 1kHz 时测试，输出电平为 60mV 时，电磁式唱头输入端输入灵敏度为 4mV，压电式唱头输入端灵敏度为 170mV。输出电平与非线性失真的关系如图 2-15（b）所示。对此通用式前级电路来说应使非线性失真限制在 0.1%以下，以免后级总失真过大。因此，应限定输入信号的峰值，使输出信号最大峰值＜$1V_{P\text{-}P}$。

5. 输入信号有源带通滤波器

带通滤波器在音响放大器中有特殊的用途。例如，调谐器的 AM 音频输出可利用带通滤波器将放音频率限定于 80Hz～9kHz，以抑制带外噪声。当收听远程 AM 中短波重要语言广播时，无线传播信号场强减弱使噪声增大，如果此时利用带通滤波器将音频带宽压缩至 160Hz～4.5kHz，可使语言听音的分辨率免受噪音影响而提高可听度。

由此可见，有历史价值的旧唱片、磁带，也可采用压缩频带的方式提高信噪比。音频频率的带通滤波的频带仍较宽，不宜选用 LC 带通、晶体滤波等窄带通滤波器，利用 RC 电路的选频功能是常用的方式。本节中前面介绍的图 2-9 的负反馈带外切除电路，限于单节 RC 电路选频负反馈方式，带外衰减斜率不尽如人意，如果采用多级 RC 电路使衰减特性重叠，则可实现在转折频率处开始以－18～－12dB/OCT 的斜率对带外频率进行衰减，从而使降低噪声干扰的效果更好。

图 2-16 为高通、低通滤波器分别采用两级 RC 衰减电路的带外切除电路。该电路为了提高带外衰减的斜率，采用中间由缓冲放大器隔离的方式。缓冲放大器的高输入阻抗可充分发挥 RC 电路的选频功能，而较低输出阻抗可有效地改善输出端 RC 电路的微分和积分滤波

功能。电路的连接方式等效于两节微分滤波器和两节积分滤波器的串联，以形成转折频率处有更大的斜率，而缓冲放大器的隔离又将滤波器之间输入/输出阻抗的影响减到最小。

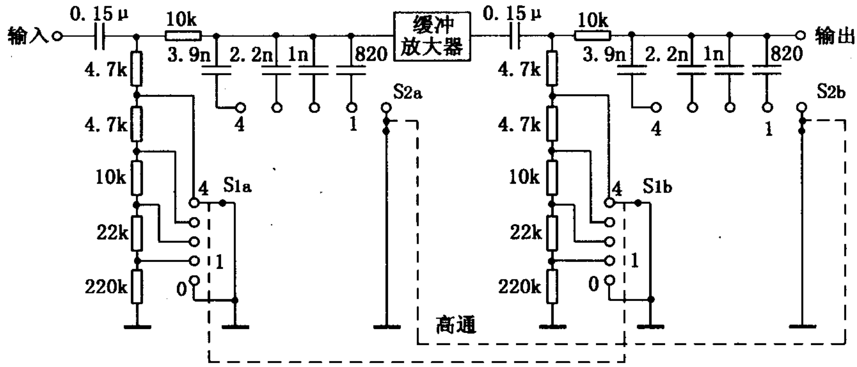


图 2-16 RC 衰减高通、低通滤波器电路

信号输入后，首先进入 S1a 控制的高通滤波器，实际由 0.15μF 电容、各不同的电阻值构成微分高通滤波电路。当 S1a 由最上端向下调整时，高通滤波器的低端 −3dB 频率，即低端转折频率由下列公式可算出：

$$f_{\mathrm{L}}=\frac{159}{R\ (\mathrm{k}\Omega)\ C\ (\mu\mathrm{F})}$$

最上位转折频率 f_{L1} 为 225.3Hz，下调至第二位 $f_{L2}=106$Hz，$f_{L3}\approx53$Hz，$f_{L4}\approx25$Hz。当 S1a 处最下端时，全部电阻 262kΩ 接入电路，$f_{L5}\approx4.04$Hz。高通滤波器的输出端直接与低通滤波器相连，10kΩ 电阻既是隔离电阻，又是低通积分滤波器的电阻。4 只不同容量的电容器组成时间常数不同的积分电路，由 S2a 控制积分电容的切换。在 S2a 的最右位置，可忽略分布参数的影响，低通滤波作用无效，可保持输入信号的高端频响。自 S2a 第二位开始，低通滤波器的高端转折频率分别为：$f_{H1}=9.4$kHz，$f_{H2}=15.9$kHz，$f_{H3}=7.23$kHz，$f_{H4}=3.9$kHz。

与 S2a 同步转换的 S2b 组成相同的低通滤波器设于缓冲放大器的输出端。S1 和 S2 各挡上述转折频率是指单节滤波器而言，从电路组合可以看出，整个电路的滤波特性由 4 组不同的 RC 滤波器叠加组成，虽然有缓冲器的隔离，但相互之间仍有一定的影响。经实测该电路的频响曲线（见图 2-17），很明显，当 S1a、S1b 处于最下端，S2a、S2b 处于最右端位置时，无带通滤波特性，此时 S1a、S1b 的高通转折频率均为 4.04Hz，对缓冲放大器带宽基本无影响。因此，在开关处于此位置下，电路的通频带取决于缓冲放大器。

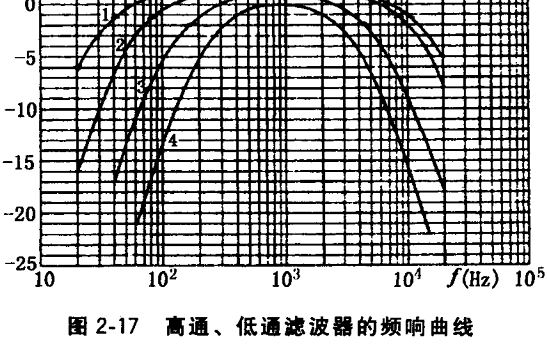


图 2-17 高通、低通滤波器的频响曲线

图 2-17 中曲线 1 实测频响为 40Hz～11kHz，与此对应的 S1a、S1b 和 S2a、S2b 位于图 2-16 中第一位，此时为带通滤波器接入后的最宽频响，适合用于 SP 磁带录音或旧 LP 唱片等。高端转折频率较低，可以消除磁带放音的噪声和旧 LP 唱片的摩

擦噪声。曲线 2 实测频响为 80Hz～9kHz，此时 S1、S2 全部位于图 2-16 中第二位，适合接收信号较弱的、无干扰的 AM 广播和重放 LP 录音带。曲线 3 的频响为 160Hz～4.5kHz，此时 S1、S2 位于第三位。明显被压缩的带通频率范围适合 AM 广播、SP78 转唱片等节目的重放。曲线 4 的频响为 270Hz～3.2kHz，此时 S1、S2 位于第 4 位，当收听信号弱、干扰大的 AM 广播或重放旧 78 转唱片时，有助于提高人声的清晰度，且抑制噪音的效果明显。

图 2-16 中的缓冲放大器由两级直耦放大器组成，应用电路如图 2-18 所示。放大器的第一级为电流负反馈的共射极放大器，因而有极高的输入阻抗，不会对 RC 高通滤波器形成明显的分流。第二级为射随器，输出阻抗极低，相对于后级的高通滤波器而言构成低内阻信号源。两级放大器组合的电压增益为 1，－3dB 的频率响应为 20Hz～20kHz。缓冲放大器的非线性失真和输出电压的关系见图 2-19。

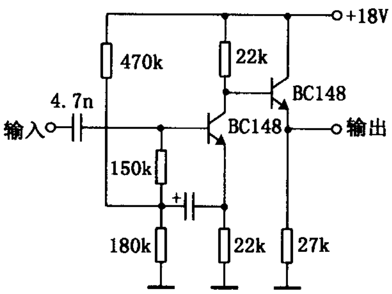


图 2-18 两级直耦放大器

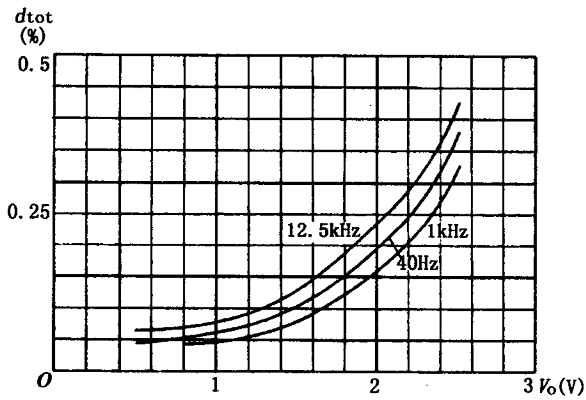


图 2-19 缓冲放大器非线性失真和输出电压的关系

三、前级放大器的控制电路

各种输入信号源经过输入选择电路和校正放大以后，形成输出信号幅度在同一数量级的信号，而且频率特性也接近于平直的频响特性。前级放大系统的另一任务是，对此一致性相近的各种输出信号进行各项参数的控制，如音量控制、等响度控制、高低音控制等。对专业音响而言，有时还加入信号的动态压缩扩展控制，以及各点频率均衡控制等电路。

（一）等响度控制器

从一般概念理解，音量控制的目的是控制声音的响度，音量调得越大扬声器的声压越大，自然有足够大的响度。音量控制是控制信号内所有频率成分的幅度，但是，人耳对不同频率而幅度变化量相同的声波感觉是不一样的，对 1000Hz 左右的中音来说稍有变化，人耳即有音量增大或减小的感觉，但对低音，人耳的感觉却极不敏感，尤其是声压级低的低音频率，要使人耳听起来有足够的响度，则声压级必须比中、高音高出 15～18dB。由于人耳的上述特性，欣赏音乐时将音量调大，感觉高、低音效果都较理想，一旦音量调小，就会感到低音不足，甚至听不到低音。为了改善这种现象，高级音响中往往设有响度控制器。顾名思义，这种控制方式不仅控制信号全部频率的幅度，而且还要控制人耳听感的感觉——响度。

高、低音相对于中音，人耳灵敏度降低，在调整音量中随音量减小，同步地补偿高、低音，使人感到和中音的响度变化同步，此即为等响度控制的概念。所以，等响度控制器实际上是随音量降低而提升高低音的音量控制器。值得注意的是，这种提升的规律并非随心所欲地按个人偏爱设置各不同频率的提升量，而是按大数法则统计得出的人耳等响度曲线对高、低音进行补偿，对正常人来说感觉不到调整音量时声压频响曲线有明显的变化。

根据此原理，最初的等响度控制电路是将高、低音提升电位器与音量控制电位器采用三只同轴结构，调低音量的同时提升高、低音。另一种方式是采用抽头的电位器，输入信号加在音量电位器两端，以调整音量，电路如图 2-20（a）所示。

图中 R6 为特制两个抽头的电位器，C3、C4、C5 和 R4、R5 组成等响度控制电路，C3 作为音量调小时的高音补偿。当 R6 动臂下调时，高音频由 C3 与 R6 的 a-e 间阻值组成高音提升电路，随着调低音量，R6 的 a-e 间阻值逐渐增大，C3 的高音频通路逐渐小于 R6 的 c-e 间阻值，使高音频传输比增大达到随音量减小提升高音的目的。C4、R4 和 C5、R5 组成中、高音衰减和低音提升网络，随着音量调小，R6 的 e-b 间阻值减小，C4、R4 的中、高音分路增大，相对提升了低音。显然，此时 C5、R5 中间串联有 R6 的 e-c 间阻值，所以对信号传输比影响不大。随着 R6 动臂下调，R6 的 c-e 间阻值减小，C5、R5 并联于 R6 的 e 点和共地之间，从而使音量减小，低音提升量随之增大。该电路只要合理选择 RC 元件，与 R6 抽头位置配合，可以使该部分电路的频响接近等响度曲线的形状。

目前也有些高档音响采用机械多位开关作为等响度控制，电路如图 2-20（b）所示。24 挡单刀开关进行步进式以分贝为刻度的音量控制，另外在开关的接点上还设有由 120pF 电容组成的高音提升电路和 6 组 RC 低音提升网络，实现等响度控制。步进式开关每挡音量衰减 dB 值都经过精确计算，同时插入低音提升 RC 电路，使输出和频率的相对电平变化可以基本符合等响度曲线。

对国内已有元器件来说，若自行在音响前级增设等响度控制，最简单的方式是选择双连电位器，其中一连作为音量控制，另一连将电位器与一适当的电容器串联后作为低音提升，也可以弥补通常感到音

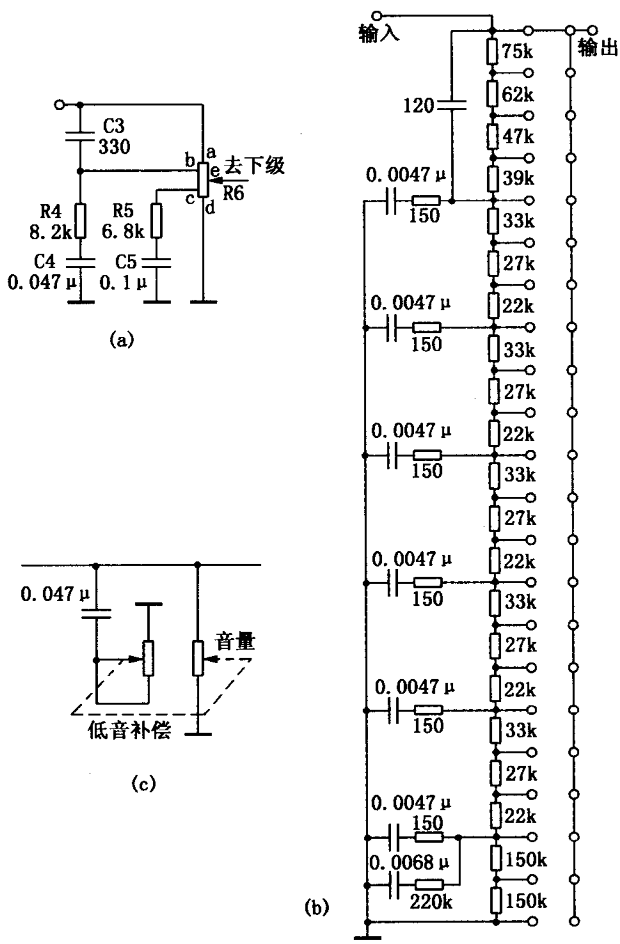


图 2-20　等响度控制 3 种基本电路

量较小时低音不足的缺点。电路如图 2-20（c）所示。

（二）音调控制器

经过校正放大器后的信号，还必须由音调控制器人为改变放大器的放音频率特性，以使放音效果适应扬声器及不同听音环境的需要。此外，音调控制器还可以满足个人对音质的偏好。

音调控制通常以中音区 1kHz 为基准（0dB），对高音和低音予以可调的提升或衰减。常见的音调控制器分为两大类，即 CR 衰减型和负反馈型。CR 衰减型音调控制电路以 RC 衰减器原理为基础，提升和衰减的频率大多以 1～3kHz 的中音范围某一频率点为基准，低音控制是改变低音频提升或衰减的斜率，高音控制则改变高音频提升或衰减的斜率，高音控制和低音控制的交点位于固定的中音频率点上，在衰减音调控制中此交点不变。控制特性曲线形如字母“X”，见图 2-21（a）。典型应用电路如图 2-21（b）所示。

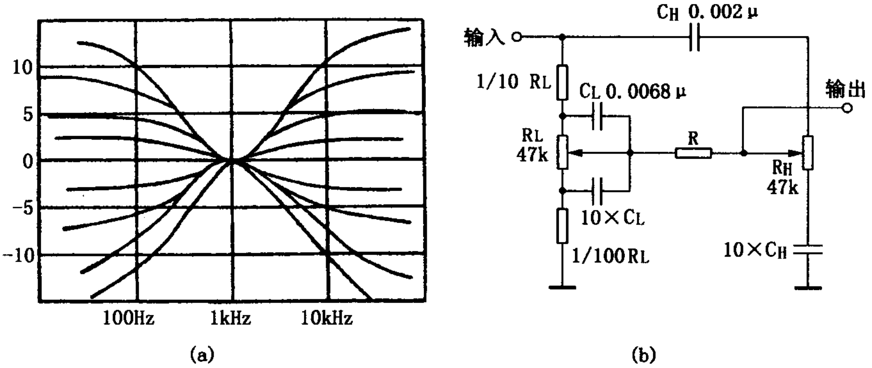


图 2-21 RC 衰减式音调控制电路及其曲线

图 2-21（b）中 RC 值的选择使曲线的交点处在中音频率 1kHz 处，当调整高音或低音控制电位器时，提升量可以使曲线斜率发生改变。为了保证高、低音相对中音 1kHz 有 ±10dB以上的改变，图中元件数据需有一定比例关系（如图注）。R 为隔离电阻，以避免高、低音控制电路的 R_H或 R_L调整时因电路阻抗的改变影响控制范围。两组 RC 衰减器的串联连接，使该电路有 －20dB 的衰减。因此，加入这种音调控制器时必须专设增益大于 20dB 的补偿放大器。

在实际应用中为了更有效地降低高、低控制电路的相互影响，一般将高音控制电路和低音控制电路分开成为两个独立的无源可变衰减器，分别置于两级放大器的输出端，如补偿放大器之后接入低音控制后，再送入下一级放大器，放大后再接入高音控制器。为了避免负反馈电路扩展频响的功能抵消音调控制的控制斜率而加入音调控制器的放大电路，不能包括在负反馈环路之中。否则，当调整高音和低音时，相应提升和衰减频率的信号幅度变化将通过负反馈得到补偿，音调控制效果将被抵消。这是因为，当音调控制电路包括在负反馈环路之内时，如调整音调使低音提升，在负反馈系数为定值时，低音频输出幅度增大的同时，低音负反馈量也随之增大，从而使低音输出幅度被降低。

音调控制系统正确的布局应该是在前置放大器中的第一、二级之间，而这两级均在大环路负反馈之外。用于补偿增益损失的放大器允许采用本级负反馈，但是必须是不受频率影响

的负反馈支路，即负反馈系数相关元件中不包括电容、电感等与频率相关的元件。

第二类音调控制器为反馈型，专门用负反馈电路实现音调控制。负反馈控制电路为 RC 电路组成负反馈支路，当提升高音时，调整高音控制电位器使高音负反馈系数减小，同时负反馈量减小而使高音增益相对增大。很明显，负反馈式音调控制器必须和放大器组成负反馈量较大的闭环放大器，才能有足够的控制范围。实际上，调整音调就是改变高音或低音频率的负反馈量，最终形成高音或低音频率与负反馈量成反比的输出信号。负反馈音调控制的控制特性曲线如图 2-22（a）所示，电路组成如图 2-22（b）所示。该电路中采用前后两级补偿放大器，后级为负反馈电路主增益供给，也就是说后级要有充足的开环增益，才可能向负反馈电路施加足够的反馈量，有了足够的负反馈量，才能使音调控制过程中高音或低音负反馈有较大的变动余量。由电路结构可看出，后级共射极放大器由音调控制电路组成并联电压负反馈支路，结果使后级输入阻抗降低，为了提供足够的输入电压，必须改善信号传输比，因而前级采用低输出阻抗的射极输出器。按图示元件数值，当频率为 30Hz 时，低音控制提升量为＋19.5dB，衰减量为－22dB，当频率为 20kHz 时则为±19dB。当高、低音控制位于中点位置时，中音频电压增益为 0.9 倍。

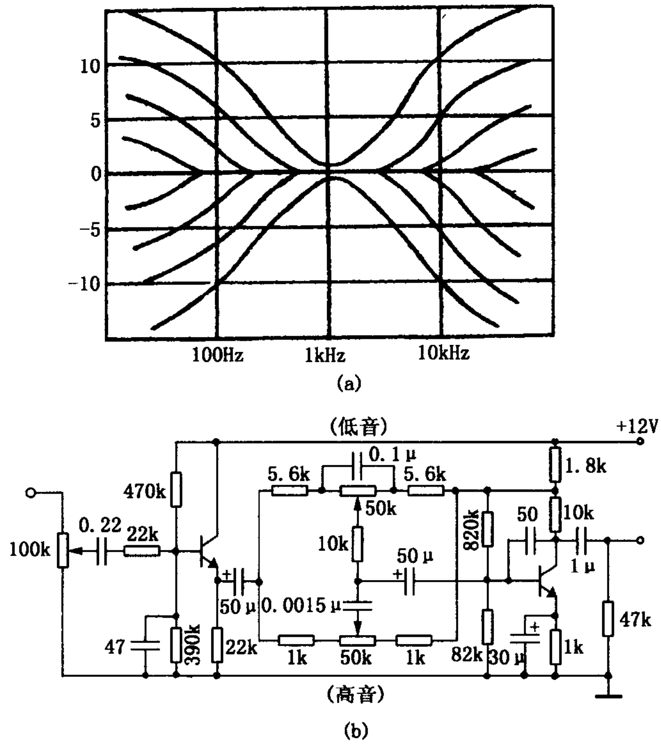


图 2-22　负反馈音调控制的控制特性曲线及其电路组成

另外，专用音响或高档音响中常采用一种多段频率补偿器，即另一种更全面的音调控制器。这种音调控制器控制方式是，将音响放大器可以达到的音频频率范围分成许多较窄的频带，逐个对每个频带进行提升和衰减的控制，而且要求各频带间的控制互相影响较小。多段频率补偿器的基本功能是对音质作更细致的调整，可对不同特点的信号源组成频谱有针对性的提升或衰减，或者在放音过程中对不同扬声器的电—声转换曲线的不平度进行补偿。

多段频率补偿器实际属于窄带音调控制电路，一般由运算放大器和 LC、RC 选频网络组成负反馈电路，调整该频率范围内的反馈量，对输出信号进行提升或衰减。无论 RC 还是 LC 选频回路，选频曲线虽然标称为 32Hz、64Hz…14kHz、16kHz 等调整点，但并非为单频率点，而是包括了中心频率附近的窄频带，以形成总的提升和衰减组成连续的频响曲线。目前常用的双（用于立体声音响）十段多频率补偿器，将全部音频频带分成十个点作精细补偿。此类补偿器在调整各段提升量和衰减量时均由 LED 显示其相对电平，因而又称为图示均衡器。一般普通音响采用的图示均衡器，由于精度（无论相对电平还是频率）不是很准确，实际上只是一种装饰，而且从一般欣赏水平来说实用性并不强。

为了便于摩机、检修时参考，此处对应用较广泛的五段图示均衡器 TA7796 的参数和应用电路简单介绍如下。

TA7796 有两种外形封装，TA7796P 为双列 16 脚塑封，TA7796Z 为单列 16 脚封装，但出厂时将引脚分成弯折的奇数引脚和偶数引脚两列。两种封装形式的引脚序号功能并不相同，Z 形封装可减小 PCB 的有效面积。TA7796 的电路结构如图 2-23 所示，图中圆圈内为 TA7796P 的引脚序号，括号内为 TA7796Z 的引脚序号。

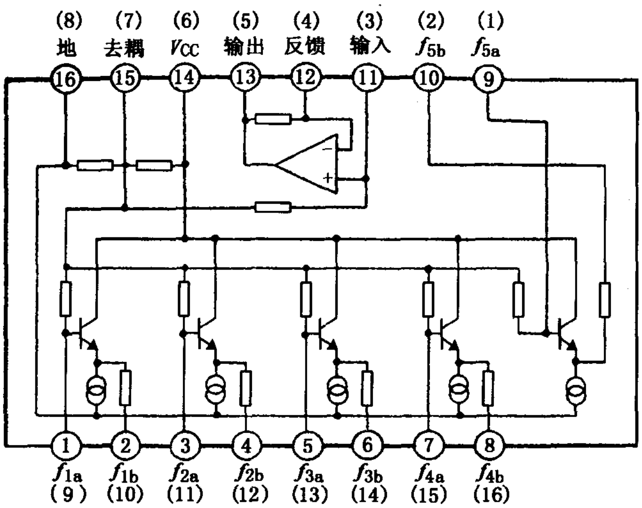


图 2-23　TA7796 内部电路框图

TA7796 的特点是：内含 5 组带通调节端，以便由 RC 组成窄带选频电路，通过改变 R 的阻值小范围调整通带频率的增益；可适应 4～16V 的供电电压；低噪声特性，当输入信号为 0V 时，20Hz～20kHz 范围内输出噪声不大于 $3\mu V_{rms}$；低失真特性，当输出电平为－10dBm 时不大于 0.1%。

表 2-4　TA7796 极限参数（$T_a=25℃$）

参数名称	符号	额定值	单位
最大电源电压	V_{CCmax}	16	V
允许功耗	P_{dmax}	750	mW
工作温度	T_o	－30～＋75	℃
储存温度	T_s	－55～＋150	℃

TA7796 的极限参数如表 2-4 所示，电特性参数如表 2-5 所示，各引脚典型电压值如表 2-6 所示。

表 2-5 TA7796 电特性参数（$T_a=25℃$，$V_{CC}=8V$，$f=1.1kHz$，$R_L=10k\Omega$）

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
静态电流	I_{CCQ}	$V_i=0$	3.5	6.1	9.3	mA
电压增益	G_V（平坦）	$V_O=0dBm$	−2.5	−0.5	1.5	dB
	G_V（提升）	$V_O=0dBm$，$f=110Hz$	10.0	11.5	14.0	
		$V_O=0dBm$，$f=340Hz$	10.0	11.5	14.0	
		$V_O=0dBm$ $f=1.1kHz$	10.0	11.5	14.0	
		$V_O=0dBm$ $f=3.4kHz$	10.0	11.5	14.0	
		$V_O=0dBm$ $f=11kHz$	10.0	11.5	14.0	
	G_V（衰减）	$V_O=0dBm$ $f=110Hz$	−14.0	−11.5	−10.0	
		$V_O=0dBm$ $f=340Hz$	−14.0	−11.5	−10.0	
		$V_O=0dBm$ $f=1.1kHz$	−14.0	−11.5	−10.0	
		$V_O=0dBm$ $f=3.4kHz$	−14.0	−11.5	−10.0	
		$V_O=0dBm$ $f=11kHz$	−14.0	−11.5	−10.0	
全谐波失真率	THD	$V_O=-10dBm$，平坦工作	—	0.007	0.10	%
输出噪声电压	V_{NO}	$R_g=620\Omega$，$V_i=0$，$BW=20\sim20kHz$	—	3.0	8.0	μV_{rms}

表 2-6 TA7796 各引脚典型电压值（$T_a=25℃$，$V_{CC}=8V$）

引脚序号	电压值（V）		引脚序号	电压值（V）	
	TA7796P	TA7796Z		TA7796P	TA7796Z
1	1.70	4.70	9	4.70	4.70
2	3.35	3.35	10	3.35	3.35
3	4.70	4.00	11	4.00	4.70
4	3.35	4.00	12	4.00	3.35
5	4.70	4.00	13	4.00	4.70
6	3.35	8.00	14	8.00	3.35
7	4.70	4.70	15	4.70	4.70
8	3.35	0	16	0	3.35

TA7796 的典型应用电路如图 2-24 所示，其中 R、C 数值对应表 2-5 中五段工作频率。

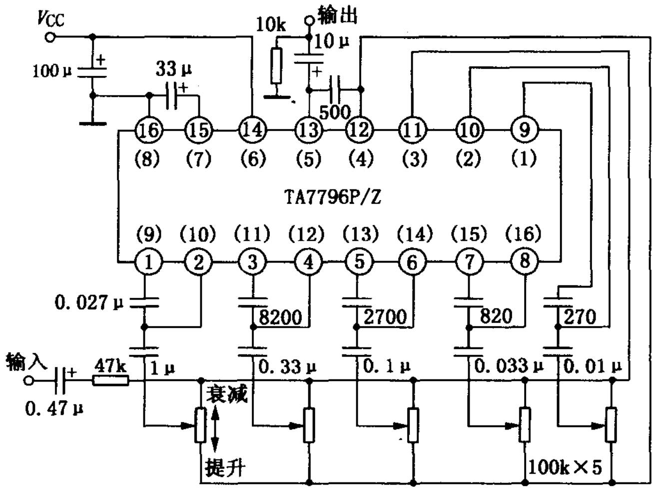


图 2-24 TA7796 典型应用电路

（三）电子衰减器组成音量控制电路

音响功放的音量控制历来由可调电位器进行，而电位器调整音量的缺点是，调整时有噪声，且随电位器的磨损日益增大。为此，一台音响都难免多次清洗、更换电位器的麻烦。随着音响功放逐渐采用微处理器控制，遥控功能是当前音响功放的必备功能。最初采用遥控功能的音响功放，曾一度采用小电机带动音量电位器旋转的方式遥控音量。显然，这是不理想的权宜之计，不仅电位器的噪音、寿命问题依然存在，而且附加的电机供电引入的噪声也极其令人烦恼。利用电位器直接控制音频信号输出电平，电位器本身构成音频信号的通路，而且处于音频放大器低电平输入端，因而引入调整噪音是在所难免。更加讨厌的是，随着电位器的机械磨损，噪音日益增大，无论是清洗还是更换都十分麻烦，且不能持久。此问题在音响器材中存在已久，因而电子衰减式音量控制方案早已出现，且很快得到推广。

电子衰减器通过外加控制电平控制放大器的增益，从而改变输出电平，在此过程中即使电位器调整控制电压，由于电位器并不处于音频系统环路之中，电位器接触噪音并不直接加在放大器的输入端，即使电位器机械触点产生电压起伏也可以用 RC 积分电路予以抑制，因而在很大程度上解决了音量控制的噪声问题。控制电平属直流电压，电位器引入的各种失真并不加入音频信号系统。此外，利用电平控制放大器增益的方式，可以轻而易举地实现微处理器控制，从而在音响中实现轻触按键控制和红外线遥控。为了读者能自己动手改造升级音频放大器，本节中介绍几种常用电子衰减器的性能及其应用电路。

1. 双通道音频参数控制器 TA7630P

TA7630P 为东芝公司开发的双声道音量、音调、平衡控制器。近年来，TA7630P 被广泛用于电视机的双声道音频系统、音响放大器中作为有遥控功能的音频控制器。

TA7630P 为双列 16 脚封装，内部功能特点如下：宽范围，单、双电源供电，单电源 V_{CC} 为 8～14V，双电源 V_{CC} 为±4～±7V；音量控制范围典型值为 80dB；音调控制范围相对于中音 1kHz，低音 100Hz（±10dB），高音 20kHz（±12dB）；声道串音小于－70dB。

TA7630P 的内部电路框图如图 2-25 所示，单、双电源应用电路如图 2-26 所示；TA7630P 的极限参数如表 2-7 所示，电性能参数如表 2-8 所示。

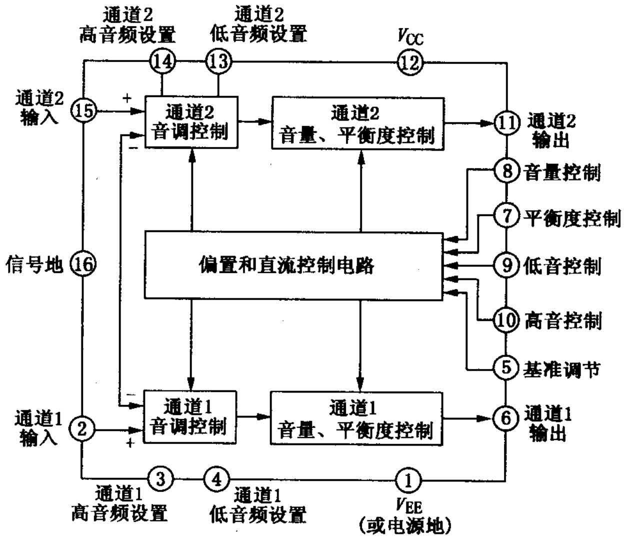
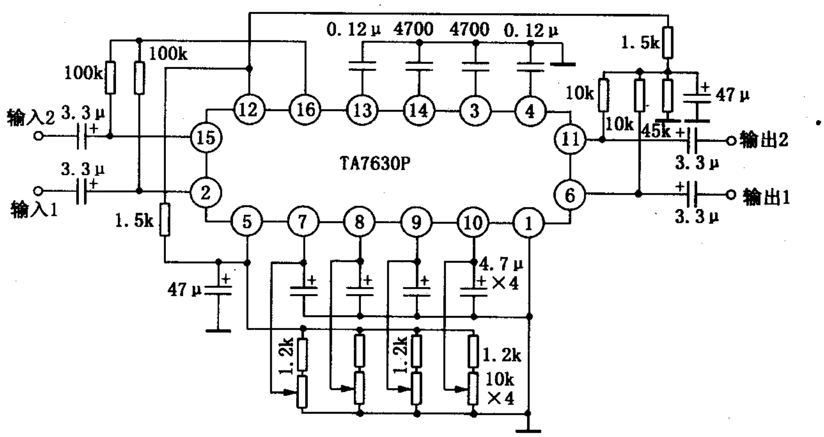
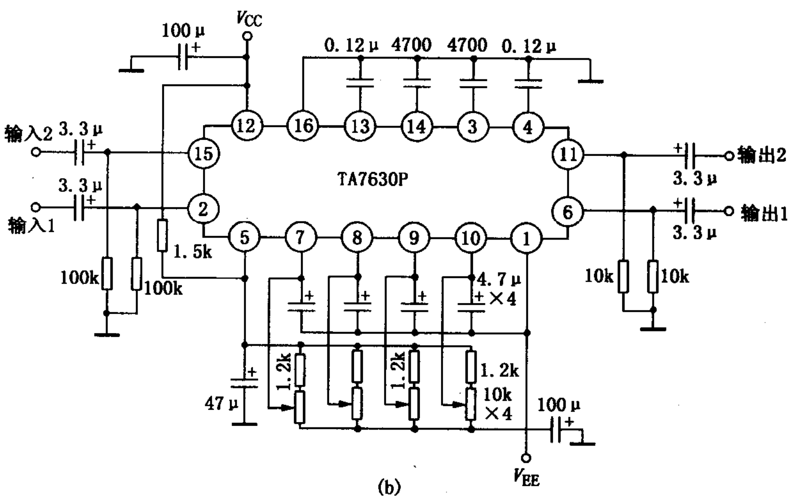


图 2-25　TA7630P 内部电路框图



(a)



(b)

图 2-26　TA7630P 单、双电源应用电路

表 2-7　TA7630P 极限参数（$T_a=25℃$）

参数名称	称号	额定值	单位
最大电源电压	V_{CCmax}	14	V
允许功耗	P_{dmax}	750*	mW
工作温度	T_o	$-25\sim+75$	℃
储存温度	T_s	$-55\sim+150$	℃

* 当 $T_a>25℃$时，以 6mW/℃斜率减少。

表 2-8　TA7630P 电性能参数（$T_a=25℃$，$V_{CC}=6V$，$V_{EE}=-6V$，$f=1kHz$）

参数名称	符号	测试条件		最小值	典型值	最大值	单位
静态电流	I_{CCO}	$V_{VOL,BAL,BASS}=-3V$	$V_{CC},V_{EE}=\pm4V$	—	11	17	mA
				10	18	25	
最大输入电压	V_I	$V_{BASS,TRBL,BAL}=-3V, V_{OL}=0V, THD=1\%$		—	—	1	V_{rms}
最大输出电压	V_O			1	—	—	
电压增益	G_V	$V_{BASS,TRBL,BAL}=-3V, V_I=1V_{rms}, V_{OL}=0$		-1.5	0.5	5	dB
通道平衡度	C_{B1}	$V_{VOL,BAL,BASS,TRBL}=-3V, V_I=0.1V_{rms}$，$f=100Hz\sim100kHz$		-3	0	3	dB
	C_{B2}			-3.5	0	3.5	
音量控制范围		$V_{BASS,TRBL,BAL}=-3V$，$V_I=1V_{rms}, V_{OL}=0\sim-6V$		70	80	—	dB
低音控制范围		$V_{VOL,BAL}=-3V$，$V_I=1V_{rms}, f=1kHz\sim100Hz$	$V_{BASS,TRBL}=0$	7	11	14	dB
			$V_{BASS,TRBL}=-6V$	-15	-11.5	-7	dB
高音控制范围		$V_{VOL,BAL}=-3V, V_I=1V_{rms}$，$f=1kHz\sim20kHz$	$V_{BASS,TRBL}=0$	7	11	14	dB
			$V_{BASS,TRBL}=-6V$	-20	-14	-10	
音调误差	ΔG_V	$V_{VOL,BAL}=-3V, V_I=1V_{rms}, V_{BASS,TRBL}=-6\sim0V$		—	6	10	dB
全谐波失真率	THD	$V_{BASS,TRBL,BAL}=-3V, V_O=150mV_{rms}, V_{OL}=0$		—	0.1	0.35	%
输出噪声电压	V_{NO}	$V_{BASS,TRBL,BAL}=-3V, V_{OL}=0$，输入开路		—	130	300	μV_{rms}
声道串音	CT	$BASS,TRBL,BAL=-3V, V_O=1V_{rms}, V_{OL}=0$		—	70	—	dB
控制端输入电阻	R_i			—	500	—	kΩ

2. **有等响度控制功能的音频控制器 TDA1524A**

TDA1524A 为用于音响设备中的高级有源音量、音调、平衡、等响度控制器，称其为有源控制器，是因为内部设有 20dB 增益的信号放大器。TDA1524A 的内部电路框图及其外围元件如图 2-27 所示。

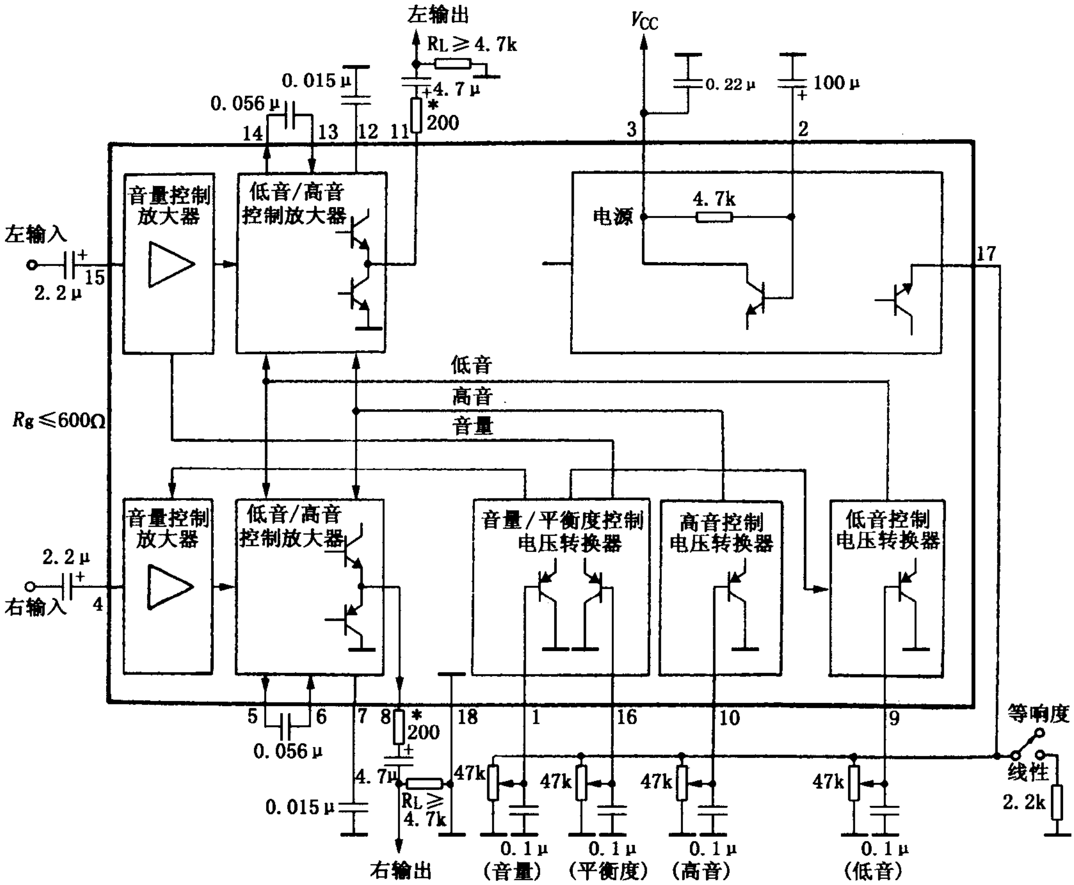


图 2-27　TDA1524A 内部电路框图及其外围元件

TDA1524A 采用双列直插 18 脚塑封结构，特点如下：完成所有控制功能，外围仅有极少的阻抗元件；有用于控制电压的内置分压式基准电压源；控制电流仅 5μA，有利于外部 CPU 模拟输出电平控制；极低的失真和噪声；高低音衰减，提升量均在 15dB 以上；较高的输入阻抗和低至 300Ω 的输出阻抗。

TDA1524A 的极限参数如表 2-9 所示，电参数如表 2-10 所示。

表 2-9　TDA1524A 极限参数（$T_a = 25℃$）

参数名称	称号	额定值	单位
最大电源电压	V_{CCmax}	20	V
允许功耗	P_{dmax}	1.2	W
工作温度	T_o	−30～+80	℃
储存温度	T_s	−55～+150	℃

表 2-10 TDA1524A 电参数（$T_a=25℃$，$V_{CC}=12V$）

参数名称	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	V_{CC}		7.5	—	16.5	V
电源电流	I_{CC}	$V_{CC}=8.5V$	19	27	35	mA
		$V_{CC}=12V$	25	35	45	
		$V_{CC}=15V$	30	43	56	
输入端直流电平（④，⑮脚）	V_{IS}	$V_{CC}=8.5V$	3.8	4.25	4.7	V
		$V_{CC}=12V$	5.3	5.9	6.6	
		$V_{CC}=15V$	6.5	7.3	8.2	
输出端直流电平（⑧，⑪脚）	V_{OS}	$V_{CC}=8.5V$	3.3	4.25	5.2	V
		$V_{CC}=12V$	4.6	6.0	7.4	
		$V_{CC}=15V$	5.7	7.5	9.3	
内分压器电压（⑰脚）	V_{17}	$V_{CC}=8.5V$	3.5	3.75	4.0	V
等响度开关电流	I_{17}	开关开路，"等响度"位置	—	—	−0.5	mA
		开关闭路，"线性"位置	−1.5	—	−10	
内分压器电压（⑰脚）	V_{17}	$V_{CC}\geqslant 10.8V$	4.5	—	$V_{CC}/2-V_{BB}$	V
音量，低音，高音，平衡度直流控制电压	V_O	①，⑨，⑩，⑯脚，$V_{17}=5V$	1.0	—	4.25	V
		①，⑨，⑩，⑯脚，用内稳压电源	0.25	—	3.8	
控制端输入电流	I_C	①，⑨，⑩，⑯脚	—	—	−5	V
音量控制放大器增益	G_{V1}		20.5	21.5	23	dB
音量控制范围			90	100	—	dB
平衡度控制范围		$G_{V1}=0dB$	—	−40	—	dB
低音控制范围		$f_L=40Hz$	±12	±15	—	dB
高音控制范围		$f_H=16kHz$	±12	±15	—	dB
输入电阻	R_i	④，⑮脚，$G_{V1}=20dB$	10	—	—	kΩ
		④，⑮脚，$G_{V1}=-40dB$	—	160	—	
输出电阻	R_o	⑧，⑪脚	—	—	300	Ω
电源纹波抑制比	K_{SVR}	$V_{纹波}\leqslant 200mV$，$f=100Hz$，$G_{V1}=0dB$	35	50	—	dB
通道分离度	S_{ep}	$f=250Hz\sim10kHz$，$G_{V1}=-20dB\sim+21.5dB$	46	60	—	dB
音量控制致增益变化	ΔG_{V1}	$V_1=0.5V_{17}$	—	—	±3	dB
左、右通道增益差	$\Delta G_{VL\text{-}R}$	$V_{16}=V_1=0.5V_{17}$	—	—	1.5	dB
通道间跟踪度		$G_{V1}=-26dB\sim+21.5dB$，$f=250Hz\sim6.3kHz$	—	—	2.5	dB

3. **音量控制改进方案**

传统的可变电位器组成音量控制，常因调整结构而使音质劣化。究其原因不仅是接触处摩擦产生的噪声，还由于大多数晶体管放大器的音量控制器采用 47～100kΩ 的炭膜电位器，而碳元素本身有类似半导体特性，于是在与金属触点接触处产生 PN 二极管效应，使信号产生单向传导的检波作用，并随之产生多次谐波及其相互调变失真，致使信号受到污染。当信号电平越低、电位器阻值越大时，此现象越明显。电位器使音质劣化的另一原因是，由米勒效应产生高音频的劣化，在高音时信号源内阻与米勒电容形成积分滤波作用，使高音被衰减，这种衰减是不稳定的，随输入信号电平、频率而改变，从而引起频响改变和高音的幅度失真，这种失真也几乎与电位器阻值成正比地增大。因此，前级音量控制采用信号电平直接调整时，不宜采用炭膜电位器，尤其不宜选用大阻值炭膜电位器。国外有音响专家称，若采用炭膜电位器阻值以 3kΩ 为限，推荐采用 600Ω～3kΩ 的电位器，则上述附加失真可以忽略。

显然，对大多数信号源来说 3kΩ 的负载电阻比较低，不仅难以建立必要的输出电平，而且对频响也极为不利。为此，应按图 2-28 的方式设置音量控制电位器。各种输入信号经校正放大或衰减后，由选择开关选出电平 5～10mV$_{P-P}$的信号，送入射随器组成的缓冲级进行阻抗变换。R1 的作用是使射随器的高输入阻抗得以分路，以避免过高输入阻抗因分布参数的影响使高音频响变差。低阻抗音量电位器接入射极输出端，射极输出器的输出阻抗达到 600Ω 并不困难，因而可以保持和音量电位器的阻抗匹配状态，以不致破坏信号源的频响等指标。

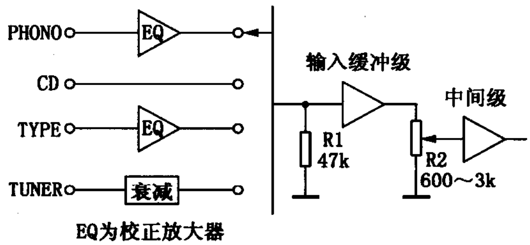


图 2-28 低阻值音量控制电路

低到 600Ω 的音量控制器，若仍保持信号源的输出电平不变，则缓冲级的设计是关键。一般经过电平校正后，转换开关输出信号电平为 200mV 左右，缓冲器将信号进行阻抗转换后必须保持在 600Ω，电位器两端才有 200mV 的信号电压。因此，射随器应由动态范围足够的三极管组成。当然，欲使动态范围得到充分发挥，β 值可选 200 以上的三极管。

音响放大器的前级系统中，除上述常用的控制电路和转换电路以外，在特殊情况下，有时还需加入各种环绕声解码器、输入信号的扩展/压缩器、模拟混响器等特殊功能电路。此部分电路一般并非音响放大器组成之必备部分，为满足发烧友特殊需用，对此将在另外章节中予以说明。

四、典型音响前级电路的组成

音响功放 DIY 经常的做法是模仿名机电路，不但发烧友 DIY 如此，一些名不见传的小厂音响器材也多以名牌机电路为蓝本。但是，电子器材对爱好者的凝聚力在于：采用同样的元器件、同样电路图组装的成品机，可能有差之千里的结果，即使除去装调失误的个别成品机外，能达到使用要求的成品机的性能也有千变万化的可能性。特别是音响器材左右性能的因素，除元器件、电路设计以外，更多的是调试过程。越是名牌机电路设计越严谨，设计者在设计电路的同时，还根据电路原理设计出整套调试、装配工艺，甚至具体到每一条连线用什么线，在机内如何设置等，都有严格要求，这是仿制者仅根据一张图纸所无法达到的。

无论模仿名牌机电路，还是据书刊上收录的颇有名气的电路，模仿的第一步应该是彻底弄清电路原理、各部分功能电路有何特殊要求，以及具体指标、数据。模仿的过程是三分装配，七分调试，否则很难达到预期效果。为此，本节选入的名牌或经典前级电路均附有原理介绍、电路特点以及必要的调试数据或指标，以便读者能有的放矢地 DIY。

（一）驱动 50W 后级的音响前级电路

图 2-29 为某名牌音响的前级电路部分，设计用于驱动输出功率为 50W 的后级功率放大器，图中只画出左声道，右声道与此相同。该电路中左右声道输出端均设有立体声平衡控制，图中省略。该电路比较典型，是音响放大器中常见的标准前级系统，稍加改变元件数值即可用于 40W、25W、15W 的前级电路。该前级系统输出电压为 440mV/1kΩ，放大器中加有大反馈量的交直流负反馈，使非线性失真度限制在 0.15%以内，同时负反馈还平抑了元器件数值误差对性能的影响。

前级放大系统由四级组成，其中第一、二级为两级共射极直耦放大器，同时设有五种输入信号的幅度和频率特性校正电路。为了完成输入信号校正和放大双重任务，前级系统的第一、二级采用两级共射极放大成为多数功放的首选。一般第一级不采用单管共射极放大器的原因是，作为输入信号频率特性的校正，必然采用负反馈校正方式，以求失真小、稳定性好。若采用单管放大器，负反馈电路的电压反馈方式是由集电极反馈到基极，负反馈电压将与输入电压并联，结果使放大器输入阻抗降低，难与电唱头、录音等信号源匹配。而单管放大器的另一种负反馈方式是，发射极串联组成的电流负反馈，结果使放大器输出阻抗升高，与下级输入不匹配，导致输出电压降低，频率特性变差。此外更严重的是，单管放大器的开环增益（指无负反馈时本级电压增益）有限，必然限定负反馈量难以提高，于放大器校正量、稳定性都不利。因此，对有频率特性校正功能的前级电路第一、二级采用共射极直耦放大器几乎成了经典电路。在这种组合电路中，第二级集电极输出信号经频率校正 RC 网络反馈到第一级发射极，使输入阻抗得以提高，同时负反馈包括了两级放大器，即使负反馈系数不大也有足够的反馈量，而较小的负反馈系数可使放大器输出阻抗不致降到过低的程度。

但是，这种组合电路中，由于两级放大处于整个音响放大器的最前端（即最低输入电平端），因而必须选用低噪声三极管。因为负反馈的需要，应尽量选择 H_{FE}较大、V_{CEO}较小的小功率硅 NPN 三极管，如欧洲的 BC149、东芝的 2SC1000BL 等。

在图 2-29 的前级放大系统中，后两级为 TR3 和 TR4，TR3 为射级输出器，电压增益最大为 0.9 左右，TR4 为负反馈式音调控制补偿放大器，在音频中段增益近似为 1。所以，前级系统增益主要由前两级 TR1 和 TR2 为主。按一般标准功放后级的输入电平额定值为 $1V_{P\text{-}P}$，而信号选择输出电平额定值为 5mV，因此，要求 TR1、TR2 的电压增益 K_V 约为 46dB（200 倍）。上述指标还需留有必要的余量，以使后级功率放大器有足够的驱动电压。为此，电压增益可以定为 50dB。

放大器的最高输出信号电压取决于供电电压，设 TR2 的供电电压为 20V，R13 降压为 2V，TR2 饱和压降为 1V，则加到 TR2 集-射极间有效电压为 17V。考虑到 R12 与下级输入阻抗并联，有效负载电阻约为 $R_{12}/2$，以此 $R_{12}/2$ 做出负载线，可求出最高输出电压峰值为 5.5V（计算过程复杂，且准确性不高，此处省略，常规计算可估算为有效供电电压的1/3），有效值为 3.9V。此输出电压为 TR1、TR2 在供电电压 20V 时的不削顶最大输出，为避免非线性失真，必须控制输入信号，以使输出电压值不超过 $3.9V_{rms}$。所以，在输入电平较高的

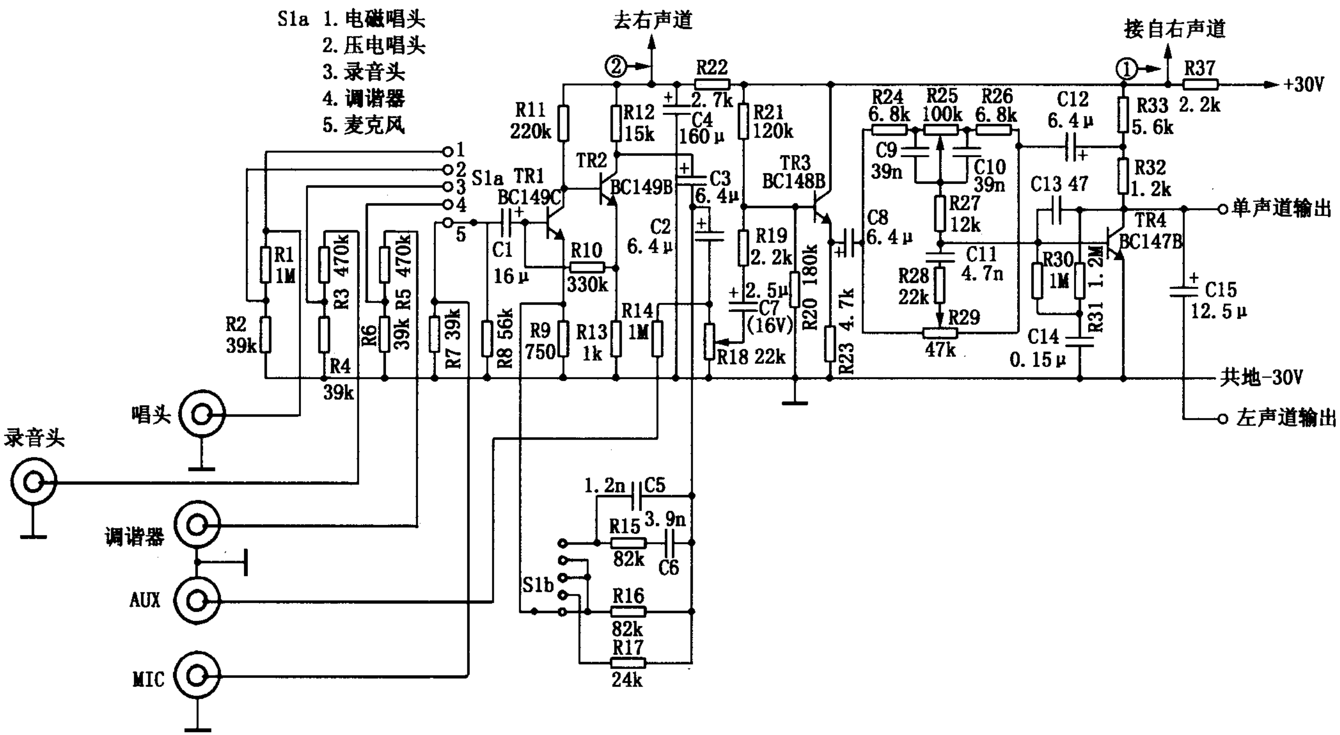
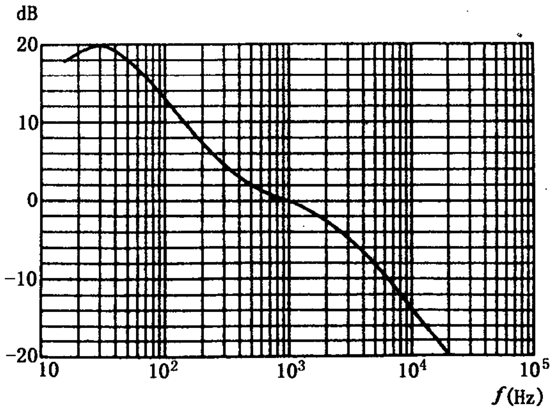


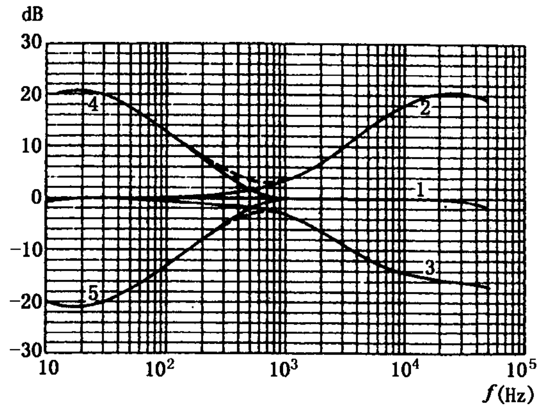
图 2-29 通用型标准前级放大系统（示一个声道）

压电唱头输入端、调谐器输入端均加入 R1～R6 组成的分压器，对信号进行衰减。同时，当双刀选择开关 S1b 中无须频率校正输入时，由 R16、R17 随可能输入大信号状态下改变负反馈系数，以稳定放大器的增益。此外，由于调谐器输入电压高，且一致性差，除由 R5、R6 对输入信号衰减以外，S1b 则将负反馈电阻 R17 减小为 24kΩ，增大负反馈系数，使 TR1、TR2 闭环增益控制在 39 倍（32dB）以内，即使输入 TR1 基-射极信号电压为 $100mV_{rms}$，而 TR2 输出电压也只为 $3.9V_{rms}$，不致产生削波失真。而本级额定输出仅为 440mV，正常应用状态失真小也就不言而喻了。

按图示元件数值，当音量最大位置时，各输入端电压增益为：电磁唱头 38.8dB，压电式唱头 1.3dB，录音头 1.3dB，调谐器 7.34dB，电磁式 MIC 40dB。当电磁唱头输入时，C5、C6、R15 构成典型 RIAA 校正放音特性，校正曲线如图 2-30（a）所示。放大器的频响曲线及音调控制特性如图 2-30（b）所示。其中曲线 1 为高、低音控制，R29、R25 位于中心阻值位置。曲线 2 为高音控制，R29 位于电路最左侧最大提升位，R25 中心位时的频响。曲线 3 为 R29 位于右侧，R25 中心位之曲线。曲线 4 为低音提升最大，高、中音提升中心位置时曲线。曲线 5 为低音最小，高音中心位之曲线。若将 R29、R25 都置最大提升位，曲线 2 和曲线 4 相交汇处如图中虚线所示。当 R29、R25 均处最小提升位时，曲线 3 和曲线 5 相交汇处如图中虚线所示。



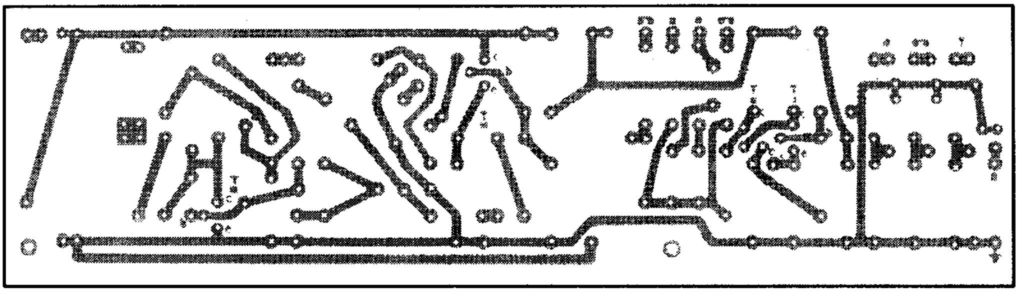
(a)



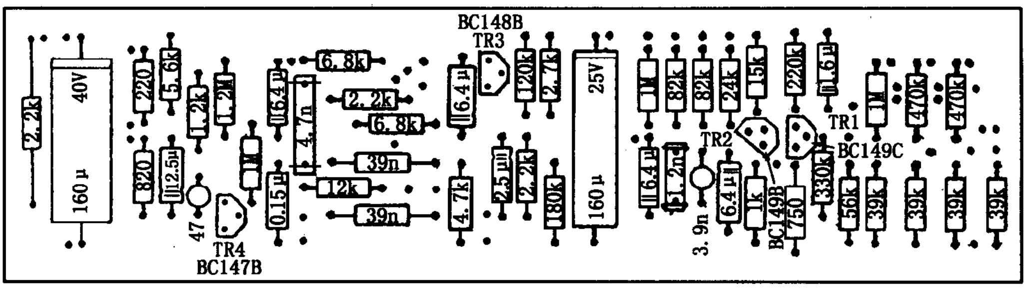
(b)

图 2-30　频响曲线及音调控制特性

该前级放大器设有双声道/单声道开关，置于单声道时，R、L 输出并联，平衡电位器中心接地点断开。如将此前级系统驱动 15W、25W 后级电路时，输出电压由 440mV 设定为 350mV，可将 R33 改为 6.8kΩ，再将 R32 短路即可。前级电路过载驱动率可大于 20dB，意味着最大输出电压由 440mV 升高为 4.4V 仍无明显失真增大现象。高灵敏度的前级供电是提高信噪比的关键，因此建议采用电子滤波器提供 30V 供电。为利于发烧友仿制，特提供左右声道印刷板电路图及元件位置示意图，见图 2-31、图 2-32，比例为 1∶1。

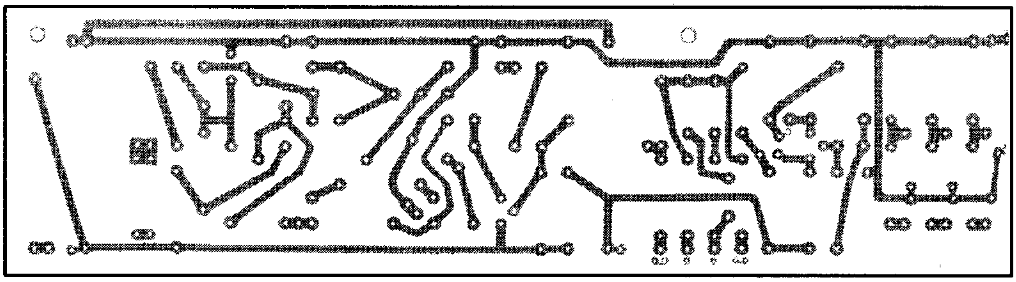


(a)

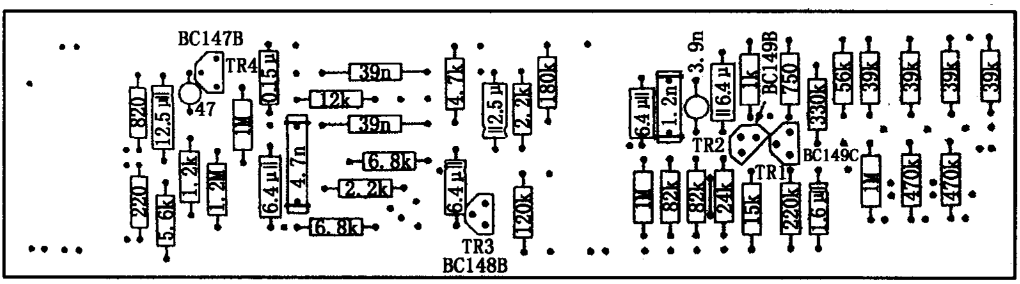


(b)

图 2-31　左声道前置放大器印刷电路板和元件排列图



(a)



(b)

图 2-32　右声道前置放大器印刷电路板和元件排列图

（二）高级前置放大器的电路组成

图 2-33 为某名牌音响的前置放大器，用于驱动 100W 的集成化功放，电路中含有唱片输入、录音头输入校正放大器、高低音调节器、等响度控制器，以及用于特殊输入信号时对高端、低频频率切除的控制开关等，该前级系统还可带动耳机作为信号监听。

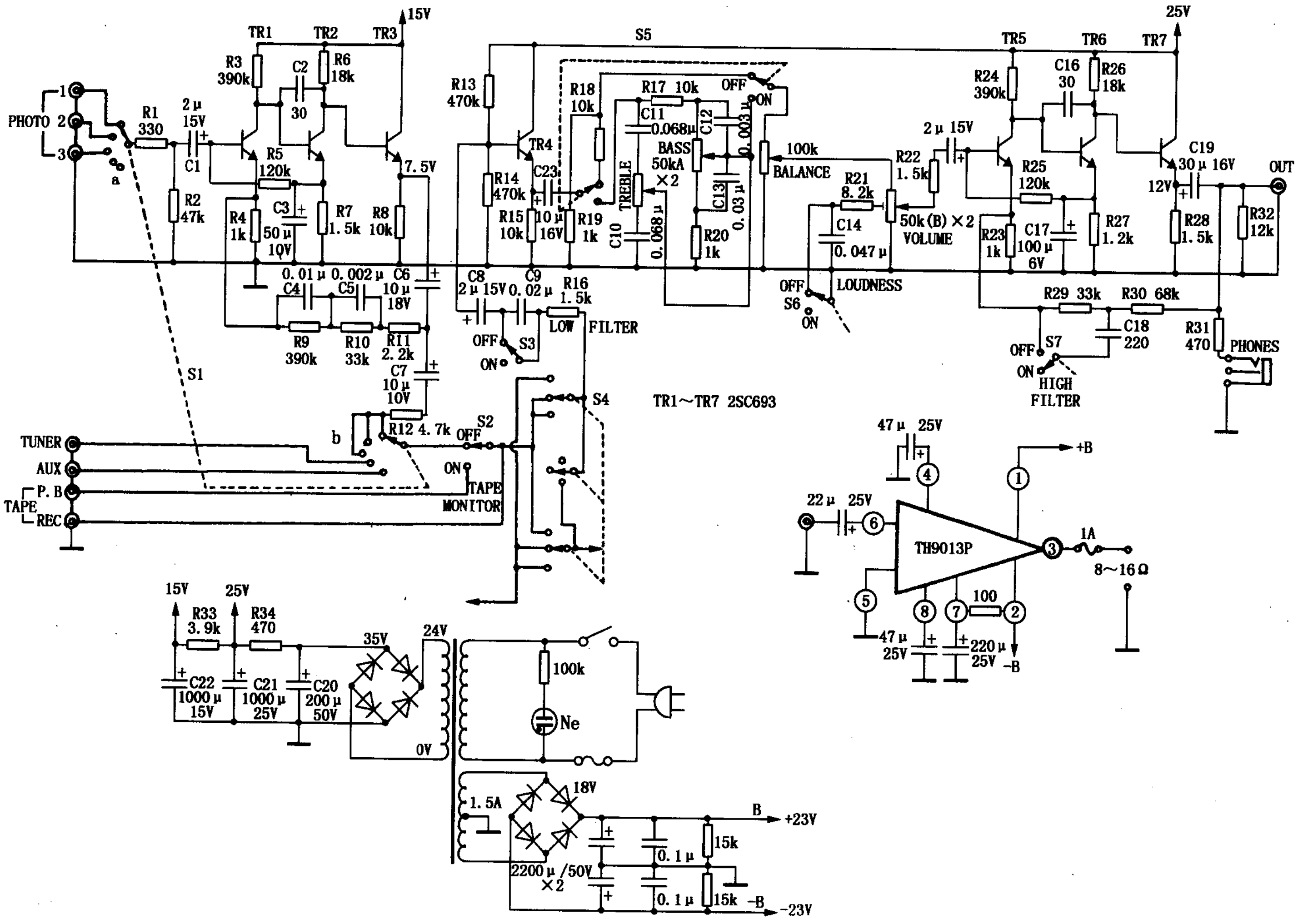


图 2-33　高级前级电压放大器

TR1～TR3 组成负反馈式唱片 RIAA 校正电路，TR1 和 TR2 为与前述相同的两级直耦共射极放大器，TR3 为射极输出器，RIAA 负反馈校正电路由 TR3 射极输出器引出，以免 TR2 输出阻抗降低而导致增益降低。因此，该电路较上例更为完善，R1 的加入可以避免大信号输入时 TR1 过荷，而 C2 用于带外高频校正，可使 TR2 工作更稳定。

该前置放大器的 TR4 为射随器，其低输出阻抗与高、低音控制器相匹配。TR4 通过输入信号选择开关，除可输入三路电唱头插口信号以外，还有不经校正的输入录音机放音信号和 TUNER、辅助输入 AUX 信号。为了适应不同的信号源，在 TR4 基极设置可关断的低通滤波器 C9、R16，以对调谐器音频带外高频噪声进行抑制，当用于其他信号输入时可通过开关 S3 将 C9 短路，恢复宽带特性。TR4 的射极输出端设有衰减高、低音控制电路，由开关 S5 控制。当不需用音调控制时，将音调控制器断开，以 R18、R19 组成的电阻衰减器代之，以使接入/断开音调控制器时信号传输比保持不变。S5 输出端接入 100kΩ 电位器为 L、R 声道平衡调整，该机采用 L、R 声道单独增益控制实现声道间平衡。S6、R21、C14 和有抽头的 50kΩ 双连电位器组成可控的等响度控制器，S6 用以控制等响度控制功能的接入或断开。控制后的输出信号进入 TR5、TR6、TR7 组成的 3 级直耦放大器，此放大器组成和校正放大器 TR1、TR2、TR3 完全相同，区别只是两者动态范围不同。为了使 TR7 输出足够的信号幅度，R28 阻值远小于 R8。为了弥补某些信号源高音噪声过大，在 TR5 射极和输出信号之间加入由 R29、R30、C18 组成的 RC 滤波电路构成负反馈回路，该滤波器将 20kHz 以上频率成分通过 C18 增大负反馈系数，抑制 20kHz 以上的带外噪声。

由以上两例可见，2 级直耦共射极放大器是小信号放大普遍采用的电路形式，有的机型中为了提高增益，改善负反馈效率，则加入直耦的射随器作为第三级，而众多国内外音响中采用这种方式者比例极大。因此，本节中将重点介绍这种前级电路的参数设计和元件数值的估算。

（三）两级直耦小信号放大器元件数值及估算

图 2-34 为典型的 2 级共射级直耦小信号放大器电路。该电路中元件数值可通过以下几步进行估算。

1. 静态电流的确定

首先确定前级 TR1 的工作电流。第一级放大器动态范围极小，正常输入信号幅度在毫伏级，因此，TR1 的集电极电流取值可以较小，以使晶体管本身噪声降到最低。大多数晶体管的噪声是随集电极电流增大而增大，由低噪声三极管 2SC1000 厂家提供的本身噪声曲线图可知（图略），噪声与集电极电流和输入阻抗、工作频率有关。当频率为 100Hz、信号源阻抗为 5kΩ、集电极电流为 50μA 时，噪声最小。而频率 1kHz、信号源阻抗为 5kΩ，则集电极电流为 100μA 时，噪声也最小。所以，从晶体管噪声最小考虑，第一级晶体管的集电极电流（I_C）应选择 30～100μA 的范围内。再者，晶体管的电流放大倍数 H_{FE} 与集电极电流的关系，在 I_C 线性区内几乎与 I_C 成正比，若集电极电流设置过小，β 随之降低，结果使放大器

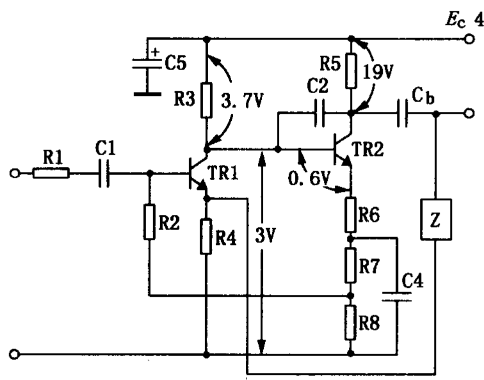


图 2-34 典型小信号直耦放大器元件数值的估算

开环增益减小，以致无法按预定的负反馈量施加负反馈，使放大器增益稳定性降低，通过负反馈难以实现预定的频率特性校正效果。还必须考虑的是，晶体管放大器的输入阻抗也会随I_C增大而有所降低，影响与高内阻信号源的阻抗匹配。综合上述各项因素，将第一级放大器集电极静态电流设定在30～80μA是合理的。

2. 三极管集电极电压设定

TR1、TR2集-射极电压的设置。对RC耦合放大器来说，既要降低失真度，又能在一定供电电压时得到最大输出电压，则应使三极管静态时V_{CE}约为供电电压的1/2。但对前级低电平输入放大器来说极少可能工作于此极端状态，也就是说小信号放大器不必将动态范围的考虑放在首位，而以本级增益和向下级提供偏置作为设计重点。因此，为了合理设置TR1的有效集-射极电压V_{CE1}，首先限定V_{CE1}在输入信号正半周最大值时的最低值。为此，假设输入信号正半周最大值时V_{CE1}最低值为1V，TR1饱和压降为1V，发射极电阻压降为1V，则TR1集电极对地最小电压值为3V，也即R3两端压降最高为37V（见图2-34注）。此估算过程中，TR1饱和压降、R4压降都有较大的余量。

TR2组成的第二级共射极放大器，输入信号幅度增大，输出信号幅度会更大。因此，选择R5的原则是，必须使$V_{CE2}\approx E_C/2$。在得到较大输出电压条件下，为了避免产生非线性失真，当TR2采用硅管时，基-射极电压应为0.6V。由图中可见，R6+R7+R8的压降为2.4V。按$V_{CE2}=E_C/2$的要求计算，V_{CE2}应为：

$$V_{CE2}=E_C-(1V+2.4V)/2=18.3V$$

式中1V为TR2的饱和压降。实际上，由于后级电路输入阻抗的负载作用，在中、高音区域可视为与R5并联，V_{CE2}应选取低于上述计算值。否则，失真将提早出现，导致最大输出信号降低，故V_{CE2}取17V，则R5压降为19V。

根据估算的V_{CE1}、V_{CE2}则不难求出各电阻的阻值。

3. 电阻值确定

R1值的确定：按前述原理，晶体管放大器的输入阻抗与晶体管噪声有关，为了避免第一级放大器本身的噪声增大，必须将输入阻抗限制在一定范围内。当输入信号源为感性电声变换元件时（如电磁式唱头、动圈式MIC等），随着声源频率的降低，阻抗也随之下降。加入R1的目的是，使此时放大器最低输入阻抗不小于R_1。此外，R1还有限制大信号过载的作用。因此，应在2～5kΩ范围内选择R_1（一般选择3.3kΩ）。

R2值的确定：R2为负反馈式偏置稳定电路的直流通路，当采用20dB以上的负反馈时，TR1的输入阻抗极高，将达到1MΩ左右。但由于R2的加入，输入阻抗受限于R2的值。为了避免TR1的输入阻抗过分降低而导致与输入信号源失配，R_2可选择300kΩ左右。

R3值的确定：按上述电压分布，以TR1的I_C为60～80μA计算，$R_3=37V/0.06\sim0.08\mu A\approx462\sim616k\Omega$。考虑到下一级TR2的输入电路分流，$R_3$可取稍小值，即470kΩ。

R4值的确定：R4为TR1的本级电流负反馈电阻。同时，TR2的输出电压经RC电路Z将负反馈信号加到R4上，用以改善放大器特性或对某种输入信号频率特性进行校正。负反馈电路Z在中音段的阻抗构成R5的分路，因而必须大于R_5几倍，否则TR2的输出信号将降低。因此，可取Z为47kΩ，在此条件下再求得R4的适当值。R4的值不仅决定电流负反馈和两级之间电压负反馈系数，还决定此直耦放大器的闭环增益。根据TR2的$V_{CE2}=18V$可知，不失真输出信号电压峰值为$9V_{P-P}$。在此限制条件下，该放大器输入信号为100mV时，要求放大器闭环增益$K_V=9V_{P-P}/0.1V_{P-P}\approx90$倍。考虑到TR2输出信号由于下

级输入的分流、负反馈电路的分流、音量电位器的分流而使输出信号峰值有所降低，可将电压增益 K_V定于 80 倍，即 38dB。若 Z＝47kΩ 时，$R_4 \approx 625\Omega$（可用标称值 820Ω 的电阻），由于 R_4阻值甚小，因此电流负反馈导致的 TR1 增益降低可忽略。

R5 值的确定：R5 为 TR2 集电极负载电阻。对整个放大器噪声而言，TR2 噪声输入电平高于 TR1，因而 R_5 选择主要是使 $V_{CE2} \approx V_{CC}/2$，除去 TR2 饱和压降和 R6～R8 压降，V_{CE2}应为 18V（已如前述）。TR2 的集电极电流由晶体管噪声和本级增益、动态范围综合予以兼顾，以 2mA 左右为宜。因此，$R_5 \approx 19V/2mA \approx 9.5k\Omega$（实际可选用 10kΩ）。

R6 值的确定：R6 的主要作用是平衡 TR1、TR2 的增益，改善信噪比。R6 构成 TR2 的电流负反馈，使 TR2 输入阻抗提高，间接提高 TR1 的增益，以提高第一级放大器的信噪比。但加入 R6 后必使 TR2 增益降低，应权衡两者利弊仔细选择。经试验，R_6对各部分增益的变化可见表 2-11。依表中结论进行选择，$R_6 = 100\Omega$ 比较适当。

表 2-11　R_6数值变化对各部分增益的影响

R_6（Ω）	TR1 的增益（dB）	TR2 的增益（dB）	总增益（dB）
0	16.6	61.4	78.0
100	30.0	42.0	72.0
200	34.6	36.9	71.5
300	37.0	31.0	71.0

R7、R8 值的确定：根据前述 R5 阻值为 10kΩ，压降为 19V，故可确认 TR2 的集电极电流为 1.9mA，R6～R8 总压降为 2.4V。而 $R_6 \sim R_8$之和为 1260Ω，则 R_7、R_8应为 1160Ω，其中 R_8的压降构成 TR1 的偏置 0.6V，故 $R_8 = 0.6V/1.9mA = 315\Omega$（取标称值 330Ω 电阻），$R_7$则应为 830Ω（取标称值 820Ω 电阻）。

4. 电容器容量选择

各电容器容量的选择原则有两点，一是电容器的容抗与频率成反比关系，此点是选择滤波、旁路、退耦电容器时必须考虑的。二是在信号传输回路，往往由 RC 共同组成（包括分布参数），当电容器的容抗与电阻阻值相等的频率时，传输比将降低 3dB，变成原来的 0.707 倍。此为选择耦合电容器时必须考虑的问题。图 2-34 中各电容器选择原则如下。

C1 容量的确定：前已述及，该电路输入阻抗近似为 R_2，所以 C_1决定了－3dB 的低端转折频率。对多级放大器而言，各级低端转折频率应远低于功放整机低端频响。此处设 $f_L =$ 5Hz，根据 $f_{(Hz)} = 159/C_{(\mu F)}R_{(k\Omega)}$，当 $f_L = 5Hz$ 时 C_1电容量为：

$C_{1(\mu F)} = 159/5 \times 300k\Omega \approx 0.1\mu F$

可采用 0.1μF 以上的电容器，但不宜采用过大容量的电解电容器，因为电解电容器的允许漏电是以每 μF 多少 mA 计，故容量越大漏电流也随之增大。在该电路中 R_2 达 300kΩ，如 C1 有 1μA 的漏电流通过，则信号源内阻使 R2 产生 1μA 的分流，将使 TR1 偏置降低 0.3V 以上，这足以使直耦放大器的工作点被破坏。选择漏电流小于 0.1μA 的电容虽可应用，但是并不可靠，因老化随时可超过 0.1μA。

C2 容量的确定：C2 为带外高频补偿电容器，在放大器不产生额外自激的条件下要尽量小，不宜大于 82pF，否则将使频响上限下跌。一般采用 33～68pF。

C3 输出端耦合电容的容量确定：该电路中未画出下级输入电路，C3 与下一级放大器输

入阻抗构成高通滤波电路，当下一级为射随器（音调控制前的阻抗变换）时，输入阻抗取决于偏置电阻和音量电位器的并联值，一般最小值为 100kΩ。如果仍以 $f_L=5Hz$，可求得 $C_3\approx0.32\mu F$。实际上，多级放大器应避免采用各耦合电路有相同的 f_L，故可选用 2.2～3.3μF 电容器。

C4 容量的确定：C4 的作用是滤除 TR2 信号电流，从 R8 上取出直流，向前一级提供偏置电流。因此，C_4 可取 47μF，不宜过大，否则直流负反馈偏置过程将产生延时，不利于偏置的稳定。

由上述计算过程可对 RC 耦合前级放大电路工作点的设定等问题总结出如下重点内容：

前级电压放大重要指标是电压增益和频响，在保证这两项指标的前提下要避免产生非线性失真。

工作点的设定是否正确是非线性失真大小的关键，对多级电压放大电路来说，静态工作点集电极电流应视输入信号幅度的增大而增大。各级放大器工作点 I_C 一旦确定，选用集电极负载电阻的原则是，使晶体管集电极静态电压为供电电压的 1/2。

任何条件下，当放大晶体管输出电压超过 $E_C/2$ 时都会产生对称或不对称的削波失真。为此，每级放大器的输入电压峰值乘以本级电压增益所得输出电压峰值均应低于 $E_C/2$。若要得到高输出幅度，在有足够电压增益的前提下首先提高 E_C。

由 E_C 值决定了最大输出电压峰值后，根据电压增益可得出输入电压的极限值。

第三章　功率放大器及其驱动级

电子设备的功率放大器用于直接驱动负载，因而要求输出一定的功率。对音响功率放大器而言，用于驱动电声转换的扬声器，使扬声器音圈在音频电流的作用下在磁场中受力，将电能转化为机械能，从而发出声音。扬声器的音量越大，需要的推动功率也越大。负载电路中，电功率 P 等于流过负载中电流的平方与负载阻抗的乘积，而要在具有一定负载阻抗的电路中产生足够大的电流，则必须维持一定的电压值。因此，对于功率放大器来说，首先要有大电流输出能力，而为了在负载中有足够的驱动电流，则还要与负载阻抗成正比的输出电压。所以，功率放大器的输出功率为输出电压与输出电流有效值的乘积。

输出功率只是音响功放的基本指标之一，为了使音响有理想的音效，对音响功率放大器还有一系列的要求。

一、晶体管功放特点

（一）输出功率

通常所称输出功率是指放大器输出的电压和电流，而有效值乘积是指有效功率。受不同测试条件的要求，有效功率还分为最大输出功率和额定输出功率，最大输出功率是指放大器在已定的条件下，采用特定的供电系统——电源，放大器所能输出功率的最大值。最大输出功率表示的是放大器输出晶体管所能提供的最大输出电流。额定输出功率是放大器可连续工作的功率，在额定输出功率时，放大器的线性失真被限制在一定指标以内。有效功率额定值表明放大器的带负载能力，最大值表示的是放大器的元器件有多大的余量，两者是密切相关的。最大输出有效功率大的音响，内部器件选择参数有较大的余量，对电路设计、调试稍加改善，可能成为额定输出功率与之相近的大功率功放。但生产厂家一般不会采用这种大马拉小车的设计理念。所以，额定功率总是接近最大输出功率，只不过非线性失真、噪声较小而已。

改革开放以后，随着国外音响的进入，又引入了音乐功率（简称 PMPO），也有称之为峰值功率、瞬时功率。PMPO 功率的标称值比有效功率大得多，例如一台由 HA1392 组成的收录机放大器，额定输出功率小于 2×6W，则 PMPO 功率则往往标为 2×60W，甚至更大。这是商家利用无限提高的 PMPO 功率进行商业炒作。PMPO 功率的规定在技术上是有意义的，表示在音乐高潮的瞬间形成上冲的输入波形，使输出管电流随之上冲。将这种瞬时上冲的输出电流值计算出输出功率用 PMPO 表示，可以表现功率放大器、电源供电部分耐受大电流冲击而不削顶的能力。可见，PMPO 与最大输出功率有异曲同工之处，区别是 PMPO 表示短时瞬间的耐受力，当然标称值也大于最大输出功率。无论最大输出功率还是 PMPO，不仅标榜的是功率放大器的参数余量，而且更重要的是功放电源部分的设计余量。

（二）功放效率

功率放大器实际是一种能量转换控制器，输出功率系由直流供电电源转换后形成的。音响功率放大器输出有效功率动辄上百瓦，甚至上千瓦，从节能的观点来说其效率不可忽视。更重要的是，当效率不高时大部分电能被功率放大器所消耗，这种消耗在器件内部成为热能而使元器件温度升高，不仅使各项参数变差，而且还直接影响放大器的可靠性。

放大器的效率以 η 表示为：

$$\eta=\frac{P_O}{P_E}$$

式中 P_O为放大器输出功率，P_E为功率放大级供电消耗功率。

晶体管放大器的效率，还需考虑输出功率的设计余量因素，由于晶体管的“硬”过载特性，一旦工作期中进入集电极电流的非线性区，会产生明显的非线性失真。此点往往通过增大设计余量来避免，但是，若余量设计过小，则输入信号幅度瞬时冲击时非线性失真将急剧增大，在输入信号为正弦波时会形成削顶，输出端将出现近似矩形波，人耳对此极为敏感。若余量设计过大则成本提高，效率随之降低。因此，晶体管放大器的设计功率常为额定使用功率的 5 倍以上，以避免过载失真的产生。而电子管放大器则不同，即使额定输出功率下使用或稍许超载失真都不会明显增大，因为电子管的过载特性是“软”性过载，过载时不会将正弦波削平顶，只是呈圆角状。从此点考虑，电子管放大器的效率高于晶体管放大器。

（三）非线性失真

一台音响的非线性失真指标，其中 90％以上取决于功率放大器，功率放大器工作于大电流状态，三极管特性曲线会有明显的非线性。为了降低这种非线性，应尽量选择动态范围较大的三极管，同时采用可抵消偶次谐波失真的推挽电路。

（四）功率/频带特性

功率/频带特性是指，输出功率在维持低失真时的频率响应。放大器的额定输出功率一般是以 1kHz 正弦波输入信号时测试的，有的高级放大器中同时还标注出以 10kHz 时的输出功率。可以发现再高级的放大器，当非线性指标为限定值时，偏离 1kHz 左右的中音区，高、低频带的输出功率有所降低，原因是非线性增大了。为了避免非线性失真超出给定指标，只有减小输入电平，降低输出功率。

（五）功率管的特殊性

功率放大三极管有硅管、锗管、双极型管和场效应管（MOS FET）可供选择。锗管由于热稳定性较差，现应用者极少。但是，锗三极管的 E-B 极正向压降较低（0.115～0.145V），效率较高，特别适宜电池低压供电的放大器，尤其是极低的饱和压降，对低压供电串联推挽电路有特殊优势，因此有时仍被采用。

目前，功放电路中几乎是硅功率管一统天下，从输出功率不足 1 瓦至几百瓦的音响放大器，通过对硅功率管参数的选择均可实现。

近年来，随着 MOS FET 管的生产工艺逐步地提高，具有增强型特性的 MOS FET 管在音响功率放大器中得到广泛地应用。由于 MOS FET 管有更好的高频特性，同时其沟道的电

阻特性有自动分配漏极电流的功能，因此，即使并联运用也不必加入均流电阻。此外，MOS FET 管的电压控制性能，使音响功放的驱动级设计更容易，因为 MOS FET 管基本上无需功率驱动，只要有低内阻的输出电压即可。同时，MOS FET 管的高输入阻抗和电压控制特性，也使功放前级更易获得较高的电压增益。

二、功率放大器的类别和电路组成

目前，晶体管功放有两大明显趋势，一是单端 A 类功率放大基本已被淘汰，即使是小功率放大器也极难见到。究其原因是，晶体管有 PNP、NPN 两种导电极性的产品，利用不同导电极性的两只三极管极容易组成互补推挽或准互补推挽电路。无论输出功率、效率还是非线性失真，推挽电路的指标总是有比单端输出级更好。二是晶体管功率放大器中，由于同样的原因，有输入、输出变压器的基本推挽输出级（又称双端推挽，Double Ended Push-Pull，简称 DEPP）也几乎绝迹。原因是输入、输出变压器不仅耗用有色金属，而且绕制、装配工艺也十分麻烦，加上变压器耦合电路使放大器的频响特性变劣，所以在现代 OCL、OTL 盛行的时代被淘汰也是必然的了。因此，本书中也不再将其列入其中。

（一）单端推挽（SEPP）电路

SEPP 是 Simgle Ended Push-Pull 的字头缩写，意为单端推挽电路。SEPP 的单端推挽，是指输入为单端信号，无需倒相器，输出端也为两管发射极并联为单端输出。两管并联输出使输出阻抗降低，可以不用输出变压器而直接与扬声器配接，所以又称这种电路为 OTL，意为无输出变压器放大电路。晶体管放大器实现单端推挽和电子管放大器不同，它是利用导电极性不同的 NPN、PNP 晶体管直接实现的，动作原理如图 3-1（a）所示。NPN 型三极管 T1 和 PNP 型三极管 T2 的输入端是并联的，相反的导电特性使两管无需倒相驱动即可完成推挽动作，信号正半周 T1 导通，信号负半周 T2 导通，在负载 Z 上得到放大后的全周期信号波形。

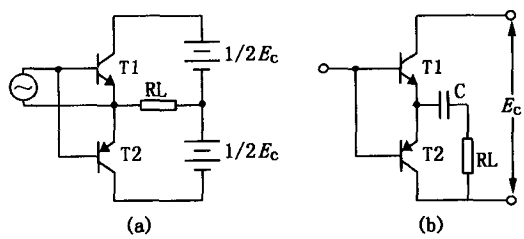


图 3-1　SEPP 基本电路

SEPP 的 PNP、NPN 互补推挽电路，输入端为单端信号输入，因而既无倒相之必要，也可以不必采用输入变压器。除直流 DC 放大器以外，OTL 电路是目前音响功放的主流形式，本节中将对电路参数、驱动方式以及变通进行详细讨论。

1. OTL 输出级的输出功率

当图 3-1（a）中信号波形为正半周时，T1 导通。假设 T1 的饱和压降为 0V，则 T1 集电极电流最大值应为 $I_{C1}=E_C/2R_L$。在信号波形负半周时，I_{C2} 与 I_{C1} 相同，因此，输出功率 P_O 为：

$$P_O=\frac{E_C}{2}\cdot\frac{E_C}{2R_L}\cdot\frac{1}{2}=\frac{E_C{}^2}{8R_L}$$

式中电压和电流均为最大值，故乘以 1/2 使两者总值成为有效值。式中表示输出功率 P_O 与供电电压的平方成正比，与负载阻抗成反比，提高 E_C 受限于输出晶体管的 BV_{CEO}，降低负

载阻抗 R_L，因 $I_C=E_C/2R_L$，则晶体管集电极电流将增大，必然受晶体管 I_{CM}的限制。应该说明的是，上述 PNP、NPN 管轮流导通的过程是忽略了晶体管输入特性的死区电压（基-射极饱和压降），以理想的 B 类状态计算的结果，也就是说是在 E_C、R_L一定时该功放的最大输出功率，理论效率不超过 78%。由于未计入晶体管饱和压降，外接发射极电流负反馈电阻等项损耗，实际效率低于此值。

2. OTL 输出级的单电源供电

OTL 放大器的实用电路中不一定完全采用双电源供电，为此特介绍 OTL 输出级单电源供电的基本原理，电路如图 3-1（b）所示。该电路中负载电阻 R_L中串联接入耦合电容 C，构成两管串联供电的形式，将原 $E_C/2$ 增大一倍为 E_C。当信号波形为正半周时，T1 导通电流经 C 流入负载，同时 C 被充电，在 R_L两端产生电压 $I_{C1} \cdot R_L$。为了避免输出信号失真，则必须限制输入信号幅度，使 $I_{C1} \cdot R_L=E_C/2$。当信号电压改变极性时，T1 关断，T2 导通，C 所充电电压经 R_L加到 T2 集电极。当两管特性相同时，I_{C2}与 I_{C1}完全相等。在此工作过程中，两管实际工作电压仍为 $E_C/2$，电流 $I_{C1}=I_{C2}=E_C/2R_L$。所以输出功率 P_O和双$E_C/2$供电时完全相同。

单电源供电电路中，T1 的电流取自电源，同时向电容 C 充电，T2 的电流则为电容 C 的放电电流，所以 C 的作用不容忽视，容抗在信号的最低频率时也必须远小于负载电阻 R_L的阻抗。

3. OTL 输出级的驱动

OTL 输出级的输出功率 $P_O=E_C^2/8R_L$，而实际应用中扬声器阻抗一般极少超过 16Ω，通常应用中常见值为 8Ω。由此可知，即使一台输出功率为 50W 的放大器，采用 $E_C=32$V，则输出级的电流有效值已达到 $E_C/2R_L=2$A。为了使放大器输出 50W 的有效功率，必须使 OTL 输出级有不小于 2A/β 的驱动电流（一般功率三极管 β 值极少超过 20，也就是说需有不小于 100mA 的驱动电流），因此，OTL 输出级之前必须设有大电流输出的驱动级。

晶体管的达林顿连接可以使驱动电流降低近似前级三极管的 β 倍。为此，OTL 输出级中常将输出管采用达林顿连接，或直接采用大功率的达林顿管。由于 OTL 输出级必须采用两只极性不同、参数相同的大功率 NPN、PNP 对管，有时无此条件时还可以通过不同极性的两管组成达林顿连接，使连接后满足极性的要求。如用 PNP 小功率管与 NPN 大功率管集电极与基极直接耦合，使整体器件成为 PNP 型导电特性。图 3-2 为不同极性三极管达林顿连接的两种形式，将其总结为一句话：不同极性的三极管连接成达林顿管极性，是由第一只三极管决定，而电流放大系数近似为两管电流放大系数的乘积。

由图 3-2 的两种达林顿连接方式，以图 3-1（b）的电路为基础，引出不同的 OTL 输出级和驱动级的组合方式。第一种驱动方式为互补推挽 OTL 电路的基础形式，连接方式如图 3-3（a）所示。推挽电路的上下两臂均采用各自相同极性晶体管达林顿连接，驱动管 T1 和 T3 的接法并不改变输出管的导电极性，纯属作为直耦的驱动放大器，只要 T1、T3 和 T2、T4 采用参数、材料相同的 PNP、NPN 对管，电路即可保持良好的对称性，同时在信号的正负半周也会有对称的放大。这种电路称为纯互补达林顿模式，为高级 OTL 放大器采用最多的电路。

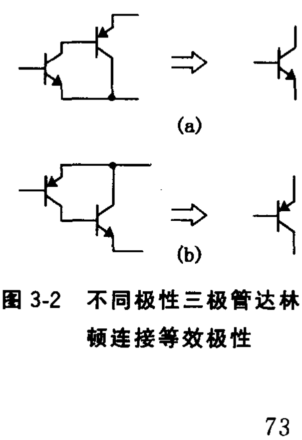


图 3-2　不同极性三极管达林顿连接等效极性

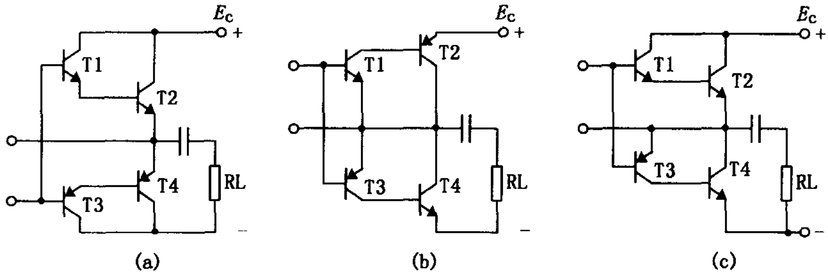


图 3-3　OTL 输出级 3 种驱动形式

第二种为推挽的两臂都采用不同极性的三极管连接，连接方式如图 3-3（b）所示。由于两臂完全对称，均为不同极性的三极管连接，所以与上例基本相同。

另外还有一种驱动方式，称为准互补推挽电路，流行于早期缺乏硅 PNP 大功率三极管的情况下。该方式中将下臂采用极性不同的三极管 T3、T4 作为达林顿连接，T3、T4 的极性取决于 T3，使下臂具有 PNP 导电特性。显然，这种方式的两臂并不完全对称，因为上臂是以发射极电流驱动后级，其 $I_E=I_B(1+\beta)$，而下臂为集电极输出驱动，则 $I_C=I_B \cdot \beta$。即使两臂三极管参数完全对称，电路也不会完全平衡，因为驱动级的 I_B 并非小到可以忽视的地步，所以 $I_B(1+\beta)$ 和 $I_B \cdot \beta$ 本身明显不会相等，当然两臂输出电流也难以平衡。目前，市场上已有较多的硅 PNP、NPN 对管销售，所以无需再采用这种电路。

（二）单端推挽 OTL 输出级设计

所谓设计，是指根据自己的要求确定必需的输出功率，再以输出功率为基础，决定输出管的参数、供电电压，然后再根据输出管的驱动要求和放大器的适用范围决定前级电路的参数和放大器的级数、电压增益等项指标。设计一台放大器的前后级电路，结构可在各功能电路中精选，或借鉴于名牌产品电路，再根据具体要求改变参数和性能。

1. 输出功率的设定

在决定输出功率之前，应首先确定放大器的主要用途，也即自己的偏好，是以欣赏大片配音或摇滚乐为主，还是以古典音乐或民族音乐为主，其次还要考虑现有居室的听音空间。很明显，喜欢听大片配音的情况下要求低音的爆发力、震撼力，而低音扬声器的效率又较低，因此，功率输出级要有足够的驱动能力，而听音空间较大时也必须有足够的输出功率。以目前大多数人居住条件来说，如在 20～30m^2 的客厅内追求有足够的震撼效果，放大器最低输出功率不宜低于有效功率 20W。实际上这只是极为保守的指标，因为低音扬声器的灵敏度较低，要得到足够的声压必须具备足够的输出功率。扬声器的效率是制约输出功率的重要部件。例如一间 10 平方米、有适当混响时间的听音环境，欲得到和音乐厅中欣赏管弦乐有同样的响度和音效，只需 0.2W 的声波功率。如果扬声器的效率为 90dB（即 0.6%），则放大器需输出 33W 的有效功率，若房间摆放过多的家具、杂物，则输出功率还要增大。

再者，对欣赏水平较高的爱好者，在选择晶体管放大器输出功率的同时，还要注意有无足够的功率余量。晶体管放大器的硬过载特性，一旦过载非线性失真急速增大，因而常将临近过载的输出功率称为削波功率。音响功放的生产厂家，为了尽量提高自己产品的价值，标

称的额定输出功率常处于临近削波状态，听音者如果在额定功率下使用，在信号的高峰值期间会伴有严重的削波失真。为了避免这种失真，高级名牌音响的额定输出功率仅为削波功率的 1/3。实际上，对晶体管功耗来说此比例尚不足以避免信号峰值的削波失真。音乐信号的波形中不时有短暂的高峰值，此高峰值与低峰值的动态范围高达 70～90dB。因此，为了避免出现削波失真，晶体管功放需有极大的功率储备，以免因削波失真使音质劣化。一般应用中应使储备功率为正常需要额定输出功率 5 倍以上。所以，即使家庭中欣赏音乐的晶体管功放，也常选择额定输出功率为 50W 以上。但是，输出功率的增大，必须选用功耗更大的功率管和配备大功率电源，无疑使音响功放成本、体积都增大，所以应注意适量选择。

2. 已知输出功率时功放供电电压和电流的估算

输出功率决定以后，第二步需估算的是电源的参数。由前述已知，输出功率 $P_O=E_C^2/8R_L$，常用扬声器音圈阻抗以 8Ω 为主，故此处以 $R_L=8\Omega$ 作为依据，即使临时换用其他音圈阻抗的扬声器，也只是输出额定功率的不同而已，无其他后遗症。

由上式中可以得出 $V_{CC}^2=P_O\cdot 8R_L$，设 P_O为 50W，扬声器音圈阻抗 $R_L=8\Omega$，则 $E_C=56.6V$。加上输出管饱和压降和发射极负反馈电阻的压降，如果放大器采用单电源供电，则输出级供电电压不低于 60V。

互补推挽 OTL 电路，当推挽的任一管导通时，有 $1/2E_C$经输出管加在 R_L两端，因而电路中电流为 $I=E_C/2\div R_L=E_C/2R_L$。所以，该 50W 功放输出级所需电流为：

$$I=\frac{E_C}{2R_L}=\frac{60V}{2\times 8\Omega}=3.75A$$

同时也可算出末级供电电源需提供 225W 的功率。如果考虑电源的效率不会超过 80%，若按 80%计算，电源输入市电功率将达到 270W。此处不得不从节能角度提醒玩音响的朋友，晶体管功放由于储备功率的增大，功耗将比同样效果的电子管功放的功耗大得多。电子管功放的软过载特性，一般额定输出功率即为正常应用输出功率，而无明显的削波失真。上述 50W 的 B 类晶体管放大器，如果改用电子管放大器则有 15～20W 的输出功率已足够，且音质和效果毫不逊色于 50W 晶体管放大器。由常见的 6L6GT×2 组成 A 类放大器，可以轻而易举地得到失真率<2%的 15W 输出功率，这种放大器加上前级灯丝功耗在内，电源功耗也不会超过 100W。如同样输出管 6L6GC×2 组成 AB1 类放大器，则在非线性失真<2%的条件下输出 25W 的有效功率，电源功耗则会低于 80W。

3. 输出管的选择

已知电源电压、负载电流后，选择输出管需从以下几方面考虑：首先是供电电压的变动，上述求出的 60V 供电电压是指最大输出额定功率时的电压值，当无信号或信号振幅较低时供电电压会升高，升高的比例视电源电路的结构有所区别。当采用负载调整率极佳的稳压电路时，近似空载的电压升高也可达到忽略的程度。但大多数音响功放采用简单的桥式整流和电容滤波电路，为了得到较低的纹波又采用容量极大的滤波电容器，因而当电源负载电流大幅减小时，整流电压会有 20%左右的上升，因此加在输出管集电极的供电电压最高可达到 75V。除此之外，还要考虑市电上升的可能性，如果考虑到市电可能达到 220V+20%的上升幅度，则供电电压 E_C将最高达到 85V 左右。而在上例 50W 放大器中，输出管反压 BV_{CEO}应不低于 $2E_C$。此点可作为选择输出管反向耐压的依据。

其次是输出管最大集电极电流的选择。晶体三极管最大集电极电流的定义各生产厂有不同的标准，欧洲少数产品中规定，最大集电极电流是指通过此电流时晶体管不损坏的极限

值，而日本各大公司的产品大多数是指电流放大系数β降低为10的I_{CM}值。显然，当集电极电流增大到使β明显降低的区域难免引起失真，以此为基础选择集电极电流最大值应大于上述计算负载电流的1/2以上为佳。上述计算值为3.75A,可选择I_{CM}至少不小于6A的功率管。

另一项参数是晶体管的最大集电极耗散功率P_{CM}。一般晶体管厂家提供的P_{CM}是指散热器为无限大时的耗散功率，此状态下晶体管的热量几乎不会形成蓄积，也即完全处于理想散热状态，实用中是不可能达到的。晶体管工作于B类输出级，最大集电极损耗发生于额定输出功率的64%附近。究其原因是，当最大输出功率时集电极电压为最低值，最小输出时集电极电流最小，只有在额定输出功率的64%时损耗最大。一般估算，此最大损耗功率为输出功率的30%，则上述50W放大器输出晶体管功耗约为15W。这种理论估算意义不大，实用中常选用P_{CM}等于或稍小于输出功率的晶体管。上例50W放大器的输出级，可选择$P_{CM}=50W$以上的大功率管。

输出晶体管的β选择余地不大，因为大多数硅大功率管的β为20左右，为了避免输入端需要过大的驱动功率，可以采用功率稍小于输出管的晶体管组成达林顿连接，而此类中功率管的β一般均在50以上。目前，硅大功率管截止频率均较高，故不必考虑。

（三）驱动级的设定

1. 直接耦合驱动级电路组成

实际上，采用直接耦合的驱动输出级的组合，并不采用成品达林顿管，而是由两只三极管进行达林顿连接。以图3-3（c）的准互补驱动输出级的方式连接，应用电路则如图3-4所示。其中比基本电路多出部分元件的作用分别是：R5、R6为T4、T6的电流负反馈电阻，以防止集电极电流产生随温度漂移。由于T4、T6的发射极电流较大，此电阻一般较小，以尽量降低此电阻上的损耗。一般选择1Ω以下的阻值，视输出功率而定。

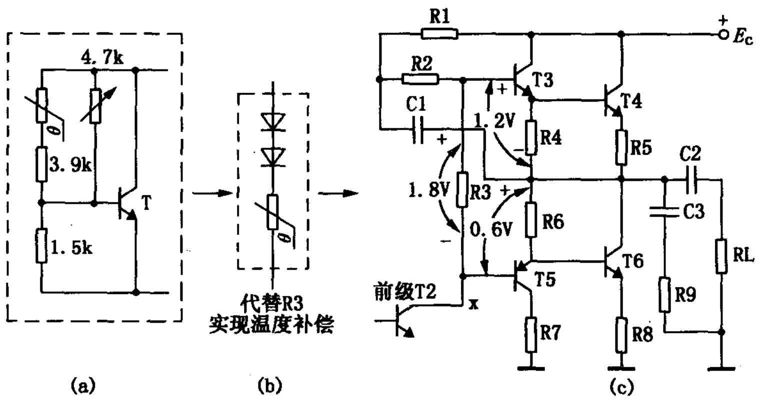


图3-4 准互补放大器驱动及输出级

从理论上说B类放大器中T5、T6是轮流导通/截止的，实际应用中为了避免由三极管输入特性的死区电压而引起的交越失真，必须对推挽管施加大于死区电压的起始偏置，对硅管来说给以0.6V左右的静态偏置。此偏置电压在每只三极管B-E极间为0.6V（如图所注），则在R3两端有1.8V的压降，向T3、T4、T5提供各0.6V的死区补偿偏置电压。此电压为前级放大管的集电极（或发射极）电流在R3上的压降。为了补偿三极管的温漂，大

多数情况下 R3 往往用有相同温度特性的二极管或热敏电阻组成的温度补偿电路。图中 T3、T4、T5、T6 的达林顿连接与成品达林顿相比，多出的 R4、R7 有多重作用，一是作为 T4、T6 的 B-E 极间直流通路，以提高 T4、T6 的 C-E 极耐压。任何极性的晶体三极管的 BV_{CEO} 都低于 BV_{CER}，在 B-E 极接入电阻可使 C-E 极耐压高于 BV_{CEO}，以此出发此电阻越小越好。但为了防止驱动电流的分流，R4、R7 不能过小。另一作用是提高 T3、T4 的静态电流，使其有足够的动态输出。当无 R4 时，T3 的发射极电流构成 T4 的驱动电流，在静态时电流极小，使 T3 的静态工作点下移，引起非线性失真。T5 电路中 R7 也有同样作用。

T3、T5 的静态电流不足，将使 T4、T6 静态电流成比例减小，以致不能抵消输入端死区而产生 B 类放大特有的交越失真。假设 T4、T5 的 $\beta=20$，欲使输出级静态有 20mA 的集电极电流，则 T4、T6 的基极电流均为 1mA，T3 的发射极电流也只有 1mA，作为驱动级来说显然不能满足大动态的需要，加入 R4 后，可使 T3 的静态电流设置为 4～10mA 或以上。

驱动电路中，R1、C1 为自举电路，简单地说就是将前级放大后输出信号的低电位端由 $+E_C$ 端提升到 T3、T5 的发射极，R1 为隔离电阻。前级放大后，在 R2、R3 上产生信号电压，若没有 R1，该输出信号的低电位端将为 $+E_C$（可认为是交流信号的共地端），T3 将成为射极输出器。加入 C6 后，前级输出信号经 R4、R6 加到 T3、T5 的发射极。

上述直接耦合达林顿连接的驱动方式，可将驱动级与输出级看成一体地进行增益计算，复合后电流放大系数为每臂两管 β 之积。根据上述计算得出的输出级最大电流值，估算驱动级的前级所需电压增益。显然，前级输出信号电压与驱动级输入阻抗之比即为驱动级输入电流，该电流经 T3、T4 和 T5、T6 放大后，应不低于额定输出功率时输出级的最大电流。一般通过选配 T3、T5 的 β 来满足此要求。

晶体管放大器的前级增益常以电压增益为设计基础，而驱动级和输出级的组合则以电流增益为基础，设计更简单。但是，前级输出的驱动电压，需在驱动级输入阻抗中变成驱动电流。因此，驱动级输入阻抗成为整机增益设计的关键值。

2. 驱动级元件选择

R4、R7 为 T3、T5 的负载电阻，同时也是 T4、T6 的基极电阻，因此对后级增益的影响极大。如从对输出级分流作用考虑，希望 R_4、R_7 越大越好，而从驱动电流的动态范围考虑，则 R_4、R_7 较小为好。好在大功率管 T5、T6 的输入阻抗极小，常在 20～50Ω 左右，即使 R_4、R_7 取几十 Ω 至 2kΩ 之间分流作用也几乎可以忽略。

在准互补推挽电路中，T3 为射极输出，R4 的阻值大小不仅决定 T3 的动态范围，还与 T3 的输入阻抗成正比。而 T5 为集电极输出，R6 只作为电流负反馈电阻，以使 T5 和 T3 输入阻抗相近。很明显，尽管如此，两者输入阻抗仍不可能相同，因为 T5 的电流负反馈小于 T3。

R4、R6 既决定了 T3、T5 的输入阻抗，同时也决定了前级放大器必需的驱动电压幅度。由于准互补推挽输出级采用导电极性相同的输出管，因此作为直耦的驱动级 T3 必然是 NPN 型。T3 由射极输出，直接驱动 NPN 型的 T4，而 PNP 型的 T5 只有从集电极输出，驱动 NPN 型的 T6。这种连接方式，是形成准互补推挽电路两臂放大电路不可能完全平衡的基本原因。合理选择 R_4、R_6、R_7 可改善不平衡的程度，但要达到互补推挽完全平衡的程度仍不可能。

由射极输出器的理论可知，T3 的负反馈系数为 1，输入阻抗除 T3 的 r_{be} 以外，还有 R4 电流负反馈导致的输入阻抗增大，在射随器中基本可认为 R_4 乘以 T3 的 β。而 T5 为有电流

负反馈的共射极放大器，电流负反馈系数为 $R_6/(R_6+R_7)$。当 R_6 与 R_4 相等时，T5 的负反馈系数远小于 T3，当然输入阻抗也低于 T3。

T3、T5 的另一不平衡因素是输出阻抗，通常为了使 T3、T5 有幅度相同的驱动电流，选择 R4 和 R7 阻值相等。虽然 T3 为射随器，电流放大增益为 $1+\beta$，T5 为共射极输出，电流增益近似为其 β 值。当 β 远大于 1 时，可认为两者相差并不多，以此使 $R_4=R_7$ 似乎无可非议。虽然 $R_4=R_7$，但加到 T4、T6 的驱动电流还是有差别的，因为 T3 输出阻抗极低，而 T5 输出阻抗比 T3 可能大几百至近千倍，在输出管输入阻抗仅为几十欧姆的情况下，得到的驱动电流差别较大。R6 的加入不仅不能使 T3、T5 的输入阻抗趋于平衡，反而使 T3、T5 的输出阻抗差距更大。因此，R6 尚无一个最佳折中取值，但从输入阻抗的平衡考虑，R_6 应不小于 R_4，而且尽量选取使 $R_6/(R_7+R_6)$ 的比值稍大为佳。显然，此要求与 $R_4=R_7$ 和 $R_4\approx R_6$ 是相矛盾的。因此，一般的准互补放大器中以 R4 为基础，选择 $R_7=R_4$，$R_6\leqslant R_4$ 的方式，通过 T3、T5 的 β 选择使电路达到尽量平衡，而为了减小不平衡带来的非线性失真则只有求助于负反馈。

准互补推挽电路中 R4 的选择是至关重要的。R4 阻值的大小决定了 T3 的输入阻抗，其值与前级电压输出使 T3 得到多大的驱动电流，能否达到设计的输出功率等，都息息相关。为此，决定 R4 阻值之前应首先对 T3、T5 进行选择。根据准互补推挽电路的结构可见，T3、T5 输出电流应满足 T4、T6 基极驱动电流之需要。由前述已知，当输出功率为 50W 时，T4、T6 最大电流为 3.75A。如果设 T5、T6 的 $\beta\approx20$，则基极驱动电流应为 187.5mA。由于 R4、R7 的分流应取较大值，因此，应选择 $I_{CM}>300$mA 的中功率管，BV_{CEO} 应与输出管相同。因为要施加负反馈，故 T3～T6 应取较大的 β，以增大开环增益，便于取得较大的负反馈量。大功率管 T4、T6 的 β 一般较低，故应使 T3、T5 的 β 不低于 150。

T3、T5 决定以后，下一步是对前级驱动放大电路元件参数的估算。从互补推挽电路的基本电路图 3-3 可见，互补推挽的两臂输入信号等效于并联输入，信号正半周时上臂工作，负半周时下臂工作，两臂的驱动信号由前级放大器集电极输出信号提供，通常前级集电极负载电阻 R_2 远大于 R_3，所以在交流信号通路中忽略 R3 的作用。但是，R3 需提供 1.8V 的压差，以使 T3、T4、T5 的 B-E 极各有 0.6V 的起始偏置，以维持输出级晶体管的静态电流，消除 B 类放大的交越失真。

由图 3-4（c）标注电压可知，前级集电极电流在 R3 上需有 1.8V 的压降。既然 R3 是为放大三极管提供静态偏置电压，所以实用中必须具有温度补偿功能。为了防止三极管随温度升高发生温漂，实际上常用二极管和热敏电阻代替 R3，电路如图 3-4（b）所示。利用两只硅二极管 1.2V 的正向压降，再串联接入热敏电阻，当温度升高时，此等效 R3 的阻值降低，放大三极管静态偏置电流减小，以补偿电流的漂移。温度补偿二极管在电路中通过的电流为前级放大器的集电极电流，一般只有几毫安，所以输出功率不大的放大器中常用两只最大正向电流为 100mA 的 1N4148 串联应用。对于输出功率较大的输出级、驱动级所需驱动电流也较大，当前级放大器集电极电流大于 10mA 以上时，为了避免电流随输入信号波动范围超过二极管正向电流的允许值而使二极管自身结温升高，掩盖了 PN 结对外界温度变动的灵敏度，因此有些放大器中采用图 3-4（a）的电路形式代替 R3。

从图 3-4（a）电路不难看出，加入的三极管 T 将热敏电阻产生随温度变化的电流放大，从而引起 T 内阻的改变，实现温度补偿。当环境温度升高时，热敏电阻的阻值减小，T 的偏置电流增大，内阻降低，提供给后级放大器的偏置电压减小，使静态电流减小。此外，T

本身也构成自然的温度补偿，因为任何三极管（硅或锗）温度升高时，集电极反向电流以及基极电流都相应增大。这种双重补偿方式具有直流放大功能，有极好的温度补偿特性，因此被各类单端推挽放大器所广泛采用。

OTL单端推挽放大电路，采用直耦驱动级以后，使驱动级和输出级的组合输入灵敏度大为提高。对上述50W的输出级而言，在达到输出50W的功率时最大电流不足4A，只要T3、T4及T5、T6的组合每只三极管β平均达到30以上，粗略估算，T3、T5的驱动电流为：设输出级T4、T6的集电极电流为3.75A时，β为20，则输出级驱动电流约为187.5mA。以200mA计，当T3、T5的β为100时，基极驱动电流近似为2mA。

上述估算中直接将三极管的β作为两级直耦放大器的电流增益，误差并不大，远在晶体管标称β值的误差范围以内。当R4、R7采用470～680Ω时，对输出信号的分流可以忽略，可认为T3、T5的输出电流全部用于驱动T4、T6，误差也极小。为了避免产生驱动不足导致的输出功率降低，实用中采用β较大的T3、T5。

按目前设计晶体管放大器的惯例，前级放大设计均以电压增益为准，因此必须对驱动级T3、T5的输入阻抗进行较准确的估算。因为前级电压放大器的驱动输出电压是在负载电阻与下一级输入阻抗的并联值上产生最大摆幅不小于2mA的驱动电流值。

实际上，晶体管放大器即使仅在音频频率范围内，其输入阻抗也是难以准确计算的，对每只具体型号晶体管而言其不确定因素就更多。因此，无论电压增益、电流增益的计算尽管十分复杂，也不过属估算而已。正因为晶体管参数的离散性，所以晶体管放大器离不开负反馈，通过负反馈量的增大使放大器闭环增益远小于开环增益，以致使负反馈放大器的闭环增益可以在晶体管参数大范围变动而保持恒定。通过负反馈稳定放大器增益的方式，也可以使整机增益计算更简单、更准确。

T3为射随器，输入阻抗$r_i \approx r_{be}+(1+\beta)R_E$。$r_{be}$指三极管B-E极之间固有电阻，包括基区本体电阻、B-E之间的结电阻以及发射区的本体电阻。r_{be}对不同的三极管差别极大，低频、小功率管约为几百欧姆，高频和大功率管只有几十欧姆。同规格的三极管β大者，r_{be}也增大。设T3的$r_{be}=200\Omega$，$\beta=100$，$R_E=R_4=200\Omega$，则输入阻抗约为20kΩ。为了使T3基极有2mA的驱动电流，则驱动电压的幅度应为40V。以此作为前级放大系统电压增益设计的依据。需注意的是，输出级输出电流计算值3.75A及驱动级输入、输出电流2mA和200mA均为动态信号的最大值。所以，依此计算的前级信号电压40V应为$40V_{P-P}$。该驱动信号为正半周时使T3动作，在基极输入端产生2mA的最大电流，负半周时使T5动作而产生2mA的驱动电流，使放大器达到额定输出功率。

（四）从OTL到OCL放大器

OTL放大器成为音响放大器的主流，得益于双极型晶体管的两种完全不同的导电特性。所谓“准”互补推挽电路，盛行于20世纪80年代，原因是受半导体制造工艺的限制。当时，半导体工艺水平制造出高反压大功率PNP硅管尚有一定难度。时至今日，大功率PNP、NPN特性参数相同的硅三极管已十分普遍，所以准互补推挽电路几乎完全被纯互补推挽电路所取代。

纯互补推挽电路中功放驱动级、输出级全部由PNP、NPN三极管组成几乎完全对称的单端推挽输出级，没有上述准互补电路中各种不平衡因素的困扰。加上半导体制造厂生产了大量的各种不同规格的PNP、NPN对管，使互补电路的性能日益完善，对称性好，非线性

失真随之减小。因此，纯互补功放降低了对负反馈的依赖性，使音频功放的稳定性等电气指标大为改善。无论纯互补还是准互补单端推挽电路，都是通过直流偏置调整电路、偏置温度补偿电路稳定放大器的工作点，所以多级直耦放大级的组合、稳定放大电路的直流偏置成为OTL功放的重要课题。否则，单电源供电时OTL中点输出电压将不为$E_C/2$，从而引起上下两臂动态特性无法平衡；若采用双电源供电，由于偏置漂移使两臂输出管的电流不对称，遂导致中点电压不为零，两臂动态电流严重失衡，还将损坏输出管和正负供电电源。

OTL放大器发展到后期，上述稳定电路已十分完善，从而使OTL电路可以不用输出耦合电容器，音响功放开始进入OCL的新阶段。OCL为Output Capacitor Less的字头，意为无输出耦合电容。在双电源供电的OTL电路中，只要加入输出管中点电压稳定电路，则可不用输出耦合电容器，而扬声器中无直流成分，只有音频交流成分，从而成为OCL互补对称放大器。但是，全部采用直接耦合的互补对称放大器，影响中点电压不平衡的因素是多种多样的。因此，虽然OCL放大器的主放大通路与OTL放大器区别不大，但是需要加入更完善的中点电压平衡电路和扬声器的保护电路等。

1. OCL互补推挽电路中的差动放大器

OCL放大器电路要达到的目的是，使扬声器中只有音频交流信号，而无直流电流成分通过。因此，OCL放大器必须采用对称的正、负双电源供电。所谓对称，不能简单的理解为正负电压相等，而是要达到电源内阻、纹波系数的全面对称。对称的正负供电电压中点为0V，如果放大器的推挽电路两臂直流工作点、静态电流也完全对称，中点电压保持0V。因此，放大器无信号时扬声器中无任何电流流过，只有当放大器有输出时扬声器才会通过音频电流。

放大器的静态平衡还受到温度、元器件老化变质的影响。为此，OCL放大器中还必须加入自动调整放大器工作点平衡的控制电路。所谓自动中点电压平衡电路，采用的方式与OTL功放一次调定加温度补偿的稳定电路有完全不同的概念。OCL放大器通过中点电压反馈随时进行自动调整，使中点电压为零电位。为了防止意外，当放大器启动过程、故障过程引起中点电压偏移时，则由特设保护电路将扬声器断开。因此，OCL放大器中特设有差动放大器。差动放大器在OCL放大器中既是音频信号的前级放大电路，又是中点电压取样的直流放大器。差动放大器的基本电路如图3-5（a）所示。下面以此基本电路说明差动放大器的输入和输出动作原理。

差动放大器由两只特性、参数完全相同的晶体管组成完全对称的放大电路，T1、T2特性完全相同，而且外接电阻R_B、R_i、R_C也完全相同。如果此时两管的输入信号$U_{i1}=U_{i2}=$ 0V时，两管有相同的静态电流I_C，因而两管集电极电压也相等，则两管集电极之间压差为0V，无任何输出。此电路是依靠相同特性的晶体管来抵消放大器的零点漂移的。两管特性相同，或者两管本身共同制作在同一单晶片上，环境温度的变化对两管的影响是相同的，因而两管集电极电压的变化也相同，因而不会形成两者之差的输出电压U_O。而且，当从两管基极输入同相位、同波形的信号U_{i1}、U_{i2}时，输出端U_O不会有输出，只有当U_{i1}与U_{i2}相位、幅度有差别时则U_O输出为两者之差，所以称此放大器为“差分”放大器。

由图3-5（a）的工作原理不难看出，差动放大的原则是两管严格对称，从两管R_C之间输出信号才会抵消其相同部分。这种对称输出形式是形成差动效果的前提，如单独从任一管集电极输出则无此功能。显然，这种平衡输出才能实现差动的方式在应用中受到限制，因此又出现了长尾式差动放大电路。所谓长尾式差动放大器，与图3-5（a）电路基本相同，区别

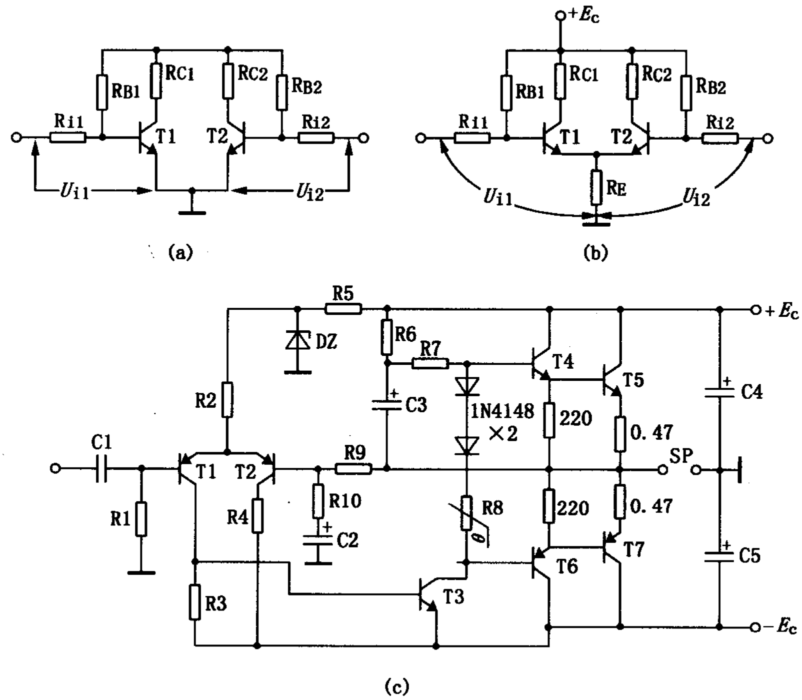


图 3-5　差动放大器在 OCL 放大器中的应用

只是在 T1、T2 发射极与地之间接入电阻 R_E。其电路如图 3-6（b）所示。加入两管共用的 R_E后，R_E上形成由两管电流之和的电压降。当两输入端 $U_{i1}=U_{i2}$，且相位、波形完全相同时，两管集电极电流同时增大或减小，在 R_E两端产生的压降同时反馈于两管输入端，从而构成负反馈，使 U_O的变动幅度减小。当两管输入信号波形相同、相位相反时，两管集电极电流作等量的增减，使流过 R_E的总电流保持不变，R_E无任何输出建立，当然也就不存在负反馈。显然，利用 R_E使 $U_{i1}=U_{i2}$时放大器有负反馈，U_{i1}为正 U_{i2}为负时则无负反馈。通常将相同波形和相同相位的输入信号称为共模输入（Common Mode），两组输入有差别的称为差模输入。差分放大器对差模输入和共模输入放大倍数的比称为共模抑制比（$CMRR$），关系为：

$$CMRR=\frac{\text{差模增益}}{\text{共模增益}}$$

显然，加入 R_E后提高了差模增益，降低了共模增益，使共模抑制比大幅提高。

图 3-5（a）中差分放大器是通过两管输出信号相位相反提高输出信号中的共模抑制比，而图 3-5（b）中加入 R_E以后，是利用对共模输入产生的负反馈来抑制共模增益，所以长尾式差分放大器即使只从一只放大管取出输出信号，也可以得到足够的共模抑制比，此特点使长尾式差分放大器在 OCL 功放中发挥特有的功能。

2. OCL 放大器中差分放大器的功能

在 OCL 放大器中采用较多的是长尾式差分放大器，完成以下几项功能。现以图 3-5（c）的全互补 OCL 放大器为例，其中 T1、T2 为差分放大器，T3 为电压放大器，用以驱动纯互补驱动级。由输出级电路可以看出，达林顿连接的 T4、T5 均为硅 NPN 管，另一臂的 T6、 T7 则均为硅 PNP 管，两臂放大电路完全对称，这是纯互补可以获得比准互补更好效果的重要原因。一般 T4、T5 和 T6、T7 采用生产厂专门用于音频放大的对管，使调整工艺可大为简化。OCL 纯互补输出级与 OTL 的区别是，OCL 必须采用完全对称的正负双电源供电。差分放大器 T1、T2 的供电正端设有 R5、DZ 组成的稳压电路，一则使 T1、T2 的供电稳定，另一则便于滤除电源中由输出级形成的信号反馈。

差分放大器的一项功能是作为音频信号的前级放大。输入信号经 C1 加到 T1 的基极，信号的低电位端则经共地、R3 加到 T1 的发射极。如果忽略 T2 的连接时，T1 构成了电流负反馈的 RC 耦合输入、直接耦合输出的小信号放大器。当接入 T2 以后，两管通过 R2 构成长尾式差分放大器。因此，输入信号是否形成负反馈及其负反馈系数则与 T2 的输入信号有关。假设 T2 输入和 T1 输入信号波形相同，相位也相同，则构成共模输入，在 R2 两端形成的压降系数由两管电流变动所致，此信号压降和 T1 的输入信号反相位串联加于 T1 的 BE 结构成负反馈，从而将 T1 的输出抑至最低。如果两管的 β 足够大，上述共模抑制比可达到 60～120dB。

该电路的另一极端状态是，T2 的输入信号和 T1 输入信号波形相同，相位相反，则 T1、T2 为差模输入，R2 无信号压降而无负反馈，则 T1、T2 可得到较高的增益，即差模增益。由此可看出，将 T2 基极输入相位相反的信号控制其信号幅度，可控制信号增益，而且与此同时可实现放大器输出端到输入端的大环路负反馈。

电路中 T2 的基极输入信号通过 R9、R10、C2 取自放大器的输出端，其中 C2 的容量极大，因此在音频范围内可看做短路，等同于输出信号经 R9、R10 分压进入 T2，通过 R2 的作用完成大环路负反馈。放大器的调整过程中，改变 R10 的阻值可控制反馈信号的幅度，以设定负反馈系数，改变 T2 的增益。

差分放大器的另一项功能是稳定中点电压为 0V。对于中点输出直流电平来说 R10、C2 形同开路，放大器输出端直流电位经 R9 加在 T2 基极，当中点电位偏正时 T2 电流减小，R2 压降减小电位升高，使 T1 电流增大，而 T3 基极电流增大，集电极电位下降，导致 T6、T7 电流增大，中点电位降低趋向于 0V。当中点电位偏负时，控制过程与之相反。目前几乎所有的 OCL 放大器都采用类似的电路完成负反馈和稳定输出电位功能，对大功率输出、环路增益较高的 OCL 放大器，还有的采用两组串接的差分放大器，以获得更高的前级增益和更稳定的中点电压。

3. OCL 放大器保护电路的设置

OCL 功放的放大电路大多采用多级直接耦合，因而一旦前级电路发生故障，极易使并联在正负电源之间的放大器两臂同时导通瞬间过流而损坏大功率输出管。此外，OCL 放大器无输出电容器，一旦中点出现高电压、大电流，也会立即损坏扬声器。因此，OCL 放大器都设有输出级过电流保护和中点电位偏移保护电路。

(1) OCL 放大器的延时保护。在 OCL 放大器接通电源的启动过程中，中点电压无法立即平衡为 0V，其中正负电源本身建立额定对称电压也有一短暂的过程，同时中点电压稳定电路进入稳定状态也需有短暂的平衡时间 [如图 3-5 (c) 中 C2 的充电时间]，这些原因均导致开机瞬间有直流电流经过扬声器，该冲击电流不仅造成极大的开机噪声，而且还极易引起扬声器音圈烧坏。因此，OCL 放大器中设置了开机扬声器延时保护。该保护电路由继电器控制，关机状态继电器触点使扬声器断开，放大器输出被接至假负载电阻，当开机后 1～1.5s，待输出中点电压平衡为 0V，才转换至扬声器。电路如图 3-6 (a) 所示。

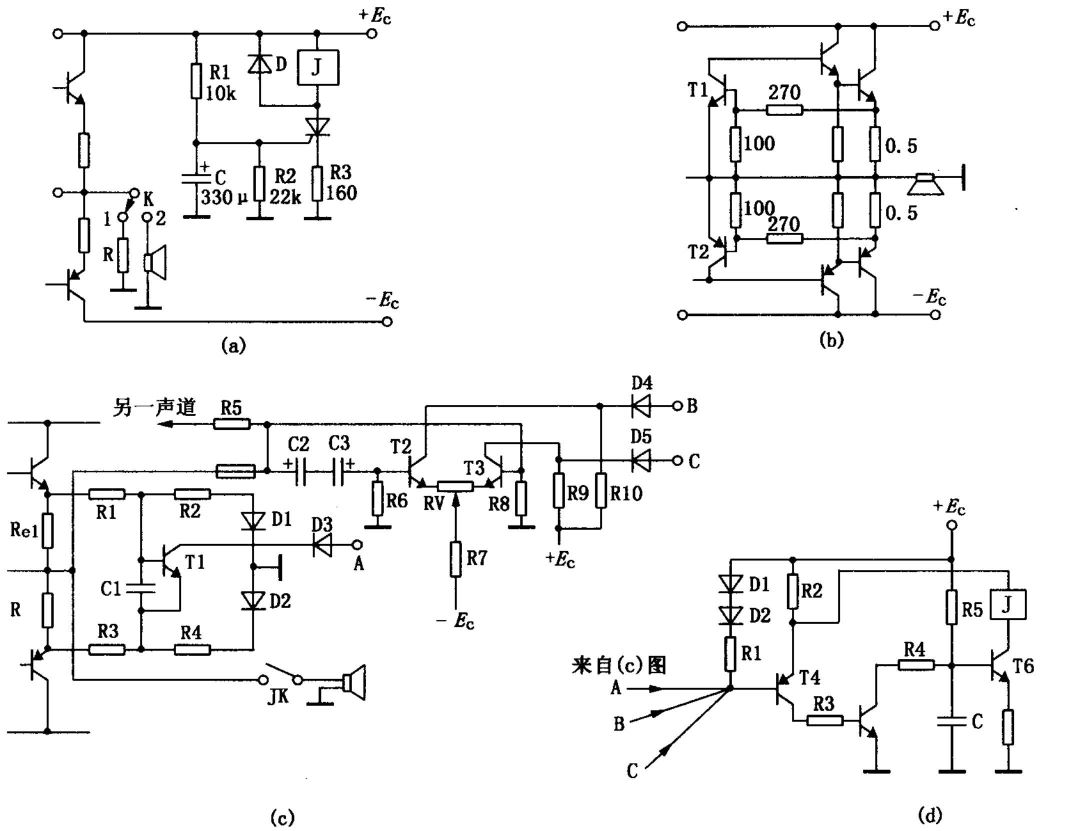


图 3-6 OCL 放大器的 3 种保护电路

该电路中扬声器的切换由继电器触点 K 控制，在未接通电源时常闭触点 1 与 K 相通，放大器输出端接入约为扬声器音圈 2 倍的假负载电阻 R。开机瞬间 E_C经 R1 向 C 充电，晶闸管是截止的，C 充满电后正极端电位升高至 $E_C\times[R_2/(R_1+R_2)]$，晶闸管导通触点 K 与 2 接通，将扬声器接入放大器输出端。关机状态加入假负载电阻 R，可使关机后电源滤波器及时放电，同时在延迟时间内有利于放大器更快地进入平衡状态。调整 R1、R2 的阻值可设定 C 的充电时间，以此可决定延迟时间，一般以不超过 3s 为宜。因为延迟时间过长会给放大器的使用带来不便，时间过短则电压尚未达到输出 0V 的平衡程度，影响消除开机噪声和保护扬声器的效果。另外需注意，继电器的接点串联于扬声器，应采用触点容量较大的继电器，同时用两组以上触点并联应用，以减小触点氧化、接触不良的影响。

(2) 动态过载和短路保护。对于 B 类、AB 类功放而言，当驱动信号过载或输出端短路、过载时，都会使输出管电流增大，严重时烧坏输出管，因此，功放中都设有过载保护。电路如图 3-6（b）所示。过载保护也可称为过载电流限制电路。图中 T1、T2 为保护管，正常状态下是截止的，对放大器无任何影响。当输入信号过大或负载阻抗降低、短路时，输出管电流增大，使 0.5Ω 电阻压降增大。按该电路中元件数值可算出，当 0.5Ω 电阻上压降达到 2.2V 时，T1 基极电压将达到 0.6V 而导通。饱和导通后集-射极将驱动级输入短路，迫使放大器驱动级、输出级同时截止，避免烧坏输出管。利用不同极性的 T1、T2 即可实现单端推挽两臂的过流限制。采用这种方式限制的是动态电流峰值，应用中 T1、T2 宜采用饱

和压降较低的三极管，且 BV_{CEO}应不低于正或负 E_C值。应该说明的是，该保护电路是正常放大器的过载保护，对电路中由于驱动管损坏反向漏电增大的故障导致输出管过流是无效的，也就是说该保护电路不是故障保护，而是动态过载保护。

(3) OCL 放大器的综合保护。上述两种保护电路常用于中、低档 OCL 放大器中，由于此类放大器未设输出中心点电压保护电路，常用 0.5～15A 的保险丝串接于输出端，用以防止中心点电压不为 0V 时烧坏扬声器。较有名气的商品 OCL 功放都设有完善的多种保护功能，下面以先锋 OCL 功放保护电路为例说明动作原理。

先锋 OCL 功放的多功能保护电路总体结构可分为两大部分：一部分为输出过载、短路保护电路和输出直流电压偏移保护的取样放大部分，电路如图 3-6 (c) 所示；另一部分为继电器驱动部分，电路如图 3-6 (d) 所示。

图 3-6 (c) 中输出过载、短路保护采用一只 NPN 三极管 T1，对输出级两臂电流进行取样，R_{E1}、R_{E2}两端分别形成正比于输出管电流的正和负电压降。R_{E1}形成的正电压降经 R1、R2 分压后，送入 T1 的基极。R_{E2}形成的负电压降则经 R3、R4 分压，送入 T1 的发射极。因此，即使电路故障导致放大器任何一臂电流增大或输入过荷、或负载短路导致两臂电流同时增大，T1 都会导通，从而使 D3 导入的高电平被钳位于 T1 的饱和压降，继电器 J 将断开扬声器，以免受损。该电路中 D1、D2 对取样电压钳位，以避免取样电压过高导致击穿 T1 的基极。C1 在电路中有双重作用，一是可避免短暂的冲击信号峰值引起 T1 误动作，二是使 T1 工作更稳定。该取样电路设计十分巧妙，只用一只 NPN 管完成正负电压取样，不但对输出短路、过载有保护功能，而且对电路元器件故障导致某一臂输出管电流增大时也有保护动作。

放大器输出直流电压检测电路由 T2、T3 组成的长尾式差分放大器组成，电阻 R2 和 R5 分别对放大器两声道的中点输出电压进行取样。T2、T3 为热耦合对管，两管组成差动放大器，R_V用以调整 T2、T3 的平衡。T2 的基极接有 C2、C3，容量很大，因而当输出端有信号输出时，C2、C3 的容抗极小，使 T2、T3 的输入端形成共模输入。由于 R7 的负反馈作用，共模增益极小，可认为差动放大器无差值信号输入，因而也无输出。因此，该中点电压检测电路对放大器音频输出信号形成的瞬间电压偏移不会误动作。当中点电压偏移频率低于放大器的频响下限时，C2、C3 的容抗增大，于是形成 T2、T3 的差模输入，随偏移极性的不同两管产生相反的动作，虽然两管总电流不变，但集电极电流增大的一管，集电极电压降低，致使 D4 或 D5 导通，继电器动作断开输出。这种控制中点电压偏移的方式，既保持了足够的灵敏度，又不会在放大器工作时因输出信号导致中点电压瞬间变化而误动作。

如何区别是低频信号导致中点电压按音频信号正常瞬间偏移，还是属极低频率的蠕动，关键是 C2、C3 和 R6 的选择。为了避免电解电容器不稳定造成误动作，C2、C3 采用反极性串联应用。对于放大器输出端电压不为 0V 时，差分放大器的动作将随偏移电压的极性而异。当任一路放大器中点电压偏正时，直流正电压由于 C2、C3 的隔直流作用而不能接入 T2，正电压加至 T3 基极形成差模输入，使 T3 集电极电流增大，电压降低，二极管 D5 导通，使继电器动作。当中点电压偏负时，T3 的集电极电流减小，由于差分放大器的射极耦合作用，终将使 T2 集电极电流增大，二极管 D4 导通，同样使继电器动作。差动放大电路的特征之一是，两管电流为不变的常数，无论何种原因使其中一管电流增加或减小，通过 R7 的负反馈作用必将引起另一管电流的减小或增加，以维持两管电流之和为常数。通过差分放大器极高的差模增益，使该电路对输出电压漂移的敏感度极高，只要有正或负的直流电

压，继电器立即动作断开扬声器。

与上述过载、电压漂移取样电路配合的继电器控制电路如图 3-6（d）所示。继电器 J 的常开触点 JK 串联于扬声器回路中。T6 为驱动管，基极接入 R5 和 C 组成的 5s 延时电路，因此，该驱动电路还具有开机保护扬声器和延时静噪功能。在开机瞬间取样控制电路二极管 D3、D4、D5 在无过流和电压偏移的情况下均截止，因此 D1、D2、R1 使 T4 反偏而截止，T5 也同时截止，$+E_C$通过 R2 向继电器 J 供电。同时，由 R5 向 C 充电，约 5s 后 C 充电结束，T6 基极得到高电平而导通，继电器动作，常开触点吸合接通扬声器。如果功放输出端有电压偏移或过载现象，A、B、C 三路中必有一路动作，导致 D3、D4、D5 之一导通，将 T4 基极电位拉低，T4、T5 相继导通，T5 的集电极电流将 T6 基极电压拉低，导致 T6 截止，继电器释放，扬声器被切断。先锋开发的 OCL 功放大都采用此类全功能保护电路。

4. OCL≠DC 放大器

在 SEPP 电路中，OCL 逐步取代了 OTL。OCL 放大器的特点不外乎是主放大系统全部属直接耦合，放大器频响下限达几赫的超低频，是否 OCL 放大器已经属于 DC 放大器了呢？功放生产厂家的不实广告语在很大程度上混淆了直流放大器的概念。仅从字面含义，所谓直流放大器属可放大直流信号的放大器，即频响低端从 0Hz 开始保持平直的特性。要获得直流放大的功能，不仅仅是全部耦合电路必须采用直接耦合，而且自举电路、负反馈电路都应该是无过渡特性的快速反应电路。以目前的 OCL 放大器而言，显然达到直流放大器的标准还有不小的距离。现以图 3-5 的 OCL 放大器说明原因。

（1）首先输入端的 C1 构成了直流放大通路的阻断，不仅如此，无论 C1、R1 采用何值，传输特性不会是直流。C2 的存在使直流被隔断，以致差分放大器在直流、交流时有不同的工作状态。C3 的存在使所谓自举电路具有频率限制，无需为直流，即使频率低到一定程度使 C3 容抗大于 T4 输入阻抗时，电路的增益将明显降低。

（2）对上述电容的影响，根据现已发表的直流放大器，都可采取相应的对策予以消除。例如去除 C1，通常是将 T1、T2 采用场效应管，使输入端无需直流电流的条件下省掉 C1。对于自举电路之 C3，诚然在 OCL 放大器不用自举电路也能工作，但使驱动级的增益降低，失真增大，额定输出功率也降低。而直流放大器则在驱动级的负载电路采用恒流源有源负载，同时提高供电电压增大驱动输出。至于 C2 的作用主要用于输出中点电压的稳定，去掉 C2，可以通过电路元件调整使输出中心点电压为 0V。为了避免使用中产生漂移，直流放大器必须采用稳压供电，尤其是放大器的前级供电需要更高的稳定度。差动放大器则采用热耦合系数大的对管，或制作于同一硅片上的对管，以抵消温度变化的漂移。直流放大器的稳压电源还需有极低的内阻，以提高放大器的暂态特性。

由此可见，直流放大器从电路结构上与传统 OCL 电路有极大的差别，在以下的电路实例中将以国外的 DC 放大器为例进行介绍。

（五）SEPP 放大器实用电路分析

单端推挽（SEPP）放大电路已风行多年，系统电路的分析，报刊也不鲜见，但是，当读者对名机电路照图施工时却难以达到理想的效果。至于市场上小厂生产的功放板则更不敢恭维，偷工减料自不必言，调整更谈不上，性能指标也往往达不到。究其原因是，晶体管 SEPP 由于晶体管参数的离散性，绝非只凭一张电路图就能 DIY 出有理想效果的 SEPP。SEPP 的 OCL、OTL 放大器的电路并无特定的指标，在设计、制作中也是“仁人见仁，智

者见智”，目前仍然在改进、创新。列举众多实用电路，通过介绍电路的特点和达到指标的特别之处，对 OCL、OTL 的 DIY、选购和使用都是有利的。

1. 典型的准互补 OTL 中小功率放大器

图 3-7 是流行于国外的一种典型的准互补 OTL 放大器，输出级采用两只 BDY53 和小功率 NPN 管 2N3404、PNP 管 2N2904 组成达林顿连接的准互补推挽单电源供电的 OTL 放大器。随该放大器电路发表的指标是：在负载阻抗 15Ω 时，单电源 50V 供电，额定输出功率为 15W，频率 1kHz 时谐波失真不大于 0.3%。

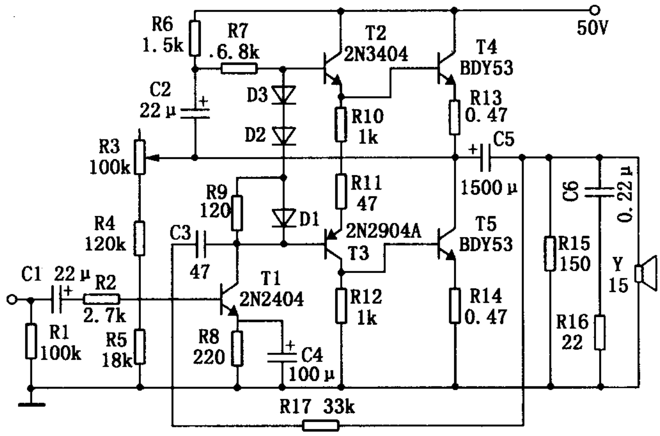


图 3-7 小功率准互补 OTL 放大器

该电路中设有 D1、D2、D3、R9 组成的温度补偿电路，以抑制工作点的温漂，使中点电压稳定。此外，电路中还设有 R3 组成的中点电压调整电路，调整 R3 可改变 T1 的偏置电流，使直接耦合的各级中点电压为 25V。调整 R9 可改变互补驱动管 T2、T3 基极之间的电位差，使输出级 T4、T5 的静态电流为 20mA。汝贝尔电路 C6、R16 和电阻 R15 用以平衡高端音频频率扬声器负载阻抗升高而导致的频响变动。R17 为大环路信号负反馈的反馈电阻，一则稳定整机增益，二则改善准 OTL 电路的不对称和非线性失真。如此简单的典型电路，且并无多少新意，似乎 DIY 达到上述指标并不困难，其实不然，请关注下述论点。

（1）元器件参数选择不当会使性能参数大幅下降。查晶体管手册，图中 3 种晶体管参数如下：BDY53 为 NPN 大功率硅三极管，$BV_{CEO}=100V$，$I_{CM}=12A$，$P_{CM}=60W$；2N3404 为 NPN 小功率硅三极管，$BV_{CEO}=50V$，$I_{CM}=500mA$，$\beta=75\sim225$；2N2904A 为 PNP 小功率硅三极管，$BV_{CEO}=60V$，$I_{CM}=600mA$，$\beta=40\sim120$。

仿制国外电路的文章中，惯于用上述参数为依据，刊出国内相应三极管的型号，以便于代换，但是往往忽略为达到原定指标代换晶体管 β 值的选择范围。为此，此处进行下述的计算，以确定晶体管可满足指标要求的最低 β 值。

依前述准互补单端推挽 OTL 电路中，采用单电源供电时，B 类放大状态下两臂推挽管轮流导通，流过输出管的最大电流 $I_{CM}=E_C/2R_L$。此时，加于负载 R_L 的最大电压 $V_{CM}=E_C/2$。

上述负载中电压、电流均为输入信号峰值时的电压电流，为求得有效值输出功率，必须将电压电流最大值分别除以$\sqrt{2}$，变为有效值后，则输出功率（P_O）：

$$P_O=\frac{V_{CM}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{CM}}{\sqrt{2}}=\frac{V_{CM}\cdot I_{CM}}{2}$$

将 $V_{CM}=E_C/2$ 和 $I_{CM}=E_C/2R_L$ 代入则成为：

$$P_O=\frac{E_C{}^2}{8R_L}$$

此处说明 P_O 的计算根据，以验证 BDY53 本身可能输出的最大有效功率。

首先根据 BDY53 的 $BV_{CEO}=100V$，采用 50V 供电已属安全使用的极限，因为 BV_{CEO} 是 B、E 极短路时反向电压，当 B-E 极接有电阻时 BV_{CER} 低于 BV_{CEO}。再者，OTL 单电源供电，当信号最大时工作电压为 $E_C/2$，由于耦合电容的漏电、输出管的反向漏电，输出管承受的反压应以 E_C 电压为设计标准，故采用 E_C 为 50V 是安全的设计。

再看输出管 I_{CM} 的应用是否合理。首先应清楚的是，欧洲的半导体功率器件，包括大功率三极管、晶闸管、二极管等最大电流的设定标准是不导致器件损坏（甚至熔断电极连线、触点）的最大电流，此点与有些国家的半导体器件最大电流是“β 值下降到某一限度的最大电流值”完全不同。为此，若欲使其工作在线性区，对欧洲大功率三极管 I_{CM} 应用范围在线性放大电路中不超出其 1/3，开关电路中不超出其 1/2 为准。BDY53 在此电路中输出功率为 15W，当 $E_C=50V$，$R_L=15\Omega$ 时，输出管电流峰值为 $I_{CM}=E_C/2R_L\approx1.7A$。对 BDY53 而言也有足够的余量。按 $P_O=E_C^2/8R_L$ 计算，该放大器最大输出功率可达 20W，该电路中通过负反馈限定电压增益和驱动电压，使额定输出功率为 15W，避免非线性失真增大。

需考虑的是，达到上述指标时元器件参数限定范围。首先是三极管 β 值的选择，国内市场上大功率三极管 β 值 20 左右较为常见，如果 T4、T5 选用 $\beta=20$ 的三极管，T1～T3 选择 $\beta=100$ 的三极管，试估算出电路性能和参数。首先以各管 β 值估算驱动电压是否满足，T4 的最大电流是 1.7A，则 T2 的驱动电流为 0.85mA，但由于 R10 分流和 T4 输入阻抗的差异，实际上应大于此值。而 T2 属射随器，输入阻抗较高，近似为：

$$R_i=r_{be}+R_E(1+\beta)$$

小功率管的 r_{be} 可近于 300Ω，R_E 即图中 R10，因此，$R_i\approx100k\Omega$。欲在 100kΩ 阻抗上有 0.85mA 的峰值电流，则前级必须有 85V 的驱动电压。显然，T1 作为 A 类电压放大，当 $E_C=50V$ 时，此前级电路的最高不削峰驱动电压峰值，当 T1 的静态工作点选择为 $V_{CE}=E_C/2$ 时，理论上最大输出电压峰值可接近 E_C 电压。但实际上该电路中电源电压在自举隔离电阻 R6、发射极电阻 R8 两端均有压降，再加上 T1 本身饱和压降，在负载电阻 R7 两端产生的输出电压峰值不会超过 E_C 的 80%，即 40V。此最大输出电压与 T1 增益无关，是 T1 在电阻负载 A 类状态 $E_C=50V$ 时的不失真最大输出。此时，尽管前级电压增益足够，当开大音量时也只能使削波失真增大，而达不到预定输出功率。依此简化的估算方法可以算出，若达到 15W 输出功率、非线性失真小于 0.3%，则必须提高 T2、T4 的电流增益。

提高各级电流增益最简单而立竿见影的方法是，采用高 β 的三极管。应进一步说明的是，在 OTL 放大器组装中，往往认为后级 T4 的 β 值过低，可以提高 T2 的 β 值进行补偿，似乎提高两管 β 值的积即可满足。此说法有待研究的是，当输出级 β 过低时，驱动级 T2 的负担加重，输出级属大功率管，输入阻抗不超过 100Ω，有时只有几十欧姆。按本例中当 T4 的 $\beta=20$ 时，要求 T2 的驱动电流大于 $1.7A/20\approx85mA$ 的峰值电流，必须选择 $I_{CM}>2A$ 的功率管，使 β 值选择受到限制。同时，BG2 的 β 值提高后，还使输入阻抗 R_i 也提高，也就需要更高的驱动电压方能得到足够的驱动电流，所以效果不理想，而提高 T4 的 β 值则比较有利。

该电路中欲使驱动级的驱动电压峰值小于 40V，则 T4 的 β 值不能低于 45，实际上应留有余量，选择 $\beta=60$ 以上的三极管，T2 则选 $\beta\not<100$ 的小功率管。如果 $\beta>60$ 的功率管难以购到，也可以用降低驱动级输入阻抗的方式，以牺牲电压增益求得足够的驱动电流。方法是将图中 R10、R12 改用 470Ω 电阻。这样，T2 的输入阻抗 R_i 为：

$$R_i=r_{be}+R_{10}(1+\beta)\approx47k\Omega$$

只要前级输出电压峰值达到 40V，在 T2 的基极就有 0.85mA 的峰值驱动电流，输出电

流在 $\beta=100$ 时约为 85mA，用以驱动 $\beta=20$ 的 T4 也不成问题了。从原理上说，此降低输入阻抗的方法使 T1 的电压增益降低，实际上 T1 负载阻抗为 R7 和 T2 输入阻抗的并联值，当此输入阻抗远大于 R7 阻值时，对提高 T1 增益作用极小。所以，对于达林顿连接的两管，R10 阻值不宜过大，只要大于输出管的输入阻抗（一般几十欧姆）10 倍，对降低分流作用已足够了。

当 T1 输出电压为 40V 时，T1 的电压增益决定了功放的输入灵敏度。为使输入信号电压为 $1V_{rms}$左右，T1 可选择高 β 达 150～200 的小功率管，最后通过选配 R17 调整负反馈量得到合理的整机增益和输入灵敏度。

（2）用低阻抗扬声器提高放大器输出功率的商榷。晶体管 OTL 放大器的输出功率 $P_O=E_C^2/8R_L$，就是说当 E_C供电确定以后，输出功率反比于负载阻抗，所以有些名牌功放的给定指标上注明配用不同阻抗扬声器时不同的输出功率。但是，这种说法往往给人以错觉，以为所有晶体管功放都可以通过配用低阻抗扬声器得到更大的输出功率。即使是名牌功放，如果未给出不同扬声器阻抗的额定输出功率时，随便通过降低扬声器阻抗，也不一定会得到更大的输出功率。是否能以低阻抗扬声器提高输出功率受以下两个条件的制约：

首先是输出管参数的制约。由输出功率的计算公式中可看出，当 E_C不变时，降低负载阻抗提高输出功率，必然使输出管的峰值电流增大。仍以图 3-7 为例，$E_C=50V$ 时，负载阻抗为 15Ω，最大输出功率可达：

$P_O=E_C^2/8R_L\approx 20W$

此时，输出管的峰值电流为：

$I_{CM}=E_C/2R_L\approx 1.67A$

上述参数是输出管 BDY53 完全可以胜任的。如果通过接入 8Ω 的扬声器提高输出功率，则输出功率为（计算过程省略）：

$P_O\approx 39W$，$I_{CM}\approx 3.13A$

这对 BDY53 来说也足以胜任。上述 B 类输出级效率可达 60％以上，BDY53 的 $P_{CM}=60W$ 也不会有温升过高的后遗症。但是，该功放能否工作于此状态，还需经下一步对前级驱动能力的考核。

前级有无足够的驱动能力，此处仍以晶体管的 β 值作为实际电流增益值进行估算（仍以 T2、T3 的 $\beta=100$，T4、T5 的 β 为 50 为标准)，可得出 T4 的驱动电流为 $3.13A/50\approx 63mA$，则 T2 的输出电流应大于 63mA，此点对 $I_{CM}=500mA$ 的 T2 来说也是足以应对。但 T2 的基极驱动电流峰值应为 0.63mA，输入阻抗 $R_i\approx r_{be}+R_{10}(1+\beta)$。实际上当电路为射极输出器或反馈系数较大的共射极电流负反馈放大器时，式中 r_{be}所占比例极小，可略去不计，R_i近似为：

$R_i=R_E\cdot\beta$

式中 R_E为图中 R_{10}。所以，T2 输入阻抗近似为 100kΩ，也就是说欲使 T2 基-射极间产生 0.63mA 的驱动电流，则前级应能输入的最小驱动电压不小于 $100k\Omega\times 0.63mA=63V$，则无论 T1 采用何种三极管，在 $E_C=50V$ 的条件下，A 类电压放大器均不能达到超过 40V 以上的峰值电压输出。

故以图 3-7 的电路，按图注元件参数不能采用 8Ω 扬声器获得更大的输出功率，即使将图中 R_{10}降低为 470Ω，也难以达到 63V 的峰值电压输出。如果将 R_{10}改用 330Ω，虽然输出电压可以达到要求，但随着 R_{10}的降低，T2、T3 的输入阻抗都降低，势必使前级电压放大

器需更高的总增益，则只有重新设计前级电压放大器和负反馈电路。所以，简单地只降低扬声器阻抗得到大功率输出，需对放大器电路本身、元器件参数进行必要的估算，否则，不但不能提高输出功率，反而使非线性失真增大，严重时损坏输出管。

2. 早期流行的全互补 OCL 放大器

SEPP 电路开发起始于输入变压器驱动的功放，串联推挽的电路结构促进了 OTL 输出级的发展。随后，晶体管生产工艺使硅 PNP 三极管迅速扩大产品的品种，小功率 PNP 硅管使准互补推挽得以盛行，目前生产出的大功率 PNP 硅管，以至利用硅半导体材料，严密的生产工艺，开发出大量 NPN、PNP 参数完全对称的硅管，参数范围已从 I_{CM}为几毫安的小功率管，扩大到 I_{CM}为几十安的大功率管，从而使音频 SEPP 放大器走向了从前级到输出级全面实现互补对称的电路结构。全互补放大器两臂推挽电路不仅电路结构完全对称，而且各级晶体管主要参数甚至特性曲线也极为近似，因而彻底改变了“准”互补放大器中无负反馈不成 Hi-Fi 的局面，也使互补放大器的性能更为理想。

现代的音响功放中，无论 OCL、OTL 还是 DC 放大器，顶级产品几乎是全互补对称的天下。在此全互补的浪潮中也可分为两个阶段：早期的全互补，尚无“对管”生产，设计互补推挽电路，只有从千万种各式各样晶体管型号中寻找参数相近的硅 PNP 和硅 NPN 管，权且作为推挽“对管”。这种“对管”需要大量时间才能达到精确配对，然而参数、性能的一致性却不尽如人意。在大动态范围内达到全面对称还是困难的，因而此时的 SEPP 输出级欲得到较高的指标，在负反馈系统的选择上仍不敢掉以轻心。随着 SEPP 功放的普及，OTL 逐步被 OCL 甚至全 DC 放大器所取代，互补对称已成为放大器指标的关键因素。为此，各大半导体器件生产者都开发出各种不同参数的、完全对称的 PNP、NPN 对管，从而使 OCL 功放从差分放大开始直到输出级实现了全部由对管组成的推挽电路，在此环境下音响功放才可能提出“NO-NFB（无负反馈）”和 DC 化的发展方向。图 3-8 为典型的早期盛行的 OCL 全互补功放电路。

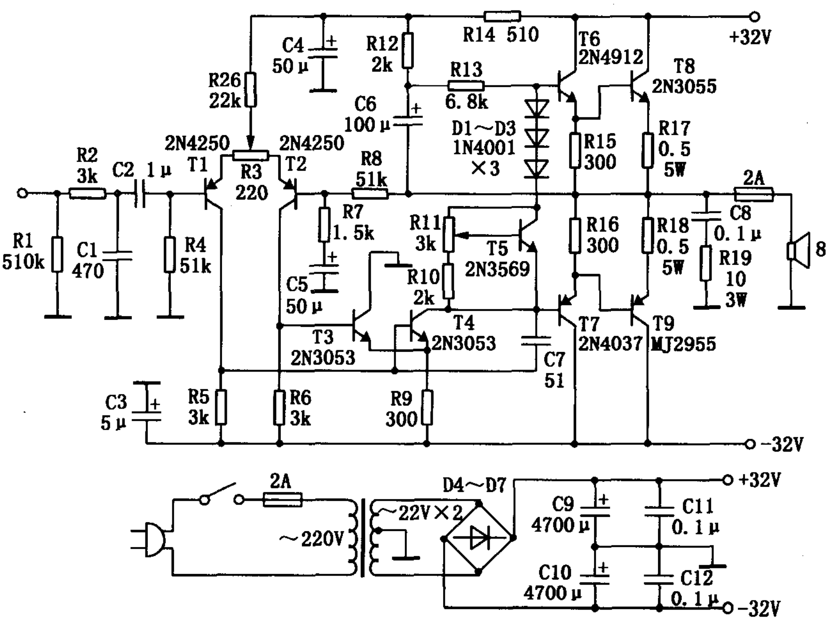


图 3-8　早期盛行于国外的全互补 OCL 放大器

该放大器中的推挽管 T6、T7 和 T8、T9 采用特性参数极为相近的 NPN、PNP 管，参数如表 3-1 所示。

表 3-1 晶体管放大器常用推挽管参数

型号	BV_{CEO}（V）	I_{CM}（A）	P_{CM}（W）	备注
2N4250	40	0.1		硅 PNP
2N3053	60	0.7	1	硅 NPN
2N3569	80	0.5		硅 NPN
2N4912	80	1	25	硅 NPN
2N4037	60	1	1	硅 PNP
2N3055	100	15	117	硅 NPN
MJ2955	60	15	150	硅 PNP

由表 3-1 中可见，无论 2N4912 和 2N4037 以及 MJ2955 和 2N3055，也只能说参数相近，远未达到对管的对称要求。不过，上述三极管并非专为低频 SEPP 电路所设计的专用管，而是通用型低频管，在美国 RCA 公司和摩托罗拉公司产品中属特性极为近似的产品。即使如此，比起“准”互补放大器来说已算是接近全对称的互补放大器了。

该放大器采用±32V 的对称双电源供电，工作于 AB 类（或者可以称为静态电流较大的 B 类方式），为了降低交越失真，输出级选用较大的静态电流，在 8Ω 负载上额定输出功率为 40W。由此可推算出，在额定输出功率时，输出管 T8、T9 的集电极电流 I_{CM}应为：

$P_O = U_{rms} \cdot I_{rms} = 40W$

上式中 U_{rms}为每个信号半周期内通过输出管 T8 或 T9 加在负载端的有效值电压。显然，当双电源供电时，该电压半周期峰值为 32V，换算为有效值 $U_{rms} = 32V/1.414 = 22.63V$，也即 $P_O = 22.63V \cdot I_{rms} = 40W$，故 $I_{rms} = 40W/22.63V = 1.77A$。将 I_{rms}换算为峰值，则 $I_{CM} = 1.77A \times 1.414 \approx 2.5A$。

如设 T8、T9 的 $\beta = 50$，T6、T7 的 $\beta = 100$，则按前述方法估算，驱动级的基极输入电流峰值为 0.5mA（计算过程不再重复）。小功率管 T6、T7 的输入阻抗 $R_i = r_{be} + R_E\ (\beta + 1)$ 可简化为：将有电流负反馈时的 R_i中可忽略极小的 r_{be}值，同时共射极电路的电流增益，当 $\beta = 100$ 时，$1 + \beta \approx \beta$，故上式写成：

$R_i \approx R_E \cdot \beta \approx R_{15} \cdot \beta \approx 30k\Omega$

则驱动电压峰值大于 $30k\Omega \times 0.5mA = 15V_{P\text{-}P}$时，输出级电流峰值可达到 2.5A，从而输出额定功率。

T1～T4 构成两级差分放大器，由 T3、T4 之间发射极耦合，T4 集电极输出驱动互补推挽电路，开环增益由对管 T1、T2 和 T3、T4 决定，闭环增益则取决于 R7、R8 构成的交流负反馈的反馈系数，即：

负反馈系数 $B = R_7/(R_7 + R_8) = 1.5k\Omega/(51k\Omega + 1.5k\Omega) \approx 2.9\%$

负反馈系数的倒数近似为前级电压闭环增益，所以前级电压增益为 33.3 倍。由此可根据驱动级的驱动电压峰值 15V 求出放大器输入电压 V_i应为：

$15V/33.3 = 0.45V_{P\text{-}P}$

放大器通过调整 R_{11} 控制 T5 的内阻，借以调整输出级静态电流。如为了减小交越失真，可将 T8、T9 的静态电流调整为 100～150mA。但是，如果静态电流过大，只能增大两管功耗，对交越失真改善效果并不大，因为 2N3055、MJ2955 的 I_{CM} 线性区电流范围较大，有1/10就已足够。若从减小功耗考虑，同时消除交越失真，可调至 20～40mA，使得接近 B 类放大状态。改变 R_7 可改变交流负反馈系数，达到控制前级电压增益的目的。R_{20} 可调整差分放大器的平衡，达到控制中点电压为 0V。

该放大器输出晶体管的 I_{CM} 高达 15A，P_{CM} 在 100W 以上，用于 40W 的 SEPP OCL 输出余量极大。但在 $E_C=\pm 32V$，$R_L=8\Omega$ 的条件下，提高输出功率的可能性并不大。因为±32V的供电，加在负载 R_L 端的峰值电压为 32V，在 $R_L=8\Omega$ 时，最大峰值电流仅为 4A，不考虑损耗也只能输出 60W 以下的有效功率，该机选择 40W 输出功率是合理的。若欲使 MJ2955、2N3055 互补输出更大功率，只有使用阻抗更低的扬声器，因为提高供电电压受到 MJ2955 最高反压的限制几乎难以超过±40V。

3. 大功率达林顿 90W 功放输出级

SEPP 放大器采用分立器件达林顿连接的输出级，可以使驱动级和输出级晶体管有更大的自由度进行选择。但是，为了达到完全对称，选择参数配对的 4 只晶体管也十分麻烦。以爱好者仿制 OCL、OTL 放大器为例，仿制名机、名电路效果不尽如人意的原因，十之八九是驱动级、输出级晶体管代换参数与原机差异过大，以致使非线性失真增大。推挽两臂晶体管参数的不对称，导致在原设计的负反馈量时难以得到低失真的指标。欧洲较早开发晶体管配对生产，生产的器件中不只拥有大量中、小功率 PNP、NPN 对管，也有不少大功率达林顿复合对管。利用此类达林顿对管组装 SEPP 放大器，不仅极易实现全互补，且参数的对称性也极好，使 OCL、OTL 全互补电路的装调都大为简化。

图 3-9 是利用 200W 的达林顿对管组成的额定输出功率 90W 的 OCL 放大器。由于采用达林顿复合管，电路十分简洁，全部放大器分为三大部分：TR1、TR2、TR4、TR8 组成两级差分放大器和电压驱动级，TR6、TR9 组成达林顿输出级，TR3、TR5 构成恒流源电路和输出级过压、中点电压失衡保护电路等。TR1、TR2 组成的长尾式差分放大器，为了提高差分放大器的共模抑制特性，提高差模增益，差分放大器的“尾”由 TR3 组成的恒流源负载构成直流电阻极小而动态阻抗极高的有源负载电路，TR3 和 D1 向差分输入级提供 1mA 的恒流供电。TR1 的输入端输入前级音频信号，R1 向前级电路提供 10kΩ 的输入阻抗，R2 则使 TR1 的输入电阻最低值为 4.3kΩ，以抑制大信号输入时 TR1 输入特性的过载失真。

TR2 的基极为负反馈输入电路，输出级中点经 R10 加到 TR2 的基极，中点电压的漂移使 TR2 的发射极耦合加到 TR1 的输入电路。当中心电压为正向漂移时，TR2 的发射极电流减小，TR1 的发射极电流等量增大，集电极负电位降低，等效于正电位升高，导致 TR4、TR8 的集电极电流增大，TR9 的导通电流也增大，中点电压向负极性移动，使之接近于 0V。当出现负极性 0V 以下漂移时，控制过程与上述相反。中点输出信号电压由 R10、R11 分压，加到 TR2 的基极，利用 TR1、TR2 的差分控制特性构成负反馈，以降低非线性失真和噪声。由于该放大器为全互补对称电路，推挽两臂对称性极佳，本身非线性失真不是很大，因而交流负反馈系数也较小（由 R_{11} 与 R_{10} 的比设定）。前级系统中 C2、R3、C9、C4 为相位特性校正电路，校正高频相位移，避免多级直耦放大器产生高频自激。

TR8 在恒流源负载上的压降形成输出信号，加到 TR9 和 TR6，恒流源 TR5 为恒流输

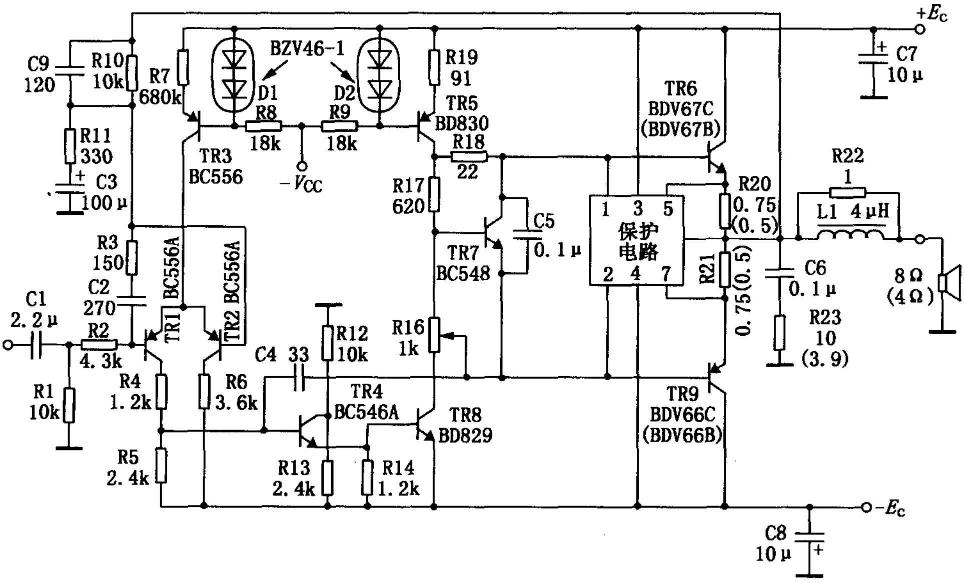


图 3-9 输出功率 90W 的 OCL 全互补放大器

出 5mA 的有源负载，以提高 TR8 的动态范围和输出信号幅度。输出级设计工作于 AB 类状态，R17、R16 设定输出级静态电流，TR7 用于提高输出级静态电流温度稳定性。在组装中 TR7 被紧固于输出管 TR6、TR9 的散热器上，当输出管静态电流增大导致温度升高时，TR7 等电极电流增大，压差降低，使输出级静态电流减小。

输出级的 TR6 为 NPN 型 BDV67，TR9 为参数与之完全对称的 PNP 型达林顿管 BDV66，两者可按反压的不同分为 A、B、C、D 4 个等级：BDV66/67A 的 BV_{CBO}为 100V，BV_{CEO}为 80V；BDV66/67B 的 BV_{CBO} 为 120V，BV_{CEO} 为 100V；BDV66/67C 的 BV_{CBO} 为 140V，BV_{CEO}为 120V；BDV66/67D 的 BV_{CBO}为 160V，BV_{CEO}为 150V。

该 OCL 放大器为对称±50V 双电源供电，当采用 8Ω 扬声器时，可选用 BDV66/67C，输出功率为 70W。当采用 4Ω 扬声器时，可选用 BDV66/67B，R20、R21 采用图中括号内的数值，输出功率为 90W。

放大器在上述两种状态下，设计了不同的保护电路。两种保护电路的原理相同，只是输入取样的阈值不同而已。图 3-10（a）中，1—2 端子跨接于输出管基极之间，其中 6 端子接放大器的输出中点，当 TR10、TR11 导通时，输出管的基-射极被短路而截止，呈保护状态。3—4 端子对正负供电电压取样，通过内部电阻分压驱动 TR10、TR11。按设计的元件数值，当±E_C超过±64.5V 时，TR10、TR11 导通将输出管关断。图 3-10（b）中则在±E_C超过 58.5V 时动作。5—7 端子对输出管发射极电阻 R20、R21 压降取样，以实现输出管过载时大电流保护。对于 70W 4Ω 输出时，最大输出电流限定为 4.2A，R20、R21 压降为 3.15V，90W 限定为 6.7A，R20、R21 压降为 3.35V。该电压降经 R26、R29 引入 TR10、TR11 的基极，当该压降增大使 TR10、TR11 基极达 0.6V 以上时分别导通，使输出管的基-射极被分流，输出级电流降低，以保护输出管。此保护功能可限制输出管过激励和输出端负载阻抗降低以及短路引起的输出管电流增大。该保护电路无论电源过压、负载过载、激励信号幅度过大的保护功能，实际上是过载电流限制和过压关断功能，如系瞬时动作之后均

可自动恢复，并不具备锁定保护功能。

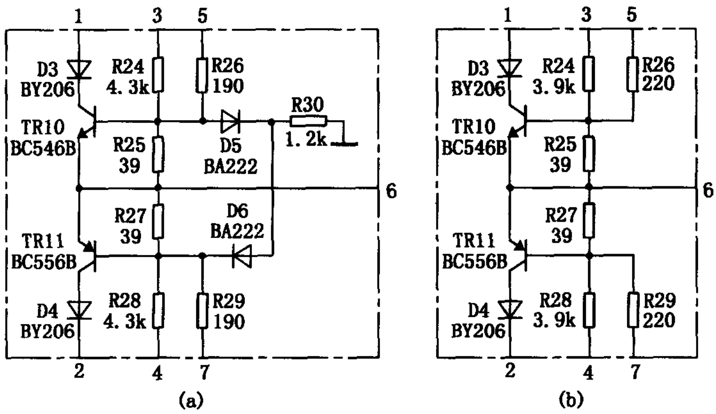


图 3-10 输出功率 90W 的 OCL 全互补放大器的保护电路

该放大器给出的性能指标如表 3-2 所示。

表 3-2 90W OCL 全互补放大器性能指标

项　　目	输出功率 70W	输出功率 90W
负载阻抗	8Ω	4Ω
输出功率（f=1kHz，d=0.5%）	75W	97W
供给电压（无载）E_{C0}	±47V	±40V
供给电压（满载）E_C	±40V	±34V
中点失调动作电压	<40mV	<40mV
TR3 静态电流设定值	1mA	1mA
TR5、TR8 静态电流设定值	7mA	7mA
TR6、TR9 的静态电流（调整 R16）	50mA	50mA
输入阻抗（由 R1 决定）	10kΩ	10kΩ
输出阻抗	<0.05Ω	<0.05Ω
闭环电压增益	30dB	30dB
P_O=一般额定值时输入灵敏度	760mV	600mV
功率频宽（−1dB）	10Hz～35kHz	10Hz～25kHz
谐波失真（于 1kHz 时 P_O额定值）	0.01%	0.03%
互调失真（于 P_O额定值）	0.02%	0.05%
频率响应（−1dB，参考电平比 1kHz 时 P_O降 10dB）	15Hz～35kHz	15Hz～25kHz
频率响应（−2dB，参考电平比 1kHz 时 P_O降 10dB）	10Hz～60kHz	10Hz～45kHz
信号/杂音比（参考值 P_O=50mW，R_S=0）	75dB	70dB
全功能输出时消耗电流	±1.4A	±2.2A

为了便于读者仿制，特给出该放大器的 1∶1 印刷电路板图，见图 3-11。图 3-12 为印刷电路板元件面的元器件布局。

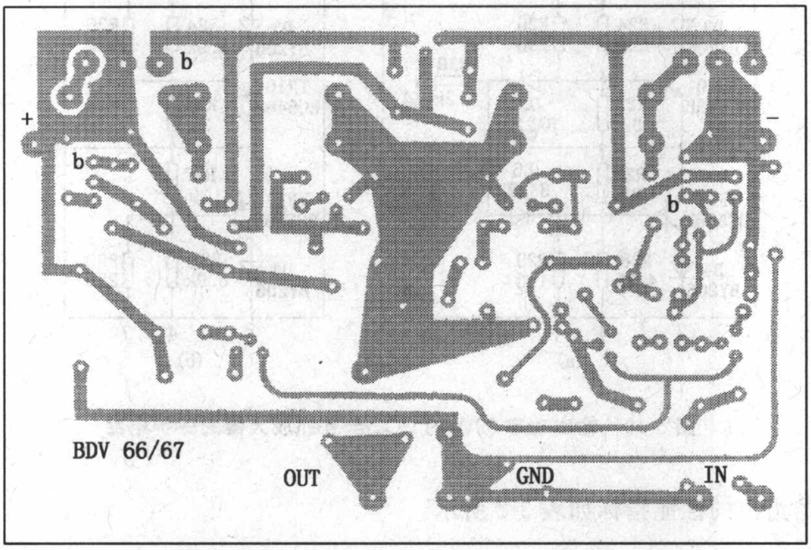


图 3-11　90W OCL 全互补放大器印刷电路板

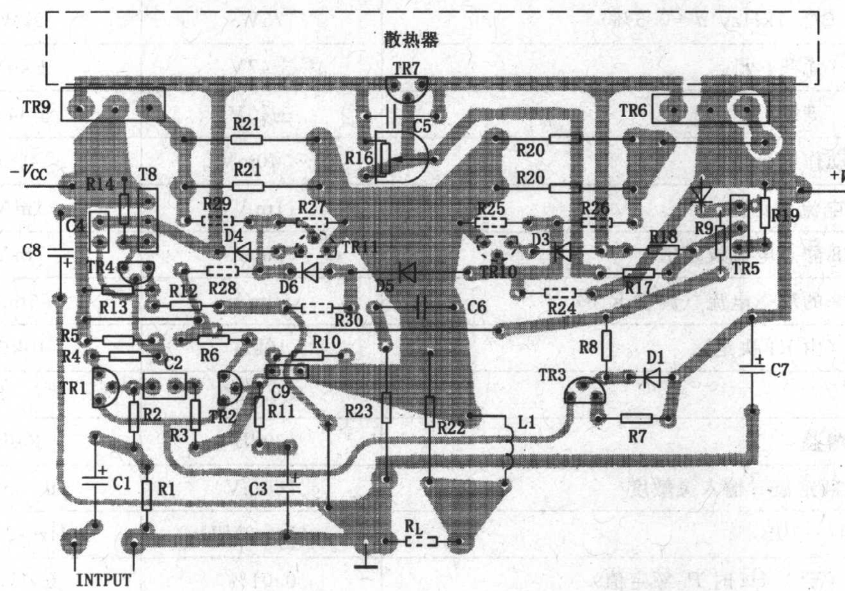


图 3-12　90W OCL 全互补放大器元件排列

4. 输出 60W 的直流放大器

直流放大器（DC Amp）是由 OCL SEPP 发展而兴起的，电路有两大特征。其一是保持 OCL 电路的全对称互补推挽组合，同时由高稳定度的对称双电源供电；其二是全段的直耦和全段的纯互补。为了保持全段直耦中点输出平衡的稳定性，近年来，DC 放大器几乎全部

采用专用于音响的 NPN、PNP 对管组成第一级到输出级的纯互补推挽电路。直流放大器使仅存于 OCL 放大器输入端的隔直流电容和自举电路电容，负反馈交、直流分路隔直流电容也通过电路改进使之消失，从放大器输入端到扬声器即使是直流信号也可畅通无阻。

基于上述改进生产的直流放大器，指标也呈完善之理想数据。从近年来各大生产商推出的 DC 放大器而言，测试指标不相上下，有的标称放大器的频响为 0Hz～100kHz（－0.5dB），有的标称 1Hz～100kHz（±0.5dB），同时标称输出非线性失真小于 0.1%，也不乏有标出 0.01%的……仅此两项关键指标听之已令发烧友垂涎了。但是，即使此数据千真万确，是否 DC 放大器就能有石破天惊的音效呢？这是有待探讨的问题。

首先说放大器的频率响应，0Hz 也好，1Hz 也罢，能否使音效改观还是问题。0Hz 是指直流，从交流电的频率概念永远不会有 0Hz 信号，频率为零即是直流，也无“Hz”可言，标注 0Hz 频率颇有哗众取宠之感，如用于商业广告意在出奇制胜也无可厚非，但作为技术指标是不严肃的说法。

此外，放大器的频响接近 0Hz 是优点还是缺点也值得考虑。如果在 0Hz 附近放大器有平直的输出特性，就是说放大器以 0Hz 附近的频率产生中点电压的波动必须毫无抑制能力，否则达不到 0Hz（－0.5dB）的特性。事实上放大器以 0Hz 附近的频率产生零点漂移，和在输入端加入接近 0Hz 的信号波动实质上并无区别，显然对音频信号高保真并无益处。因此，将音频放大器低端频响延伸到超低频，除生产厂的广告效应以外，对改善音效似乎于事无补。但不能否认的是，保持低频 1Hz 有平直特性的放大器，则在 16～18Hz 以上的低音频率范围内会有更为平直的频响，同时可使全音频范围内放大器有更好的相位特性。虽然人耳对声波的相位并不敏感，但却给采用大反馈量的负反馈提供了更为稳定的工作条件，而大环路反馈量极大的负反馈，在目前而言却是晶体管放大器达到几乎惊人测试指标的唯一法宝。目前，DC 放大器尚无业界认可的统一标准，各生产厂我行我素，各自为政，音质优劣和具体技术指标还有待全方位探讨。本书介绍的 DC 放大器可为音响爱好者提供参考。

图 3-13 为放大器的电路图。该放大器所有各级均为互补推挽电路，而且前后级的供电各自独立，前级供电电压高于输出级，以提高驱动能力，同时可以避免输出级通过供电电源形成的反馈干扰前级。两组供电电源都采用稳定度极高、内阻极低的线性稳压器，因而从供电的对称性、稳定性上可保证无零点漂移现象。

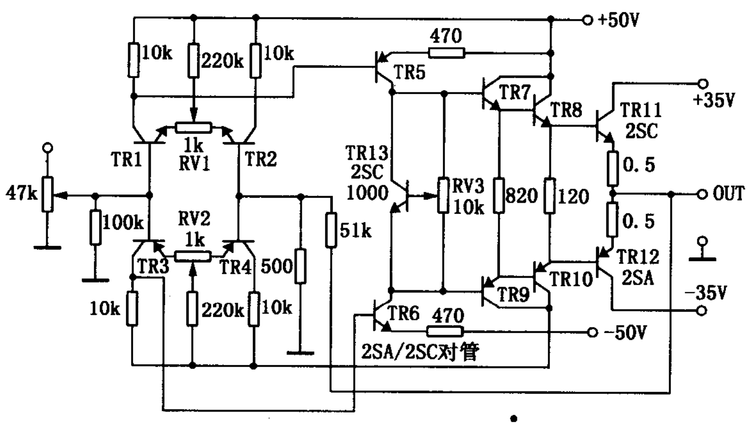


图 3-13　输出 60W/8Ω 的 OCL 放大器

该放大器的前级由两组对称的差分放大器分别驱动 SEPP 的两个臂，两组差分放大器分别采用两只参数相近的 PNP 和 NPN 管，所以放大器输入端两组差分放大器的基极电流方向相反，相互抵消，也就是说从放大器输入端看进去无电流流动，当然也就无需输入耦合电容器。尽管差分放大器两臂都采用同型号晶体管，但也难免有参数不平衡现象，因此，电路中设有两只 1kΩ 电位器可进行调整。

在该放大器中，差分放大器的作用与前述 OCL 放大器基本相同，区别仅在于交、直流负反馈电路合二为一，负反馈系数对交流通路和直流通路是相同的，因而取消了负反馈分压电路中的隔直流电容器。由于交、直流负反馈的反馈系数均近似为 51kΩ/0.5kΩ，所以 DC 放大器相对于直流负反馈的反馈系数比图 3-8 的电路要小，为了维持中点输出的平衡，对推挽两臂 NPN、PNP 晶体管的参数选择要求更高。

差分放大器的输出信号，分别送往互补对称驱动级 TR5 和 TR6。同时，TR5、TR6 又相互构成有源恒流负载电路，不仅可提供较高的电压增益，而且也使直流压降更低，有利于扩大驱动级的动态范围。

驱动级之后，由 TR7～TR12 组成三级达林顿连接的驱动电路和输出电路，以使后级大功率管有足够的驱动电流。这种由头至尾的全互补对称推挽电路，使放大器的对称性、谐波失真、稳定性都有极大的改善。该输出级号称 B 类，但为了降低交越失真，末级放大器静态电流取值较高（100mA），实际可以认为是 AB 类。

为了实现平衡，同时使电路调整更容易，该放大器的所有晶体管采用音响对管。其中，TR11、TR12 采用互补对管 2SB723 和 2SD753，两者参数完全相同，$BV_{CEO}=200V$，$I_{CM}=15A$，$P_{CM}=150W$。TR8、TR9 采用互补对管 2SA1450 和 2SC3708，参数均为 $BV_{CEO}=100V$，$I_{CM}=500mA$，$P_{CM}=600mW$。与之达林顿连接的 TR7、TR9 则采用对管 2SA1566 和 2SC4050，$BV_{CEO}=120V$，$I_{CM}=100mA$，$P_{CM}=150mW$。电压驱动级 TR5、TR6 则采用对管 2SA1257 和 2SC3143，$BV_{CEO}=180V$，$I_{CM}=80mA$，$P_{CM}=200mW$。差分放大器中 TR1、TR2 选用低噪声的 2SC1000 和 2SA493。该放大器在 4Ω 负载时输出功率约 60W，8Ω 负载时输出功率约 32W。

三、特殊类别音响放大器——D 类放大器

D 类放大器中的字母 D 并非英语单词 Digital（数字）的字头，而是 Class-D amplifier。D 类放大器中所指放大器类别代表字母，音频放大器常见的有 A 类、AB 类、B 类之分，D 类是有别于上述 3 种的另一种完全不同的音频放大器。从技术开发年限来看，D 类放大器开发于数字音、视频技术之前。早在 20 世纪 50 年代，欧洲电子工业为了提高音频放大器的效率，就提出了脉冲调制音频放大器的方案，到了 60 年代，德国的音频技术刊物上已发表了 D 类电子管功放的完整方案及方框图，以及达到的高效率指标。同年，前苏联出版了“D 类放大器”一书，国内译为“丁类放大器”，由人民邮电出版社出版。该书中对电子管组成的 D 类放大器电路进行了详尽地分析……笔者在将近 50 年前的国外资料与目前已成为产品的集成化 D 类放大器进行比较，确认两者电路方框图、信号处理原理完全相同，区别只是电子管电路与晶体管电路处理信号方式不同而已。由此可见，D 类放大器和目前风行的数字音、视频技术并无联系。目前所谓数字技术，首先是源于计算机的一种信息处理技术，实际是一种脉冲码调制（Pulse-Code Modulation）技术，简称 PCM。在 PCM 电路中，用“1”

表示脉冲的持续期，用“0”表示脉冲的间歇期。因此由“0”和“1”的不同组合可以组成不同的脉冲编码，以反映复杂的信息。此点与目前基于PWM脉冲调制原理的D类放大器，无论工作原理还是编码、解码方式都不相同，所能包容的信息量、分辨率也大有区别。所以，D类放大器不是数字放大器。

近年来，在音、视频领域中的数字技术飞速发展，CD唱片、DVD视盘的出现，使LP、LD等模拟音、视频载体的重放效果不堪一击，在极短的时间内被迅速取代。数字音、视频的良好效果，使人们尝到了数字的甜头，无疑提出数字功放是极有吸引力的。不过，时至今日，市场上尚未发现有真正数字音频放大器出现，最多也不过是数字控制数字多声道处理技术的放大器，再就是利用Class-D来滥竽充数称之为Digital Amplifier（数字放大器）。但是，将20世纪开发的产品D类放大器搭载21世纪的数字快车似乎并未取得预期的轰动效应。据国外电子刊物报道，美国Infinity生产的500W Digital I Pro（数字处理放大器）以及家用的300W Musician（音乐家）和英国Chord Electronics公司生产的同类产品均为D类放大器。

目前，D类放大器的应用领域基本上是用于多声道音响的大功率超重低音放大器和移动设备的音频放大系统中，而无全部采用D类放大器的音响系统。之所以形成这种局面，与D类放大器的特点、性能有极大的关系。

（一）D类放大器组成及工作原理

所有的音频放大器，无论A类、AB类、B类都工作在线性放大状态，这是效率较低的主要因素。D类放大器的功率放大系统并不工作于线性放大状态，而是工作于开关状态，即使是效率最高的B类推挽放大器，理论上最高效率也不超过75%，实际应用中为了降低失真和信号幅度变动引起的效率并不为定值，目前应用中的B类放大器效率多在60%左右。线性放大器效率低的原因之一是音频信号包含的声音信息，除频率、波形以外，幅度变化是极为重要的主要成分，对音频信号的放大过程中放大器件的电压和电流极限必须能使输出信号中最高幅度部分有充分的变动余地，而任何声波组成都不是等幅的，而且声波最高幅度持续时间比例又极小，因此，放大器件的电压、电流利用率自然较低。于是，D类放大器的设计是将声波的幅度变化变成脉冲宽度变化，形成脉冲幅度相等而脉冲宽度随音频信号波形变化的脉冲波。放大器件工作于开关状态，对调宽脉冲波进行放大。放大器件是工作于饱和导通和截止两种状态，饱和导通时器件本身只有饱和压降形成的功耗，截止状态只有器件漏电流产生的功率损耗，使效率大为提高。

目前，集成化D类功率放大器效率均可达90%以上。由于D类放大的特殊工作流程是将连续变化的音频信号变成持续时间不同的断续脉冲，将音频信号的信息加载到脉冲宽度的变化中，放大过程变成开关过程。因此，国外也有的称D类放大器为脉冲音频放大器或开关型音频放大器，类别则称为D类。

D类放大器的工作过程包括了将音频信号加载到脉冲宽度的过程和将宽度可变脉冲还原为模拟音频信号的过程，因而组成大约分为以下几个部分，见图3-14所示。

第一部分为模拟放大器，音频信号首先进入模拟放大器进行线性放大，以便进入脉冲宽度调制系统。第二部分为脉宽调制系统，其中包括脉冲放大器、脉宽调制器两大部分。脉冲发生器由普通的RC振荡器或多谐振荡器组成，产生固定频率的开关脉冲。为了使此脉冲易于与音频信号分开，脉冲的重复频率往往选择为最高音频频率的几倍甚至几十倍。脉宽调制

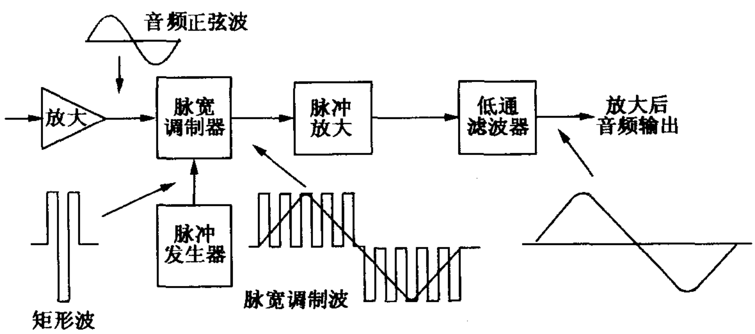


图 3-14 D 类放大器组成

器是利用模拟放大器放大后的音频信号调制脉冲放大器的输出脉冲宽度，使其按音频信号的幅度改变脉宽。第三部分为开关电路，调制器输出的 PWM 波形控制功率开关的动作，形成有一定驱动功率的 PWM 波形。第四部分为低频滤波器，将 PWM 波形的超音频脉冲波滤除，还原为模拟音频信号驱动扬声器。

在上述工作过程中，关键是脉冲频率的选择。如果重复频率过低，滤波器难以将脉冲成分和音频信号彻底分离，如果频率过高，开关电路损耗增大，而且双极性开关管也难以适应。此难题直到近年来出现了 MOS FET 高速开关器件以后才得以解决。

由 D 类放大器的工作过程不难看出，其最大优点是高效率。虽然场效应管、双极管均非理想开关元件，但开关状态的效率远高于任何类别放大状态的效率，即使加入低通滤波器的损耗，也接近 90%，这对大功率功放来说有重要意义。另外是 PWM 脉冲调制波的特点，即波形幅度是恒定的，以脉冲宽度的变化传递信息。PWM 脉冲在传输过程不易受到外界干扰，同时只要脉宽调制电路有足够的动态范围，理论上说无截止或饱和失真。

但是，目前 D 类放大器还难以进入高保真范畴。首先在功率开关电路中，脉冲调宽波形在导通和截止过程中都有一定的延迟时间，输出波形并不完全等于输入的 PWM 波形，此暂态延迟现象随脉冲重复频率的升高而变得严重。而随着音频器材上限截止频率的提高，又要求脉冲频率随之升高，这一矛盾限制了 D 类放大器高频频率响应的延伸。正因为如此，飞利浦公司早期推出的 D 类放大专用集成电路，在输出功率较大的型号中，音频频率上限多为 140～160Hz，都仅限于重低音放大器中使用。

其次，D 类放大器的工作流程与常见的 PWM 开关电源没什么区别，只是目的不同。开关电源的 PWM 调制信号取样为负载电压变动，而 D 类放大器的调制信号为音频信号。也就是说，开关电源的脉冲高次谐波辐射干扰，D 类放大器中同样存在。因此，D 类放大器也难以被“金耳朵”们接受。

再者，作为大功率输出电路的低通滤波器，常采用 LC 滤波电路。这种滤波电路的带外抑制能力难以做到较理想的程度，要么损伤音频高端频率，要么造成脉冲波残余成分过大，难以兼顾。同时对大功率、低阻抗输出电路，滤波电感的体积、功耗和脉冲辐射都难以处理。所以，D 类放大器进入 Hi-Fi 音响还困难重重。

D 类放大器在电子管时代因电路复杂、电子管开关特性的限制，一直未走出实验室，直到半导体器件发展到大规模集成电路时代，才出现了特殊应用的商品机。

大规模集成电路技术，使众多功能复杂的电子电路外围简化到极限。D 类放大器集成化

以后，采用各种新功能、新工艺，因此已不再局限于超重低音放大器中使用。目前，集成化D类放大器芯片由于采用MOS半导体工艺技术，开关电路中的MOS FET的开关速度快，损耗小，因此将开关脉冲频率大幅提高，最高频率1MHz者已不鲜见，使D类放大器音频带宽达到20kHz以上，使D类音频放大器可用于要求节能的任何全音域的音、视频设备中。

在脉宽调制电路中，各大电子公司相继开发出各有特色的△Σ调制技术，采用的音频上限频率高得多的脉冲频率，以达到更宽的音频频响和更低的噪声。目前，D类集成化芯片的音频测试数据直逼高保真音响的指标。为了便于读者进一步了解集成化D类放大器的性能和用法，以下介绍部分集成化D类放大器芯片的特性参数及应用方法。

（二）集成化D类放大器实用数据

1. D类放大器LM4665/4667

LM4665/4667是美国国家半导体公司的最新产品，在原厂资料中称为开关型低频功率放大器。此系列D类放大器采用最新的δ—Σ脉冲调制技术，使输出噪声和非线性失真都降低到极低水平。同时，还可省去D类放大器输出电路中特有的LC滤波器，使输出端直接接入耳机或扬声器。LM4665和LM4667只是具体参数和封装形式的区别，下面以LM4665为例进行介绍。

LM4665具有如下特点：具有很高的高效率，如8Ω负载时输出100mW的功率，效率为75%；输出功率为400mW时，效率为80%；3V供电时静态消耗电流为3mA，关闭的待机状态消耗电流仅0.01μA；供电电压范围2.7～5.5V；输出端无需滤波器，可直接接电声器件；增益可选择为6dB或12dB，由逻辑电平控制；接通转换速率为5ms；内部具有冲击噪声抑制电路；低电流控制的关断模式；内设输出短路保护电路。

LM4665适用于移动电话、PDAs及其他便携式电子电器。LM4665MM采用微型MSOP封装，LM4665LD采用LLP封装，LM4665ITL采用SMD封装。3种封装形式的引脚排序和外形顶视图如图3-15所示。

LM4667ITL、LM4667ITLX采用SMD封装，LM4667MM采用MSDP封装，两种封装形式的引脚排序和外形顶视图如图3-16所示。

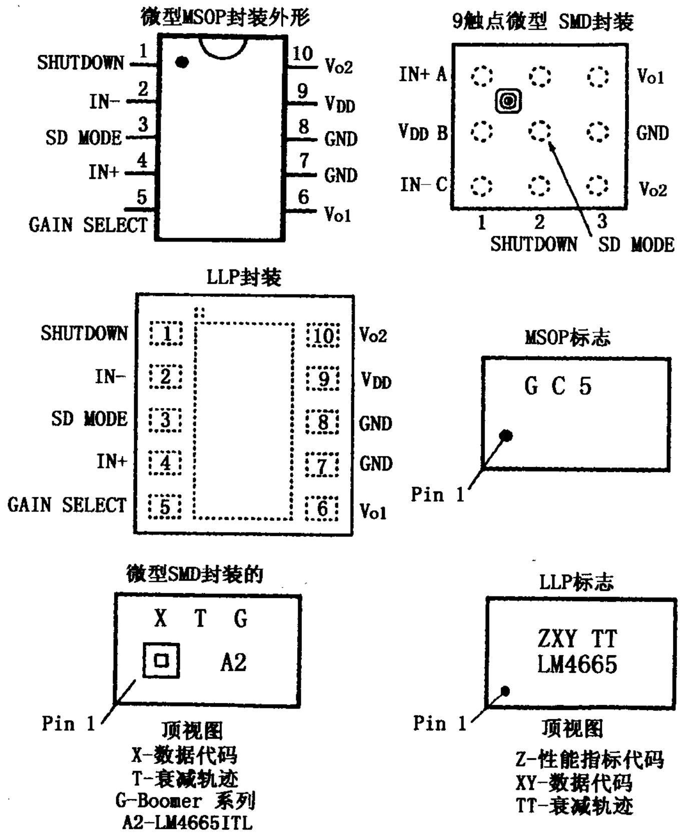


图3-15 LM4665MM/LD/ITL封装形式与引脚排列

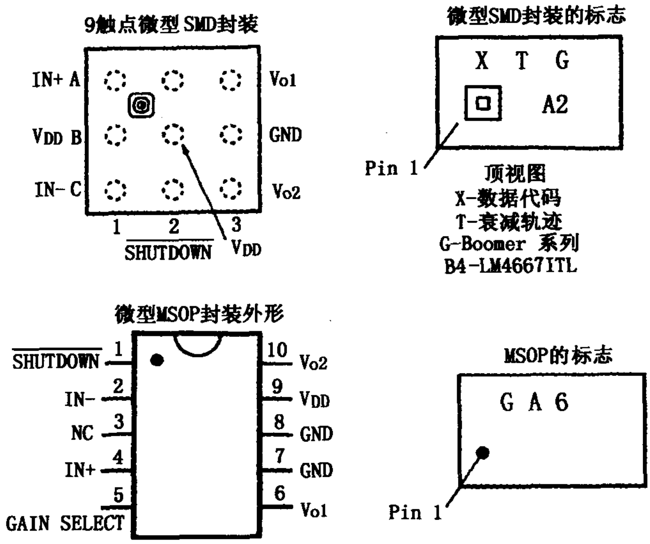


图 3-16 LM4667 两种封装形式与引脚排列

LM4665/4667 的极限参数及应用值范围如表 3-3 所示，LM4665 的电特性参数如表 3-4、表 3-5 所示。

表 3-3 LM4665/4667 极限参数

极限参数		
供电电压		6.0V
存储温度		−65～+150℃
使用温度		150℃
热 阻	SMD 封装	180℃/W（LM4667 为 220℃）
	LLP 封装	63℃/W
应用值范围		
环境温度		$-40℃\leqslant T_a\leqslant 85℃$
供电电压	MSOP 封装	$2.7V\leqslant V_{DD}\leqslant 5.5V$
	ITL 封装	$2.7V\leqslant V_{DD}\leqslant 3.8V$

表 3-4 LM4665 电特性参数 1（$V_{DD}=5V$，$R_L=8\Omega+33\mu H$，$T_a=25℃$）

项 目	符号	测 试 条 件	典型值	极限值	单 位
静态电流	I_{DD}	$V_{IN}=0V$，无负载	14	—	mA
		$V_{IN}=0V$，$R_L=8\Omega+22\mu H$	14.5	—	
关闭电流	I_{SD}	$V_{SD}=V_{SD\ Mode}$	0.1	5.0	μA（max）
关闭端高电平	V_{SDIH}	V_{SD}模式$=V_{DD}$	1.2	1.4	V（min）
		V_{SD}模式$=GND$	1.2	1.4	

续表

项　目	符号	测试条件	典型值	极限值	单　位
关闭端低电平	V_{SDIL}	V_{SD}模式$=V_{DD}$	1.1	0.4	V (max)
		V_{SD}模式$=$GND	1.1	0.4	
增益选择端高电平	V_{GSIH}		1.2	1.4	V (min)
增益选择端低电平	V_{GSIL}		1.1	0.4	V (max)
闭环增益	A_V	$V_{Gain}=V_{DD}$	6	5.5	dB (min)
				6.5	dB (max)
		$V_{Gain}=$GND	12	11.5	dB (min)
				12.5	dB (max)
输出失调电压	V_{OS}		10	—	mV
上升时间	T_{WU}		5	—	ms
输出功率	P_O	$THD+N=3\%$(max), $f_{IN}=1$kHz	1.4	—	W
非线性及噪声	$THD+N$	$P_O=400$mW$_{rms}$, $f_{IN}=1$kHz	0.8	—	%
输入电阻	R_{IN}	$V_{Gain}=V_{DD}$，增益$=6$dB	100	—	kΩ
		$V_{Gain}=$GND，增益$=12$dB	65	—	kΩ
电源纹波抑制比	$PSRR$	$V_{Ripple}=100$mV$_{rms}$，$f_{Ripple}=217$Hz，$A_V=6$dB，输入端	52	—	dB
共模抑制比	$CMRR$	$V_{Ripple}=100$mV$_{rms}$，$f_{Ripple}=217$Hz，$A_V=6$dB	43	—	dB
输出噪声电压	e_N	$V_{IN}=0$V	350	—	μV

表 3-5　LM4665 电特性参数 2（$V_{DD}=3$V，$R_L=8\Omega+33\mu$H，$T_a=25$℃）

项　目	符　号	测试条件	典型值	极限值	单　位
静态电流	I_{DD}	$V_{IN}=0$V，无负载	3.0	7.0	mA
		$V_{IN}=0$V，$R_L=8\Omega+22\mu$H	3.5	—	
关闭电流	I_{SD}	$V_{SD}=V_{SD\ Mode}$	0.01	5.0	μA (max)
关闭端高电平	V_{SDIH}	V_{SD}模式$=V_{DD}$	1.0	1.4	V (min)
		V_{SD}模式$=$GND	1.0	1.4	
关闭端低电平	V_{SDIL}	V_{SD}模式$=V_{DD}$	0.8	0.4	V (max)
		V_{SD}模式$=$GND	0.8	0.4	
增益选择端高电平	V_{GSIH}		1.0	1.4	V (min)
增益选择端低电平	V_{GSIL}		0.8	0.4	V (max)

项　　目	符　号	测 试 条 件	典型值	极限值	单　位
闭环增益	A_V	$V_{Gain}=V_{DD}$	6	5.5	dB (min)
				6.5	dB (max)
		$V_{Gain}=GND$	12	11.5	dB (min)
				12.5	dB (max)
输出失调电压	V_{OS}		10	—	mV
上升时间	T_{WU}		5	—	ms
输出功率	P_O	$THD+N=2\%(max), f_{IN}=1kHz$	400	350	mW (min)
非线性及噪声	$THD+N$	$P_O=100mW_{rms}$, $f_{IN}=1kHz$	0.4	—	% (max)
输入电阻	R_{IN}	$V_{Gain}=V_{DD}$，增益=6dB	100	—	kΩ
		$V_{Gain}=GND$，增益=12dB	65	—	kΩ
电源纹波抑制比	$PSRR$	$V_{Rlpple}=100mV_{rms}$，$f_{Rlpple}=217Hz$，$A_V=6dB$，输入端	52	—	dB
共模抑制比	$CMRR$	$V_{Rlpple}=100mV_{rms}$，$f_{Rlpple}=217Hz$，$A_V=6dB$	39	—	dB
输出噪声电压	e_N	$V_{IN}=0V$	350	—	μV

LM4665 在不同 V_{DD} 和输出功率时总谐波失真和频率的关系如图 3-17 所示。输出功率和总谐波失真＋噪音的关系曲线如图 3-18 所示，输出功率和效率的关系曲线如图 3-19 所示，输出功率与供电电压的关系曲线如图 3-20 所示。

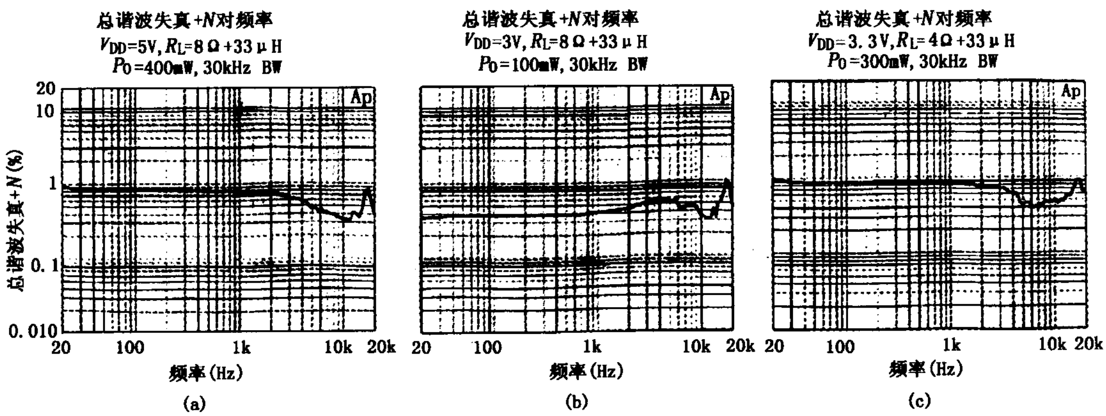


图 3-17　LM4665 不同工作状态时总谐波失真对频率的影响

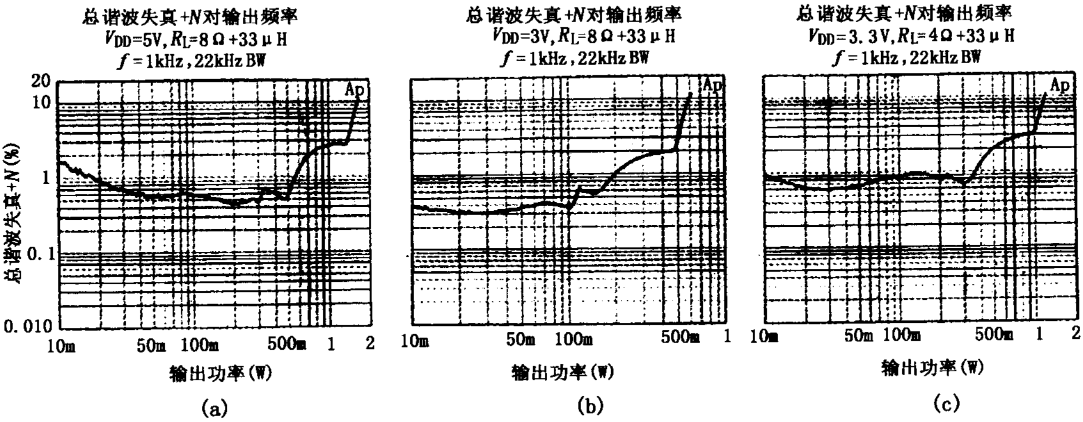


图 3-18　LM4665 不同工作状态时总谐波失真对输出功率的影响

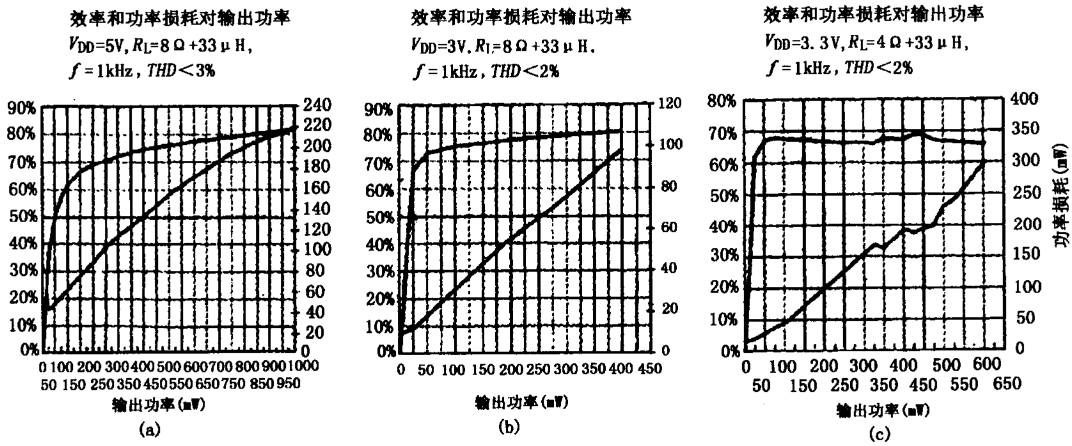


图 3-19　LM4665 输出功率和效率的关系

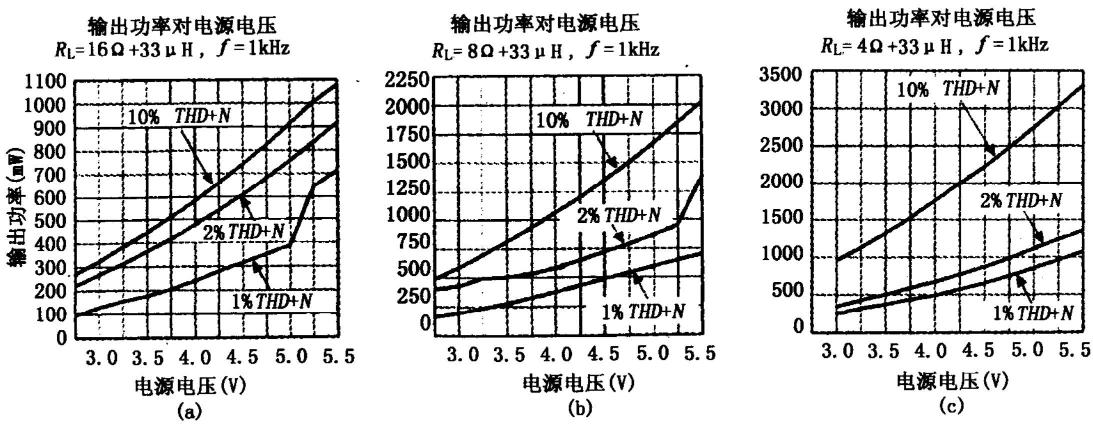


图 3-20　LM4665 供电电压与输出功率的关系

LM4665 的内部设有异或门，向控制电路提供关断控制功能。引脚 SD 模式端和 SHUTDOWN 端实为异或门的两个输入端，两输入端电平相异时，异或门输出高电平，两输出端电平相同时，异或门输出低电平。因此，关断 SHUTDOWN 端的绝对电平，并不能使放大器关断或启动，而视其与 SD 模式端相对电平方能决定放大器开关状态。由此引出以下两种用法：一是将 SD 模式端接高电平 V_{DD}，则 SHUTDOWN 端为低电平接地时，放大器接通，接地端断开时放大器关断，电路如图 3-21 (a) 所示。另一用法是将 SD 模式端接低电平“地”，SHUTDOWN 端通过开关接高电平 V_{DD}，开关接通时，放大器为工作状态，开关断开时放大器为关断状态，电路如图 3-21 (b) 所示。

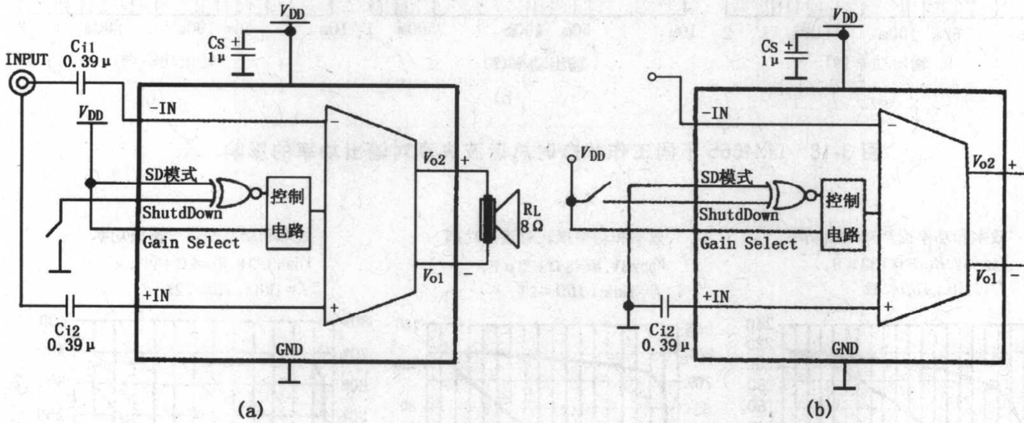


图 3-21 LM4665 增益 6dB 放大器关断电路

在上述两种用法中，增益选择端（Cain Select）有两种接法，当增益选择端接高电平 V_{DD}时，增益为 6dB，增益选择端接低电平（接地）时，增益为 12dB。

LM4665MM（MOSP 封装）设计的印刷电路如图 3-22 所示，与此印刷电路对应的测试电路如图 3-23 所示；图 3-24 为 LM4665LD（LLP 封装）设计的印刷电路图；图 3-25 为 LM4665ITL（SMD 封装）设计的印刷电路图。

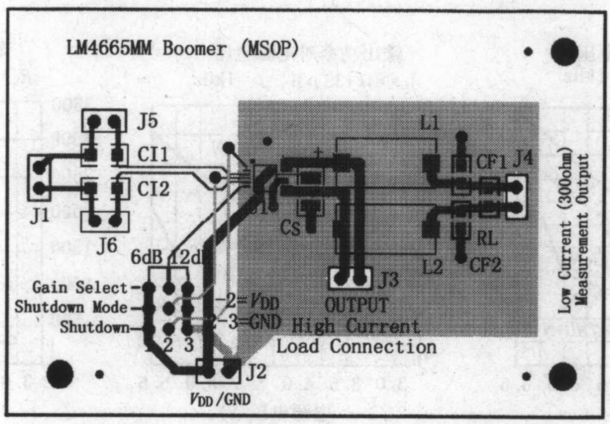


图 3-22 LM4665MM 的印刷电路板兼用于测试连接

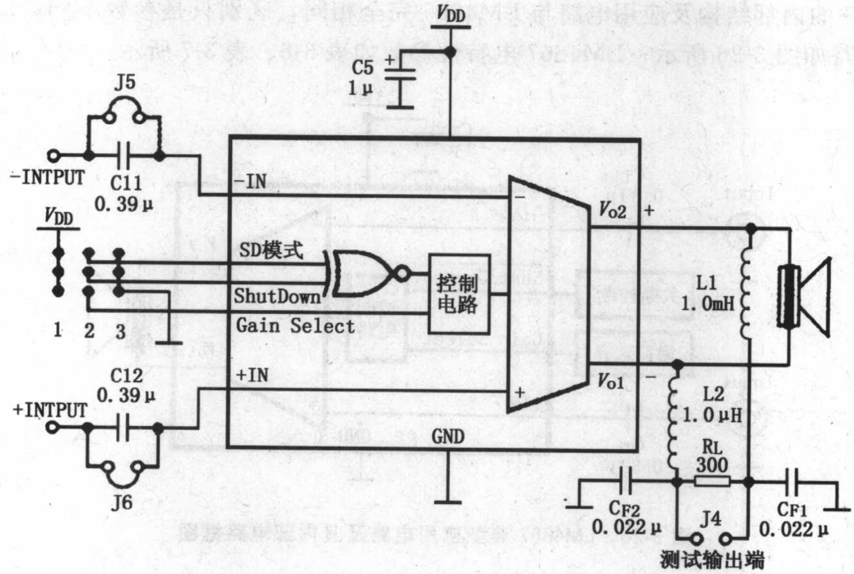


图 3-23 LM4665 测试电路

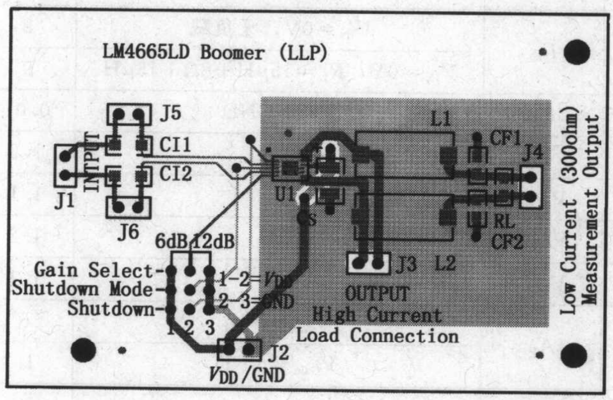


图 3-24 LM4665LD 印刷电路板

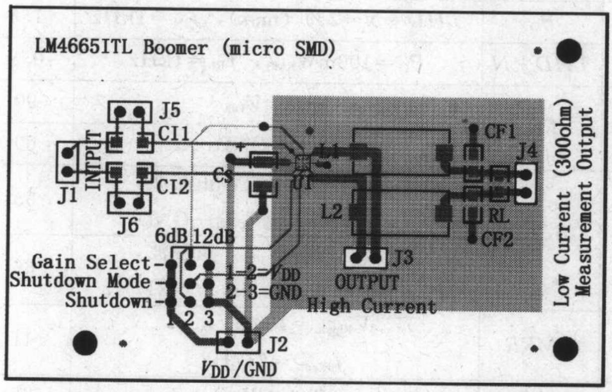


图 3-25 LM4665 ITL 印刷电路板

LM4667 的内部结构及应用电路与 LM4665 完全相同，区别只是参数不同；LM4667 的典型应用电路如图 3-26 所示；LM4667 电特性参数如表 3-6、表 3-7 所示。

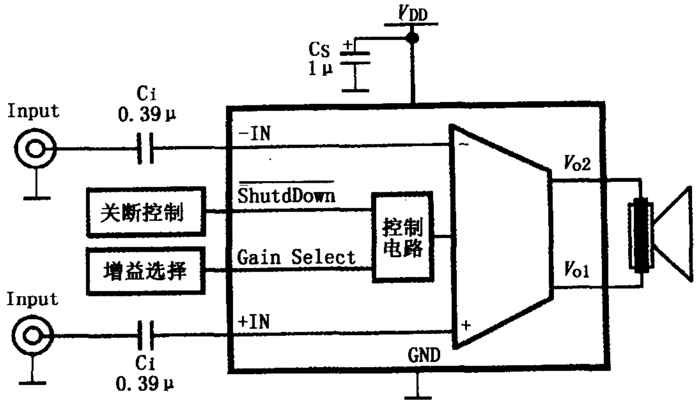


图 3-26 LM4667 典型应用电路及其内部电路框图

表 3-6 LM4667 电特性参数 1（$V_{DD}=5V$，$R_L=15\mu H+8\Omega+15\mu H$，$T_a=25℃$）

项 目	符 号	测 试 条 件	典型值	极限值	单 位
静态电流	I_{DD}	$V_{IN}=0V$，无负载	8	—	mA
		$V_{IN}=0V$，$R_L=15\mu H+8\Omega+15\mu H$	9	—	
关闭电流	I_{SD}	$V_{SD}=GND$	0.01		μA
关闭端高电平	V_{SDIH}		1.2	—	V
关闭端低电平	V_{SDIL}		1.1	—	V
增益选择端高电平	V_{GSIH}		1.2	—	V
增益选择端低电平	V_{GSIL}		1.1	—	V
闭环增益	A_V	$V_{Gain}=V_{DD}$	6	—	dB
		$V_{Gain}=GND$	12	—	dB
输出失调电压	V_{OS}		10	—	mV
上升时间	T_{WU}		5	—	ms
输出功率	P_O	$THD+N=2\%$ (max)，$f_{IN}=1kHz$	1.3	—	W
非线性及噪声	$THD+N$	$P_O=100mW_{RMS}$，$f_{IN}=1kHz$	0.8	—	%
输入电阻	R_{IN}	$V_{Gain}=V_{DD}$	90	—	kΩ
		$V_{Gain}=GND$	60	—	kΩ
电源纹波抑制比	$PSRR$	$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，正弦波，$f=217Hz$，输入端—GND	55	—	dB
		$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，正弦波，$P_{OUT}=10mW$，1kHz，$f=217Hz$	65	—	
共模抑制比	$CMRR$	$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，$f_{Ripple}=217Hz$	41	—	dB
信噪比	SNR	$P_O=1W_{rms}$	83	—	dB
输出噪声电压	e_N	$V_{IN}=0V$	350	—	μV

表 3-7 LM4667 电特性参数 2（$V_{DD}=3V$，$R_L=15\mu H+8\Omega+15\mu H$，$T_a=25℃$）

项 目	符 号	测 试 条 件	典型值	极限值	单 位
静态电流	I_{DD}	$V_{IN}=0$，无负载	3.50	5.0	mA (max)
		$V_{IN}=0.8\Omega+22\mu H$	3.75	5.0	
关闭电流	I_{SD}	$V_{SD}=GND$	0.01	2.0	μA (max)
关闭端高电平	V_{SDIH}		1.0	1.4	V (min)
关闭端低电平	V_{SDIL}		0.8	0.4	V (max)
增益选择端高电平	V_{GSIH}		1.0	1.4	V (min)
增益选择端低电平	V_{GSIL}		0.8	0.4	V (max)
闭环增益	A_V	$V_{Gain}=V_{DD}$	6	5.5	dB (min)
				6.5	dB (max)
		$V_{Gain}=GND$	12	11.5	dB (min)
				12.5	dB (max)
输出失调电压	V_{OS}		10	25	mV (max)
上升时间	T_{WU}		5	—	ms
输出功率	P_O	$THD=1\%(max)$，$f=1kHz$	450	425	mW (min)
非线性及噪声	$THD+N$	$P_O=100mW_{rms}$，$f_{IN}=1kHz$	0.35	—	%
输入电阻	R_{IN}	$V_{Gain}=V_{DD}$	90	—	kΩ
		$V_{Gain}=GND$	60	—	kΩ
电源纹波抑制比	$PSRR$	$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，正弦波，$f=217Hz$，输入端～GND	56	—	dB
		$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，正弦波，$P_{OUT}=10mW$，1kHz，$f=217Hz$	65	—	
共模抑制比	$CMRR$	$V_{Ripple}=100mV_{rms}$，$f_{Ripple}=217Hz$	41	—	dB
信噪比	SNR	$P_O=400mW_{rms}$	83	—	dB
输出噪声电压	e_N	$V_{IN}=0V$	125	—	μV

2. D 类立体声功率放大器 TPA2012D2

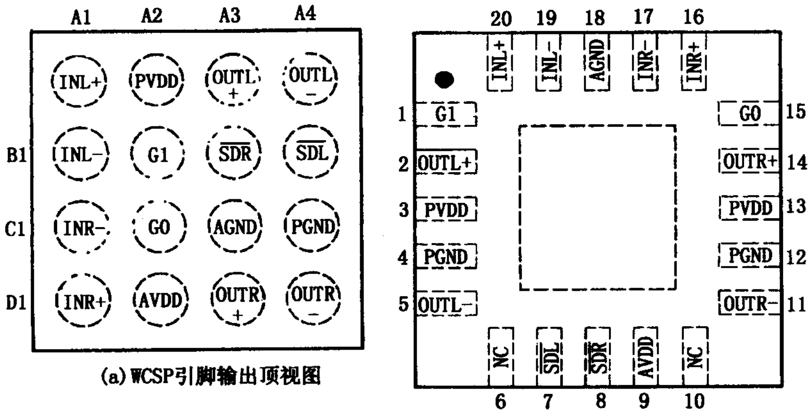
首先需要说明的是，集成化功放电路的供电电源在本书中以 V_{CC} 或 V_{DD} 为符号。

TPA2012D2 为美国德州仪器公司产品，主要性能特点如下：4Ω 负载，$V_{CC}=5V$，每声道输出功率为 2.1W；8Ω 负载，$V_{CC}=5V$，每声道输出功率为 1.4W；8Ω 负载，$V_{CC}=3.6V$，每声道输出功率为 720mW。线性和脉冲供电由单独两组稳压器组成。供电电压范围为 2.5～5.5V。相互独立的关断控制。增益可选择为 6、12、18、24dB。关闭端内设下拉电阻，以减少外围元件。高纹波抑制比，当 217Hz 时可达 77dB。快速 3.5ms 启动时间。极低的供电电流和关断电流。内设输出短路和超温保护。采用两种封装形式，一种为 2mm×2mm 的 WCSP（YZH）称谓 Namo-Free 封装，另一种为 4mm×4mm 的 OFN（RTJ）无铅

PAD 封装。

TPA2012D2 适用于移动通信设备、PDAS，以及便携式 DVD 播放器、收音机、笔记本电脑、电玩及 USB 扬声器等。

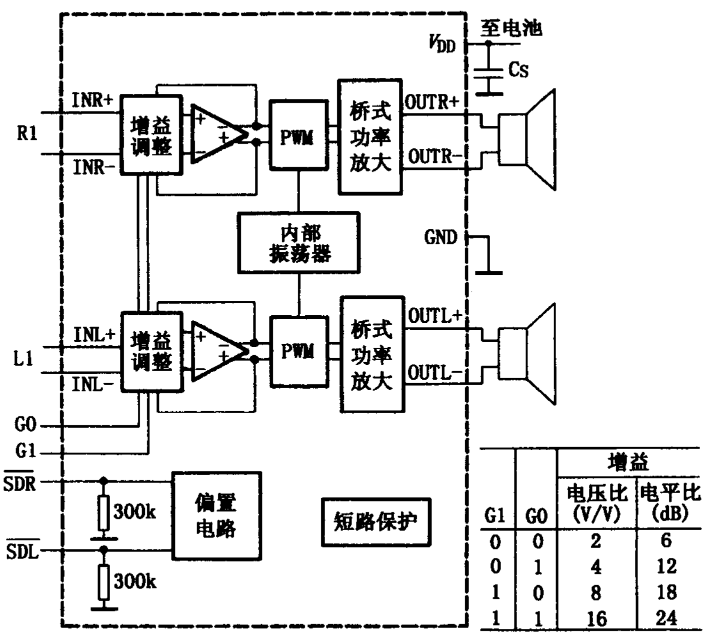
TPA2012D2 的 WCSP 封装引脚输出端顶视图如图 3-27（a）所示，TPA2012D2 的 RTJ 封装引脚输出端顶视图如图 3-27（b）所示。TPA2012D2 的内部方框图如图 3-28 所示。TPA2012D2 不同工作状态时输出功率的总谐波失真和噪声特性曲线如图 3-29 所示。TPA2012D2 不同工作状态的频响和非线性失真噪声的关系曲线如图 3-30 所示。



(a) WCSP引脚输出顶视图

(b) RTJ引脚输出顶视图

图 3-27　TPA2012D2 两种封装及引出端排序（顶视）



G1	G0	增益 电压比 (V/V)	电平比 (dB)
0	0	2	6
0	1	4	12
1	0	8	18
1	1	16	24

图 3-28　TPA2012D2 内部电路框图

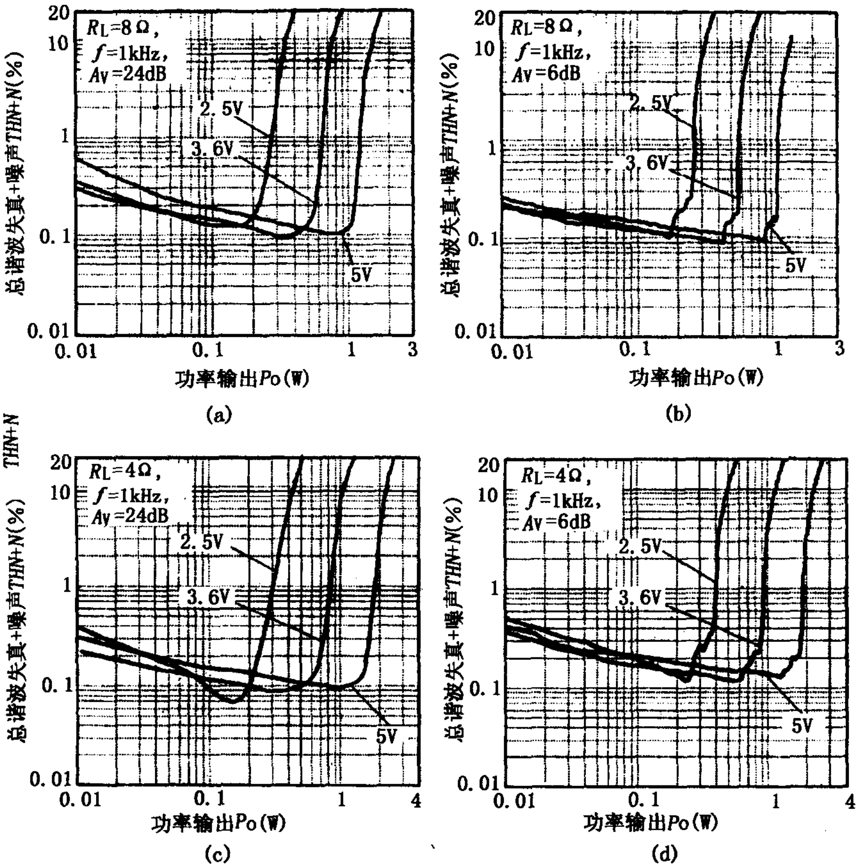


图 3-29 TPA2012D2 输出功率与 $THD+N$ 的关系

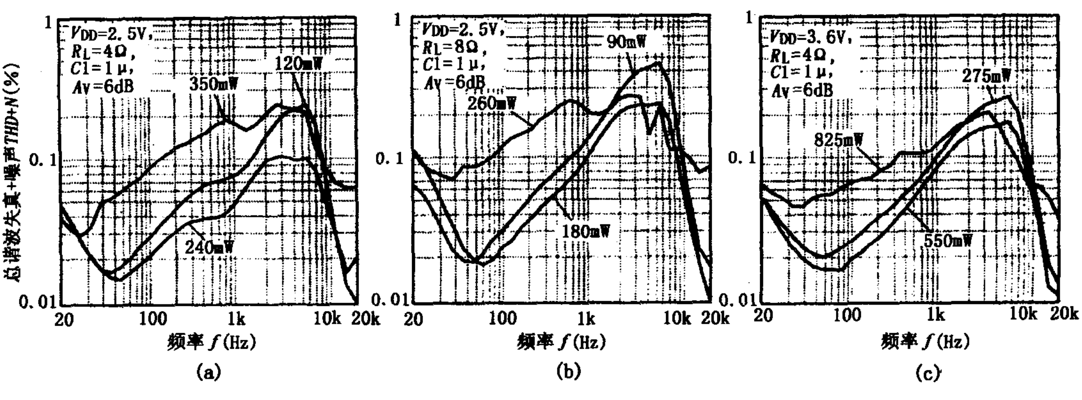


图 3-30 TPA2012D2 的 $THD+N$ 与频响的关系

TPA2012D2 的应用电路外部元件的接法如图 3-31 所示。TPA2012D2 两种封装各引脚间距、名称和工作温度等如表 3-8 所示，极限参数范围如表 3-9 所示，推荐应用参数如表 3-10 所示，电特性参数如表 3-11 所示，应用参数如表 3-12 所示，两种封装形式引脚的功能及

符号如表 3-13 所示。

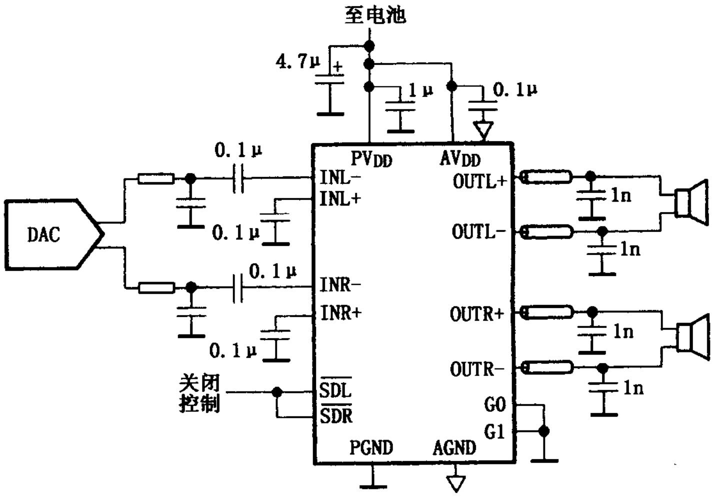


图 3-31 TPA2012D2 的外围电路

表 3-8 TPA2012D2 两种封装差别

工作温度（T_a）	引　　脚	名　　称	符号
−40～85℃	2mm×2mm WCSP（YZZH）	TPA2012D2YZH	AKR
	4 mm×4mm QEN（RTJ）	TPA2012D2RTJ	AKS

表 3-9 TPA2012D2 极限参数

项　　目		符　　号	参　　数	单 位
供电电压	有效工作模式	V_{SS}	−0.3～6.0	V
	关闭模式		−0.3～7.0	V
输入电压		V_I	−0.3～（V_{DD}+0.3）	V
使用环境温度		T_a	−40～85	℃
结温		T_j	−40～150	℃
保存温度		T_{stg}	−65～85	℃

表 3-10 TPA2012D2 推荐应用参数

项　　目	符　　号	最小值	最大值	单 位
供电电压	V_{SS}	2.5	5.5	V
高电平输入电压值	V_{IH}	1.3	—	V
低电平输入电压值	V_{IL}	—	0.35	V
使用环境温度	T_a	−40	85	℃

表 3-11　TPA2012D2 电特性参数

项　目	符　号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输出失调电压	V_{OO}	$A_V=6$dB，$V_{DD}=2.5\sim5.5$V	—	5	25	mA
电源纹波抑制比	$PSRR$	$V_{DD}=2.5\sim5.5$V	—	−75	−55	dB
共模输入电压	V_{ian}		0.5	—	$V_{DD}-0.8$	V
共模抑制比	$CMRR$	输入关断，$V_{DD}=2.5\sim5.5$V	—	−69	−50	dB
高电平输入电流	I_{IH}	$V_{DD}=5.5$V，$V_I=V_{DD}$	—	—	50	μA
低电平输入电流	I_{IL}	$V_{DD}=5.5$V，$V_I=0$V	—	—	5	μA
供电电流	I_{DD}	$V_{DD}=5.5$V，空载时	—	6	9	mA
		$V_{DD}=3.6$V，空载时	—	5	7.5	
		$V_{DD}=2.5$V，空载时	—	4	6	
		关闭模式	—	—	1.5	
漏-源极导通电阻	$r_{DS(on)}$	$V_{DD}=5.5$V	—	500	—	mΩ
		$V_{DD}=3.6$V	—	570	—	
		$V_{DD}=2.5$V	—	700	—	
关断模式输出阻抗		V（SDR 反，SDL 反）$=0.35$V	—	2	—	kΩ
开关频率	$f_{(SW)}$	$V_{DD}=2.5\sim5.5$V	250	300	350	kHz
闭环电压增益		G0，G1=0.35V	5.5	6	6.5	dB
		G0=V_{DD}，G1=0.35V	11.5	12	12.5	
		G0=0.35V，G1=V_{DD}	17.5	18	18.5	
		G0，G1=V_{DD}	23.5	24	24.5	

表 3-12　TPA2012D2 应用参数（$T_a=25$℃，$R_L=8\Omega$）

项　目	符号	测试条件		典型值	单位
每声道输出功率	P_O	$R_L=8\Omega$	$V_{DD}=5.0$V，$f=1$kHz，THD=10%	1.4	W
			$V_{DD}=3.6$V，$f=1$kHz，THD=10%	0.72	
		$R_L=4\Omega$	$V_{DD}=5.0$V，$f=1$kHz，THD=10%	2.1	
总谐波失真和噪声	$THD+N$	$P_O=1$W，$V_{DD}=5$V，$A_V=6$dB，$f=1$kHz		0.14	%
		$P_O=0.5$W，$V_{DD}=5$V，$A_V=6$dB，$f=1$kHz		0.11	
声道串扰		$f=1$kHz		−88	dB
电源噪声抑制比	$KSVR$	$V_{DD}=5$V，$A_V=6$dB，$f=217$Hz		−77	dB
		$V_{DD}=3.6$V，$A_V=6$dB，$f=217$Hz		−73	
共模抑制比	$CMRR$	$V_{DD}=3.6$V，VIC=1VPP，$f=217$Hz		−69	dB

续表

项　　目	符号	测试条件		典型值	单位
输入阻抗		$A_V=6\text{dB}$		28.1	kΩ
		$A_V=12\text{dB}$		17.3	
		$A_V=18\text{dB}$		9.8	
		$A_V=24\text{dB}$		5.2	
关断模式重启时间		$V_{DD}=3.6\text{V}$		3.5	ms
输出噪声电压	V_n	$V_{DD}=3.6\text{V}$，$A_V=6\text{dB}$，$f=20\text{Hz}\sim20\text{kHz}$，输入端接地	引脚都不悬浮	35	μV
			A 脚悬浮	27	

表 3-13　TPA2012D2 两种封装形式引脚的功能及符号

名 称	两种封装形式引出脚		功　　能
	QFN	WCSP	
INR+	16	D1	R 声道正输入端
INR−	17	C1	R 声道负输入端
INL+	20	A1	L 声道正输入端
INL−	19	B1	L 声道负输入端
SDR	8	B3	R 声道关闭端，L 电平有效
SDL	7	B4	L 声道关闭端，L 电平有效
G0	15	C2	增益选择端
G1	1	B2	增益选择端
PVDD	3，13	A2	供电端（必须是同一电压 AV_{DD}）
AVDD	9	D2	模拟电路供电端（必须是同一电压 AV_{DD}）
PGND	4，12	C4	电源接地端
AGND	18	C3	模拟电源接地端
OUTR+	14	D3	R 声道正极性差分输出端
OUTR−	11	D4	R 声道负极性差分输出端
OUTL+	2	A3	L 声道正极性差分输出端
OUTL−	5	A4	L 声道负极性差分输出端
NC	6，10	N/A	空

3. 大功率输出 D 类功放集成电路

上述两种 D 类放大器芯片均为低电压供电的小功率放大器，大多用于移动电器中，以延长电池使用时间而设计。D 类放大器的另一应用领域是需要高效率大功率输出的情况下，

当输出功率大到几百瓦甚至上千瓦时，放大器的效率是必须考虑的问题，此举不仅是为节约电能，同时也降低了设备的温升，对提高半导体设备的可靠性是相当关键的。

日本东芝公司近年来开发了大量百瓦至千瓦级的D类放大器，其中常见的有TA2022-100，功能参数如表3-14所示。TA2022-100内部功能特点如下：脉宽调制系统的脉冲频率可随输入信号幅度改变，当用于中档输出功率时，开关频率取500～800kHz；输出最大功率时，开关频率范围为300kHz～1.3MHz。功率开关采用MOS FET管组成，以适应大功率高速开关特性的要求；内部设有芯片超温保护，输出级过流、短路保护，保护电路动作时，供电电源自动切断。内部设有5V稳压器，向前级提供稳压供电。供电电压为双电源±36V。音频频响可达22Hz～22kHz（−1dB）。

表3-14 TA2022-100功能参数

项 目	测试条件	数 据
输出功率	失真0.1%，$R_L=8\Omega$	55W×2
	失真0.1%，$R_L=4\Omega$	100W×2
	失真10%，$R_L=8\Omega$	90W×2
	失真10%，$R_L=4\Omega$	155W×2
信噪比	输出100W，$R_L=4\Omega$	110dB
声道分离度	0dB，1W，$R_L=4\Omega$，$f=1kHz$	80dB
效率	90W/每声道，$R_L=8\Omega$	90%
	100W/每声道，$R_L=4\Omega$	83%
输出噪声电压	输入端短路时	150μV

第四章　场效应管音响放大器

普通晶体管为电流控制器件，有 NPN、PNP 两种结构，导电特性是相反的，NPN 管为电子导电，PNP 管为空穴导电。因此，称有这两种导电极性的晶体管为双极（Bipolar）型晶体管。场效应管的导电沟道虽也有 N 沟道 P 沟道之分，但均为电子导电，故常称为单极（Unipolar）型晶体管。

场效应管为电压控制器件，输入端电压在栅极产生静电场控制输出电流因而得名。场效应管的英文名称是 Field Effect Transistor，常以字头 FET 表示。FET 的结构为一个 PN 结组成的导电沟道和栅极控制部分，尽管内部结构的区别种类很多，特性也不相同，但是都是通过输入电压建立的电场而控制输出电流的，因而具有相同的高输入阻抗、电压控制特性和导电沟道负温度系数特性。由于无需驱动电流、无二次击穿现象以及沟道导电的自动均流等特性，所以在电子、电工中大功率高频率应用中日益广泛。音响放大器中，J FET、MOS FET 以及 V FET 各有特殊的优势，逐渐得以扩大应用。近年来，J FET 在前级小信号放大器、差分放大器中应用，MOS FET 则在功率放大器中得到广泛应用。而 V FET 的特性曲线和电子管有极为相似之处，无论作为前级还是后级均有特殊效果，故 V FET 功放近年来发展极快，成为场效应管功放突起的异军。由于 FET 的特性和应用电路与双极型晶体管有较大区别，故在本章中对 FET 管及其放大电路中应用做详尽的介绍。

一、结型场效应管

虽然场效应管有不同种类的多种产品，但目前用于音频功放中只有 J FET、V FET、MOS FET 3 种。以下仅以市场已有的此类产品进行介绍。

（一）J FET 特性

J FET 为结型场效应管的代表符号，因内部只有一个 PN 结而得名，结构示意图如图 4-1（a）所示。在 N 型（或 P 型）半导体材料上，由 P 型（或 N 型）材料构成 PN 结，但结构与普通二极管不同。图中阴影部分为环绕本体材料组成的控制电极——栅极（G），本体材料两端引出漏极（D）和源极（S）。因此，当本体材料为 N 型半导体时，漏极加正电压，源极加负电压，而本体材料为 P 型半导体时，漏极加负电压，源极加正电压，即使栅极电压为 0V，也必然有一定的电流 I_D。I_D 与半导体本体材料杂质浓度、固有体积电阻有关。因此，具体型号的 J FET 漏极和源极有近似恒定的阻值。也就是说，当栅-源极电压 $V_{GS}=0V$，漏-源极电压 V_{DS}在击穿电压范围时，漏-源极间电阻 R_{DS}电压、电流关系成电阻性的一条直斜线，且一定型号 J FET 的 R_{DS}相等，大多数小功率 J FET 的 R_{DS}约为 5kΩ。

当不同导电沟道的 J FET 按图 4-1（b）接入 V_{GS}时，R_{DS}的导电特性则随 V_{GS}值变化。对 N 沟道 J FET 而言，V_{GS}的负值增大将使沟道电阻增大，导致 I_D 减小，以致形成图 4-1（c）的关系曲线。形成这种关系的原因是，N 型半导体内部的电子被栅极负电位形成电场所

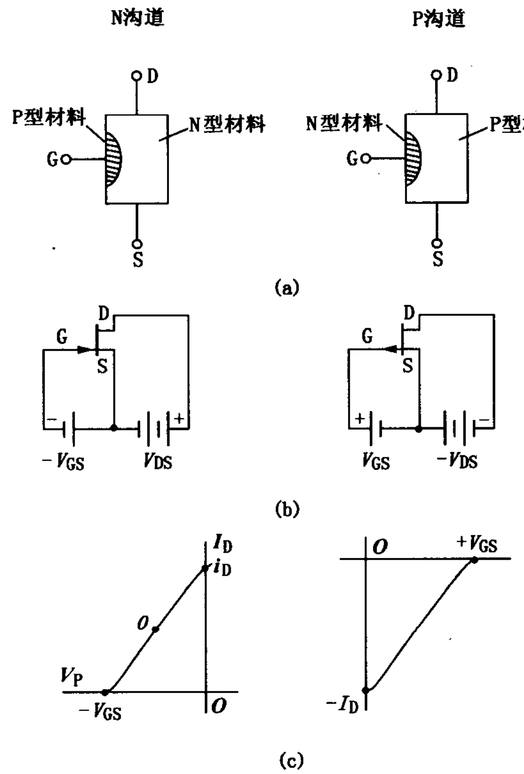


图 4-1　J FET 结型场效应管结构和导电特性

排斥，在 P 区周围产生耗尽层，使 N 型半导体导电沟道变窄，漏-源极电流减小。由于此种导电特性，使 V_{DS}、I_{DS}的关系受到V_{GS}的控制。当$V_{GS}=0V$时，I_{DS}随V_{DS}以R_{DS}的斜率上升，V_{DS}为某一定值时，V_{GS}负值到一定程度则I_{DS}被夹断，即使增大V_{DS}，I_{DS}也不再增大，因此也称此时V_{GS}值为夹断电压V_P。很明显，随V_{DS}的值不同，V_P会有不同的值。V_{DS}越高，则需要的V_{GS}负值也越大，所以对应不同的V_{DS}值，有不同的夹断电压V_P。沟道一旦被夹断，I_{DS}与V_{DS}无关，呈现一条水平线，此时I_{DS}只受控于V_{GS}。

J FET 的工作点总是设置于夹断区，此区域V_{GS}对I_{DS}有极大的控制能力。此控制功能与五极、四极束射电子管极为相似，特性曲线也基本相同。J FET 的夹断点V_P相当于五极电子管的阳极电流饱和点。J FET 的夹断电压V_P，实际上是指V_{DS}为一定值时I_{DS}不再受V_{DS}控制的一点，从结构上理解可以为：V_{GS}的负值形成电场限制了导电沟道的宽度，因而V_{DS}再增加也无法允许更大的电流通过。

P 沟道 J FET 的控制功能与上述相同，只是极性相反而已。J FET 的漏-源极只是半导体材料的两个引出端，因而可以互换使用，只要保持漏、源极的电压极性，对性能无影响，故符号中 D、S 极是相同的。

由图 4-1（c）的控制特性可见，J FET 当$V_{GS}=0V$时，I_{DS}的绝对值最大，随V_{GS}值向正（P 沟道）或负（N 沟道）增大，I_{DS}逐渐减小直到截止。上述控制特性称为耗尽型 J FET。目前，小功率 J FET 只有耗尽型产品，所以只能用于小信号电压放大电路。

J FET 的I_{DS}控制过程中，栅极的电压只是形成电场控制导电沟道的宽度，而无电流注

入，存在于栅极的电流只是PN结的漏电流，一般仅为十分之几微安，因而J FET的输入阻抗达$10^{10}\sim10^{12}\Omega$。J FET的控制关系是栅-源极电压对漏-源极电流的控制，控制能力非电流放大系数也非电压放大系数所能直接表征的。

根据上述控制原理，通常以互导（g_m）表示V_{GS}对I_{DS}的控制能力。互导又称为跨导，实际表示的是导电的能力，称为电导。电导的本质是电阻的倒数，即电阻大时称电导减小。互导指相互电导或跨越电极间的控制过程。在场效应管中，漏-源极的导电能力是由栅-源极电压控制的，和电子管相似，阳极-阴极的电导是由栅极-阴极电压控制的，所以称为互导或跨导（Transconductance），常以g_m表示，单位为电阻的倒数V/I，电压V是指V_{GS}，电流I是指I_D，所以单位是伏/安，表示V_{GS} 1V引起I_D变化的电流值。1伏/安称为1姆欧，又称1西门子，写作1S（Siemens）；较小的单位是毫姆欧，即1mA/V，表示V_{GS}变动1V漏-源极电流变动的mA值，也称毫西门子，用mS表示。所以互导$g_m=\Delta I_D/\Delta V_{GS}$。场效应管还有以下特点。

1. **驱动功率极小**

因为场效应管为电压驱动，输入阻抗极高，只要在栅-源极施加驱动电压，即可控制漏-源极电流，此优点在大功率输出电路中是相当有利的。根据前述计算可知，在输出级需要10A的输出电流时，如果双极型输出管$\beta\approx20$，则前级驱动器必须有0.5A的驱动电流，为此大功率输出级必须采用多级中功率、大功率管驱动级。而采用场效应管后，只要求驱动级输出足够的电压即可满足。

2. **频率特性好**

所有不同种类的场效应管均系沟道导电，导电沟道内无多数载流子存储效应，对J FET而言，增益带宽积等于$g_m/2\pi C_i$。其中，C_i为栅极输入电容。一般小功率J FET的$C_i<$ 100pF，只要g_m值>40mA/V（此值为J FET一般都能达到的），则增益带宽均在100MHz以上。因此，用J FET组成音响电压放大器，频率特性总是绰绰有余的。

3. **无二次击穿现象**

二次击穿是双极型晶体管所特有的一种破坏性的热电击穿。由于两个结都具有正温度系数特性，当V_{CE}增大到某一值后，I_C会迅速增大，温度随之升高。当V_{CE}进一步增大使I_C达到某一临界值时，温度急剧升高，管压降下降，I_C仍继续增大，表现导通电阻为负值现象，致使晶体管突然损坏。这种现象称之为二次击穿。场效应管的沟道电流具有负温度系数特性，故不易发生此现象，因而安全性优于双极型晶体管。

负温度系数特性是指受栅极电压控制的沟道电流。但是，漏-源极间的漏电流不在此例。当场效应管无驱动脉冲时，漏-源极之间会有极小的漏电流I_{DSS}（相当于双极型开关管的I_{CEO}），此电流和通常半导体PN结一样有正的温度系数。例如大功率FET管，当$V_{GS}=0V$，$V_{DS}=300V$（额定最高电压），温度为25℃时，I_{DSS}只有250μA。然而，当温度升高到100℃时，即使V_{DS}只加到100V，I_{DSS}已升高到1mA（为避免击穿大功率FET管，V_{DS}只加到最高电压的80%）。因此，若简单地说场效应管不会产生热击穿是不全面的，随着温度升高，沟道电流虽有所降低，但I_{DSS}随温度升高急剧增大，最终导致开关管击穿，所以使用中仍应有良好的散热条件。

4. **导通特性**

场效应管导通时，导通特性呈电阻性，通常以导通电阻R_{DS}表示，使其端电压和电流符合欧姆定律。因此，场效应管可以直接并联运用，不加均流电阻。并联应用时，I_{DS}大的开

关管，R_{DS}必然较小，使两者的电流分配自然与 I_{DS}相对应。

（二）J FET 检测和配对

对小功率J FET进行检测，可用普通指针式万用表的欧姆挡进行，如果是参数不明的J FET，勿用高压电池供电的R×10k挡进行测试，也不要用R×1挡检测导通电阻，以避免损坏J FET。J FET的输入阻抗较高，但是功率却较小，工作电压也较低，所以必须注意不要在检测中使其损坏。

J FET需检测的首先是 R_{DS}，应选择R×100挡，无论正、反向测试其漏-源极间阻值均为几kΩ，常见大多数型号为1.4～5kΩ之间。根据此电阻值可以确认漏-源极无击穿、开路现象，同时也可依此电阻值判别漏、源极。因为J FET的漏、源极可以互换，具体哪只脚为漏极，哪只脚为源极并不重要。

其次，采用电阻法对栅极与沟道两端点漏、源极的检测。栅极到源极和栅极到漏极实际上相当于二极管的一个PN结，可用欧姆表的R×10挡检测正向电阻，用R×1k挡检测反向电阻，阻值和一般小电流二极管（如1N4148）相同。检测过程中需注意，某些功率极小、耐压较低的JFET在售出时采用金属箔包装，目的是隔离外界强电场，避免感应电势击穿栅极PN结。也有的产品采用的方法是，用一金属片将栅-源极间短路。对这种JFET在打开包装时，勿用手指接触栅极引脚，在测试前暂勿取下短路环，应先将万用表接入后，再取下短路环，测试后再将短路环还原。这并不说所有J FET都如此不堪一击，实际操作中只要远离较强的静电场（如将工作台上的电视机、显示器关掉），远离微波炉、电磁灶等大功率高压电器，检测前用清水洗手，保持手的湿润，消除静电，则可放心检测，一般不会损坏J FET。

在某些电路中往往需要两只特性相同的J FET，如并联运用、差动放大器、SEPP驱动级等。选择的参数一是 $V_{GS}=0V$ 时漏-源极极间电流 I_{DSS}，二是 V_{GS}对 I_{DS}的控制特性有无相似的关系。

I_{DSS}的检测很简单，首先将栅-源极短路，以使 $V_{GS}=0V$。然后在漏-源极间将导电沟道极性接入一稳定的固定电压，中间串联接入10mA左右的电流表。电压值选择并不重要，为安全起见，可用6～12V电压，但要求稳定，以利于对被测管进行比较。为了检测栅极的控制特殊性是否一致，可给J FET加入不同的 V_{GS}值，测出对应的 I_{DS}值进行比较。测试方法如图4-2所示。为了避免采用 V_{GS}供电的麻烦，图中利用外加源极电阻 R_S 得到自给栅偏压，当电路接通后，电流表指示值为 I_{DS}，当调整 R_S 时，I_{DS}随 R_S 阻值作反比的变动。将 R_S 各阻值对应的 I_{DS}列表，或画成 I_{DS}—R_S 关系曲线，即可进行比较各管的控制特性。

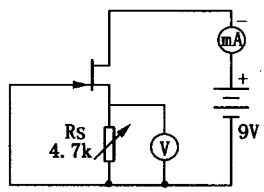


图 4-2 J FET 互导的测试电路

为了使测试结果更准确，也可如图示在 R_S 两端并联接入数字电压表，检测 R_S 调整时不同的源极对地电压（即栅偏压）。此电压的一端接源极，另一端经共地接栅极，而实质上是 V_{GS}，将不同的 V_{GS}值与对应的 I_{DS}列表，可以进行更精确的比较。当J FET的互导率较大时，V_{GS}的值只要有0.1V的变动，I_{DS}的变动也十分明显，所以电压表必须用数字表的低电压挡。图4-2中以N沟道J FET为例，如检测P沟道管时需将电池及电表反向接入。

此项检测实际上是测试J FET的互导率，为了得到互导率 g_m 值，可进行两次不同 R_S

值的测试，按下式可算出 g_m 值：

$$g_m=\frac{I_{D2}-I_{D1}}{V_{GS2}-V_{GS1}}\ （电流用 mA，电压用 V）$$

式中下角 1、2 为两次测量值。得出的 g_m 单位为 mA/V（也称为毫西门子，写作 mS）。

（三）J FET 偏置和放大电路

由上述 J FET 原理可见，对耗尽型 J FET 来说必须施加一定的栅极偏压，否则漏-源极电流为最大值，几乎接近 I_{DSS}。

为了使 J FET 工作于放大状态，就必须使静态 I_D 位于双向可控的位置，通过 V_{GS}的选择使静态 I_D 接近 I_{DSS}值的 1/2，如此才能实现 I_D 随信号幅度增大或减小。静态工作点的选择即给 J FET 以适当的直流偏置，使工作于线性区的中点。在图 4-1（b）中的 V_{GS}供电电路实际构成了 J FET 的固定偏压供电电路。很明显，这种独立的固定偏压供电方式需独立的偏压电源，为了使工作点稳定，对稳定度要求也极高，因此一般很少采用。

由图 4-1（b）中可看出，J FET 的栅极电位总是与漏极电位相反，无论 N 沟道还是 P 沟道 J FET 直流供电电路，如果将 V_{GS}和 V_{DS}看成一组供电电源的话，源极接入点只是该电源的一个抽头点。因此，利用漏-源极间串入电阻 R_S 的方式取得电压降向栅极提供偏压是很容易的，电路如图 4-3（a）所示。

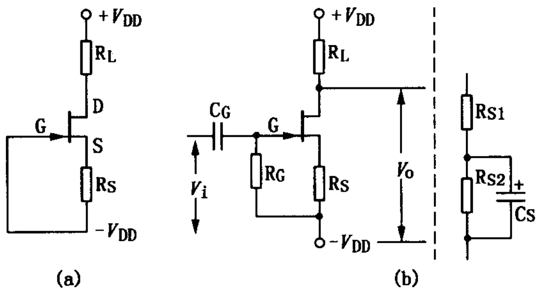


图 4-3　N 沟道 J FET 直流通路与交流放大电路

供电电源 V_{DD}经负载电阻 R_L 和 J FET 的漏-源极及 R_S 构成串联电路。对 N 沟道 J FET 来说，R_S 的压降是上正下负，正极接源极，负极通过共地接栅极，构成了极简单的自给偏压电路。很明显，此自给偏压电路与电子管自给偏压电路是完全相同的。和双极型三极管 RC 耦合放大电路一样，单端 A 类电压放大器为了得到最大幅度不失真输出，令静态 $V_{DS}=V_{DD}/2$。在此串联电路中，$I_{DS}=\frac{V_{DS}}{R_S+R_L}=\frac{\frac{V_{DD}}{2}}{R_S+R_L}$，则 R_S 的压降即为 $V_{GS}=R_S\cdot I_{DS}$。当采用 P 沟道 J FET 时只是供电极性相反，计算方式与此相同。

J FET 的自给偏压方式也和电子管相同，具有自动稳定工作点的特点，当某种原因导致 I_D 增大时，R_S 压降增大，反向栅偏压使 I_{DS}减小。因此，R_S 构成了偏压电路的直流负反馈。

在图 4-3（b）电路中加入了输入耦合电容器 C_G，隔断输入信号的直流电压，为了避免信号被短路，在栅极与 $-V_{DD}$之间串入电阻 R_G，则构成交流放大电路。J FET 的栅极是反向偏置，漏电流极小（$<0.2\mu A$），典型的栅极输入电阻约 10MΩ 左右。因此，不必担心 R_G

引起V_{GS}电压的降低，可采用阻值较大的R_G，即使$R_G=1M\Omega$，压降也几乎可忽略。加入R_G以后，放大器的输入阻抗为J FET的输入电阻与R_G的并联值，前者约为R_G的10倍，故可看做放大器的输入阻抗为R_G值。可见，J FET放大器具有和电子管放大器近似的高输入阻抗。

为使此放大电路不产生明显的非线性失真，必须合理选择R_S，以确定静态工作点，即V_{GS}值。从图4-1（c）的V_{GS}—I_D的关系可看出，假设该曲线为直斜线，为了使输入信号负半周不进入$-V_{GS}$的夹断点V_P、信号正半周不使I_D饱和而进入J FET的I_{DSS}值，则静态工作点应选取曲线V_P—I_P的中点，即O点。为避免夹断点V_P和饱和点I_D附近曲线的弯曲引起非线性失真，则输入信号V_I的峰值应低于曲线V_P和I_D在x轴上投影所对应的V_{GS}范围。I_D在x轴上投影为坐标点，所以V_I的峰值应低于V_P点对应的V_{GS}值。根据图4-1（c）的控制特性和J FET的输出特性很容易做出负载线，从而求出最大输入、输出电压值，以精确计算该放大器的电压增益。这种作负载线的计算方式，与电子管RC耦合电压放大器完全相同。不过，由于晶体管参数的离散性，这种计算实用意义不大。实用中仍和双极型三极管RC放大器一样，利用R_S负反馈的作用尽量选用高g_m的J FET，提高开环增益，以得到足够的负反馈量，使闭环增益与负反馈量相关而与J FET的g_m关系不大。此状态下此类电流负反馈放大器的电压增益K_V可近似认为：

$$K_V=\frac{R_L}{R_S}\cdot\frac{1}{2}$$

如果令图4-3（b）的电路中$R_L=450\Omega$，$R_S=150\Omega$，则电压增益$K_V\approx1.5$倍。增大R_L减小R_S，可提高电压增益，但放大器的增益稳定性将变差。另外，当R_L和V_{DD}值决定以后，R_L和R_S的比值选择受限于工作点V_{GS}。显然，不能简单的用改变R_S值的方式提高电压增益，否则将使工作点偏离。

为了解决V_{GS}和电压增益的矛盾，可将图4-3（b）的R_S用虚线右侧电路代替，R_S被分成R_{S1}、R_{S2}，两者串联值决定工作点的V_{GS}值。因为R_{S2}被大电容旁路，所以信号成分的负反馈只与R_{S1}有关，则上式将成为：

$$K_V=\frac{R_L}{R_{S1}}\cdot\frac{1}{2}$$

需要注意的是，图中电容C_S值在放大器低端截止频率的容抗必须小于R_{S2}的1/10，否则低音频响将变坏。

（四）J FET放大器元件选择

J FET放大电路和双极管放大电路一样，可以由晶体管静态特性曲线进行设计。但是，并非每种商品J FET都可以找到特性曲线，即使找到一张同型号管的曲线图，由于生产厂、生产时间、产品批次的不同，代表性也大打折扣，再加上管子本身特性的离散性，使这种曲线图的利用价值更值得怀疑。为此，大动干戈实无必要，实用中以J FET的典型电特性进行估算倒还可行。现以2SK15-Y为例介绍元件参数的估算方法。根据晶体管数据手册，2SK15-Y的参数如表4-1所示（日本的2SK系N沟道FET，2SJ系P沟道FET）。

表 4-1　2SK15-Y 基本参数

项　目	符　号	最小值	额定值	最大值	单　位
栅极击穿电压	V_{GS}	—	−20	—	V
D 极饱和电流	I_{DSS}	1.4	2.0	2.8	mA
夹断电压	V_P	−1.3	−2.5	−3.5	V
互导	g_m	1.3	2.0	3.0	mA/V

根据表 4-1 中数据，首先选择 V_{DD}。栅极为 N 沟道 J FET 最负电位点，击穿电压为 −20V，说明图 4-1（a）中的 V_{GS}与V_{DS}之和必须低于 20V。因此，选用 $V_{DD}=12V$。

静态漏极电流 I_D 的选择。2SK15-Y 的漏极饱和电流可低至 1.4mA，为了不失真的放大双向对称信号，则 I_D 以 0.5mA 为限，一般 $I_D \approx I_{DSS}/3$ 为妥。工作点电流 I_D 与放大器输入信号幅度必然呈正比增大。J FET 管用于前级小信号放大，可选用 I_D 为 0.3mA 左右；如用于中间电压放大，可选择为 0.5～1mA；驱动级则应选择 $I_D \approx 1\sim5mA$，视放大器总体增益而定。上述常规 I_D 值选择也可乘以 3～4 倍，作为选择放大管 I_{DS}值时参考。

自偏压电阻 R_S 的选择。以夹断电压额定值 2.5V 为标准，以下式求 R_S：

$R_S=V_P/2I_D=2.5V/(2\times0.5mA)\approx2.5k\Omega$

式中 $2\times I_D$ 是考虑峰-峰值输入信号使 I_D 变量是双向的峰值。

选择负载电阻 R_L。因为静态 V_{DS}应为 $V_{DD}/2$（即 6V），所以 $(R_L+R_S)I_D=6V$，即$R_L+R_S=12k\Omega$，则 $R_L=12k\Omega-2.5k\Omega=9.5k\Omega$。由此结果可知，电压增益：

$K_V\approx(R_L/R_S)\div2\approx1.9$ 倍

J FET 组成有负反馈的电压放大器，电压增益虽不高，但具高阻抗输入特性，用于前级放大，信号传输率增大，有效电压增益还是很可观的。

二、金属氧化物绝缘栅场效应管

结型场效应管的栅极与导电沟道之间具有一个 PN 结，正常工作状态，栅极偏压使 PN 结反偏，因而输入电阻较高，相当于普通二极管的反向电阻。所以 J FET 的栅极和沟道之间并非完全绝缘的。为了实现真正的电场控制，随后又开发了绝缘栅场效应管（IG FET），栅极与沟道呈现电绝缘特性，只通过静电场控制沟道导电性能，因而有更高的输入阻抗。目前开发的绝缘栅场效应管中普遍采用金属氧化物绝缘，称之为金属氧化物绝缘栅场效应管，即 Metal Oxide Semi-Conductor，简称 MOS FET。MOS FET 虽也有耗尽型、增强型之分，但目前应用最广泛的 MOS FET 均为增强型，在音响功放中采用大功率 MOS FET 是目前功放的发展趋势。

（一）MOS FET 特性

MOS FET 的栅极以二氧化硅为绝缘层，将铝蒸发后附着于绝缘层上引出作为栅极。栅极与两重扩散工艺的本体材料间完全绝缘，栅极电位形成的静电场使沟道宽度变化，以控制漏-源极电流。因而 MOS FET 的栅极输入电阻可比 J FET 大 10 倍以上，理论上可大于 100MΩ。如此高的绝缘电阻，栅极犹如一只绝缘电阻极高的小电容，只要在栅极加上极少

量的电流，也会形成极高的电压。这使得小功率的 MOS FET 栅极绝缘层极易击穿，故各种理论书籍中谈及 MOS FET 操作时，简直如履薄冰，又是在手腕处套以导电环，又要使电烙铁断电焊接……这种小心程度对 UHF 放大器使用的双栅 MOS FET 放大管以及各种 MOS 集成电路等小功率 MOS FET 器件是必要的。但对 MOS FET 管防静电的描述，国内资料中（包括大专教材及其“衍生”文章）大多是 30 年前国外以小功率场效应管和 MOS 集成电路的应用资料，目前的增强型 MOS FET 管则有很大的区别：一是栅极输入电容远不止 10pF 以下，而是接近 1000pF，二是栅-源极电压提高到±30V。这两点使静电击穿的可能性大为降低，因为电容量增大，充满电荷要求静电有较大的能量，所以静电击穿并非轻易发生。此外，目前的 MOS FET 内部都集成有防止静电的保护齐纳二极管，功率开关管则更不例外。因此，应用中不必诚惶诚恐。

现在的 MOS FET 产品均为增强型，但无论从理论上还是半导体工艺上来说，生产出耗尽型 MOS FET 不成问题。之所以如此，因为 MOS FET 的大功率、高频率工作的优势，各国都在极力开发大功率、高电压 MOS FET 的产品。目前市场上 $V_{DS} \geqslant 1000V$，$I_{DS} > 30A$ 的产品也极为普遍。在此情况下，耗尽型特性显然有不利因素，一旦 V_{GS} 降低或趋近于 0V，则 I_{DS} 将为 I_{DSS} 值。而增强型 MOS FET，当 $V_{GS} \leqslant 0V$ 时，$I_{DS} \approx 0$。此 V_{GS} 值被称为 $V_{GS(OFF)}$，随 V_{GS} 正向增大，I_{DS} 按互导特性增大。增强型 MOS FET 的导电特性类似于双极型晶体管，栅-源极为正向偏压，栅-漏极为反向偏置，区别是栅极具有电压控制特性，而非电流控制。

增强型 MOS FET 的符号及偏置极性如图 4-4 所示。MOS FET 的导电沟道半导体材料类型是相反的，对 N 沟道 MOS FET 而言，沟道材料是 P 型，因而漏极接 V_{DD} 正极，属反向偏置。符号中对 N 沟道来说，箭头向内表示沟道本体材料为 P 型半导体，此为半导体材料而非 PN 结，故与 NPN 双极型三极管的发射极箭头相反，切勿混淆。中间有箭头的电极为沟道本体材料引出端，以与绝缘的栅极形成静电场，在应用中此电极与源极相连接。由图 4-4（a）偏置极性可见，MOS FET 由于本体半导体极性与沟道导电极性相反，无论 P 沟道还是 N 沟道，漏-源极反向偏置与栅-源极正向偏置电压极性却是相同的。图 4-4（b）所示曲线为两种导电沟道的增强型控制特性。

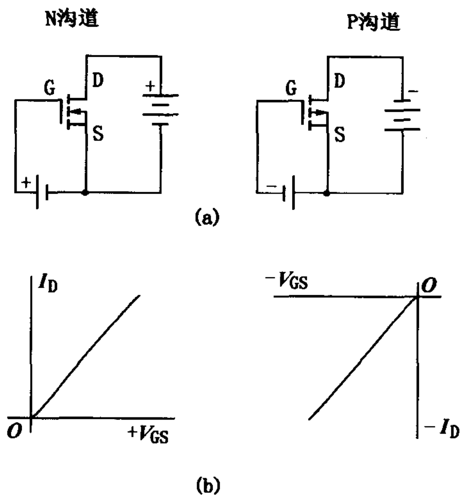


图 4-4　增强型 MOS FET 的符号及偏置极性

MOS FET 除上述特点外，其余特性与 J FET 相同。

（二）MOS FET 检测

MOS FET 的生产和应用尚属初期阶段，因此各生产厂的产品结构也不统一，尤其是对栅-源极的保护电路区别更大，不同型号有不同的结构，这就增加了业余条件下检测的困难程度。MOS FET 性能测试中不可能（也不需要）有固定的电阻值，因此检测时最好采用指针式万用表。功率型 MOS FET 都属增强型，各生产厂的产品也几乎都采用相同的 TO-3 塑封形式，3 个电极排列也一致。测试方法是，将 3 只引脚向下，打印型号面向自己，左侧引

脚为栅极，右侧引脚为源极，中间引脚为漏极。对背面露有散热金属部分的管型，此内部散热器绝大多数与漏极相连。

目前市场上可见到的功率型 MOS FET 有 3 种结构，其中一种是栅极内部无电压钳位的开关管，电路如图 4-4（a）所示。这种结构属早期生产的产品，栅极内部无防静电保护电路。不过，检测过程中只要注意周围 2 米以内无高压设备（比如电视机、显示器、微波炉、电磁灶等），采用 1.5V 供电的欧姆表，选择 R×1～R×1k 挡检测是不会引起意外击穿的。

采用指针式万用表 R×1 挡，检测 MOS FET 栅极对漏极、栅极对源极的阻值均为无穷大。检测后，用镊子将栅-源极短路 10 秒钟以上，然后检测漏、源极正、反向电阻。由于漏-源极间内部有二极管特性，当红表笔接漏极、黑表笔接源极时，呈现低电阻，将表笔反接则为无穷大。此时测得结果和普通二极管正、反向电阻特征相同。当用 R×1 挡测试 N 沟道 MOS FET 时，红表笔接漏极，黑表笔接源极为 18～28Ω，用 R×1k 挡测试时为 2～5kΩ，将表笔对调测试，应近似无穷大（P 沟道则与上述相反）。此测试结果表明 MOS FET 无击穿、短路、漏电现象。

第二步是检测 MOS FET 的放大能力。在漏极接黑表笔、源极接红表笔的状态下，当用手摸栅极时读数会减小，证明栅极有控制沟道导通电阻的能力。此检测中与检测双极型三极管不同的是，当测量过程中手移开栅极后，指针不会立即返回高阻值，因为栅极电荷无处泄放，只有用金属物将栅-源极短路片刻才会呈现高阻状态。由于栅-源极电容形成的电荷存储会影响沟道电流，所以在测试漏-源极反向电阻时，应先用金属物将栅-源短路片刻，使电荷放完，否则影响测试结果。

目前的大功率 MOS FET 漏极最高反压 BV_{DS}可达几百伏甚至上千伏，用于音响 SEPP 输出级应选择 $BV_{DS}\geq$供电电压 1.5 倍以上的型号。为了检测 BV_{DS}，可利用功率不大的高压电源进行，检测电路如图 4-5（a）所示。将 220V 市电半波整流，经大电容滤波，以得到近 300V 直流电压。因为测试中无需多大电流，接入 R 可限制滤波电容充电速度。3MΩ 的电位器用以调整加在 MOS FET 的漏-源极间电压，R2 为限流电阻，R3 使栅极和源极为同电位。电压表并连接于漏-源极间，调整 R1 使电压缓慢升高，当电压低于被测管 BV_{DS}值时，漏-源极间的漏电流极小，电压表指示值基本为调整后直流输出电压。当电压调整达到被测管的 BV_{DS}值时，半导体本体材料的反向电流突然增大呈现一次击穿现象。由于 R2 的压降，电压表读数迅速下跌，但由于电源内阻较高，加上 R2 取值较大，限制了半导体反向电流继续增大，因而不会永久性击穿（二次击穿）。

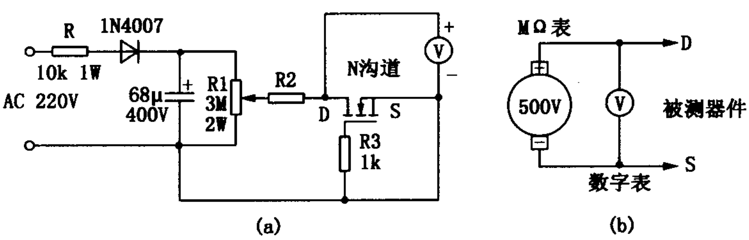


图 4-5　MOS FET 反向击穿电压的测试

为了安全地测试 R_L，按不同型号的 MOS FET 反向漏电流规定值选择，MOS FET 的 BV_{DS}值的规定值和普通二极管最高反向耐压是相同的，即在反向漏电流低于规定值时最高反向电压为 BV_{DS}值。例如，一只 MOS FET 的 $BV_{DS}=300V$，是指反向漏电流小于 250μA 时的值。因此，选择 R_2 使电压在调到 300V 时电流不超过 250μA，则 $R_2=300V/0.25mA=1.2M\Omega$。此测试原理也适用于普通二极管以及双极型三极管反压的检测。

在检测中调整 R1，当电压指示下跌时断开被测管，此时电压指示即为该管的 BV_{DS}值。检测中 R3 不能开路，否则使 BV_{DS}值降低。

采用 500V 或 1kV 机械式兆欧表（俗称摇表）检测半导体器材的反向耐压，既安全又方便，检测电路如图 4-5（b）所示。将兆欧表代替电源与高阻电压表（可用数字表）并联后，接入被测半导体器件的电极，缓慢摇动手把，当兆欧表输出电压达到被测管的 BV_{DS}值时，兆欧表指示为 0Ω。摇动时注意两电表，当 Ω 指示为 0 时，电压表指示电压即为半导体器件的击穿电压。手摇兆欧表内阻极高，输出电压可达 500V（也有 1kV、2kV 产品），但电流极小，不会造成器件的永久性击穿。

MOS FET 另外两种结构常见于近年来生产的新产品中，其中一种结构是在管内栅-源极间接有保护稳压管，另一种结构则接有双向二极管，结构虽不同，保护原理是一样的，将栅极由静电场感应的输入电压钳位于 D_Z 的稳压值以下。根据不同型号、不同功率的 MOS FET 管，DZ 的稳压值不等。此类 MOS FET 管当检测栅极、源极电阻时，不再呈双向开路状态。当黑表笔接源极、红表笔接栅极时，DZ 有正向导通电阻。将两表笔对调后，因为万用表欧姆挡的电池为 1.5V，则栅-源极呈现高阻值。除此点外其他测试和上述相同。目前新型 MOS FET 管大多有此静电保护措施，在应用中相对有较好的抗静电功能，上述使用禁忌条件可以放宽，只要焊接时烙铁不漏电尽可放心。

MOS FET 在应用电路中无论并联还是推挽最好有相近的互导，测试互导的电路如图 4-6 所示。

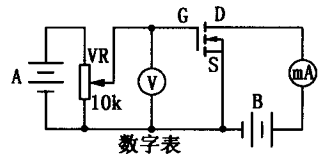


图 4-6　N 沟道 MOS FET 互导的测试

图 4-6 中栅-源极供电电源 A 可选用 15V（一般功率型 MOS FET 的栅-源极允许电压可达 30V），漏极供电 B 则应选择被测管在电路中额定供电电压，以使 g_m 值更接近使用实际值。通过从 0V 调整 V_{GS}，可以得到逐点相对应的 I_{DS}，以对 MOS FET 进行配对。通过此项测试，该管的 g_m 值为：

$$g_m=\Delta I_{DS}/\Delta V_{GS}\ (mA/V)$$

由于 MOS FET 有自动均流特性，并联应用中无须要求两管 I_{DS}相等，只要 g_m 值相近即可。推挽应用中两臂则要求 g_m 值相等或接近相等。

（三）MOS FET 引发功放“革命”

场效应管在音响领域和其他电子领域一样，越来越成为主打器件，这是因为场效应管的优势不仅仅是提高了音响放大器的效果，关键是场效应管（特别是 MOS FET）在输出级的特殊表现，使音响功放电路组成、结构以及性能上了一个新台阶。

采用 MOS FET 作为音响输出级后，晶体管功放首先摆脱了大环路、大反馈量负反馈的依赖性。无论是 OTL 还是 OCL 以及 DC 放大器，为了降低 SEPP 电路对称性不良（特别是准互补电路）引起的非线性失真，必然从放大器扬声器到输入端采用大剂量的负反馈。而为了保证 SEPP 两臂直流电流的对称性，降低 OTL 电路的非线性失真，同时为了保证 OCL、 DC放大器输出中点电压的平衡，还必须由输出端中点取样，对输入端进行直流负反馈。可以肯定的说，OTL、OCL和DC放大器的优良指标完全是依靠交直流负反馈得到的。负反馈放大器的主观评价是历来争论的焦点。

负反馈技术自20世纪50年代在电子管放大器中广泛应用以来，有两次争论高峰期。

第一次是无负反馈不为Hi-Fi的论点，由威廉逊放大器开始逐渐达到顶峰，及至后来的电子管放大器几乎将非线性失真的“赌注”全部加在负反馈上。这种概念一直延续到半导体时代。晶体管放大器承袭了电子管的负反馈理论，直到OTL放大器、直流放大器，负反馈更成了稳定输出中点电压、降低失真的重要法宝。不难想象，双极型晶体管OCL、OTL放大器，脱离了交直流负反馈电路会是什么结果。虽然近年来音响技术的发展，已使人们对大剂量的负反馈效果产生疑问，但是对此类放大器而言，交流、直流负反馈确实一个都不能少，而且负反馈剂量也在日益扩大。从音响放大器的客观测试数据上看，负反馈技术确实使音响器材的技术指标达到十分理想的程度，甚至现有的精密测试仪器也无法挑出其有什么不足之处。但是遗憾的是，主观评价结果却完全大相径庭。此处引用国外一位资深音响发烧友的一段颇具形象的话，也许会引起众人的共鸣：“采用高NFB的放大器，音质是毫无‘个性’的，音效听起来都差不多，想分辨出器材的特有音色根本不可能”。事实上大“剂量”负反馈所产生的效果已将输入音源的特色所淹没，不但如此，负反馈还使放大器产生附加的后遗症……关于负反馈利弊的争论由来已久，目前还难以下结论。

自20世纪70年代后期到21世纪初，在音响界有了关于负反馈技术的第二次争论高峰，NO-NFB（无负反馈）已成为音响放大器的新亮点。但NO-NFB提法却源自于MOS FET输出级的登场。

场效应输出管引起音响功放的另一项重大变革是基于电压控制特性和高输入阻抗特性。由于近年来开发的增强型绝缘栅MOS FET，使此特性得以充分发挥。

历年来，在电流控制双极型晶体管的应用中，逐级电流放大，驱动功率也逐级增大，使电路结构变得复杂。以音响放大器为例，当输出级采用双极型晶体管时，输出级功率输出是建立在低负载阻抗上之大电流，以致输入阻抗降低，驱动电流增大。为了达到完全的驱动，必须在输出级之前加入多级达林顿连接的驱动电路，逐级提高驱动电流，同时提高输入阻抗，以使电压放大器满足驱动要求。

多级放大器不仅使电路复杂化，且相位移、失真也增大。如果输出级采用MOS FET，无论输出管漏极电流有多大，输入阻抗恒为高阻抗，只要有特定的驱动电流即可使漏极电流产生足够的变量，在此过程中输入电路并无驱动电流。这就使得MOS FET输出级的驱动放大器变得十分简单。

以目前常用的UHC MOS FET而言，功耗100W以上的场效应管，漏极电流峰值可达20～30A，而栅极驱动电压一般均在$25V_{P\text{-}P}$左右。对普通音响功放而言，前级电压放大器只要有150倍左右的电压增益，即可将CD等信号源200mV的信号放大到25V以上。但是，MOS FET的栅极是绝缘的，与半导体材料间有较大的电容，从而构成场效应管的输入电容。为了使场效应管放大器的频率特性不下跌，要求前级电压放大器的最后一级输出阻抗越低越好。驱动信号的低阻抗输出，可加快输入电容的充电时间，以使在栅极上能尽快建立驱动电压。MOS FET的功耗越大，此输入电容也越大，因此对MOS FET而言，输出功率大小，对前级放大器增益要求基本不变，只是采用大功率MOS FET输出级时，要求前级输出阻抗更低。如此说来，MOS FET功放组成实际只有三个部分，除MOS FET输出级外，一

级射随器（或源极射随器）组成驱动级，前级则为纯电压放大器。

MOS FET 用于功放时间尚较短，国内应用则更晚一步，对 MOS FET 性能的认识、各种参数的意义、应用中选择知识等尚不十分普遍。为此，本书尽量给出国外生产的 MOS FET 的详细参数，同时说明各项参数对音响放大器设计中的意义。

（四）MOS FET 参数及其应用

1. P 沟道 MOS FET IRF7663

IRF7663 为 IR 整流器公司的最新产品，采用类似微型集成电路的 MOIC 封装（微型 8 脚 IC 封装），电气特点如下：超低导通电阻 $R_{DS(ON)}=0.02\Omega$，超大峰值脉冲电流 $-66A$，持续漏极电流 $-8.2A$，$V_{DSS}=-20V$。

IRF7663 引脚排列见图 4-7，互导特性及与温度的关系曲线见图 4-8，极限应用参数如表 4-2 所示，电特性参数如表 4-3 所示。

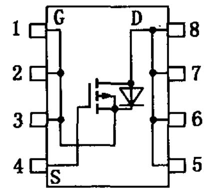


图 4-7 IRF7663 封装及引脚排列

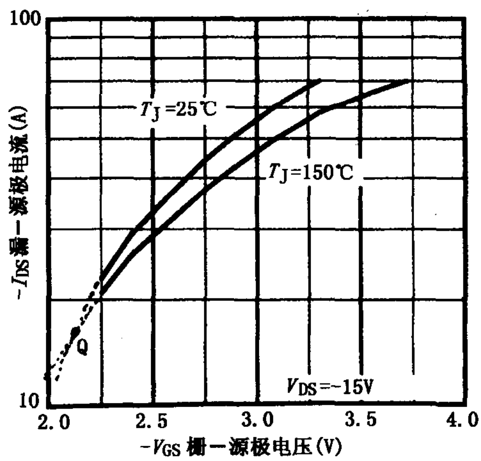


图 4-8 IRF7663 I_{DS}和 V_{GS}关系的温度特性

表 4-2 IRF7663 极限应用参数

项 目	符号	测试条件	最大值	单 位
漏-源极电压	V_{DS}		−20	V
漏极电流	I_D	$T_a=25℃$，$V_{GS}=-4.5V$	−8.2	A
		$T_a=70℃$，$V_{GS}=-4.5V$	−6.6	
漏极脉冲电流	I_{DM}		−66	A
功耗	P_D	$T_a=25℃$	1.8	W
		$T_a=70℃$	1.15	
功耗随温度升高递减系数			−10	mW/℃
脉冲击穿能量	E_{AS}		115	mJ（毫焦耳）
栅-源极电压	V_{GS}		±12	V
使用、保存温度范围	T_j，T_{STG}		−55～+150	℃

表 4-3 IRF7663 电特性参数（$T_j=25℃$）

项 目	符号	测试条件	最小值	额定值	最大值	单位
漏-源极击穿电压	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0V$，$I_D=-250\mu A$	−20	—	—	V
漏-源极导通电阻	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=-4.5V$，$I_D=-7.0A$	—	—	0.020	Ω
		$V_{GS}=-2.5V$，$I_D=-5.1A$	—	—	0.040	
栅极阈值电压	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}$，$I_D=-250\mu A$	−0.60	—	−1.2	V
互导	g_{fs}	$V_{DS}=-10V$，$I_D=-7.0A$	14.5	—	—	S
漏-源极漏电电流	I_{DSS}	$V_{DS}=-16V$，$V_{GS}=0V$	—	—	−1.0	μA
		$V_{DS}=-16V$，$V_{GS}=0V$，$T_j=70℃$	—	—	−25	
栅-源极正反向漏电电流	I_{GSS}	$V_{GS}=-12V$	—	—	−100	nA
		$V_{GS}=12V$	—	—	100	
输入电容	C_{iss}	$V_{GS}=0V$	—	2520	—	pF
输出电容	C_{oss}	$V_{GS}=-10V$	—	615	—	pF
过渡电容	C_{rss}	$f=1.0MHz$	—	375	—	pF

由表中数据可知，IRF7663 设计用于移动设备的脉冲电路，特点是 V_{DS} 只有 20V，应用中以 $V_{DS}=15V$ 为限。当用于音响输出级时，受 V_{DS} 值和扬声器阻抗的限制，输出电流最大只能达到 3～4A，大电流特性是无法利用的，但作为小功率输出级是足够的。引用该管特性参数的目的，是使读者进一步了解 MOS FET 的下述特点。

（1）负温度系数特性。从表 4-2 可以看出，环境温度 25℃时 I_D 可达 8.2A，而当环境温度 70℃时 I_D 则只能达到 6.6A。从图 4-8 中也明显看出，随结温（T_j）的升高，当 V_{GS} 不变时，受控的漏极电流也明显降低。此负温度系数特点是 MOS FET 无二次击穿的重要原因，也是用于功放时设计偏置电路所必须考虑的特性。

（2）漏-源极的漏电流为正温度系数特性。IRF7663 的电特性参数中给出了漏-源极的漏电流 I_{DSS} 的温度特性，当 V_{DS} 加入 −16V 电压、$V_{GS}=0V$、环境温度为 25℃时，$I_{DSS}\leqslant -1\mu A$。而当温度升至 70℃时，漏电流升高到 $-25\mu A$，升高幅度达 25 倍。由此可见，笼统地说 MOS FET 有负温度系数特性，无二次击穿是欠妥的。当功率型 MOS FET 工作时，芯片温度升高后，即使受控的 I_{DS} 有减小的趋势，但漏-源极的漏电流也将随温度升高而增大，同样会引起热击穿。在此点上半导体材料有类似一般绝缘体的热击穿特性，故功率型 MOS FET 仍然需要极良好的散热条件，限制器件结温，在功放中不可忽视。

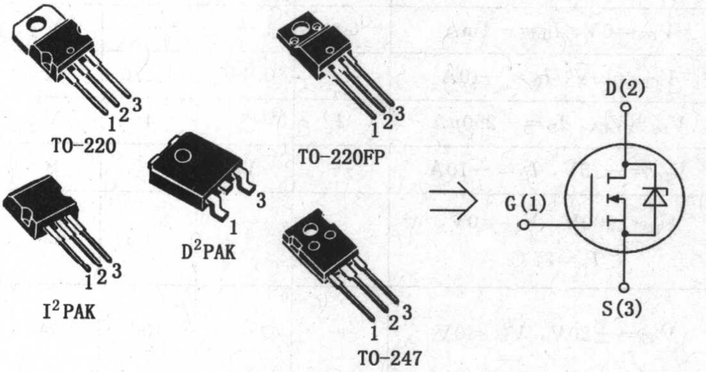
（3）场效应管的温度稳定性。场效应管漏-源极受控电流 I_D 的负温度系数特性与漏-源极电流 I_{DSS} 的正温度系数特性，使总的漏极电流（I_D 与 I_{DSS} 之和）随 V_{GS}、I_D 值的不同温度特性有变化。图 4-8 只是反映此种变化之局部：即 V_{GS}、I_D 越大时，随温度升高 I_D 值减小的比例越明显，而随 V_{GS} 降低 I_D 值减小，负温度系数特性越不明显。究其原因是，总 I_D 中正温度系数的 I_{DSS} 和负温度系数的沟道受控电流的比例关系变化所致。因此，图 4-8 中的两条曲线间距随 V_{GS}、I_D 的减小而逐渐靠近。当受控 I_D 与 I_{DSS} 到达图 4-8 中的 Q 点时，不同温度的曲线相交成一点，说明在此点温度系数为零，过此点以后，I_D 中 I_{DSS} 占主要成分，又

成为正温度系数特性。利用上述特点，MOS FET 用于 B 类输出时，将静态工作点设于 Q 点，则静态工作点可十分稳定。

（4）关于 MOS FET 的频率特性。MOS FET 电特性参数表中无一例外的都会给出输入电容 C_{ISS}的参数，该参数系指绝缘栅与导电沟道源极侧的电容量（本例中为 2520pF）。MOS FET 额定漏极电流越大，C_{ISS}也相应增大。I_{DS}达到 30A 的大功率 MOS FET 管，C_{ISS}接近 0.01μF。虽然场效应管无载流子的存储效应，但大容量的 C_{ISS}在开关电路中不采取措施会引起 MOS FET 的关断延迟。在模拟放大电路中，C_{ISS}的存在还会引起波形失真。因此，功率型 MOS FET 在模拟放大器中对驱动电路也有特殊要求（开关驱动不在本书范围内，此处省略），其一是驱动级内阻越低越好。当信号输入后，MOS FET 的输入电容开始充电，如果信号源内阻偏高，从 C_{ISS}开始充电到充电完毕期间，栅极电压是由 0V 缓慢上升到信号的峰值，使放大器输出产生延迟而引起失真。当信号源内阻很低时，C_{ISS}充电速度加快，为了限制初始充电电流造成的栅极电压下凹，又在信号源和栅极间接入小电阻限制初始充电峰值电流。MOS FET 是电压驱动，上述措施可使栅极迅速建立与输入信号同步的 V_{GS}，以形成对 I_{DS}的控制。所以，虽然场效应管无需驱动电流，仍需要驱动级内阻较低，即有提供 C_{ISS}初始充电电流峰值的能力。

2. N 沟道 MOS FET 25NM60N

ST 公司生产的 25NM60N 有 4 种不同封装的产品，即 STP25NM60N 、STF25NM60N、STB25NM60N/-1、STW25NM60N；这些不同封装的主要参数都相同，均为 $V_{DSS}=650$V，$I_D=20$A，$R_{DS}=0.17\Omega$；符号及封装形式见图 4-9。



B25NM60N	I²PAK
F25NM60N	TO-220FP
P25NM60N	TO-220
W25NM60N	TO-247
B25NM60N	D²PAK

图 4-9　25NM60N 的不同封装及引脚排列

25NM60N 与功放设计有关的参数、特性见表 4-4、表 4-5。表 4-4 为 25NM60N 的极限参数，表 4-5 为 25NM60N 的电特性参数。

25NM60N 与 IRF7663 相比，动态范围明显增大，IRF7663 的 V_{GS}变动极限范围为 ±12V，而 25NM60N 则为±25V。V_{GS}变动极限实际是栅极允许输入信号的峰-峰值，在此范围内可以得到较大的输出电流 I_D，以实现大功率输出。MOS FET 大功率输出级大多采用 B 类放大，或者为了降低交越失真，采用较大的静态 I_D 而实现 AB 类放大。上述两种产品都给出了 V_{GS}的阈值电压，作为 B 类放大时，静态工作点应选取略大于 V_{GS}的阈值作为静态偏压，一般是以 I_D 值为标准选择静态工作点。对 B 类放大来说一般输出级 I_D 可选取大于 200mA 的点，采用 AB 类时 I_D 可稍大于 200mA。

表 4-4　25NM60N 极限参数

项　　目	符号	测试条件	参数值		单位
			TO-220/I^2PAK、TO-247/D^2PAK 封装	TO-220FP 封装	
漏-源极电压	V_{DS}	$V_{GS}=0V$	600		V
漏-栅极电压	V_{DGR}	$R_{GS}=20k\Omega$	600		V
栅-源极电压	V_{GS}		±25		V
漏极电流	I_D	$T_A=25℃$	20		A
		$T_A=100℃$	12.8		A
漏极脉冲电流	I_{DM}		80		A
总耗散功率	P_{TOT}	$T_A=25℃$	160	40	W
功耗随温度递减系数			1.28	0.32	W/℃
存储温度	T_{stg}		−55～150		℃
最高使用温度	T_j		150		℃

表 4-5　25NM60N 电特性参数（$T_j=25℃$）

项 目	符号	测试条件	最小值	额定值	最大值	单位
漏-源极击穿电压	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0V$，$I_D=-1mA$	600	—	—	V
漏-源极导通电阻	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10V$，$I_D=-10A$	—	0.140	0.170	Ω
栅极阈值电压	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}$，$I_D=-250\mu A$	2	3	4	V
互导	g_{fs}	$V_{DS}=-15V$，$I_D=-10A$	—	17	—	S
漏-源极漏电电流	I_{DSS}	$V_{DS}<600V$，$V_{GS}=0V$，$T_c=25℃$	—	—	1	μA
栅-源极正反向漏电电流	I_{GSS}	$V_{GS}=\pm20V$，$V_{DS}=0V$	—	—	100	nA
输入电容	C_{iSS}	$V_{DS}=25V$，$f=1MHz$	—	2565	—	pF
输出电容	C_{OSS}	$V_{GS}=-0V$	—	511	—	pF
过渡电容	C_{rSS}		—	77	—	pF

三、MOS FET 组成输出级

MOS FET 的上述特性，使输出级的组成有了彻底的改变，无论 OTL、OCL 输出级都可以综合成为图 4-10 的电路。该 SEPP 电路输出采用 OCL 方式，为了便于理解，此处采用前级为 RC 耦合驱动电路，以使输出级独立进行直流电路和交流电路的参数设计。

（一）元件作用和估算

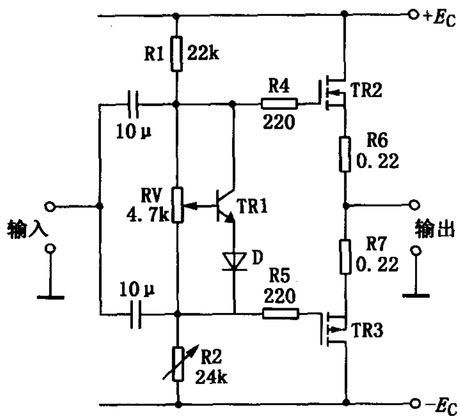


图 4-10 MOS FET 输出级基本电路

MOS FET 组成 OCL 放大器电路结构和双极型晶体管电路原则上无区别，但电压控制的高输入阻抗特性和负温度系数特性使元件取值原则完全不同。直流供电电压的选取和选用的 MOS FET 以及输出功率有关，原则和普通 OCL 放大器相同，区别只是偏置电路。该偏置电路中，上偏置电阻 R1、R2 和共同的下偏置电路 RV、R3 给 TR1、TR2 提供的不是电流，而是栅极偏压，TR2 的栅极偏压对源极为正，TR3 的栅极偏压对源极为负，构成对称的偏压供给电路。从理论上说，TR2、TR3 栅极无电流，为了使栅极得到设定的偏压，R1、R2、RV 可以采用绝对值较大的电阻，但阻值过大涉及由栅极泄漏电流引起的稳定性变差，因此往往采用图示的折中值。当 $\pm V_{CC}$ 被视为内阻为零时，TR2、TR3 输入阻抗为上下偏置电阻的并联值，为了避免此输入电阻过小而增加前级负载的分流，一般选择并联值为 5kΩ 左右，此阻值也即为输出级的输入电阻。即使如此，MOS FET 输出级实际输入阻抗远高于双极型晶体管 SEPP 电路。

R3、RV、TR1 和二极管 D 组成偏置稳定电路。MOS FET 管是以栅-源极电压控制输出管漏-源极电流的，所以偏置稳定电路是通过 TR1、D 对 RV、R3 的并联进行温度补偿，稳定两只输出管的 I_D。为了应付场效应管的 I_D 和 I_{DSS} 有不同的温度系数特性，热敏电阻 R3 被紧贴于 TR2、TR3 的散热器安装。当 TR1、TR2 温度升高时，温升使 R3 阻值减小，使 TR1 基极偏置电流减小，内阻增大，TR1、TR2 的 I_D 增大，从而补偿由于互导负温度特性使一定 V_{GS} 时的 I_D 降低。TR1、D 和 TR2、TR3 仅处于同一空间，在放大器无信号输入的静态，TR1 和 D 随环境温度升高，内阻降低，对 MOS FET 静态 I_{DSS} 的正温度特性进行补偿，使静态电流保持稳定。当 TR2、TR3 进入大电流工作区后，R3 的阻值变动电流被 TR1 所放大，所以负温度系数补偿特性占了主导地位。

MOS FET 的上述温度特性通过此种方式进行温度补偿，有极为理想的稳定度。对图4-10 的独立末级而言，当±电源采用稳压供电时，接通电源瞬间有≤50mV 的零点电压漂移，经过几分钟稳定过程以后达到≤10mV 的程度。一般为了消除供电电压变动产生的 V_{GS}、I_D 不稳定，此种不通过直流反馈的中点电压稳定方式，必须采用稳压供电，以使输出的 V_{GS}、V_{DS}、I_D 是稳定的，再通过上述温度补偿电路则可满足中点电压漂移低于±20mV 的要求。

放大器的类别不同，使 MOS FET 输出级的偏置电压选择也不同，图 4-10 中所注元件数据是指工作于 B 类放大的状态。为了使输出级工作于 B 类，MOS FET 输出级的工作点常设于稍高于 I_D 截止点电压 $V_{GS(OFF)}$，以消除交越失真。

$V_{GS(OFF)}$ 电压值在 MOS FET 特性中都已给出，此栅极电压对应的 I_D 一般为 50～100mA，对功率型 MOS FET 而言约为最大漏极电流 I_D 的近 1/10，理论上认为 I_D 已截止，故称此栅-源极电压为关断电压 $V_{GS(OFF)}$。B 类放大器工作点设计高于此点 I_D 值。为了有良好的温度稳定性，大多数 B 类放大器的工作点设于图 4-8 中的 Q 点，一则此点可充分消除交越失真，二则此点 I_D 温度系数近似为零，有利于工作点稳定。这是图 4-10 采用以 R3、 TR1 为主补偿负温度系数的理由。

如果是采用 A 类 SEPP 电路，输出管静态电流大幅提高，有时高达额定输出电流的 1/5～1/4。显然，如此大的静态电流，输出管的静态工作点已不在图 4-10 中的 Q 点，而是从 Q 点向右上方移动，I_D 进入负温度系数区域，从而使 A 类放大器在开机几分钟之内，当输出管有一定温升后才逐渐进入平衡状态。为了克服 A 类放大器的这种平衡的延时，R3 应选择比 B 类阻值更小的热敏电阻，通过预先选择 RV 调整点使开机瞬间接近平衡。当输出管在静态电流条件下温度升高时，选择合适的 R3，以补偿 I_D 随温升增大引起的下降。

图 4-10 中 R4、R5 的作用是限制 MOS FET 栅极输入电容的初始充电电流，提高栅-源极信号电压建立的速度，改善波形失真。为了加快栅极输入电容的充电速度，MOS FET 输出级要求驱动级的输出阻抗越低越好，低阻抗信号源可在输入电容充电过程中保持信号电压的波形不变形。但是，大功率 MOS FET 的输入电容较大，大多在 1000pF～0.01μF 之间，尽管前级内阻很低，在充电起始的充电电流极大，甚至可视为瞬间短路，从而形成电压波形瞬间下陷。加入 R4、R5 抑制初始充电电流，可有效地改善这种波形失真。

在传统双极型晶体管输出级中，R6、R7 是必须有的峰值电流限制电阻，通过电流负反馈限制输出管的峰值电流，对防止瞬间过载引起输出管热击穿极为有效。但在 MOS FET 输出级中通常可不用，因 MOS FET 的导电沟道本身为电阻性，而双极型晶体管一旦饱和导通，电流几乎呈直线上升，两者的导电性质完全不同。当采用 MOS FET 管的漏-源极击穿电压远高于供电电压时，更不必加入此电阻，可避免损耗有效输出功率。

该输出级采用电容耦合输入只是一种应用方式，与传统 OCL 电路一样，也可采用直接耦合方式。但是，无论是全互补推挽驱动还是单端电压驱动，目前采用的 MOS FET 的输出级都不涉及大环路负反馈电路。即使是全部互补对称的前级电路，也只是从推挽驱动级取样形成对输入端的交直流负反馈，输出级仍保持图 4-10 的电路形式，音响界称此方式为 NO-NFB 的输出级。

（二）MOS FET 输出级器件选择

1. 输出功率的探讨

MOS FET 输出级的输出功率、负载阻抗、E_C 电压的计算关系与双极型晶体管输出级计算方式相同，对 SEPP 互补推挽电路来说，计算关系仍为常用公式：

$$P_O=\frac{{E_C}^2}{8R_L} \tag{1}$$

式中 E_C 是 SEPP 供电总电压值，当采用正负两组供电电压时应为正负电压之和，如±32V 供电，式中 E_C 应以 64V 代入。实际上式（1）是指放大器件为理想的双极型晶体管而言，所以式（1）中不涉及晶体管的任何参数。这种理想的器件是不存在的，所以式（1）中所求出输出功率是指 E_C、R_L 决定以后，SEPP 电路所能提供输出功率的极限值，实际输出功率取决于放大器件在 E_C 电压 1/2 状态下所能达到的最大电流。对 MOS FET 而言，漏-源极的导电沟道为电阻性，漏-源极的电流 I_D 受限于导通电阻 R_{DS}，故式（1）中求出的只是 E_C、R_L 为定值时达到 P_O 的可能性，能否达到则取决于 MOS FET 的漏极电流最大值。

为了达到近似式（1）计算的输出功率，可将式（1）分解为电压、电流两部分。根据电工学基本公式：$P_O=U\cdot I$。式中 U 应该是加到负载端的有效值电压。当供电电压为 E_C 时，SEPP 电路中 $U_{rms}=\frac{E_C}{2\sqrt{2}}$，则 $I_{rms}=\frac{E_C}{2\sqrt{2}R_L}$，即：

$$P_O=\frac{E_C}{2\sqrt{2}}\times\frac{E_C}{2\sqrt{2R_L}} \tag{2}$$

对同一输出级而言，式（2）与式（1）的结果是等值的，达到此输出功率的峰值电压为 $E_C/2$，峰值电流为 $E_C/2R_L$，因此可作为选择 MOS FET 的标准。

晶体管手册中往往只给出场效应管的 V_{DSS}，在串联互补推挽电路中，应选取 $V_{DSS}>E_C$ 的输出管。因为 V_{DSS} 值与沟道漏电流直接相关，当电压接近 V_{DSS} 值时漏电流急速上升，而且此漏电流有正的温度系数特性，所以 SEPP 每臂输出管工作电压虽为 $E_C/2$，仍需选择 $V_{DSS}>E_C$，即大于工作电压两倍的 V_{DSS} 才可靠。

至于 MOS FET 管漏-源极电流，晶体管手册中给出的是 I_D 极限值 I_{Dmax}，为了保证失真度不超过一定值，同时在最大功耗 P_O 范围内使用 MOS FET，可将输出管输出电流上限取 $I_{Dmax}/3$。

目前，音响专用 MOS FET 大功率 P 沟道/N 沟道对管的 I_{Dmax} 均不超出 15A，使两管互补 SEPP 电路输出功率受到限制，好在 MOS FET 导电沟道的电阻性，使得在并联运用时有自动均流特性，两只以上 MOS FET 并联运用无需均流电阻，可以直接并联，输入端则分别采用充电限流电阻即可直接并联驱动，使大功率输出实现比双极型晶体管更方便。

2. 电路参数的选择

现以图 4-10 的基本电路为例说明，在确定输出功率以后，电路参数和 MOS FET 的选择。

首先设图 4-10 电路的输出功率为 50W，负载阻抗为 8Ω，求电路参数。为了得到 50W/8Ω 输出功率，首先求 E_C 供电的最低值，将式（1）作如下变换：

$P_O=\frac{E_C^2}{8R_L}$ 写成 $E_C^2=P_O\cdot 8R_L$

将 50W/8Ω 代入式中，得 $E_C^2=50\times64$，则 $E_C=56.57$V。

选取 E_C 电压>56.75V 的目的是，使 $E_C/2$ 在正负两半周期内，在 8Ω 的负载上产生足够的电流，输出 50W 的功率。考虑到 MOS FET 导电沟道的必须压降，以及源极限流电阻（如果电路中有 R6、R7 的时候）的电压降，同时顾及电源部分的设计方便，可取 $E_C=70$V，即±35V 供电。

E_C 设定后，确定 MOS FET 的 $V_{DSS}>70$V。

其次，求出 50W/8Ω 时的输出电流值。该 50W 的输出功率为输出电压有效值和输出电流有效值的乘积［见式（2）］。加于负载端输出电压的峰值为 $E_C/2=35$V，除以 2 的方根值，则有效电压值为 24.75V。在达到 50W 输出功率时，电流有效值为 $I_{Drms}=P/U=50/24.75\text{V}\approx2\text{A}_{rms}$，漏极电流的峰值 $I_{DP\text{-}P}$ 为 $2\times1.414=2.86$A，此峰值电流作为选择 MOS FET 管 I_{Dmax} 的依据。由上节所述，$I_{Dmax}=3I_{DP\text{-}P}$［实际应用时可选择 $I_{Dmax}=(2\sim3)I_{DP\text{-}P}$］，此处按 3 倍选用，故 MOS FET 的 I_{Dmax} 应不小于 8.58A。

根据上述原则，可从附录 2 中选择适合图 4-10 的输出对管：

根据 $V_{DSS}>70$V，$I_{Dmax}>8.58$A，选择表中对管 2SJ112/2SK398，$V_{DSS}=100$V，$I_{Dmax}=10$A，即可满足要求。

附录 2 中的 $V_{GS(OFF)}$ 值可作为选取 B 类工作点的参考，当 $V_{GS(OFF)}=2\sim5$V 时，I_D 接近关闭，只有 1mA。为了避免交越失真，可选择输出级静态电流 $I_D=200$mA 的状态，以此作为图 4-10 中 RV 的调整依据。此对管的 V_{GSS} 为±20V，就是说加到栅-源极的信号电压峰值在

20V 以内 I_D 则可达到 I_{DSS}值，此点是由器件的 g_m 值来保证的。由此可知，欲达到 50W/8Ω 的功率输出，前级电压放大器的增益总值为 150 倍，即可使输入灵敏度达到 130mV。

如将上述放大器用于 A 类状态，输出级的静态电流可调至 0.8A，输出管的功耗增大，为了不超出极限值 $P_{Dmax}=100W$，应限制输入信号幅度，使输出功率不超过 20W 为限。

（三）MOS FET 输出级驱动

对电容耦合输入的独立输出级来说，放大器的前后级互不影响，最大优点是调整简单，只要细心调整输出级的偏置补偿和采用稳压供电，中点电压的偏移可控制在±10mV 以内。因此，很多名牌音响都采用这种电路。本节以下述实例说明驱动电路的组成。

1. 八达“胆传真”系列功放 PH-32

PH-32 为前胆后石的混合音响放大器，为双声道功放。厂家发表的指标如下：

额定输出功率	50W＋50W/8Ω 负载阻抗
频率响应	10Hz～50kHz（－1dB）
谐波失真	0.1%
整机增益	35dB
信噪比	90dB（A 计权）
最大功耗	≤200W

PH-32 的一个声道电路如图 4-11 所示（另一个声道电路相同）。输出级由 MOS FET 对管 2SK1529/2SJ200 组成 AB 类放大，电路结构与图 4-10 雷同，只是由于 PH-32 没有采用稳压供电，所以偏置稳定电路的调试需更周密。

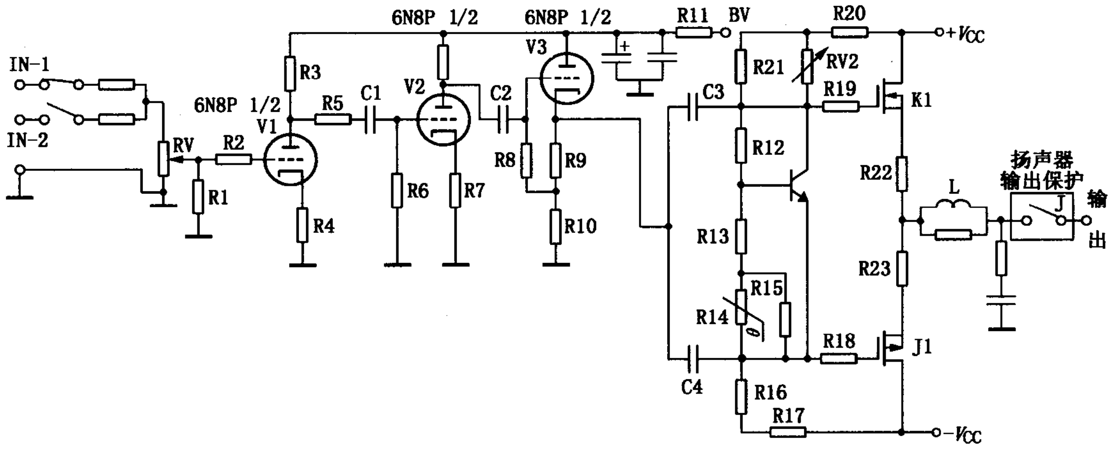


图 4-11　八达 PH-32 功放电路（一个声道）

为了消除开机瞬间的噪音和避免开机热稳定过程的零点漂移，该放大器采用了中点电压保护、开机延时接通扬声器的保护电路。热敏电阻 R14 与 R15 并联，可以调整温度补偿的动作范围和起点，以使中点电压漂移最小。

MOS FET 对管 2SJ200/2SK1529 的极限参数为 $V_{DSS}=180V$，$I_{Dmax}=10A$，$P_{Dmax}=120W$，和上例中的 2SK398/2SJ112 的差别不大。从厂家发表的整机增益（35dB）可见，输出级驱动电压也相近。为了达到预定的增益，PH-32 采用 3 只中 μ 双三极管作为两个声道的电压放大器。图 4-11 中 V1、V2 为一只双三极管 6SN7（国产型号为 6N8P），两个三极部

分作为第一、二级 RC 耦合放大，V3 为 6N8P 双三极管中的一个三极部分（另一三极部分用于另一声道）。6SN7 的 $\mu=20$，尽管生产厂未给出元件数据，也可估计出两级电压增益不会超过 400 倍，因为电子管的电压增益永远达不到本身的 μ 值，加入阴极电流负反馈，增益视 R4、R7 阻值而定。该电路中 R4、R7 又构成 V1、V2 的自给偏压电阻，由于受 6SN7 在 A 类放大中栅负压≤8V 的限制，R4、R7 阻值不可能太大。以此推算，V1、V2 电压增益为 140～160 倍。V3 是阴极输出器，电压增益<1，取其低输出阻抗，以驱动 MOS FET 输出级。由于所需驱动电压不超过 $20V_{P-P}$，所以 6SN7 的工作动态范围极小，非线性失真几乎可以忽略。因此，全部电路除局部电流负反馈以外无大环路负反馈却仍可得到极理想的效果。由此可见，电容耦合的 MOS FET 输出级的驱动电路非常简单，只需 100 倍左右的低电平电压放大器和一级阴极输出器（射随器）即可轻易实现。

该放大器各级间全部采用 RC 耦合，3 级 RC 耦合电路的时间常数决定了放大器的频率响应特性，厂家发表的 10Hz～50kHz（－1dB)，对 3 级 RC 耦合电路来说是比较理想的特性。如果读者仿制，建议对耦合电容、电阻作如下选择.

为了保证输出管的宽频带特性得以充分发挥，C3、C4 应选择分布电感小的电容器，输出级偏置电路使得输入阻抗约为 10kΩ 左右。因此，若要使耦合电路－3dB 低频<10Hz 的 1/5～1/3，必然 C3、C4 需较大的容量。此处设耦合回路－3dB 频率为 3Hz，输出级偏置电阻并联值为 5kΩ，则 C3、C4 应采用大于 10μF 的电容器（计算过程参阅福建科学技术出版社出版的《电子管功放设计和装调技术》)。欲得到良好的高低频响应，采用电解电容器显然不理想。而大容量无极性电容分布电感常难以避免，国外名机中常见的做法是，采用不足 10μF 的钽电解电容，以保证低频频响。剩下不足的容量，可选用一只 1μF 左右和一只 0.1～0.2μF 的名牌音响电容与之并联。小容量音响用无极性电容（如型号 CBB 等)，分布参数、损耗都极小，对高频传输极为有利。

3 组 RC 时间常数电路中，另外两组可选择一组高于 3Hz，一组远低于 3Hz，以使低频端频响曲线下降斜率较平滑。根据电路结构，V3 是阴极输出器，使输入阻抗高于 R8 的阻值，只要选择 C2 为 0.1～0.22μF，即可达到临界频率远低于 3Hz 的目的。为了使另一组耦合电路的临界频率偏离 3Hz，C1 的容量不宜大于 0.033μF（假设电路中 R6 为 300kΩ～470kΩ)。

PH-32 功放虽然未采用大环路反馈，非线性失真仍极小，奥妙在于输出级采用精心挑选的配对管，使本来对称性已有保证的 P、N 沟道对管更具严格的对称性，因而本身非线性失真极小。前级电压放大器各级分别采用本级负反馈改善大信号输入的失真。中 μ 三极管 6SN7 在输入信号不超过 $6V_{P-P}$时，本来失真极小，而该电路中即使达到额定输出功率时，输出级所需驱动信号仅为 $15V_{P-P}$。可以反向推算，V2 的输出信号约 $18V_{P-P}$，而 V1 输出信号只需在 $2V_{P-P}$以内。因此，放大器输入灵敏度在 $100mV_{P-P}$左右时，前级放大器均属工作于小信号输入状态。以 6SN7 特性计算，即使无负反馈，第一级失真可以忽略，第二级在 $18V_{P-P}$ 输出时也不会超过 1%，因此说 PH-32 的总非线性失真<0.1%是必然结果。

PH-32 综合了电子管和 MOS FET 各自的优势，在达到理想音效的同时，使输出 50W 的放大器结构简化到了最低程度。这样，不但结构简化，而且电路中除了 MOS FET 输出级偏置温度补偿需要精心调整以外，其他别无调试之处，可以使仿制者一装即成。可以说，PH-32 的电路设计充分发挥了互补对管 MOS FET 输出级的优势。

2. 国外流行的大功率 MOS FET 输出级驱动方式

采用 MOS FET 对管是实现 NO-NFB 输出级的关键，而 MOS FET 输出级的电压驱动特性是使前级电压放大器得以简化的重要原因。那么，大功率 MOS FET 输出级又如何呢？此处引用日本的一款 100W/4Ω 的放大器予以分析。

图 4-12 为 100W/4Ω 放大器的输出级电路。该电路除工作状态为 A 类以外，只是为了达到 A 类 100W 输出功率，采用了 4 组 MOS FET 对管接成并联 SEPP 电路。4 组对管为 2SK405/2SJ115 的组合，最大额定值和电特性参数如表 4-8、表 4-9 所示。

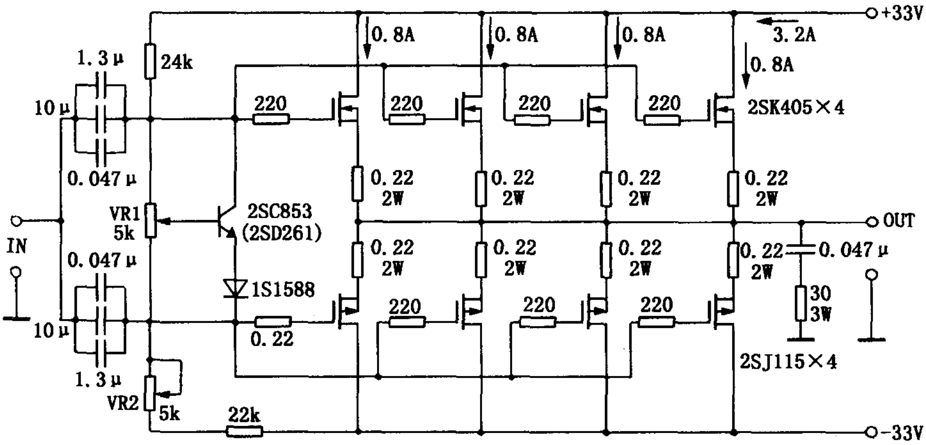


图 4-12 A 类 100W/4Ω 功放输出级电路

表 4-8 2SK405/2SJ115 最大额定值（$T_a=25$℃）

项　目	符 号	额定值	单 位
漏-源极间电压	V_{DSS}	160（−160）	V
栅-源极间电压	V_{GSS}	+20	V
漏极电流	I_D	8（−8）	A
最大损耗功率（$T_a=25$℃）	P_D	100	W
通道温度	T_{ch}	150	℃
保存温度	T_{stg}	−55～150	℃

注：（ ）内数值为 2SJ115。

表 4-9 2SK405/2SJ115 电特性参数（$T_a=25$℃）

项　目	符号	测试条件	最小值	额定值	最大值	单位
栅极泄漏电流	I_{GSS}	$V_{DS}=0$V，$V_{GS}=\pm20$V	—	—	±1.0	μA
漏-源极间漏电流	$I_{(BR)DSS}$	$I_D=160$（−160），$V_{GS}=0$	—	5（−5）	—	mA
栅-源极间关断电压	$V_{GS(OFF)}$	$V_{DS}=10$V（−10V），$I_D=0.1$A（−0.1A）	0.8（−0.8）	—	2.8（−2.8）	V

续表

项　目	符号	测试条件	最小值	额定值	最大值	单位
漏-源极间饱和电压	$V_{DS(ON)}$	I_D=5A (−5A), V_{GS}=10V (−10V)	—	2.5 (−3.5)	7.0 (−7.0)	V
顺方向互导	$\|Y_{fs}\|$	V_{DS}=10V (−10V), I_D=2A (−2A)	1.0	2.0	—	S
输入电容	C_{iss}	V_{DS}=10V (−10V), V_{GS}=0, f=1MHz	—	430 (800)	—	pF
输出电容	C_{oss}	V_{DS}=10V (−10V), V_{GS}=0, f=1MHz	—	260 (500)	—	pF
过渡电容	C_{rs}	V_{DS}=10V (−10V), V_{GS}=0, f=1MHz	—	80 (110)	—	pF

注：(　) 内数值为 2SJ115。

为了使A类输出级在额定输出功率范围内都工作在线性区，静态工作点应使输出级静态电流 I_d 按下式选择：

$$I_d^2=\frac{P_O}{2R_L}$$

式中 P_O 为输出功率，R_L 为负载阻抗，I_d 为有效值。

通过上式可求出A类100W/4Ω输出级的静态电流 I_d=3.54A。如此大的静态电流，显然是上述一组对管所难以承受的，为了降低每管功耗，所以采用4组对管并联，每组对管静态电流则为0.885A，可取0.8A。在上述对管未经精心选配的情况下，按4组静态电流3.54A（实际取3.2A）时分别测试，各组电流误差不超出0.73～0.8A之间，可见对管的对称性是相当高的。实装中如遇到某管电流误差超过0.8A±20%的范围则应予以更换，否则造成功耗分配不均而损坏MOS FET。

该电路的调试极为简单，首先将VR1置中间位置，通电预热5分钟后，调整VR1使静态电流为3.2A（可在正或负端串入电流表检测），然后调整VR2使输出端中点为0V。

经上述简单调整后，开机初始有<±40mV的中点电压漂移，几分钟后逐渐降低为0V。该单独输出级频响10Hz～200kHz是平直的0dB，−3dB的点远在610kHz。输出功率100W时非线性失真<1%，输出功率<80W时非线性失真<0.2%，输出功率为60W以下时非线性失真<0.1%。图4-13为驱动此100W输出级设计的电压放大器电路。

很明显，这个电路实为一OCL放大器的前级电路。放大器从第一级差分放大直到源极输出的驱动级，采用全互补对称的推挽电路。但是，在源极射随器的输出中又将推挽两臂输出合为一路，以驱动图4-12中的电容耦合输出级，使电路给人一种画蛇添足之感。这种设计目前在国外不足为奇，因为目前的CD软件均为左右声道分离录制，中档以上的CD播放器也将D/A转换、信号放大等左右声道独立，更为讲究的是，左右声道供电也分开。这种方式被称为单声道形式的立体声放大器，意即为两组各自独立的单声道放大器合成为双声道立体声放大器。现“单声道”组合的立体声放大器成为音响爱好者的时尚形式，各生产厂也相继开发单声道组合的立体声功放。该前级放大电路并未采用单声道组合形式，只在每个声

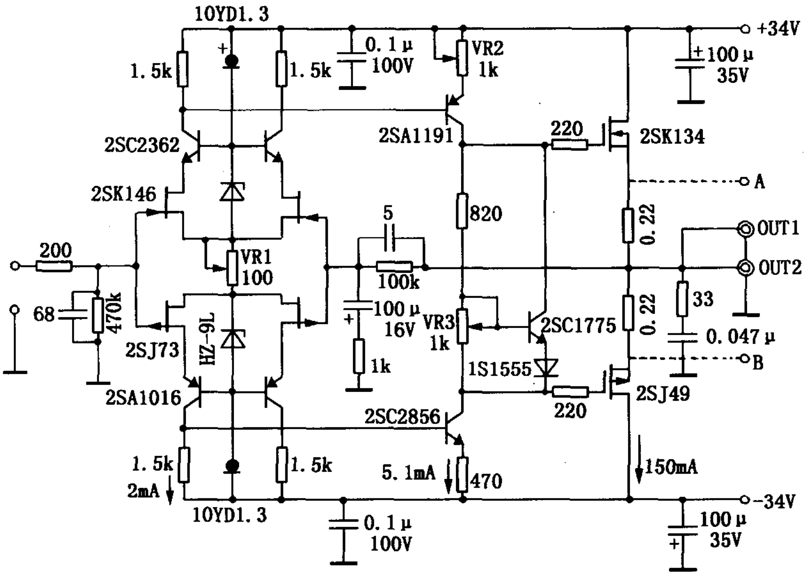


图 4-13 A 类 100W 输出级的对称放大器前级电压放大电路

道中采用全对称推挽放大，以期达到单声道组合形式的理想效果。单声道模式的目的是，采用各自完全独立的两个声道，以消除在立体声放大过程中的 R、L 声道相互串扰。而该电路中采用的全互补推挽，当用于双极型晶体管 OCL 电路时，用以扩展信号电流的动态范围。在 MOS FET 驱动级中最后一级输出电压幅值不超过 $20V_{P-P}$，这一任何供电电压 V_{CC} 超过 40V 的单端 A 类小信号放大器所能达到的电平下采用推挽小信号放大，显然是有些多余。也许有人以为推挽电路能抵消偶次谐波失真，其实，即使有偶次谐波失真，在 SEPP 输出级中也同样会得以补偿。依笔者之见，该电路设计是简单地沿用了驱动双极型晶体管 OCL 前级放大器的结果。不信，请注意以下几点。

其一，第一级采用的是双差分放大器，对正负半周信号进行对称放大，对 MOS FET 后级而言，电压放大部分增益为 100 倍（40dB)，第一级输入信号幅值在 $0.1\sim0.5V_{P-P}$ 之间，有推挽的必要吗？

其二，电路中从驱动级中点取得交、直流负反馈电压，从信号电压反馈电路分压比可见，负反馈量极小，显然是考虑到 MOS FET 输出级的低失真特性，过大的负反馈量是有害无益的。但是，中点电压 100％的直流负反馈除了照搬 OCL 驱动级以外，就别无其他解释了。前后级的电容耦合使驱动级有毫伏级甚至几伏的电压漂移，对输出级无任何影响。因为前级信号电平极低，驱动级中点电压的轻度偏移，显然也对波形失真无大的影响。

对图 4-12 的输出级来说，偏置是否稳定、输出中点电压的调整、输出级静态电流调整等均与前级无关。所以，图 4-13 中 VR1、VR2、VR3 都只为场效应管驱动级而设，如此煞费苦心却在 2SK134、2SJ49 的源极并联输出电路中一笔勾销。总的来说，电容耦合输入的 MOS FET 输出级照搬 OCL 放大器的前级放大器是画蛇添足、得不偿失的。

对图 4-12 的输出级来说要求只有 3 点：一是要求前级电压增益 35～40dB，输出电压约 $15V_{P-P}$；二是要求前级有足够宽而平直的频响；三是要求驱动输出有低阻抗特性（即加入射随器缓冲级）。

欲达到上述 3 点要求，采用第二章所述两级直耦放大器，再加入射随器缓冲即可满足。此种驱动方式与图 4-11 电路等效，只不过将电子管前级电压放大改为双极型晶体管而已，构成简洁而有效的晶体管单端电压放大驱动方式。具体电路可参考图 2-33 中 TR5、TR6、TR7 部分电路。调整要求是输出电压不低于 $15V_{P\text{-}P}$，也就是说前级供电不低于 30V 即可满足。

3. 前后级直耦的 MOS FET 放大器

为了达到输出级 NO-NFB 的“时尚”，上述日本发烧友设计的功放，采用了前级直耦、后级电容耦合的特殊方式。尽管 MOS FET 对管有极佳的对称性和较小的温度系数，但是，输出级中点电压在开机瞬间的几分钟内仍有约 ±40mV 的漂移。尽管原设计者一再声称“……刚开机时一点也无 POP 的杂音……”，但又强加给使用者“接通电源开关时应使前级先动作，关机时则先使后级不动作”的麻烦。其实，输出级是否保留负反馈的问题也无需从一个极端跳到另一个极端。由准互补 SEPP 遗留下来的大剂量负反馈，在纯互补 SEPP 电路中实无必要，但不能否认的是，负反馈技术不失为有效地改善放大器性能的措施之一。准互补存在先天的不对称因素，大剂量负反馈使之在音响史上有生存的空间，即使有诸多后遗症也并非负反馈之过，只能说是“准互补”天生的劣根性。

本世纪以来，从国际音响界 MOS FET 功放的流行电路、发展趋向证明，上述观点是正确的，既无交流反馈也无直流反馈的独立输出级只能流行一时，接下来仍是以直接耦合为主，组成下述两类 MOS FET 输出级构成音响功放。

第一类是仍保持输出级 NO-NFB 状态，只是前后级改为直接耦合。由普通的 OCL 放大器可知，全部直耦是通过输出级中点电压取样，送入差分放大器使输出级中点电压为 0V。而此方案中为了保持输出级 NO-NFB，虽然采用直接耦合，但前后级各有独立的输出中点电压，要调整这两个中点电压的平衡是相当麻烦的。现以按该方案的放大器为例，电路见图 4-14。

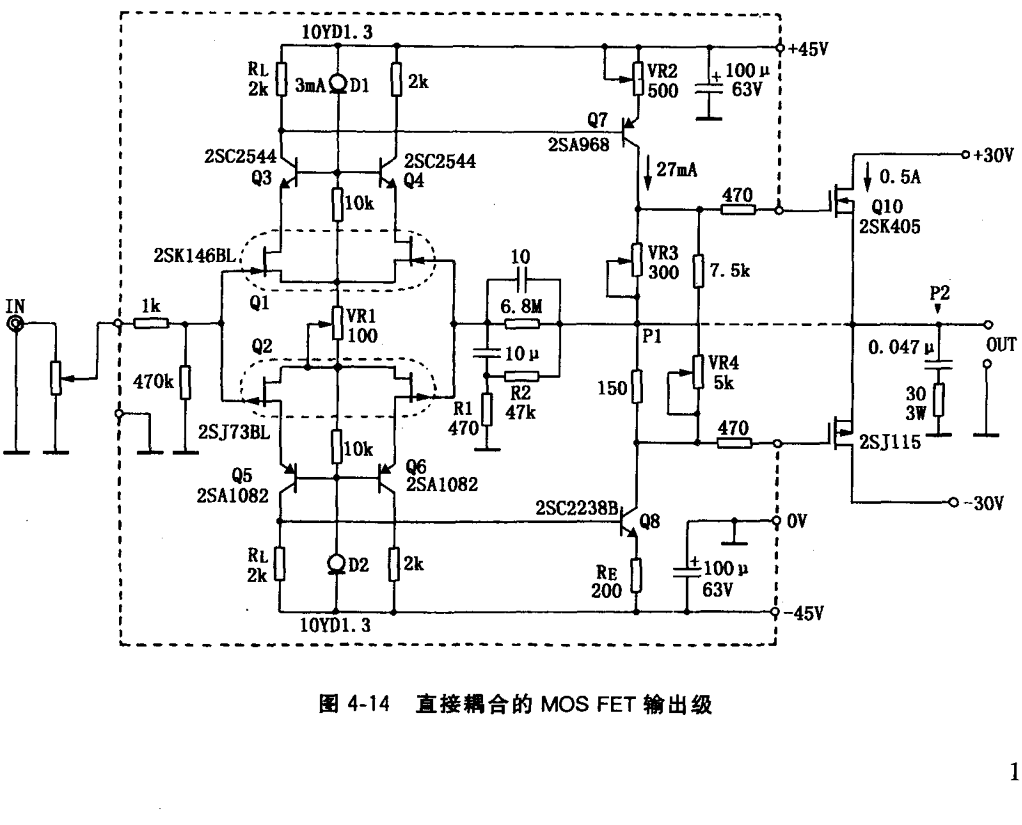


图 4-14 直接耦合的 MOS FET 输出级

该放大器的第一级互补推挽差分放大器和第二级互补推挽驱动级和图 4-13 电路没有什么区别。输出级两管由驱动级集电极输出，直接驱动 MOS FET 管的栅极。为了使驱动级有较低的输出阻抗，采用功耗稍大的双极型互补管，工作电流为 27mA，以在 300Ω 左右低负载电阻时得到足够的输出电压（如此可省去一级射随器）。为了使输出级实现 NO-NFB，输出级的中点 P2 除接扬声器外，无交、直流反馈电路，输出管静态电流由栅极电路调定，中点电压的平衡由驱动级调定。由于 P2 无直流反馈，是否平衡不受差分放大器的控制，稳定性则完全依靠 MOS FET 管本身的温度稳定性，或者加入前述的热敏电阻稳定电路。前级两级放大的中点输出 P1 与差分放大器间接入交、直流负反馈，直流负反馈用以平衡 SEPP 两臂静态电流，使 P1 电压保持 0V。交流负反馈则用以改善前级放大的线性，同时将前级闭环增益控制在 107 倍（40.6dB）。

前后级采用直接耦合，又有各自独立的输出中点，是此电路的最显著特点。此特点纯属实现输出级 NO-NFB 而已，别无其他。但是，P1、P2 都需要调整和稳定，且互不相干。为此，电路中设置 VR2，调整 VR2 可使驱动级上臂静态电流与下臂平衡，从而使 P1 为 0V。调整 VR3 则可改变输出管上管栅极偏置电压，控制上管 I_D 以跟踪下管 I_D 而达到 P2 的输出电压为 0V。VR4 则用以改变输出管两栅极之间压差，用以调整静态 I_D。虽然设计者意图如此，但根据电路可以看出，VR2、VR3、VR4 的调整都是相互牵制的。为了使 P1 为 0V，先调 VR2，接着调 VR3 使 P2 为 0V。调整 VR3 必然使 P1≠0V，所以只有反复进行调整直到 P1 和 P2 都为 0V。该电路在工作中 P1 可依靠负反馈保持稳定，而 P2 的温漂仍靠栅极电路增设温度系数补偿电路，开机仍有一稳定过程，前级负反馈对此并无控制作用。也就是说，直耦对输出级的温漂并无改善。

第二类放大器则放弃了输出级 NO-NFB 的方案，恢复输出级的大环路负反馈，但是仍与普通双极型管 OCL 电路有区别。为了充分利用负反馈之利，抑其弊，交流负反馈量极小，达到适可而止。因为此方案中全部采用音响对管，无必要采用过大的负反馈量。而为了稳定输出点平衡，则采用 100%的直流负反馈，使输出点温漂达到极小的程度。

为了达到此目的，首先将图 4-14 电路中的所有各级器件全部采用 PNP、NPN 对管，输出级则选用参数完全相同的 N 沟道、P 沟道音响专用对管。其次，静态调整 P1＝P2＝0V 后，将两点直接连接，如图中虚线所示，则大功告成。

至此，输出级 NO-NFB 的闹剧也日益烟消云散了。

（四）音响功放中输出管互换

对原有采用双极型输出管的 OCL、OTL 放大器，原则上也都可以用 MOS FET 管代换，代换以后不仅可以保持放大器的原有性能，而且可有效地避免输出管频繁出现的热击穿，同时简化了放大器的结构，提高放大器输出功率也变得十分简单。下面以第三章中列举的 60W OCL 放大器为例进行说明。

图 3-13 是一款比较典型的、全部由双极型晶体管组成的 OCL 放大器电路，为了得到 60W 的输出功率，在第二级电压放大器之后，采用了 3 级达林顿连接的电流放大器，在输出管采用双极型晶体管的情况下这是必须的。如果输出管 TR11、TR12 发生击穿以后，用 $BV_{DS}\geqslant 70V$，$I_{DSS}\geqslant 8A$ 的 MOS FET 对管代用，则 TR8、TR10 也可取消，只保留一级射随器，以降低驱动级输出阻抗。TR7、TR8 的发射极输出可通过 120Ω 电阻直接驱动 MOS FET 管的栅极。但电路中 RV1、RV2、RV3 的调整功能不变。由于 MOS FET 管的温度稳

定性、线性都优于双极型三极管，故改装后放大器的中点电压漂移会更小。这种代用方式的结果，实际上组成了有交、直流负反馈的 MOS FET 输出级。如果认为大反馈量有损音质的话，可以适当减小负反馈量，也不会出现明显的中点电压漂移现象。

改装后，提高放大器的输出功率变得十分简单，由于 MOS FET 的电压驱动特性，采用输出管并联连接时，对前级放大器所需电压增益无任何影响，只要缓冲级射随器有足够低的输出阻抗（通过选用 β 值较大的 TR7、TR9 即可轻易达到此目的），理论上说输出管并联路数不受限制。因此，只要使供电电源有足够的电流容量，输出级可以参照图 4-12 的方式并联连接，前级放大器无需做任何改动。

MOS FET 的优势无疑给欲提高音响输出功率的发烧友开辟了一条捷径。但是，任何事物都不会十全十美，场效应管的低电压增益特性却使其用于前级电压放大器受到制约。因为无论 J FET 还是 MOS FET 作为放大电路，电压增益 $K_V = g_m \cdot R_L$（R_L 为漏极负载电阻）。如果电路中接有源极电阻 R_S，则电压增益降低为 $K_V = g_m \cdot R_L /（1+g_m）\cdot R_S$，或者近似的以 $K_V = R_L / 2\,R_S$ 表示（两式中当 g_m 为 mS 时，R_L、R_S 单位为 kΩ）。式中的 R_S 对耗尽型 J FET 来说又是自给偏压电阻，取值受限，因而使电压放大器中的 J FET 的电压增益难以提高。此特点也使全部采用场效应管的音响放大器难以达到预期的效果。高增益的音响放大器只有输出级可以采用 MOS FET；第一级差分放大器以恒流源负载提高 R_L 的有效阻抗，使增益得以达到较高倍数（不超过 20 倍）；第二级电压放大必须补足全部电压增益的需求，以致不得不采用双极型中功率管，工作于较大电流，以便兼顾较高电压的同时有较低的输出阻抗。

由此可以得出结论，慎用 J FET 代换电压放大器中的双极型晶体管。MOS FET 的高稳定度、负温度系数特性，在 V_{DS} 远小于 BV_{DS} 的条件下，可以不用源极电阻 R_S。但截至目前为止，尚无用于音响放大的小功率 MOS FET 生产。

另外，国外音响刊物近年来对 V FET 备加推崇。所谓 V FET 从导电特性来说仍属 J FET，只是为了生产出高耐压、大电流的功率型 J FET 而采用不同的半导体生产工艺，利用双重扩散工艺形成高耐压导电沟道，利用纵向叠合结构增大沟道电流，开发了功率型 J FET，因此称为纵向（或垂直）结构 J FET，常以 V FTE 表示。

V FET 具有和 MOS EFT 相同的高阻抗电压驱动特性、沟道电流负温度系数特性，在电路中符号画法和 J FET 相同。日本对 N 沟道 V FET 以 2SK××命名，P 沟道以 2SJ××命名，和 MOS FET 型号含义相同，仅从型号看不出是 V FET 还是 MOS FET，只能从电路符号加以区分（附录中的音响专用 FET 对管参数表中特别对不同类别功率场效应管加以注明）。这种区分是极重要的，因为不同类别的 FET 往往有完全相反的控制特性，这是使用中必须彻底弄清的问题，否则将会误入迷途。为此，本节对于出现在音响器材中的各种 FET 加以对比，简单扼要地介绍特点及区别，以免使用中失误。

1. V FET 和 MOS FET 不同的工作区

场效应输出管既可选用 MOS FET 也可选用 V FET。近来国外音响界对 V FET 备加推崇，源于 V FET 有与三极电子管极为相近的输出特性，因此成了开发极具“胆味”的晶体管音响放大器的热点。但是，V FET 与 MOS FET 有完全不同的控制特性，V FET 具有 J FET 的特点，由本章的图 4-1（b）可见，N 沟道的 V FET 漏极和栅极 V_{DS} 为正，V_{GS} 为负，而 P 沟道则 V_{DS} 为负，V_{GS} 为正。MOS FET 则与双极型三极管有相同的极性关系，无论 P 沟道还是 N 沟道，栅极电压与漏极电压极性相同。上述极性关系实则表明，不同类型的

FET 有着不同的工作区间。依据 V FET 和 MOS FET 两类、P 沟道和 N 沟道 4 种导通特性，用垂直坐标的方式表示则可一目了然，曲线图如图 4-15 所示。按照直角坐标的惯用规则，以垂直坐标 y 轴表示 $\pm I_D$，水平坐标 x 轴表示 $\pm V_{GS}$。根据两类 FET 的 4 种导电特性，分别画出 4 条曲线，直观地表示 V_{GS} 和 I_D 的关系。

图 4-15 中的曲线 A、O 为增强型 N 沟道 MOS FET 的 V_{GS}-I_D 关系。O 点表明，当 V_{GS} 为正常范围供电时，$V_{GS}=0V$，则 $I_D=0$。当 V_{GS} 正值增大时，I_D 正值随曲线增大。增强型 MOS FET 的 V_{GS} 为正，I_D 为正是主要特征。因此，N 沟道增强型 MOS FET 工作区位于直角坐标的第Ⅰ象限。同理，P 沟道增强型 MOS FET 的两个参数均为负值，曲线 O、B 位于直角坐标的第Ⅲ象限。由图可见，两种导电沟道的 MOS FET 在坐标轴上曲线 A、O、B 是通过坐标原点的互为延长线。所以，将 N 沟道和 P 沟道 MOS FET 接成推挽电路，可以扩大 V_{GS} 和 I_D 的动态范围。

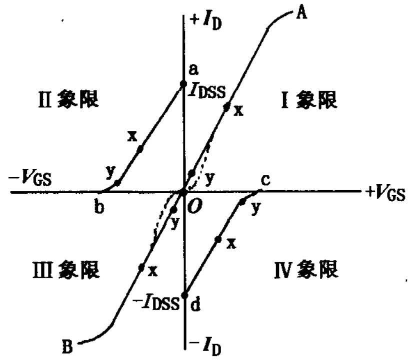


图 4-15 以直角坐标表示 4 种场效应管的工作区

图 4-15 为理想曲线图，实际上在坐标原点 O 附近，A、O 和 O、B 都有弯曲，从而出现图中虚线的形状，形成交越失真。在此还忽略了 MOS FET 漏-源极的漏电流，所以曲线通过 O 点，实际的 MOS FET 在 BV_{DS} 允许电压范围内，虽然 $V_{GS}=0$，I_D 则有 100μA～1mA 的漏电流，使实际曲线起点略有上或下移，由于此电流极小，故在曲线中予以忽略。

无论 P 沟道还是 N 沟道耗尽型 J FET，漏极电压与栅极控制电压极性是相反的，而且当 $V_{GS}=0$ 时，$I_D=I_{DSS}$，随着 V_{GS} 绝对值的增大，I_D 的绝对值减小，直到被夹断。对 N 沟道 J FET 而言，控制关系如曲线 a、b。当 $V_{GS}=0V$ 时，$I_D=I_{DSS}$。因此，J FET 工作中 $-V_{GS}$ 的极限是 0V，即 $V_{GS}<0$。漏极电流的极限值是 I_{DSS}，工作区域限于第Ⅱ象限。对 P 沟道 J FET，两参数和极性都反向，控制特性如曲线 c、d，$V_{GS}>0$，工作中恒为正值，漏-源极供电为负值。所以，P 沟道 J FET 工作区域位于直角坐标第Ⅳ象限。通过直角坐标上的 4 条曲线，可以清楚地表示出耗尽型 J FET 和增强型 MOS FET 各两种导电沟道的控制特性，即转移特性。

从转移特性曲线上可以确定 A 类或 B 类放大器的工作点。图中 4 条曲线的 x 点近似处于曲线中直线部分的中点，所以 x 点为 A 类放大的工作点。此点对应 y 轴的 I_D 为工作点静态电流值，x 点对应 x 轴的 V_{GS} 为工作点静态栅极偏压值。

y 点则为 B 类放大器的工作点。为了避免转移特性曲线在坐标原点附近的弯曲引起交越失真，晶体管 B 类放大器工作点不选择在理论上 B 类放大的工作点——I_D 截止点上，而选择在有一定起始电流 I_D 的 y 点是常用的方式，如将各条曲线的 y 点向 x 点移动则形成 AB 类放大。J FET 常以夹断电压 V_P 来表示，V_P 是 I_D 截止时的 V_{GS} 值。因此，当采用 V FET 作为 B 类输出级时静态工作点，V_{GS} 绝对值应稍低于 V_P 点，以使有一定的工作点静态电流 I_D。

增强型 MOS FET 广泛应用以后，常以 $V_{GS(OFF)}$ 来表示漏极电流接近截止时的 V_{GS} 值，此 $V_{GS(OFF)}$ 值与夹断电压的含义相近，为了与之区别，在给出 $V_{GS(OFF)}$ 值时必须给出相应测试条件，如上述场效应对管参数表所示。

2. V FET 的应用

V FET 从导电特性来说和 J FET 相同，只是结构适合大功率的产品而已。目前，V FET 在音响输出级中应用日益广泛，日本也生产了不少 V FET 对管，如 2SK70/2SJ20 等。由图 4-15 可见，V FET 的驱动信号极性和 MOS FET 是相反的，对 N 沟道（2SK 型）漏、源极供电为正时，栅极的驱动电压必须是负极性，P 沟道 V FET 则相反。为此，当用于直接耦合 SEPP 输出级时，驱动级和输出级的连接方式如图 4-16 所示，以使 V FET 的栅-源极电路静态 V_{GS} 电压和信号交流电压的极性符合图 4-15 的要求。

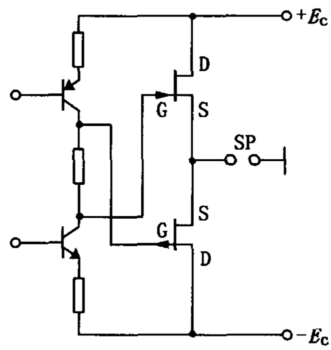


图 4-16　V FET 的驱动电路

对音响放大器电路中 V FET、MOS FET 的识别，首先是根据电路符号加以区别，前者符号和 J FET 相同，后者输出管均为增强型，必须画成图 4-9 中的符号。有些不规范的图纸中往往将 MOS FET 也画成 J FET 相同的符号，对此可以从图 4-15 中的 V_{GS}和 I_D 的极性辨别是 J FET 还是 MOS FET。目前尚无增强型 J FET 功率管生产，也无耗尽型 MOS FET 功率管生产，可不予考虑这两种管型的特性。

大多数晶体管手册中往往只列出每种场效应管的型号是 P 沟道还是 N 沟道，具体是 J FET 还是增强型 MOS FET 难以直观确定。欲确定功率场效应管是 V FET 还是 MOS FET，则需进一步从 $V_{GS(OFF)}$ 值的极性和 g_m 的测试条件中根据图 4-15 分析工作区的性质才能确定。日本生产的垂直结构结型场效应功率管 J（V）型极少，除附录 2 中所列几种以外，还有 2SK60、2SK63、2SK79、2SJ18 等。而大部分 J FET 均为耗尽型小功率电压放大管，如 2SK18、2SK72、2K97、2SK111、2SK131、2SK146、2SK171、2SK185、2SK194、2SK240、2SK265、2SK332、2SK333 等。

第五章　晶体管功放制作调试

目前，自己动手组装电子器材者似乎越来越少，原因之一是成品放大器各种档次的产品应有尽有，一买了之成为多数人的选择。即使有自己动手组装者，也是购买成品放大板，自装外壳，线路一连接也就万事大吉。另外原因是，印刷板、设计、制图都极其繁琐，一般不愿动手；也有的人是自信心不足，总认为自装放大器不如买的好，而且价越高感觉越好。其实对电子制作有兴趣的音响发烧友来说，一般制作目的并非是为了节约购成品机的费用，自己制作放大器，有极大的主动权，听感稍不如意就冥思苦想地更改电路设计，动手改进，一旦有些许效果，就有一种成就感，其乐融融。这种自我挑战、努力拼搏的精神是使人敬佩的。音响放大器的进步也离不开有此精神的音响爱好者，从古到今有不少新电路、新方案，不是出自音响专家、学者之手，而是出自业余爱好者锲而不舍的苦心运作。例如，电子管功放的 SEPP 电路、MOS FET 输出级等，直到目前才被商品成品所逐步接纳。而前述的输出级 NO-NFB 学说是 20 世纪 80 年代起源于音响发烧友的一种新见解，对此各国音响专家也众说纷纭，无确切结论。与此种对负反馈视为“毒药”的主张相反，本世纪初，又有一种 MFB 的新“招数”流行于国外，与输出级 NO-NFB 大唱对台戏。此 MFB 的拥戴者不但不反对输出级加入大环路负反馈，而且特意通过电磁感应原理，将扬声器随声波的机械振动变成相应的感应电势，以负反馈形式加到放大器的前级。这种负反馈环路不仅包括了整个放大系统，而且还涉及扬声器的电声转换特性，希望对扬声器电声转换的非线性以负反馈方式加以校正。上述两种改善音响放大器性能的新理念，是目前国外音响发烧友颇为关注的新技术。为此，双方各具说服力的实验、颇为有利的测试数据，频繁见于音响期刊。此类非学术性的学术研究、开发，也是对音响发烧友颇具吸引力的重要原因之一。

当然，发烧要烧出水平，甚至烧出成就，绝非只是装出一台自我感觉良好的音响功放而已，而是通过知识的不断提升，同时也提升对自我感觉的要求，从而促使实践—理论不断地相互促进。而实现这种“有序”发烧的原则是，除了多看书以外，还要多动手。为了消除初级发烧友开始动手的困难，本章中介绍部分音响功放 DIY 的实践经验。

一、晶体管功放电路和结构选择

初次动手最忌出师不利，因此电路的选择是关键的一步。首先应选择自己较熟悉、掌握知识较全面的机种，对电路具体结构也不要求大、求洋、求新，而应选择该机种中比较典型的电路，切忌有一次到位的想法。从目前流行趋势看，电子管功放、双极型晶体管功放和场效应管功放三足鼎立，选择哪种放大器，一则看自己的知识、爱好，二则看已有资料、器材。如果是第一次 DIY，选择三者之一，首先看其难易程度。

（一）4 类主要器件选择

目前，电子管、双极型晶体管、FET、集成化 4 类主要器件组成的音响功放，并列于音

响市场，性能各有千秋。若从成本、装调难易程度等指标相互比较，可以列出表 5-1，供音响 DIY 参考。

表 5-1　4 类器件功率放大器性能比较

项 目	功 放 类 别			
	TR（双极型晶体管）	FET（场效应管）	IC（集成电路）	Tube（电子管）
装调难度	最难	次难	最容易	容易
元器件成本	低	低	稍高	最高
音效客观评价	佳	最佳	视 IC 而定	差
音效主观评价	差	佳	差	最佳
老化稳定度	差	最佳	佳	寿命短
温度稳定度	差	佳	佳	最佳
易达到的频响	宽	最宽	稍窄	最窄
噪声/交流声	闪烁噪声	白噪声	闪烁噪声	散粒噪声
器件可靠性	耐浪涌差	稍好	耐浪涌差	好

注：TR 为双极型晶体管放大器，FET 为各种场效应管放大器，IC 为集成化放大器，Tube 为电子管放大器。比较原则以该类放大器所能达到的一般标准为基准。

对于装调难度的比较，除个人因素外，双极型晶体管的调试难度最大，尤其对目前多级直耦 SEPP 电路而言，各级电流相互影响较大，又涉及温度影响，欲使各级放大器都有稳定的、理想的工作点，是一件十分繁琐的调试工作。而且，电流检测与电压检测相比显得麻烦，特别是小电流检测方法，检测点不当也极易引起较大的误差。多级直耦电路的电流相互牵制，往往造成调整不当而增大失真。晶体管的温度特性，焊接温度、焊接方法、散热条件等也需严格掌握。与双极型晶体管放大器比较，各类场效应管是以电压确定静态工作点，在目前数字式高内阻电压表普及的条件下检测相对容易。以 MOS FET 为输出级的放大器，电压驱动特性使放大器的前级放大级数远比电流驱动为少，不仅简化了电路结构，焊装更方便，而且温度系数小和负温度系数特性，也可降低调试过程中由过流、过压引起的发热、二次击穿。同为半导体器件的集成化音频放大器，外部元件极少，内部设有温度补偿，且内部器件对称性好，是可以实现无调试的音响放大器。调试中只要供电不超压，输出端不短路，失误烧坏集成电路的情况极少。尽管目前年轻一代发烧友对电子管不十分熟悉，但电子管却是最易装调的放大器，主要原因是电子管能耐受电压、电流的冲击，瞬时过压、过流不易损坏。半导体的耐冲击性时间仅为毫秒（ms）级，电子管有几分钟的过压、过流，最多影响寿命，电压、电流正常后可继续正常工作。而电子管的温度稳定性更是半导体器件无法比拟的，正常的温度变化范围对性能影响几可忽略，这就使调试失误造成损失的可能性降到最低。电子管是参数标准化程度最高的器件，同型号电子管参数差异极小，对某些高档产品参数误差更是小于 5%。因此，若选用经典放大器电路，只要照图施工，不更换元器件，即使不调试也有较理想的工作状态。在经典应用电路中，元器件参数的不变性超过了半导体集成化功放。组装调试电子管功放中唯一需注意的是，电路工作电压较高，操作者必须具备一定的电工常识，以避免发生触电事故。再者，电子管是高输入阻抗器件，对低电平输入放大器

（如输入灵敏度 1mV 以下的放大器）极易产生感应交流声，在装调过程中对布线的排列、接地点的选择、低电平放大级元器件、线路的屏蔽等都需要足够重视。高阻抗、高增益电子管放大器也较易引起自激，故此两项指标较难实现，也是电子管装调水平考核的重要指标。所以，电子管功放易装易调，即使是初学者，将电子管功放装“响”极其容易。当然，若要达到失真小、噪声低则取决于 DIY 经验。

上述 4 种器件组成的放大器，长时间使用中老化稳定度和环境温度变化时稳定度最差的是双极型晶体管（TR）放大器。目前，大多数晶体管放大器都是靠负反馈稳定放大器性能，离开了负反馈，不只是温度稳定性差，对于目前 OTL、OCL 直耦 SEPP 放大器而言，根本无法正常工作，甚至损坏器件，至于放大器参数的一致性也无法保证，使产品设计资料成为一纸空文。因为晶体管放大器由于器件参数的离散性，放大级增益等指标成为随机变数，更难以事先估计的是温度特性，导致的器件参数变化。直到目前，OTL、OCL 以至 DC 功放晶体管放大器都越来越离不开负反馈，且负反馈量也由 OTL 直至 DC 放大器越来越大。即使目前出现的 NO-NFB 也只能用于 MOS FET 输出级。在放大器的客观评价中，晶体管放大器各项指标是首屈一指的，这均为负反馈的功劳。正因为如此，晶体管中、高档放大器的音色、音效毫无个性，诸如一家人……如果将 4 类放大器都全部取消负反馈，以自然本色出现的话，无论客观评价还是主观评价，电子管放大器居于首位。

依上述事实，初学入门宜选集成化或电子管放大器作为自行适应的过程。如果选择半导体类放大器则先选集成化，在此过程中使自己进一步认识元器件的性能、种类的区别，给实践知识作基础，然后再进入分离件 OTL、OCL 以至 DC 放大器的组装。

（二）电路选择原则

选择功放器件种类以后，再对功放的电路组成加以选择。各种功放根据档次、功能和应用范围有繁简不同的电路组成，即使是最简单的集成功放也不例外，由分立件组成的功放电路的变化就更大。无论选择哪种功放电路，为了提高成功率，建议遵循以下原则。

1. 选择普及型商品机电路为蓝本

电路选择是 DIY 的第一步，也是决定成败的关键，选择不成熟的电路是初次 DIY 失败的常见原因。虽然装调音响放大器已不属先进高端技术，但电路中元器件参数以及各功能的配合还是极其严密的，设计中稍有不慎，即可能产生组装、调试的困难。例如，多级音响放大器的电源退耦 RC 电路，本是极为常见而简单的电路，但如果退耦电路设置于放大器各级的位置不妥，既在电阻上消耗电能，又使放大器出现随机的超低频振荡。

普通音响爱好者，甚至是颇有经验的 DIY 高手，对晶体管放大器各级间耦合电容的容量选择总是比较随意，有的制作文章中甚至公开注明用 3.3～47μF 均可。但是，多级放大器中一旦有两级以上耦合电路 RC 时间常数相同，将会使此放大器在同频率上出现比较陡直的衰减特性，随之在此频率的相位移也迅速增大，给加入负反馈造成困难，使放大器处于临界自激状态。对于电子报刊所载制作文章中，电路设计欠周密之处较多，引起随机性故障的可能性也极大。其中也不乏较有经验的作者，凭空杜撰电路、未经实验而刊出的电路。类似上述缺陷几乎是难免的，故电子报刊均要求作者画出印刷板电路图，以证明是否实际装配过，保证电路的可行性。即使如此，也不能保证此类电路设计毫无问题，因为晶体管参数的离散性，元件参数的不一致，仍可能出现随机性的故障，或使某一些指标极度变劣。

初学者 DIY 更忌选择带有小革小改性质的电路。目前，音响基本放大电路已较成熟，

对其作任何改动，要求有明确的目的和从原理上可以证明的功能，经多次实验、检测才能成为一种新的电路形式，否则在多次试装时难免有不定时的失败现象。近年来，电子报刊种类较多，各种有明显设计不合理或有某种缺陷的电路并不鲜见，初学者极易误入歧途，致使信心受挫。

综上所述，初次音响 DIY，应尽量选择较标准的典型电路，最起码可以保证无错误接线，无损坏零件即可成功，至多只是由装调技术不到位导致的效果差异而已。所谓标准电路，最可信的是商品机电路，因为商品机电路是经过大量生产所考验的，证明电路没有原理上缺陷，不会导致随机的各种先天性毛病。而且，商品机为了降低成本，电路中尽量采用通用器件，减少了精选元器件所用工时、成本。此外，设计成熟的电路只要元器件误差在一般范围内的参数，不会引起电路工作失常出现异常现象，这是初学者最需要的。商品机的另一特性是，出于大批生产降低成本考虑，对元器件成本是分厘必争，可以用 47μF 电容的情况下绝不采用 100μF，而 0.5W 电阻可以安全工作时绝不会选用 1W 电阻。出于这种原因，给成品机电路提高性能留有很大的余地，给你的 DIY、摩机提供了试验基地。

选用商品机电路，还需注意选用普及型（但并非小生产作坊的拼装机），而非名牌机。名牌机转普及型产品都有以下特点：首先，名牌机为了保持独有的特色，在电路设计上、结构上采用部分特殊电路和零部件，以达到外观结构以及使用性能方面独有的特点。特殊电路的采用多表现在附加功能多，对输入信号、供电电源的适应性强，结构特点是采用较多的本厂特制零部件，如多挡旋转式开关、矩阵式轻触开关、平衡/不平衡转换变压器等。特殊电路有独有的调试要求，特殊结构部件不属于市场通用件，也无代用件可购，给无生产能力者的仿制造成困难。因此，也有人只仿制名牌机的主信号处理系统，而将结构特殊的部分舍弃不用。即使如此，也需有较广泛的电路知识，将原电路彻底消化方能针对电路要求拟定正确的调试方案，否则也难有好的效果。

其次，名牌机电路设计严密，对调试要求极为严格，以达到成本低、性能好的名牌效应。以音响器材的频响为例，名牌组合音响中采用容积不大的箱体，单元直径也小，但达到的频响范围却较一般普及型机宽得多。首先是放大器各级频响、增益属优化组合，而且与音箱单元的声学频响相配合，互相取长补短，达到声学频响的平衡。显然，这是小生产厂、业余条件下无法满足的。综上所述，名机电路的仿制，若不具有较高水平，名机电路不会比一般普通电路有更好的效果。

2. IC/OTL/OCL/DC 放大器

选择初试牛刀的电路种类也至关重要，以循序渐进的原则，应该是以 IC→OTL→OCL→DC 放大器为序，无论采用双极型晶体管还是 FET，调试难度均以上述顺序增大。对集成化放大器来说调试最简单，组装集成电路放大器可以熟悉元器件的排列、接线的起码准则，以及个别元件取值对效果的影响等知识。而分立元件的 OTL 放大器，目前可认为是最基本的音响放大器电路形式，早期晶体管的单端 A 类、有输入输出变压器的 B 类、AB 类放大器基本上均已淘汰。由于半导体生产工艺的进步，音响对管大量上市，目前的 OTL 放大器均采用同材料的 PNP、NPN 对管组成的全互补单端推挽电路形式。采用对管使 OTL 放大器的性能更好，由于对管的特性及参数十分相近，也使电路的调整更简单。对管组成的 SEPP 推挽电路，两臂完全对称，即使采用 AB 类放大，开环失真度明显降低，因而使得 SEPP OTL 电路变得更简单。

对图 5-1 所示的 OTL 基本电路而言，由 4 只晶体管组成的小功率放大器，只有 R1、R2

两个调整点。R1 用于调整中点电压为 $V_{CC}/2$（对单电源供电而言），R2 用以调定输出级静态电流。该电路作为初学音响放大器的 DIY 练习，不仅可以锻炼装调技术，而且可以实现逐步升级的演练方式。在试验板上将基本电路装调完成后，可以按图 5-1（b）所示，将放大器升级成为输出功率较大的 OTL 放大器。如将输出级互补输出管 TR3、TR4 改为箭头图 5-1（b）所示的达林顿连接对管，以便可以采用功率更大的 TR3、TR4，再选用合理的 V_{CC}，即可使输出级输出更大的功率。

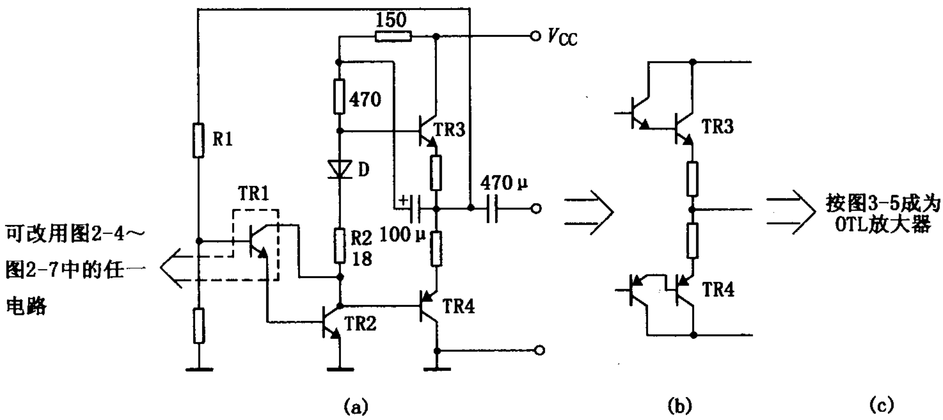


图 5-1　基本 OTL 放大电路及其升级

提高输出功率的另一措施是，将前级增益提高，以满足驱动电流的增大。按图示箭头将 TR1 弃之不用，在 TR2 之前增设第二章中图 2-4 至图 2-7 的任一种前级电压放大电路即可满足。为了改善放大器的性能，也可加入大环路负反馈或音调控制电路、等响度控制电路，以及放音特性校正电路。可在一块试验板上完成 OTL 放大器的多种变通，以体验各种电路的效果、电路元件和器件的功能变化。在上述电路基础上改动前级电路结构，按图 3-5 的形式组成标准 OTL 放大器，输出级可以不变，只按图 3-5 加入前级放大器及交、直流反馈电路，即可体验 DIY OCL 放大器的乐趣。循序渐进的改变电路，通过装调过程是全面理解电路知识的最佳途径。

（三）元器件选择和检测

任何电路制作过程中，在选定电路以后，紧接着就是选择元器件。正确选择元器件的关键是，根据 DIY 电子电路制作的功能电路和元器件在电路中的功能选择性能，而不是要求元器件的所有功能都具备最佳条件。音响放大器制作有其特殊性，元器件在音响放大器中所赋功能不同，除要求广义的合格以外，也有不同的特殊要求。例如，对于单端 A 类电压放大器，除要求晶体管本身各项参数合格以外，根据已设定各级电压增益对 β 值有一定的要求。由晶体管在放大器中所处“级数”决定输入电平的高低，对晶体管集电极电流动态范围、最大耗散功率，以及噪声指数有不同的要求。尽管无源元件 R、C、L 都是合格品，当用于音响放大器的不同功能电路时，就提出了不同的要求。明显的例子是，最近油浸纸介电容器被认为是优质电容器，被不明真相的音响爱好者从旧货摊中找出，当成“发烧级”电容器。不能否认，油浸密封纸介电容器作为普通电容器来说是一种耐高压、耐潮湿、绝缘电阻极高的电容器。20 世纪 50 年代前，大功率电子管扩音机中 500V 以上滤波电容、耦合电容，

油浸纸介电容器是主力，属电容器中“军级”，因价格不菲，与民用无缘。但是，今日之音响器件与往日大不相同，原因是晶体管放大器对耐高压无太高的要求，即使有此要求，目前也有其他比油浸纸介电容器更好的电容器。除此之外，目前的音响放大器频响是 20 世纪 50 年代放大器的 3 倍以上，较高级音响高端频响突破 50kHz，而油浸纸介电容器的最大弱点是分布电感极大，即使是用作电源滤波也会使电源阻抗增大，影响高音频响。因此，本节将以音响放大器的特点为基础介绍元器件的性能和选择。

1. 晶体管选择原则

对各级放大器晶体管具体参数的要求，已在各级功能电路中提出，总的来说必须遵循以下原则。

(1) 放大器前级选用低噪声管，对电压放大器而言，为了在最少级数条件下达到预定的电压增益，β 值不宜过小，一般应在 150～250 范围内选用。β 值高于 250 的晶体管，必须对其漏电流、反向耐压作实地检测后使用。

(2) 前级电压放大管的功耗 P_{CM} 可在 100mW 左右，后级可依次增大。作为驱动级可选用 $P_{CM}>0.5W$ 甚至 1W 左右的中功率管，以求在较大的动态范围内有良好的线性。

(3) 对于采用全部对称推挽放大器，则应全部采用相同材料（硅或锗材料）的 NPN、PNP 音响对管。音响爱好者应认识到，“准互补、对称”放大器，其实是不对称的，也无法完全对称，以目前器件条件已没有必要再保留“准”的必要。

(4) 场效应管是目前较新型的半导体器件，国内相关应用知识尚不全面，甚至某些大专教材的内容也局限于国外 30 年前的水平。初学者可暂时以双极型晶体管放大器作为主攻方向，然后再采取局部逐渐取代的方式。如首先以 MOS FET 组成输出级，而小功率 J FET 的电压放大器无明显优势，可暂不介入。

对选择好购入的晶体管，首先用万用表作一般的检测，包括确认引脚位置、β 值的检测。目前有些同一型号的晶体管，往往因不同生产厂的产品，引脚排列并不相同，所以必须判别后予以注明，防止错接。虽然大多数晶体管已按 β 值大小分档销售，但同一档次仍有一定差别，根据应用情况予以挑选配对，可减少装配中的返工。

对特定用途的晶体管，可进行某一项目的专项检测。在前级电压放大器的第一级，为了提高输入阻抗、降低前级噪声，有时选择静态电流在 10μA 左右。对前级放大管来说，最好用放大器的供电电压 E_C，配合万用表的小电流挡检测 I_{CEO}，要求在 E_C 电压检测时远小于 10μA（室温为 25℃），以求能稳定工作。

对于驱动级、输出级一般选用音响对管，原则上可免检，但市场上的器件鱼龙混杂，不乏有伪劣对管，甚至将普通三极管打印成对管销售。为了稳妥起见，可在工作电流状态下检测大电流的 β 值是否对称。对功率管而言，大电流和 β 值是矛盾的，当集电极电流大到 I_{CM} 的 50%，β 值即开始急剧下降，使放大器满功率输出失真增大。此项检测采用图示仪较方便，若无此条件，可利用放大器 E_C 供电和两台万用表检测 β 值随电流变化的线性。检测方法如图 5-2 所示。

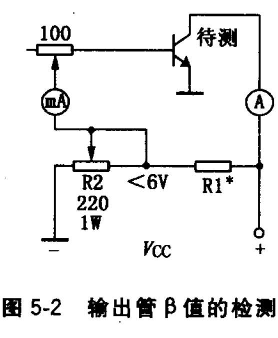


图 5-2　输出管 β 值的检测

2. 电容器选择

除有源器件以外，对音响放大器音质影响最大的应属电容器。

音响中应用的电容器种类很多，近年来还有一些新品种专用于音响。对广义的电容器而言，

常用以下参数概括电容器的性能，此类概括性的参数虽不能反映出电容器在音响放大器中的优劣，但却是任何种类电容器必须满足的性能，电容器的基本性能也是音响中电容选择的基本要求，故对此作简单介绍。

(1) 电容量。电容量是电容器的基本特征。各种电容器采用不同的介质，介电常数差别极大，因而各种电容器所能生产的最大容量是有限制的。限于实用中可以接受的体积，欲制造 1000μF 的云母或纸介电容器显然是不现实的。谈到电容器的容量和体积比，电解电容器仍居首位，其次是叠层式陶瓷电容器、金属化薄膜电容器。电容量除绝对值外，容量误差为第二特征。由于制造工艺的限制和特定的用途，各种电容器的容量误差差别较大。容量误差最大的是电解电容器，一般为－50％～＋100％，即使是高精度也常在±20％以上。而其他陶瓷类、薄膜电容器，则可以有±5％或更高的精度。涉及电容量的另一参数是，容量的温度稳定性和老化稳定性。除电解电容器以外，其他种类电容器的温度稳定性对音响放大器来说影响极小，可以忽略。而电解电容器则需考虑使用温度，如在大功率管的高温下会使容量急剧下降。电解电容器的容量也会因长期不用而退化，此过程称为“老化”。因此，对购入电解电容器需加入稍低的额定电压使容量得以恢复。

(2) 工作电压。各种电容器的额定工作电压，是指可以长期工作的电压。另外还有试验电压，一般电容器的试验电压，是指短时间内不致引起电容器击穿的电压，该电压常为工作电压的 2 倍以上。按规定要求，电容器在加上 2 倍工作电压后，1 分钟以上无击穿现象才合格。但是，电解电容器试验电压必须在工作电压＋10％以内，否则将因漏电流增大而击穿。电解电容器的最高电压品种为 450V，个别产品注为 500V，工作中必须使瞬间电压在此值以内。

(3) 绝缘电阻。理想的电容器两极间是绝缘的，实际上各种电容器绝缘电阻均不可能为无穷大，即使是空气绝缘的电容器也有一定的漏电电阻。绝缘电阻形成的主要成分是介质的漏电。电解电容器的绝缘电阻最低，其他电容器根据介质材料不同而有区别，但均较高。根据电路要求不同，选择绝缘电阻不同的电容器。电容器绝缘电阻，在常温下以直流 100V 测量均在 1000MΩ 以上。电解电容器的绝缘电阻常以漏电流表示。

(4) 损耗角正切值。损耗角正切值 $\tan\delta$ 为电容器损耗的综合性指标。电容器的损耗，包括介质极化损耗和电极间漏电的损耗，电容器的电极和引线构成的电阻性损耗。另外，电容器的引线、电极还具有一定的电感，使电容器产生额外的损耗。在电路中理想的、无损耗的电容器，容性电流总是超前电容器两端电压 90°，但对于有损耗的实际电容器，电流超前于电压则小于 90°。损耗越大，电流超前的角度越小，补角当然越大。因此，对此补角 δ 取正切值 $\tan\delta$，代表电容器的总损耗。$\tan\delta$ 表示的损耗从能量消耗的角度来说似乎无关紧要，但是在某些电路中由损耗造成的信号衰减、波形畸变，却必须重视。而且，损耗大的电容器，性能通常也不稳定，容易受温度、工作频率的影响。因为包括在 $\tan\delta$ 以内介质损耗、电阻性损耗都与工作频率相关。

(5) 等效阻抗。最近，国外用等效阻抗 ESR 表征电容器的高频特性。而影响电容器高频性能的主要参数是分布电感。尽管聚苯乙烯、聚丙烯等薄膜电容器均有极低的 $\tan\delta$、极高的绝缘电阻，但分布电感却受到电容器结构的影响。当电容器频率升高时，等效分布电感与电容器的电容相串联，导致阻抗的改变，电感的感抗使电容器的容抗被抵消，降低了容性滤波特性。因此，近年来生产了大量的无感电容器，高频阻抗 ESR 极小。此类电容器多为非卷式的叠片形，两组极片分布在两端，各自焊接为一组，呈无引线引出方式，使每组极片

直接与输出端子相连接，既减小了引线、极片的分布电感，又降低了引线、极片的电阻性损耗。

各种电容器由于结构不同，介质材料、封装形式的区别，上述各项参数差异也较大，市场上常见的各种电容器各有优势，常见的几种电容器的特点如下。

(1) 金属化聚碳酸酯电容器。以聚碳酸酯薄膜为介质，采用金属化蒸发工艺，以提高电容量的稳定性。结构为露箔式卷绕，分布电感、直流电阻都较低，$\tan\delta<0.003$，绝缘电阻$>1\times10^5$MΩ/μF。由于介质特性所决定，当环境温度升高为85℃以上时，绝缘电阻大幅度降低至7000MΩ/μF。目前生产的标称容量为0.001～1μF，额定工作电压（直流）为50～250V。国产型号为CFR-12、CFR-16等扁平封装产品。此类电容器适宜在滤波旁路电路中与大容量铝电解电容器并联，用以弥补高频滤波旁路作用的不足。

(2) 金属化聚丙烯电容器。聚丙烯的介质损耗小，绝缘电阻高，利用金属化露箔式卷绕。此类电容器优于聚碳酸酯电容器，特点是分布电感小、等效串联电阻低，能承受较大的电流冲击，$\tan\delta<0.001$，绝缘电阻$>2\times10^5$MΩ/μF，标称电容量为1～10μF，在100kHz频率下等效串联阻抗ESR$<0.009\Omega$。国产型号有CFR-13、CFR-14、CBB12、CBB13、CBB23等。此类电容器适合在音响放大电路中作为无极性耦合、旁路电容或带通滤波器的选频电容。

(3) 金属化聚苯乙烯电容器。聚苯乙烯是目前高频特性最好的介质材料，采用金属化工艺生产的聚苯乙烯电容器，在1MHz的频率下，$\tan\delta<1\times10^{-4}$，绝缘电阻>100GΩ（千兆欧）。因此，这种电容器价格高，一般用于高频、高压的脉冲电路，音响中采用较少，多以聚丙烯电容器代用。

上述3种薄膜金属化电容器，金属化聚碳酸酯电容器最差，金属化聚丙烯电容器其次，金属化聚苯乙烯电容器最优。

(4) 瓷介电容器。此类电容器以钛酸钡、钛酸铅等人工陶瓷为介质，种类极多，特性差别也极大。有两种瓷介电容器必须慎用于音响放大器。一种是钛酸铅圆片瓷介电容器，外形呈中心外凸的形状，极脆，稍用力即可断裂。这种介质类似酒石酸钾钠晶体，特点是介电常数极大，可做出小体积、大容量的瓷介电容器。常见直径10mm左右，容量为0.01～0.1μF的圆片瓷片电容器多为此类。此类电容器的耐压低，常小于100V（标称63V），$\tan\delta<0.005$，绝缘电阻$>1\times10^4$MΩ（对所有标称容量而言），适宜在低压电路（收音机、录音机中）作旁路、退耦之用。另一种是国产CO23类高压瓷介电容器（国外同类产品采用褐色材料涂覆）。此类瓷介电容器耐压高，损耗大，常用于作为电源整流二极管中并联吸收尖峰电容器，不宜用于信号电路。这一电容器的标称容量在270～6800pF之间，额定电压常标为交流耐压“AC250V”或“～250V”。

(5) 电解电容器。此类电容器损耗、容量误差是最大的，也是额定电压允许范围最小的。采用电解电容器只是取容量/体积比大的优势，通常用于电源滤波退耦、旁路。目前，电解电容器也有改进生产的新品种，一种是将温度特性由85℃提高到105℃，另一种是所谓高频电解电容器。所谓高频也只是为适应开关电源脉冲滤波电路而设计。音响放大器中的电解电容器，应尽量选用工作温度为105℃（通常用于彩色电视机中）的高频电解电容器。国产型号为CD28、CD282、CD291、CD293等。

另外，流行于音响界中的名牌电容器，有人称之为补品电容器，大多为无感工艺生产的聚丙烯或聚苯乙烯电容器。此类高档薄膜电容器中有的极片材料为银或铜，进一步降低了损

耗，tanδ<0.0008，绝缘电阻在 1000MΩ 以上（ESR 未公布）。以图 5-3 电路为例说明音响放大器中电容器的选择。

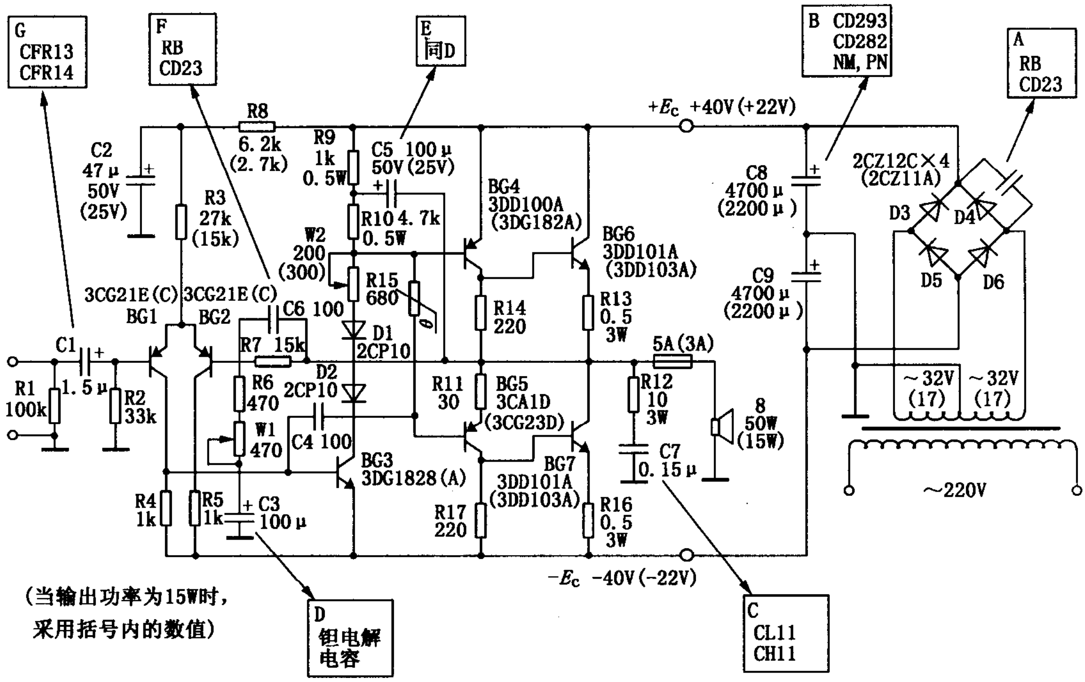


图 5-3 音响放大器中电容器的选择

图 5-3 为典型采用准互补 SEPP 的流行放大器电路，图中标示的“A”处为整流电路旁路电容器（桥式整流二极管 D3～D6 两端均并联有此电容器，图中只画出 1 只）。对所有电容滤波整流电路而言，由于电容滤波器充电电压在交流电半周期内大部分时间为交流电最大值（滤波电容容量越大，负载电流越小，此时间越长），因而使二极管截止，只有当交流电瞬时值大于电容器充电电压值的瞬间二极管才导通，因此通过二极管的电流为脉冲尖峰。此脉冲尖峰不仅使交流电的利用率降低（cosϕ 减小），而且还对音响形成干扰噪声。加入此电容后，可以将尖峰脉冲高次谐波旁路，降低干扰电平。同时，该电容的充电作用可以降低二极管截止瞬间的反压冲击和导通瞬间的电流冲击。此外，还可防止带有收音头的音响放大器收听本地电台时产生调变交流声，故此 4 只电容器不可省略。实用中可选择 2200pF～0.01μF 的瓷片或聚酯薄膜电容，额定工作电压不低于变压器次级交流有效值的 3 倍以上。

标示“B”处为滤波电解电容器，为了降低交流纹波，一般选用足够容量的电解电容器。除此而外，该电容器还是放大器音频信号电流的通路，以使供电电源对信号阻抗接近于零。因此，必须要求滤波电容器在放大器频响范围内有足够低的阻抗，对此大容量电解电容器是难以满足的，特别是在 10kHz 以上电解电容器的 ESR 急剧升高，使放大器高频响应变劣，甚至引起因电源内阻增大形成反馈而自激。为了弥补此缺点，建议在 C8、C9 两端并联接入 0.1～0.68μF 的、ESR 小的薄膜电容器。

标示“C”处所指 C7 为负载阻抗平衡电路，欧洲称之为茹贝尔电路，用以平衡信号频率升高、音圈阻抗增大形成的负载阻抗变化。该电容以容抗频率特性来平衡负载阻抗，可选

用普通薄膜电容，耐压需高于2倍供电电压。

标示“D”处所指C3是交流负反馈的分压隔离直流电容器，为了使交流负反馈系数在整个音域内保持不变，若采用电解电容器应选用钽电解，且另外与0.47～1μF无感薄膜电容器并联，理由同上。

标示“E”处所指C5为驱动级BG4的自举电容器，频率特性直接影响推挽两臂，要求与C3相同。

标示“F”处的C4、C6为小容量瓷片或薄膜电容器。作为高频补偿电容器来说，要求有足够的耐压和较大的绝缘电阻，以保证晶体管偏置的稳定。可选用国外的RB型或国产的CD23等。

标示“G”处的C1为输入耦合电容器，对音质影响极大，应避免使用电解电容器，建议采用CFR-13、CFR-14或国外名牌音响专用薄膜电容器。

3. 电阻和电位器选择

音响放大器中一般电阻可选用足够功率的金属膜电阻，对一般电阻误差要求不严格，是否“五环”关系不大。如果是全互补对称SEPP放大器，而且全部采用音响对管时，为了不破坏已具备的对称性，建议选择精度不小于±2%的金属膜电阻，对“五环”、“六环”金属膜电阻而言，误差表示为金色已可以满足。半可调电阻主要选择接触可靠的产品，如小型全密封电位器（直径8mm）。

（四）印刷电路板选择和设计

晶体管音响放大器的印刷电路板设计是否合理，是直接影响效果的重要因素之一，而印刷电路板中元器件的排列、接地线安排却直接影响放大器的信噪比和稳定性。即使是根据完全定型的电路图，设计相应的印刷电路板图也是一项相当繁琐的事。国内元器件通常来自国内外不同的公司，封装形式、外形尺寸都有区别，甚至型号相同的元器件也存在外形及引脚排列的差异。如果是在元器件并未完全备齐，仅根据电路图设计印刷电路板，有些元器件可能无法安装。非大量生产的业余DIY，在装配、调试中难免有元器件的变动，也给印刷电路板的设计带来困难。根据多年来电子电路的实装经验，最可靠的方式是，首先用试验用多孔印刷电路板进行试装。虽然是试装，但要求元器件安装位置、接地线的设置尽量规范，使此试装过程也是元器件排列的设计过程。试装调试完毕，以试验电路板为蓝本，再画出印刷电路板图，则可一步到位。此处不准备详细说明印刷电路板的设计、制图过程的每一细节步骤，只提出印刷电路板上元器件的布局、接地线设置的基本原则，供参考。读者在试验电路板上试装时，即按以下原则进行，从而使电路的装调试验过程也成为结构设计过程。试装成功后，可以将试验电路板作为样品，通过胶条粘贴的方式腐蚀印刷板。

1. 公共接地端的设置

将印刷电路板以供电电源负极为中心，在各功能电路周边设置接地铜箔是常见的方式。在此种方式中，电源部分的整流二极管正负极输出必须与滤波电容正负极直接由较宽铜箔连接（试验电路板上以0.8～1mm裸铜线连接），其他任何接地点不能接在两者之间。电源负极和共地端从滤波电容器的负极引出，由此引出的接地布线向印刷电路板周边延伸，但无论任何时候接地延伸线都不能形成闭合环路，即使四周都有接地延伸线，可在某一处留一开路口。否则在电源变压器的磁场影响下环路内会产生感应电流，降低信噪比。同时，闭合环路中有可能使高电平输出端信号电流通过地线反馈到输入端，致使放大器稳定性变劣。地线布

局的示意图如图 5-4 所示。

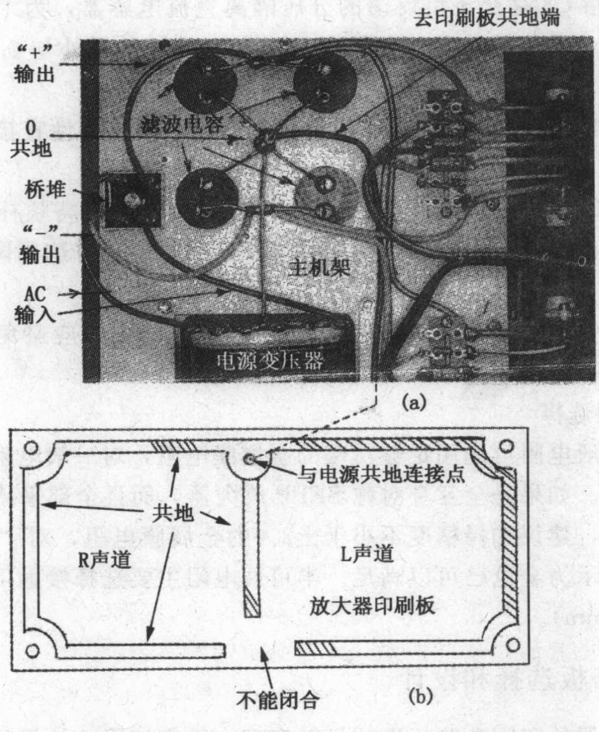


图 5-4 印刷电路板共地的布局和连接

图 5-4（a）为正负整流电源的布线示意图。电源变压器的次级中点、4 只滤波电容器的负极，用直径不小于 1mm 铜线连接在一起，然后从连接点焊出一条线通过印刷板。图 5-4（b）为放大器印刷电路板示意图。左右两声道形成不闭合的、各自独立应用的接地点，与电源共地连接点位于中部，以避免 R、L 声道通过共地发生串扰。在印刷电路板上配置元件时，一端接地的电容器大多为交流信号的通路，此类旁路或退耦电容器应安装在共地端附近，最好能靠近电源共地端的连接点，两声道切勿混接。

2. 输入输出电路配置

在印刷电路板上，放大器的输入输出电路元器件应呈直线排列，若元器件较多，直线排列不能容纳，则转折角度不能小于 90°，尤其是增益比较高的多级放大器，最好保持直线式布局。对多级电压放大器而言，驱动级应在输出级附近，第一级电压放大器为低电平输入端，应远离输出级、电源变压器，且应位于机架面板一侧，以减短控制电位器、插口的连接线。多级电压放大器，依一、二、三级沿共地线方向一字排列。但各级的接地点各自处于独立铜箔段，前后级在接地点上不能交叉，且各级接地点还必须与本级电源退耦电容器接地点相近。各级间元器件沿地线方向排列的原则是，电阻可离接地点较远，而电容器则靠近接地线。对每一级放大器的接地区域中，本级退耦电容的接地点应位于最近电源连接点一端，不能与本级其他接地点的位置互换。

3. 印刷电路板与机架连接

印刷电路板的共地端应与印刷电路板的安装孔绝缘，以避免由固定螺丝钉引起的不规则

地与机架连接。印刷电路板的共地端只能有一点与金属机架连接，而具体的连接点，可以在试机过程中找出噪声最小的一点。

（五）电源变压器及阻流圈安装

电源变压器及某些机型上用的滤波电感是电磁辐射最强的部件，若安装位置不当会使放大器的杂音、交流声明显增大。变压器本身质量欠佳时也会使噪声增大。

1. 电源变压器选择和质量检测

目前，小功率工频变压器除插片型铁心变压器以外，还有环型、C 型铁心变压器。从总体性能来说，环型、C 型铁心变压器优于插片型变压器，但从国内目前的情况来看远非如此。音响器材和其他小家电中工频变压器用量较大，生产小型工频变压器的厂商大小良莠不齐。如果从小生产者的角度考虑，生产插片型变压器比生产环型、C 型变压器的设备、工艺、成本等都更易满足。但由于环型、C 型变压器售价较高，且为目前音响器材中的主流产品，促使一些不具备生产条件的小生产者趋之若鹜，以致目前环型、C 型工频变压器性能无保证者比例颇大。由于环型、C 型变压器要求机械加工工艺水平较高，一般小企业生产条件难以满足，勉强为之的结果是，使新型产品达不到应有的性能指标。以目前市场所见，这两种产品所存在的问题大多发生在铁心上。以环型变压器而言，有的产品铁心看似横截面很大，但因铁心卷绕不紧密，甚至个别产品宽窄不齐，显然是用边角料卷制而成。由此产生的后果是，铁心的有效横截面积远低于实际外形的横截面，看似一大环牛，实测有效截面不足外形截面的 70%，以致使变压器的有效容量达不到标称值。更为严重的是，铁心有效面积的减小，造成磁电流增大，使漏磁通倍增，严重者通电后有明显的“嗡嗡”电磁振动声。

与此相类似的 C 型铁心变压器，也存在同样的问题。C 型铁心不仅要求很高的加工精度，而且对硅钢片的成型工艺要求也极严。一副合格的 C 型铁心，经适当与填充物粘合压制成型后，要求有效截面积不小于计算截面积的 90%，同时要求两半侧磁心端面均有极高的平整度和光洁度。按国家标准生产的环型、C 型铁心工频变压器，损耗均应比同容量的插片型铁心变压器低 5%～10%（按容量区别而定），漏磁通更是降低 10%以上。而生产不规范的小企业产品，有的损耗甚至比正规插片型铁心变压器还差。实际上，此类环型、C 型铁心变压器是徒有其表而已。此类变压器用于音响放大器中，现象之一是电磁辐射难以解决，将变压器置于机外，放大器一切正常，一旦移入机架内则噪声、交流声难以抑制。同时在额定负载下温升较高，导致机箱内温度过高，使放大器的稳定性受到影响。

如何通过简单的测试判别电源变压器是否合格呢？此处提出以下的三步检测法，可以百分之百地一锤定音。

（1）空载电流检测。空载电流的检测方法是，将变压器的次级全部空载，串联接入交流电流表，接入 220V 市电电压，此时变压器初级电流为激磁电流，即无负载时的初级电流。按 1kVA 以下的小功率工频变压器而言，容量为 200VA 左右者无载电流不大于 60mA，100VA 左右者应小于 40 mA。无载电流偏大的变压器，可能是铁心有效截面积不够、变压器初级每伏匝数较少、激磁电流偏大。另一可能是铁心质量不佳、绝缘处理差、采用压延方向不规范的硅钢片。经对正规产品大量检测可知，100VA 的插片型铁心工频变压器，无载电流最大者为 38mA，最小者为 34mA。而相同容量的环型铁心工频变压器，无载电流最大不超过 32mA。空载电流实际检测的是变压器的铁心损耗（简称铁损），空载测量时变压器的次级电流为零，初级电流极小，故整个变压器的电阻性损耗极小，可以忽略不计。由于空

载测试时加到变压器初级的电压为额定电压，激磁电压、激磁电流均为额定值，因而铁心的磁滞损耗、涡流损耗以及漏磁通均为正常值，空载电流与输入电压之乘积为上述 3 种损耗之和。

（2）铜损之检测——短路测试法。除铁损以外，变压器的另一项损耗是铜损，即初、次级绕组导线直流电阻引起的电阻性损耗。铜损和铁损构成工频变压器总体损耗的 90%。铜损的检测原则是，测量中设法排除铁损，以使测出的损耗功率几乎全部为铜损。因此，测试的基本方法是，使变压器初、次级电流接近额定值，而使次级端电压为 0V。即测试中将次级输出端短路，初级加入由 0V 起调的电压，使次级呈短路状态、初级达到额定电流时，检测初级电压值，乘以初级额定电流值，则基本上此时消耗功率为铜损。工频变压器当次级短路时，初级电压必然很低，即达到额定电流，所以要用连续调整的调压器向初级供电。

为了用短路检测法测出铜损，需先求出被测变压器初级在 220V 的额定电流，计算时应以变压器标称容量伏安数（VA）除以 220V 得出电流为准，而不要以实际电路应用中次级消耗功率的总和为变压器额定功率。因为次级消耗功率的总和乘以变压器效率，等于初级消耗功率。例如：标称容量 100VA 的变压器，当市电电压为 220V 时，初级额定电流为 0.46A。而 100VA 左右的小功率变压器的效率为 80%～85%，在实际应用中次级负载功率不会超过 85W，初级电流并不等于 85W/220V，而是包括损耗在内的 100VA/220V＝0.46A。以此初级电流为准，按图 5-5 的电路接好，首先将自耦变压器调至 0V，再接通市电电压 220V，然后将调压器由 0V 缓缓起调，同时注意电流表指数，当电流为被测变压器的额定电流时，读取此时初级电压表读数，则此电压值和电流值的乘积接近为变压器的铜损。根据变压器容量不同，达到额定电流时的初级电压也不同，效率越高、损耗越小的变压器，达到额定电流的初级电压越低，100VA 的工频变压器，此电压范围在 10V 左右。很明显，此时变压器尚未达到额定的磁通量，因而铁心的磁滞损耗、涡流损耗和漏磁损耗都降低到可以忽略的程度。所以，此时测出功耗基本上是导线电阻的损耗功率。变压器的铜损、铁损之和与变压器容量有关：随变压器容量降低，效率降低，损耗增大。对 100VA 变压器而言，效率 η>80%～85%，而环型、C 型铁心可接近 90%。10VA 以下的小功率变压器，效率低至 50%以下。

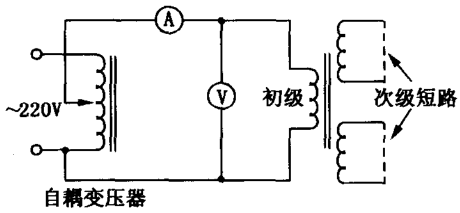


图 5-5 工频变压器短路法检测铜损

应用中会明显感到，铜损过大的变压器，次级电压的负载调整率极低，变压器次级电压空载测试往往比额定值偏高，但只要加入负载电流接近额定值即次级电压会大幅下降。例如，质量差的环形铁心变压器标称次级输出电压为 36V，空载实测却高达 42V 或更高，按标称容量在 36V 输出端加入 3A 假负载，次级电压大幅度降低，有的甚至低至 30V 以下。显然，用此种变压器供电必然使音响放大器输出功率减小、非线性失真增大。合格的 100VA 音响放大器变压器，在负载 0～3A 范围内变动时，次级交流电压变动应小于 1.8～2.5V。变压器生产厂家对此是心知肚明，生产劣质变压器时，在绕制时故意将次级电压提高，力图在额定负载时可维持标称的 36V 输出，因此才会出现 36V 电压空载检测高于 42V 的现象。此种变压器引起的还不只是失真增大，电压负载调整率太差还会导致放大器损坏。上述例子中空载 42V、满载 3A 时为 36V 的变压器为例。在音响放大器接通电源尚未输入信号时，电源电流极小，B 类放大器则接近空载，此状态下 42V 次级交流电压，经全波桥式

整流、大电容滤波输出，在市电标准220V近似为交流42V的最大值59V，如市电电压又为偏高的正允许范围+10%（达到240V），则次级绕组AC为46V以上，则整流直流输出高达65V以上，极易击穿放大器的元器件。短期内元器件如得以幸免，但当市电电压为标准220V，放大器输入为小信号低音量到满负荷大音量变化时，放大器的供电电压将会在交流42～36V、直流59.4～50V之间波动，非线性失真增大是在所难免的。铁损过大的变压器漏磁通必然大，铜损过大的变压器，绕组发热极为明显。

（3）次级电压的检测。根据变压器的上述特性，选择变压器次级电压时，空载测试是不明智的，尤其是用于集成化音响放大器的电源变压器，因为集成电路对超压十分敏感。为了准确测出次级交流电压，应在接入额定负载的情况下进行检测。带载检测电压与空载电压相比较，也大致可以看出变压器损耗是否偏大。接入负载的方法是，可以在万用表笔之间直接并联接入适当的电阻，检测电压的同时即接通负载电阻。由于测量时间不会超过1分钟，电阻的功率较小也不致立即烧毁。

2. 变压器安装和屏蔽

即使是完全合格的电源变压，也难免有漏磁、杂散电场。因此，在高增益音响放大器中仍需加以必要的电磁屏蔽，同时要选择合理的安装位置及变压器的安装方向，以避免放大器与变压器在同一机箱内而使信噪比变劣。

（1）变压器的电磁屏蔽。毕竟放大器的机箱空间有限，尤其对前后级一体化放大器而言，对电磁场极为敏感的小信号前级电路及插口、控制器等附件与变压器同处一不大的机箱内，对变压器的电磁场辐射加以屏蔽是十分有效的方法。理论上说杂散电场和磁场的屏蔽原理完全不同，屏蔽材料的应用方法也有差别。严格地说，电场屏蔽主要对象是由市电电源本身所具有的脉冲性冲击信号，如雷电放电、电网上接入的开关和用电设备的冲击性噪声，以及由架空输电线传入的各种广播、电信等干扰信号。此类信号由电网引入机箱，使变压器成为辐射源，经空间电场的辐射进入放大器的低电平输入端。电网中各种用电设备的冲击电压，使变压器初级产生冲击电流，进而形成变压器磁通的瞬间变化，通过磁场的形式在金属底板、元器件、导线上产生相应感应电流，对放大器形成干扰。所以，降低干扰电平既要对电场进行屏蔽，也要对磁场进行屏蔽，才能阻断传播途径。

为了有良好的电场屏蔽效果，合格的音、视频设备用变压器，常在电源变压器中采取多种静电屏蔽措施。

其一是初级绕组和次级绕组之间的静电屏蔽。变压器在绕制过程中，绕完初级绕组之后，用0.05mm紫铜皮在初级绕组的外层包一层，在接口处留一缺口，避免铜片短路。铜片上焊出一根引线，与铁心同时接地。此隔离层可以使变压器的初、次级绕组静电场被阻断，避免电网干扰信号通过分布电容窜入次级。

其二是当线圈绕好、插好铁心后，在变压器铁心和线圈外侧整体及铜片或铝片包一层后接地，方法见图5-6（a）。该屏蔽的目的是，防止由电网进入初级绕组的干扰脉冲，以及整流电路因二极管导通角<180°而产生的尖峰脉冲通过分布电容器向空间辐射。该屏蔽层应与内屏蔽层、铁心在机架内一点接地。

上述的反磁性材料，如铜、铝等屏蔽层对低频磁场是无效的。为了防止电网干扰脉冲以及市电交流电通过磁场造成干扰，电源变压器还必须进行磁场屏蔽。为了有效地屏蔽磁场，特别是低频电流产生的磁场，应选用高导磁率的铁磁性材料（顺磁性材料）作变压器的外壳，成为全封闭的铁外壳。特别需要注意的是，采用铝等反磁性材料对低频电流磁场是无效

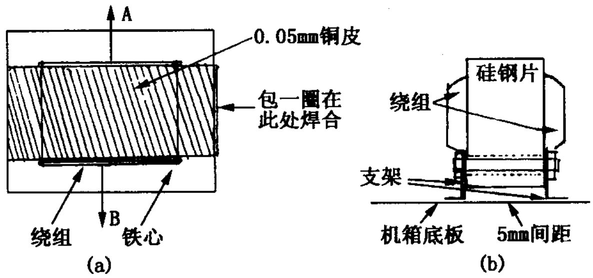


图 5-6 电源变压器的屏蔽和安装

的。电源变压器采取电磁场的双重屏蔽，可以使音响放大器的信噪比大幅提高。

(2) 变压器在机箱内安装位置。即使采用双重屏蔽的电源变压器，屏蔽效果也非百分之百，因为变压器的引出端连接线较多，在周围仍会形成干扰磁场，所以在机箱内应合理选择变压器的位置。

多数音响放大器中都将输入接口、开关、控制器旋钮设置于前面板，而输出端口和市电输入端则多设置于后板上。根据这种布局，放大器的前级电路必定靠近机内前面板，输出级和电源电路则靠近机箱后部。因此，将电源变压器装在后右侧（即整流滤波器的附近）是比较合理的。如此装法，还可使电源变压器和整流滤波电路远离前级电压放大部分。

电源变压器的装法也颇有讲究。对于全防磁外壳封闭电源变压器而言，安装比较方便，随意性较强。如果是硅钢片外露的敞开式变压器，一般用 L 型支架装于机箱底部。由于此类机箱大多采用薄钢板制成，为了避免变压器的漏磁通沿铁板传播，支架的设计必须使变压器铁心距底板有 3～5mm 的抬高距离，见图 5-6（b）。变压器的绕组轴心 A—B 是漏磁通较强的方向，此方向应避开前级放大器。如果变压器是装在机箱后左或后右的位置，则绕组轴心 A—B 轴的一端朝向机箱后板，另一端朝向变压器前方的滤波电容器、电源开关的方向。

变压器标准 EI 或 EE 硅钢片的四角都冲有固定孔，用以紧固硅钢片或安装支架。按规定，安装孔有 5mm 和 4mm 两种规格，视铁心大小而定。如果安装孔为 5mm，则紧固螺栓选用两端攻丝为 M4 的螺杆。安装孔为 4mm 的，则选用两端攻丝为 M3 的螺杆。变压器的铁心插入必须十分平整，然后在螺杆无攻丝的中间部分套入适当的电缆纸作成的套筒，以防止紧固螺杆时将硅钢片之间全部短路，造成变压器涡流损耗大幅升高，不仅降低变压器的效率，而且还使电磁干扰增大。

二、晶体管功放焊接和初调

焊接元器件需有较熟练的焊接技术，否则虚焊、假焊将会使放大器不能正常工作。焊接也并非有多难，是一门熟能生巧的操作，只要根据元器件引线的直径大小，掌握好焊接温度和时间，还是不难焊出圆滑、完美的焊点的。对此，各电子书刊中相关经验介绍较多，本节中不再重复。为了使元器件在焊接中不受高温的影响，只提出以下几点注意事项。

（一）元器件焊接

半导体电子设备的元器件都力求小型化，结果使元器件本身的热容量较小，即使功率不

大的电烙铁，也可以在几秒钟之内使元器件引线达到近似烙铁头的温度（300℃左右）。而半导体器件本身即使采用硅材料，能耐受的最高温度也仅有 150℃左右，超过此上限温度会引起半导体的永久性变质。不要以为无源元件中电阻器、电容器、开关等属耐高温元件，高温时间稍长也是会影响性能的。以最简单的各种薄膜电阻（无论金属膜、炭膜）来说，结构都是在陶瓷基体上通过高温蒸发形成导电薄膜。为了将薄膜两端形成引线，采用热压合的工艺，将圆形状金属帽固定在陶瓷基体两端，等冷却后可保持环状金属帽和导电薄膜有紧密的接触。如果在焊接中电烙铁距金属帽距离过近，加温时间过长，将使金属帽热胀而松动，在引线焊接端外力下冷却后由于外力的作用形成接触不良，甚至间歇性断路。各种小型薄膜电容器也不例外，尤其是直接用引线从极板上引出的小型电容器，当焊接温度过高或时间过长时，引脚温度足以引起薄膜介质的变形，甚至局部熔化，导致电容器开路、断路、电极接触欠佳等形形色色的故障。焊接过程对元器件的损伤有很大的隐蔽性，因为在装机前大部分人都对购入元器件进行过简单测试，当调试中遇到故障时很少有人会怀疑新元器件有损坏，以致造成调试中排除故障的困难。因此，正确掌握各种元器件的焊接温度、时间以及引线端焊接的位置是极重要的。否则，当焊接完成以后已有的元器件变质或失效了，给调试埋下了极大的隐患。

1. 小功率晶体管焊接

小功率双极型硅二极管、三极管的热容量极小，最高结温均不能超过 150℃。由于电极引线和芯片热容量有限，即使只使用仅 25W 电烙铁焊接，也必须注意焊接点与管壳的距离以及焊接时间，否则极易使结温超过极限温度而损坏。结温过热的损坏并非硬性击穿或开路，而是 PN 结的性能降低，二极管的反向电流变大且不稳定，反向耐压降低，正向电阻增大。对于三极管而言，还同时出现 β 值明显变低。由于是性能软失效，使用者不可能及时发现，而误认为使用的是已经挑选的合乎要求的晶体管，使电子器材的调试、维修误入歧途。为避免在焊装环节中出现这种现象，需注意以下几点。

首先是焊接点的位置。无论小功率二极管还是三极管，焊接点与管壳或二极管引出线与玻璃端部的距离应不小于 5mm。因此，在印刷电路板上插装时，应使器件引线上露的长度不小于 5mm。若安装位置允许时，可将印刷电路板孔距比器件宽每侧 5mm。若为了减小印刷电路板的面积，可使元器件不紧贴印刷电路板，而采用架高 5mm 的方式安装。采用此法时需注意，引线弯折点距器件端部不小于 2mm，以避免端部破裂。相同道理，小功率三极管也有相似的要求，方式见图 5-7。三极管的焊装时需注意，3 个电极的插孔必然大于管壳上的 3 引线的距离，因此，插入引线时引线根部将受向两侧的拉力。为此，应先用镊子夹牢引线根部进行弯折，切勿强行横向拉引线。

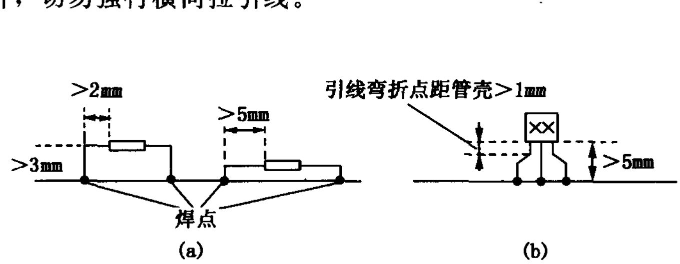


图 5-7　小功率元件安装与焊接

其次，焊接前对引线作去污处理并涂以松香焊剂，先用电烙铁作镀锡处理，然后再插装焊接。焊接时采用低温焊锡，焊接时间越快越好，以 3s 为限。初学者焊接过程中手法不熟练，为避免时间超长引起过热，可用镊子、尖嘴钳等夹紧引脚根部以利散热。

如果是小功率结型或双栅 MOS 场效应管，焊接中还必须注意静电防护，如在焊接时将电烙铁的电源线拔掉，或将电烙铁外壳接地。大功率器件热容量较大，升温速度也较慢，因此，焊接时可用 35W 电烙铁，最长允许焊接时间可延长到 10s。功率器件的引线较粗，如电烙铁功率太小，或预热温度不够，必将延长焊接时间，这样反而不利。掌握的原则是：用功率稍大的电烙铁；彻底对引线去污、镀锡，以减少焊接时间。如果电烙铁的功率较小，在焊接一个焊点以后，稍等 10～20s，再焊接下一个焊点，以使电烙铁有足够的温度。

2. 无源元件焊装

无源元件电阻器、电容器等，虽无最高焊接温度和时间的限制，但仍应遵守上述原则。因为电阻器在焊接过程中，如温度过高会引起铆接端的松动引发接触不良，且在端点过度弯折也会引起引线脱落。小功率电阻器应参照图 5-7（a）的原则焊装。薄膜电容器引线过热，让紧密接触的介质薄膜软化变形，因此焊接时间温度也需适当掌握，以不超过 10s 为限。对以焊片铆接引出的电解电容器，则需用较大功率的电烙铁以快速完成焊接过程，否则引起铆接处松动，甚至导致极片附近电解液干涸。

（二）功能单元连接点选择

即使是单印刷电路板的音响放大器也会有相对独立的功能部分，如电源部分、扬声器保护部分、面板上控制元件等，此外围部分都需要和主板印刷电路的相关部分相连接，连接点包括了电路输入、输出点和各自的接地点。即使是大面积接地铜箔上，随意将上述部分的共地端接在接地铜箔上也是不妥的。电源正极端和控制元件的接入点则更显重要，稍不慎轻则引起信噪比变劣，重则引起放大器自激或临界自激。

1. 各级供电电源连接点

由机箱内滤波电容器正、负极引出的供电电压，接到印刷电路板放大系统之连线，即由图 5-4（a）引出＋、－和“0”共地 3 条线，接入印刷电路板的位置必须严格选择，掌握的原则是：双电源之＋极和－极连线，应接于放大器输出级印刷电路板 SEPP NPN 管和 PNP 管的集电极焊接点上，而共地端则连接于输出级两管发射极的焊接点上，绝不能随意连接于正极和负极铜箔的其他点上。此种连接方式，可以保证输出级信号大电流直接由滤波电容器成为环路。为了避免这三根供电线上的大信号电流形成的电磁场辐射造成对前级的干扰，实际装配中可以将滤波电容分成两部分，例如正负电源滤波电容器各为 4700μF，则可用两只电容器组成。如采用每组电源滤波由 3300μF＋2200μF 并联组成，3300μF 可位于机箱底板上，2200μF 则安装于印刷电路板输出级最近处，通过上述三根连线实际形成两者的并联。如果在滤波电容上并联有 ESR 极小的无极性薄膜电容器，则直接并联在印刷电路板上的 2200μF 电容器两端。这种连接方式，一则使大电解电容器采用小容量两只以上并联，可降低电解电容器的分布电感和等效串联电阻 ESR。二则使 3 条供电连接线上基本无高、中频信号的大电流通过，有效地避免了高、中频信号的电磁辐射，对低频音频电流虽由两只大电容完成回路，但频率较低，辐射也极小。

2. 各控制元件和印刷电路板连接

印刷电路板与机箱面板上控制元件的连接，如电源开关、音量音调控制和输入插口的连

线，需谨慎处理。电源开关是市电输入控制开关，电流大电压高，一般均置于机箱面板左侧，远离其他控制接口。为了降低电源线中交流辐射和干扰杂波辐射，接到电源开关的两根线或四根线（双线同时控制时采用）可采取两线绞合方式，沿机箱左侧边角处通往电源变压器和保险丝座，切忌单线乱拉、乱摆。

前面板中往往设有输入插口和控制电位器，对合并式放大器而言，输入插口是输入电平最低端，放大器灵敏度越高，越易受到外界感应电场的干扰。印刷电路板的连接点选择不当，也是破坏信噪比的元凶。一般将此插口和与之相连接的音量控制电位器设在前面板的位置，而总是与电源变压器、滤波电容器、电源开关等呈左右相反的最远距离。无论此输入插口有几组，只要是相同的电平输入（即给切换、控制输入到同一级放大器的输入端）并联连接后，信号输入端经电位器后直接连接于印刷电路板上第一级放大器基极电容器的焊接点上，共地端则直接连接于第一级放大器的发射极电阻、电容器与共地铜箔的焊接点上，不能跨越第一级而随意接地。

关于输入端口连接线有两点需要特别强调。其一是对高增益的低电平输入端口，如电磁式唱头、录音头、动圈话筒输入端口。这类输入端口的灵敏度可不足 1mV 到 10mV 左右，为了避免此类端口和连接线感应交流声、噪声，有些端口插座用金属罩屏蔽，和电位器金属外壳需同时接地，连接线也有时不可避免的采用音频屏蔽线。在采用此种结构时，需要注意屏蔽罩、电位器外壳、屏蔽线的编织线在电位器外壳上一点相连接，然后用单独粗铜线连接于印刷电路板前级“地”的铜箔上。而信号输入端口的低电位端（接地端）切勿在上述屏蔽接地处一并连接，而必须单独用信号线连接于第一级放大器的发射极接地处。屏蔽线的屏蔽层专门用途是，对外来电场进行屏蔽，因此，使用中不能作为任何用途的传输线，包括上述共同屏蔽连接点的接地。使用时将屏蔽层一端剪短，悬空，另一端接地。屏蔽罩、电位器外壳等则从共同接地点另接连线接地。需说明的是，对专用于 CD 机的输入电平在 250mV 以上的输入口，似乎不必如此小心。

其二是有的放大器有不同输入电平的两种以上输入端口（如电磁唱片的高灵敏度低电平 5mV 输入和 CD 机高电平 200mV 输入），端口的输入电平不同，信号必然接到不同的放大器。对此类端口接地一侧不能相互连接后一点接地，而应将端口输入的低电位端接于各自对应的放大器及晶体管发射极接地（或经 R_C）的焊接点上。完全遵从上述原则，则可保证放大器有极佳的信噪比和稳定度。

三、晶体管功放调整

放大器组装完毕后，则应经过简单的调试，否则是不能正常工作的。对目前流行的全互补、准互补 OCL、OTL 放大器，基本电路大同小异，区别仅在于实现 OCL 的辅助控制电路。因此，现以早年日立公司公布的全互补 OTL 放大器为标准介绍 SEPP 放大器组装后的调整。该放大器电路如图 5-8 所示。该 OTL 放大器设计简洁，并突出地表现了全互补 OTL 电路的特点，舍弃了不必要的辅助电路和元器件，以此作为调试过程的来说明，颇具代表性。只要彻底弄清电路原理和各元件功能，极易将调试方法推广到所有 OCL、OTL 放大器。为了说明调试方法和每一步的动作目的，首先对此电路作简单的说明。

该放大器最大输出功率为 15W，故输出级采用音响专用对管 2SA1263/2SC3180，$BV_{CEO}=80V$，$I_{CM}=6A$，$P_{CM}=60W$。由于驱动电流不是很大，故省去了达林顿驱动级。T2、T3

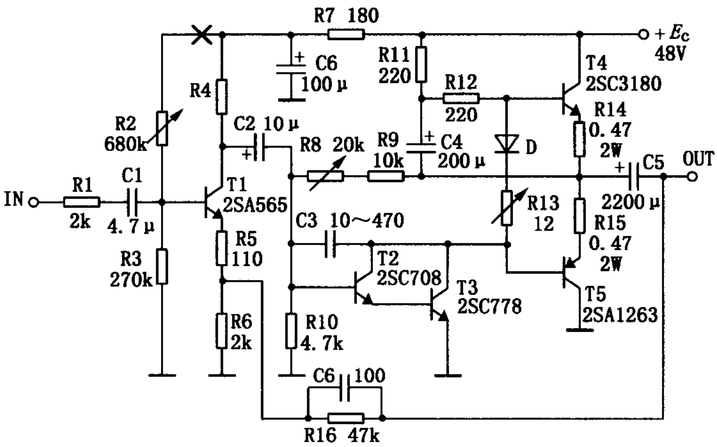


图 5-8 日立全互补 OTL 放大器

为电压驱动级，两管组成简单的达林顿连接，以获得足够的电流增益。T2 采用小功率管 2SC708，驱动中功率管 T3 采用 2SC778，使额定输出功率时 T3 有不低于 200mA 的驱动电流。为了减少电路前后级工作点的牵制，前置放大器 T1 与后级采用电容器耦合。后级电路中只有 R8、R13 两个调整点，而且和前置级偏置电路无任何关系。前置级的偏置电流由 R2 调定。这种基本的 OTL 放大器，由于无相互牵制，无负反馈偏置稳定电路，因此是最容易调整的，简单初调步骤如下。

（一）加电压初调

组装、焊接完毕以后，应将电路图与印刷电路板仔细对照检查，其中特别注意电阻阻值色环是否看错，可以用欧姆表在路检测，在路测出值无论如何不应高出电阻标称值。电解电容器的极性是否全部正确，同时对二、三极管的引脚与图纸相对照，必须完全正确。检查电路无误后，用欧姆表 Ω×1 挡检测 E_C 正负极间应无明显短路现象。然后暂时将 R2 阻值调到最大，R8 置中间位，R13 置最低阻值，采用两步法加电压调试。

第一步首先用不高于 E_C 电压 1/2 的电源给放大器供电，为了避免因初学者经验不足，有短路、错接等现象导致元器件损坏，在加 $E_C/2$ 的过程中，先在电源正极串联接入电阻 R，R 值选择为 40～50Ω。如此一来，即使电路中有短路，短路电流也被限制在 0.5A，加到放大器 E_C 端的电压接近为 0V。因此，接入 $E_C/2$ 以后，用电压表检测 E_C 端电压接近 0V，可认为机内有短路或错接。E_C 端电压为 0V 的机会较少，因为只要 T4、T5 和 E_C 接线端无短路，E_C 不会等于 0V。当其他部位存在短路时，E_C 端电压降低不会太多。可用电压表对图中 T1、T2、T3、T5 以及 C4 正极、C2 正极各点进行检测，均应有一定的正电压，如其中一点完全为 0V，则此点有对地短路的可能。如果是晶体管集电极电压接近 0V，不仅集电极有错接或短路的可能，还应检测基极与集电极有无短路。上述检测过程中排除错误、短路以后，可进行下一步工作点的调整。

第二步是接入正常的 E_C，将放大器的输入端 IN 与地短路，在 EC 正端串联接入电流表，暂不接入扬声器，而用 8～10Ω 电阻代用。在此条件下快速检测 R14 与 R15 之间的中点电压，虽不一定为 $E_C/2$，但也不能为 0V 或等于 E_C。如果发生中点电压为 E_C 电压，说明

下臂 T5 有开路现象，如 R15 未焊好，T5 的 3 个引脚有错接，R8、R9、R10 之一阻值用错或有开路现象，否则 T2、T3 电极有错接或基极与发射极间有短路。如发生中点电压为 0V，说明 T4 未导通或 T5 饱和，或 R11、R12、R14 之一开路，均会导致 T4 不能导通。此外，C4 的极性接反、短路、漏电太大等，也会使 T4 截止。在 T4 未完全截止的状态下，T5 处饱和状态，也会使中点电压近似为 0V。可能引起 T5 饱和导通的元器件有：R8 阻值过小、印刷电路板上有短路点、R10 未焊好处于近似开路、C3 短路、或 T2、T3 之一有错接。只要排除故障，使中点电压有一定指示值，即不为 0V，也不为 E_C，则可调整 R8 使中点电压为 $E_C/2$，然后通过 R13 调整输出级静态电流。该放大器设计于 B 类输出，无信号时静态电流应为 200mA 左右，可用电压表检测 R14、R15 两端电压，均为 0.09～0.1V 之间。为了保证读数准确性，应采用数字式电压表的低压挡检测。当发现输出级静态电流偏大，调整 R13 已只有 10Ω 以下仍不能减小时，应考虑二极管 D 质量不佳、正向电阻过大所致，可换用正向电阻低的二极管。

静态电流和中点电压的调整应重复、交互进行，而且初调后将放大器通电 10～20 分钟后复查，如发生偏移可重新调整。在每次检测中点电压时，需要注意当时的 E_C 值，因为一般此类放大器不采用稳压供电，E_C 值随市电电压变化和静态电流的调整有变化，不能完全以额定 E_C 值的 1/2 作为调整标准，而以实际值 $E_C/2$ 为准。由于该放大器的前置级是独立的供电电路，可通过 R_2 单独调定工作点。

根据前几章介绍的 RC 耦合放大器可知，在图中元件数值已确定的情况下，A 类电压放大器中 T1 的偏置电流调整应以 $V_{CE} \approx E_C/2$ 为准。此处的 E_C 应该是图中“×”点的供电电压值。作为电压放大器的第一级，通常输入电压幅度最大不过 $1V_{P\text{-}P}$左右。为了降低第一级放大器的噪声，可选择低于上述值的静态电流，即 T1 的 $V_{CE} > E_C/2$。至此，放大器的静态电流调整已全部完成，下一步可加入负载和输入信号，进行交流状态的动态调试。

（二）动态调试

在额定供电 E_C 状态下，接入 8Ω 扬声器，输入不大于 $1V_{P\text{-}P}$的信号。此时，扬声器应有正常的声音，同时检测供电电流，在声音最大瞬间可摆动至 1A 以上，当输出额定功率时接近 2A 左右。全部晶体管选好后上机，欲调整最大输出功率是通过改变负反馈量进行的。在此项检测中，若发现输出级最大信号时集电极电流远低于 2A，则可增大 R16 的阻值，以通过降低负反馈量提高前级增益的方式，提高驱动能力。此项调整也可改变放大器的输入灵敏度。作为独立的功放后级而言，使输入信号在 $500mV_{P\text{-}P}$左右达到额定输出功率是合理的。因为该放大器为全互补电路，开环非线性失真较小，没有必要加入反馈量过大的负反馈。

如果作为正规动态调试，还应该在负载端接入示波器和失真仪，输入纯正弦波信号进行观察和调整。业余条件下无此仪器，实际上也无必要。可以用 CD 机播放自己熟悉的音乐进行试听。为此，在输入端加入 47kΩ 电位器作为音量控制，用 CD 机输出信号……试听过程中发生某些不正常现象的处理方法如下.

（1）声音调大音质尚可，音量调小则声音毛糙。这是交越失真的明显表现，可重调静态输出电流，使之增大为 400mA 左右。在交越失真不明显的情况下，尽量采用较小的静态电流，否则输出管效率降低，发热量增大，需改善散热器的热阻。

（2）声音明显尖刺，高音不圆润。此现象说明存在音频高端自激倾向，将 C_3 增大到 120pF，以不使高音出现明显衰减为度。负反馈电路对高音频是否稳定有重大关系，在高端

截止频率附近高频相移增大，负反馈有变成正反馈的倾向。可用0.22～0.47μF和22～47Ω电阻组成串联RC电路，并联在输出端，降低带外高频的输出阻抗和负反馈量，使放大器稳定工作。

(3) 大音量冲击产生可闻余音，尤其低频大振幅声波后，如鼓声之后可听到类似回声的余音（但没有回声那么清楚，是一种鼓声引起的余震噪声)。此现象是典型的低音频临界自激现象，说明供电电源内阻偏高，对低音频的阻抗更高，导致通过供电电源内阻产生低音正反馈。输出级低频大幅度电流在电源内阻的压降通过供电系统，以负反馈形式进入前级（如本放大器的T2）的输入端，使低音增益降低，而馈入T1输入端则形成正反馈，由此形成自激或临界自激状态。所以，为了改善低频效果，首先是考虑E_C电路的电源滤波电容器，实质上也是低音频的退耦电容。从目前放大器的性能来说，为了使整流滤波电路输出纹波低于2%并不困难，因此时纹波频率是100Hz。而为了使低音频有足够的退耦作用，必须使滤波电路对20Hz甚至更低频率的音频电流有更低的阻抗，以使频率低到几Hz时电源内阻上不产生足以发生临界自激的电压降。可见，滤波电容器的退耦作用需要更大容量的滤波电容器，所以音响界强调“环牛”必须配用“大水塘”不无道理。除此之外，为了防止发生低音频临界自激，对两级以上的放大器供电电路采用RC退耦的方式，如本级的R7、C6。完全消除低音频信号在电源两端压降几乎是不可能的，只能是尽力而为，适可而止。否则，滤波器成本大幅提高也无济于事。

另加一级退耦电路，可防止电源端信号压降反馈到形成正反馈的前级，可谓亡羊补牢的方式。本级中的R7、C6滤波时间常数偏小，是导致此现象的直接原因。解决方法若从简，可将R7改为1.8kΩ，C6改为220μF。若欲真正改善低音音频，还需同时增大滤波电容器的容量，同时消除T2、T4、T5的低音负反馈作用。

(4) 整机增益过低的处理方法。当调整最大输出功率时，如果将R16增大到160kΩ以上，方可满足。但此时必然使负反馈量过小，放大器音质改善受到限制。为了改善音质，应将全部三极管选用较大的β值，以提高放大器的开环增益。其中尤以T1、T2、T3最为重要，可选用$\beta=200$以上的产品，然后再重新调整。

附录1 音响放大器专用对管参数一览表

为了使读者在组装、维修 OTL、OCL 放大器时选择合适的 PNP、NPN 配对管，本附录列出近年来日本生产的音响专用对管参数。至于欧美等地生产的可用于音响的对管，可参阅福建科学技术出版社出版的《三极管手册》。型号后注明“Darl”的为达林顿管。

型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1255	−160	−1.5A	20W	2SA1265	−140	−10A	100W
2SC2983	160	1.5A	20W	2SC3182	140	10A	100W
2SA1235	−50	−200	150	2SA1281	−180	−100	900
2SC3052	50	200	150	2SC3248	180	100	900
2SA1243	−30	−3A	20W	2SA1282	−20	−2A	900
2SC3073	30	3A	20W	2SC3242	20	2A	900
2SA1244	−60	−5A	20W	2SA1283	−60	−1A	900
2SC3074	60	5A	20W	2SC3243	60	1A	900
2SA1246	−60	−150	400	2SA1284	−100	−500	900
2SC3114	60	150	400	2SC3244	100	500	900
2SA1249	−180	−1.5A	10W	2SA1285	−120	−100	900
2SC3117	180	1.5A	10W	2SC3245	120	100	900
2SA1252	−60	−150	200	2SA1286	−30	−1.5A	900
2SC3134	60	150	200	2SC3246	30	1.5A	900
2SA1253	−60	−200	250	2SA1287	−50	−1A	900
2SC3135	60	200	250	2SC3247	50	1A	900
2SA1254	−30	−30	400	2SA1289	−80	−5A	30W
2SC2206	30	30	400	2SC3253	80	5A	30W
2SA1257	−180	−80	200	2SA1290	−80	−7A	35W
2SC3143	180	80	200	2SC3254	80	7A	35W
2SA1262	−60	−4A	30W	2SA1291	−80	−10A	40W
2SC3179	60	4A	30W	2SC3255	80	10A	40W
2SA1263	−80	−6A	60W	2SA1299	−50	−200	300
2SC3180	80	6A	60W	2SC1310	50	200	300
2SA1264	−120	−8A	80W	2SA1301	−160	−12A	120W
2SC3181	120	8A	80W	2SC3280	160	12A	120W

续表

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1302	−200	−15A	150W	2SA1346	−50	−100	300
2SC3281	200	15A	150W	2SC3400	50	100	300
2SA1312	−120	−100	200	2SA1347	−50	−100	300
2SC3324	120	100	200	2SC3401	50	100	300
2SA1313	−50	−500	200	2SA1348	−50	−100	300
2SC3325	50	500	200	2SC3402	50	100	300
2SA1319	−180	−700	700	2SA1352	−200	−100	1. 2W
2SC3332	180	700	700	2SC3416	200	100	1. 2W
2SA1324	−50	−150	200	2SA1353	−300	−100	1. 2W
2SC3339	50	150	200	2SC3417	300	100	1. 2W
2SA1325	−120	−100	200	2SA1363	−20	−2A	500
2SC3340	120	100	200	2SC3443	20	2A	500
2SA1326	−35	−500	200	2SA1364	−60	−1A	500
2SC3341	35	500	200	2SC3444	60	1A	500
2SA1330	−200	−100	200	2SA1365	−25	−700	150
2SC3360	200	100	200	2SC3440	25	700	150
2SA1331	−60	−150	150	2SA1366	−55	−400	150
2SC3361	60	150	150	2SC3441	55	400	150
2SA1338	−60	−500	200	2SA1368	−100	−500	500
2SC3392	60	500	200	2SC3438	100	500	500
2SA1339	−60	−500	300	2SA1369	−30	−1. 5A	500
2SC3393	60	500	300	2SC3439	30	1. 5A	500
2SA1341	−50	−100	200	2SA1370	−200	−100	1W
2SC3395	50	100	200	2SC3467	200	100	1W
2SA1342	−50	−100	200	2SA1371	−300	−100	1W
2SC3396	50	100	200	2SC3468	300	100	1W
2SA1343	−50	−100	200	2SA1380	−200	−100	1. 2W
2SC3397	50	100	200	2SC3502	200	100	1. 2W
2SA1344	−50	−100	200	2SA1381	−300	−100	1. 2W
2SC3398	50	100	200	2SC3503	300	100	1. 2W
2SA1345	−50	−100	300	2SA1383	−180	−100	10W
2SC3399	50	100	300	2SC3514	180	100	10W

续表

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1402	—80	—300	1.2W	2SA1422	—50	—100	400
2SC3596	80	300	1.2W	2SC3655	50	100	400
2SA1403	—80	—500	1.2W	2SA1423	—50	—100	400
2SC3597	80	500	1.2W	2SC3656	50	100	400
2SA1404	—120	—200	1.2W	2SA1424	—20	—50	250
2SC3598	120	200	1.2W	2SC2351	20	50	250
2SA1405	—120	—300	1.2W	2SA1437	—120	—50	500
2SC3599	120	300	1.2W	2SC3495	120	50	500
2SA1406	—200	—100	1.2W	2SA1450	—100	—500	600
2SC3600	200	100	1.2W	2SC3708	100	500	600
2SA1407	—200	—150	1.2W	2SA1458	—40	—200	250
2SC3601	200	150	1.2W	2SC3731	40	200	250
2SA1408	—150	—1.5A	1.5W	2SA1459	—15	—50	250
2SC3621	150	1.5A	1.5W	2SC3732	15	50	250
2SA1409	—25	—150	250	2SA1460	—60	—1A	1W
2SC3632	25	150	250	2SC3733	60	1A	1W
2SA1410	—25	—150	250	2SA1461	—40	—200	200
2SC3623	25	150	250	2SC3734	40	200	200
2SA1411	—25	—150	200	2SA1462	—15	—50	200
2SC3624	25	150	200	2SC3735	15	50	200
2SA1412	—400	—2A	10W	2SA1463	—60	—1A	1W
2SC3631	400	2A	10W	2SC3736	60	1A	1W
2SA1413	—600	—1A	10W	2SA1464	—60	—500	200
2SC3632	600	1A	10W	2SC3739	60	500	200
2SA1415	—180	—140	500	2SA1465	—30	—1A	400
2SC3645	180	140	500	2SC3740	30	1A	400
2SA1418	—180	—700	500	2SA1466	—30	—1A	350
2SC3648	180	700	500	2SC3741	30	1A	350
2SA1420	—50	—100	400	2SA1467	—30	—1A	200
2SC3653	50	100	400	2SC3742	30	1A	200
2SA1421	—50	—100	400	2SA1474	—80	—600	1.75
2SC3654	50	100	400	2SC3780	80	600	1.75

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1475	−120	−400	1.75	2SA1497	−50	−100	300
2SC3781	120	400	1.75	2SC3860	50	100	300
2SA1476	−200	−200	1.75	2SA1502	−50	−100	200
2SC3782	200	200	1.75	2SC3802	50	100	200
2SA1477	−180	−140	10W	2SA1503	−50	−100	300
2SC3787	180	140	10W	2SC3864	50	100	300
2SA1478	−200	−100	5W	2SA1507	−180	−1.5A	10W
2SC3788	200	100	5W	2SC3802	180	1.5A	10W
2SA1479	−300	−100	7W	2SA1508	−50	−100	200
2SC3789	300	100	7W	2SC3898	50	100	200
2SA1480	−300	−100	7W	2SA1509	−50	−100	300
2SC3790	300	100	7W	2SC3899	50	100	300
2SA1481	−60	−150	250	2SA1510	−50	−100	200
2SC2960	60	150	250	2SC3900	50	100	200
2SA1482	−150	−50	800	2SA1511	−50	−100	300
2SC3800	150	50	800	2SC3901	50	100	300
2SA1488	−60	−4A	25W	2SA1515	−40	−1A	300
2SC3851	60	4A	25W	2SC3377	40	1A	300
2SA1489	−80	−60	60W	2SA1516	−180	−12A	130W
2SC3853	80	60	60W	2SC3907	180	12A	130W
2SA1490	−120	−8A	8W	2SA1518	−50	−500	200
2SC3854	120	8A	8W	2SC3912	50	500	200
2SA1491	−140	−10A	100W	2SA1519	−50	−500	200
2SC3855	140	10A	100W	2SC3913	50	500	200
2SA1492	−180	−15A	130W	2SA1520	−50	−500	200
2SC3856	180	15A	130W	2SC3914	50	500	200
2SA1493	−200	−15A	150W	2SA1521	−50	−500	200
2SC3857	200	15A	150W	2SC3915	50	500	200
2SA1494	−200	−17A	200W	2SA1522	−50	−500	300
2SC3858	200	17A	200W	2SC3916	50	500	300
2SA1496	−50	−100	200	2SA1523	−50	−500	300
2SC3859	50	100	200	2SC3917	50	500	300

续表

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1524	−50	−500	300	2SA1541	−200	−200	7W
2SC3918	50	500	300	2SC3956	200	200	7W
2SA1525	−50	−500	300	2SA1542	−60	−150	300
2SC3919	50	500	300	2SC3983	60	150	300
2SA1526	−50	−500	600	2SA1544	−250	−100	750
2SC3920	50	500	600	2SC3999	250	100	750
2SA1527	−50	−500	600	2SA1545	−250	−100	1W
2SC3921	50	500	600	2SC4000	250	100	1W
2SA1528	−50	−500	600	2SA1546	−250	−100	1.5W
2SC3922	50	500	600	2SC4001	250	100	1.5W
2SA1529	−50	−500	600	2SA1552	−180	−1.5A	15W
2SC3923	50	500	600	2SC4027	180	1.5A	15W
2SA1531	−35	−50	150	2SA1563	−50	−100	200
2SC3929	35	50	150	2SC4047	50	100	200
2SA1532	−30	−30	150	2SA1564	−50	−100	300
2SC3930	30	30	150	2SC4048	50	100	300
2SA1533	−80	−500	1W	2SA1565	−50	−100	300
2SC3939	80	500	1W	2SC4049	50	100	300
2SA1534	−30	−1A	1W	2SA1566	−120	−100	150
2SC3940	30	1A	1W	2SC4050	120	100	150
2SA1535	−150	−1A	40W	2SA1571	−50	−100	200
2SC3944	150	1A	40W	2SC4066	50	100	200
2SA1536	−80	−200	8W	2SA1572	−50	−100	300
2SC3951	80	200	8W	2SC4067	50	100	300
2SA1537	−80	−500	10W	2SA1573	−50	−100	200
2SC3952	80	500	10W	2SC4069	50	100	200
2SA1538	−120	−300	8W	2SA1574	−50	−100	300
2SC3953	120	300	8W	2SC4047	50	100	300
2SA1539	−120	−300	8W	2SA1581	−50	−100	200
2SC3954	120	300	8W	2SC4112	50	100	200
2SA1540	−200	−100	7W	2SA1582	−50	−100	200
2SC3955	200	100	7W	2SC4113	50	100	200

型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SA1589	−50	−100	200	2SB683	−100	−4A	40W
2SC4120	50	100	200	2SD713	100	4A	40W
2SA1590	−50	−100	300	2SB686	−100	−6A	60W
2SC4121	50	100	300	2SD716	100	6A	60W
2SA1591	−50	−100	300	2SB688	−120	−8A	80W
2SC4133	50	100	300	2SD718	120	8A	80W
2SA1592	−120	−1A	10W	2SB690	−100	−4A	40W
2SC4134	120	1A	10W	2SD726	100	4A	40W
2SA1593	−120	−2A	15W	2SB691	−130	−5A	60W
2SC4135	120	2A	15W	2SD727	130	5A	60W
2SA1597	−50	−100	200	2SB692	−150	−6A	70W
2SC4146	50	100	200	2SD728	150	6A	70W
2SA1606	−180	−1.5A	15W	2SB695	−170	−7A	80W
2SC4159	180	1.5A	15W	2SD731	170	7A	80W
2SA1607	−40	−150	200	2SB696	−150	−8A	80W
2SC4168	40	150	200	2SD732	150	8A	80W
2SA1616	−50	−100	300	2SB697	−160	−12A	100W
2SC4195	50	100	300	2SD733	160	12A	100W
2SB673 (Darl)	−100	−7A	40W	2SB698	−25	−700	600
2SD633 (Darl)	100	7A	40W	2SD734	25	700	600
2SB674 (Darl)	−80	−7A	40W	2SB699	−160	−12A	100W
2SD634 (Darl)	80	7A	40W	2SD735	160	12A	100W
2SB675 (Darl)	−60	−7A	40W	2SB700	−160	−12A	100W
2SD635 (Darl)	60	7A	40W	2SD736	160	12A	100W
2SB678 (Darl)	−100	−1.5A	800	2SB702	−160	−12A	125W
2SD688 (Darl)	100	1.5A	800	2SD738	160	12A	125W
2SB679 (Darl)	−100	−1.5A	10W	2SB703	−100	−4A	40W
2SD689 (Darl)	100	1.5A	10W	2SD743	100	4A	40W
2SB681	−150	−12A	100W	2SB705	−140	−10A	120W
2SD551	150	12A	100W	2SD745	140	10A	120W
2SB682	−100	−4A	30W	2SB706	−180	−10A	200W
2SD712	100	4A	30W	2SD746	180	10A	200W

续表

型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB707	−80	−7A	40W	2SB736	−60	−300	200
2SD568	80	7A	40W	2SD780	60	300	200
2SB708	−80	−7A	40W	2SB737	−50	−300	250
2SD569	80	7A	40W	2SD786	50	300	250
2SB709	−25	−100	200	2SB738	−20	−2A	900
2SD601	25	100	200	2SD787	20	2A	900
2SB710	−30	−500	200	2SB739	−20	−2A	900
2SD602	30	500	200	2SD788	20	2A	900
2SB713	−200	−9A	100W	2SB740	−70	−1A	900
2SD751	200	9A	100W	2SD789	70	1A	900
2SB715	−100	−50	750	2SB741	−70	−1A	900
2SD755	100	50	750	2SD790	70	1A	900
2SB716	−120	−50	750	2SB743	−40	−3A	10W
2SD756	120	50	750	2SD793	40	3A	10W
2SB717	−160	−50	1.25W	2SB744	−70	−3A	10W
2SD757	160	50	1.25W	2SD794	70	3A	10W
2SB718	−200	−50	1.25W	2SB745	−35	−50	400
2SD758	200	50	1.25W	2SD661	35	50	400
2SB719	−160	−2A	25W	2SB747	−80	−5A	50W
2SD759	160	2A	25W	2SD812	80	5A	50W
2SB720	−200	−2A	25W	2SB753	−100	−7A	40W
2SD760	200	2A	25W	2SD843	100	7A	40W
2SB721	−25	−700	625	2SB754	−50	−7A	60W
2SD754	25	700	625	2SD844	50	7A	60W
2SB723	−200	−15A	150W	2SB755	−150	−12A	120W
2SD753	200	15A	150W	2SD845	150	12A	120W
2SB725	−60	−100	400	2SB757	−40	−15A	80W
2SD767	60	100	400	2SD847	40	15A	80W
2SB733	−20	−2A	1W	2SB760	−60	−1A	30W
2SD773	20	2A	1W	2SD855	60	1A	30W
2SB734	−60	−1A	1W	2SB761	−60	−3A	35W
2SD774	60	1A	1W	2SD856	60	3A	35W

续表

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB762	−60	−4A	40W	2SB792	−150	−50	200
2SD857	60	4A	40W	2SD814	150	50	200
2SB763	−60	−5A	60W	2SB793	−30	−1A	1W
2SD858	60	5A	60W	2SD973	30	1A	1W
2SB764	−60	−1A	900	2SB796	−200	−10A	20W
2SD863	60	1A	900	2SD997	200	10A	20W
2SB766	−30	−1A	500	2SB798	−30	−1A	2W
2SD874	30	1A	500	2SD999	30	1A	2W
2SB767	−80	−500	500	2SB799	−60	−700	2W
2SD875	80	500	500	2SD1000	60	700	2W
2SB768	−200	−2A	20W	2SB800	−80	−300	2W
2SD1033	200	2A	20W	2SD1001	80	300	2W
2SB772	−40	−3A	10W	2SB804	−100	−1A	2W
2SD882	40	3A	10W	2SD1005	100	1A	2W
2SB774	−30	−100	400	2SB805	−100	−700	2W
2SD889	30	100	400	2SD1006	100	700	2W
2SB775	−100	−6A	60W	2SB806	−120	−700	2W
2SD895	100	6A	60W	2SD1007	120	700	2W
2SB776	−120	−7A	70W	2SB807	−150	−50	1W
2SD896	120	7A	70W	2SD1009	150	50	1W
2SB779	−25	−500	200	2SB808	−20	−700	250
2SD813	25	500	200	2SD1012	20	700	250
2SB780	−30	−500	400	2SB810	−30	−700	350
2SD919	30	500	400	2SD1020	30	700	350
2SB788	−120	−20	400	2SB811	−30	−1A	350
2SD958	120	20	400	2SD1021	30	1A	350
2SB789	−100	−500	1W	2SB812	−60	−4A	60W
2SD968	100	500	1W	2SD1032	60	4A	60W
2SB790	−25	−500	600	2SB815	−20	−700	200
2SD969	25	500	600	2SD1048	20	700	200
2SB791	−120	−8A	50W	2SB816	−150	−8A	80W
2SD970	120	8A	50W	2SD1046	150	8A	80W

续表

型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB817	-160	-12A	100W	2SB869	-130	-5A	40W
2SD1047	160	12A	100W	2SD961	130	5A	40W
2SB819	-50	-1.5A	1W	2SB870	-130	-7A	40W
2SD1051	50	1.5A	1W	2SD866	130	7A	40W
2SB831	-25	-700	150	2SB874	-100	-2A	20W
2SD1101	25	700	150	2SD1177	100	2A	20W
2SB832	-1000	-10	25W	2SB894	-30	-100	400
2SD1068	1000	10	25W	2SD1206	30	100	400
2SB836	-25	-2.5A	20W	2SB905	-150	-1.5A	1W
2SD1077	25	2.5A	20W	2SD1220	150	1.5A	1W
2SB840	-180	-1.5A	20W	2SB906	-60	-3A	20W
2SD1080	180	1.5A	20W	2SD1221	60	3A	20W
2SB841	-180	-1.5A	20W	2SB922	-120	-12A	80W
2SD1081	180	1.5A	20W	2SD1238	120	12A	80W
2SB849	-120	-7A	80W	2SB928	-200	-2A	30W
2SD1110	120	7A	80W	2SD1250	200	2A	30W
2SB857	-70	-4A	40W	2SB929	-60	-3A	35W
2SD1133	70	4A	40W	2SD1252	60	3A	35W
2SB858	-70	-4A	40W	2SB930	-60	-4A	40W
2SD1134	70	4A	40W	2SD1253	60	4A	40W
2SB859	-100	-4A	40W	2SB931	-130	-3A	30W
2SD1135	100	4A	40W	2SD1254	130	3A	30W
2SB860	-100	-4A	40W	2SB932	-130	-4A	35W
2SD1137	100	4A	40W	2SD1255	130	4A	35W
2SB861	-200	-2A	30W	2SB933	-130	-5A	40W
2SD1138	200	2A	30W	2SD1256	130	5A	40W
2SB865	-80	-1.5A	900	2SB934	-130	-7A	40W
2SD1153	80	1.5A	900	2SD1257	130	7A	40W
2SB867	-130	-3A	30W	2SB937 (Darl)	-60	-2A	35W
2SD959	130	3A	30W	2SD1260 (Darl)	60	2A	35W
2SB868	-130	-4A	30W	2SB938 (Darl)	-60	-4A	40W
2SD960	130	4A	30W	2SD1261 (Darl)	60	4A	40W

型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB939 (Darl)	−60	−8A	45W	2SB985	−60	−4A	1W
2SD1262 (Darl)	60	8A	45W	2SD1347	60	4A	1W
2SB940	−200	−2A	30W	2SB986	−60	−4A	10W
2SD1264	200	2A	30W	2SD1348	60	4A	10W
2SB941	−60	−3A	35W	2SB987	−120	−500	1W
2SD1266	60	3A	35W	2SD1211	120	500	1W
2SB942	−60	−4A	40W	2SB1000	−25	−1A	1W
2SD1267	60	4A	40W	2SD1366	25	1A	1W
2SB943	−130	−3A	35W	2SB1001	−20	−2A	1W
2SD1268	130	3A	35W	2SD1367	20	2A	1W
2SB944	−130	−4A	35W	2SB1002	−70	−1A	1W
2SD1269	130	4A	35W	2SD1368	70	1A	1W
2SB945	−130	−5A	40W	2SB1025	−120	−1A	1W
2SD1270	130	5A	40W	2SD1418	120	1A	1W
2SB946	−130	−7A	40W	2SB1026	−120	−1A	1W
2SD1271	130	7A	40W	2SD1419	120	1A	1W
2SB949 (Darl)	−60	−2A	40W	2SB1027	−180	−1.5A	500
2SD1275 (Darl)	60	2A	40W	2SD1420	180	1.5A	500
2SB950 (Darl)	−60	−4A	40W	2SB1028	−180	−1.5A	500
2SD1276 (Darl)	60	4A	40W	2SD1421	180	1.5A	500
2SB951 (Darl)	−60	−8A	45W	2SB1029	−100	−2A	500
2SD1277 (Darl)	60	8A	45W	2SD1422	100	2A	500
2SB956	−20	−1A	1W	2SB1035	−30	−1A	900
2SD1280	20	1A	1W	2SD1447	30	1A	900
2SB957	−100	−2A	20W	2SB1037	−150	−1.5A	30W
2SD1281	100	2A	20W	2SD1459	150	1.5A	30W
2SB968	−50	−1.5A	20W	2SB1038	−60	−3A	30W
2SD1295	50	1.5A	20W	2SD1310	60	3A	30W
2SB979	−100	−5A	60W	2SB1045	−120	−50	500
2SD1332	100	5A	60W	2SD1463	120	50	500
2SB983	−60	−7A	40W	2SB1046	−180	−50	500
2SD1345	60	7A	40W	2SD1464	180	50	500

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB1047	−180	−50	1W	2SB1160	−150	−9A	100W
2SD1465	180	50	1W	2SD1715	150	9A	100W
2SB1058	−20	−2A	750	2SB1161	−160	−12A	120W
2SD1489	20	2A	750	2SD1716	160	12A	120W
2SB1059	−70	−1A	750	2SB1170	−60	−2A	15W
2SD1490	70	1A	750	2SD1751	60	2A	15W
2SB1068	−20	−2A	750	2SB1171	−200	−2A	15W
2SD1513	20	2A	750	2SD1741	200	2A	15W
2SB1114	−20	−2A	2W	2SB1172	−60	−3A	15W
2SD1614	20	2A	2W	2SD1742	60	3A	15W
2SB1115	−60	−1A	2W	2SB1173	−60	−4A	15W
2SD1615	60	1A	2W	2SD1743	60	4A	15W
2SB1116	−60	−1A	750	2SB1174	−130	−3A	15W
2SD1616	60	1A	750	2SD1744	130	3A	15W
2SB1117	−30	−3A	1W	2SB1185	−60	−3A	25W
2SD1617	30	3A	1W	2SD1762	60	6A	25W
2SB1135	−60	−7A	30W	2SB1186	−120	−1.5A	20W
2SD1668	60	7A	30W	2SD1763	120	1.5A	20W
2SB1151	−60	−5A	20W	2SB1191	−200	−1A	25W
2SD1691	60	5A	20W	2SD1771	200	1A	25W
2SB1154	−130	−10A	70W	2SB1201	−60	−2A	15W
2SD1705	130	10A	70W	2SD1801	60	2A	15W
2SB1155	−130	−15A	80W	2SB1202	−60	−3A	15W
2SD1706	130	15A	80W	2SD1802	60	3A	15W
2SB1156	−130	−20A	100W	2SB1203	−60	−5A	20W
2SD1707	130	20A	100W	2SD1803	60	5A	20W
2SB1157	−100	−5A	60W	2SB1204	−60	−8A	20W
2SD1712	100	5A	60W	2SD1804	60	8A	20W
2SB1158	−120	−6A	70W	2SB1210	−20	−2A	500
2SD1713	120	6A	70W	2SD1810	20	2A	500
2SB1159	−140	−7A	100W	2SB1212	−160	−1.5A	900
2SD1714	140	7A	100W	2SD1812	160	1.5A	900

续表

型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)	型 号	V_{CBO} (V)	I_{CM} (mA)	P_{CM} (mW)
2SB1217	−60	−3A	10W	2SB1268	−60	−5A	30W
2SD1818	60	3A	10W	2SD1904	60	5A	30W
2SB1218	−25	−100	150	2SB1269	−60	−7A	40W
2SD1819	25	100	150	2SD1905	60	7A	40W
2SB1219	−30	−500	150	2SB1270	−90	−5A	30W
2SD1820	30	500	150	2SD1906	90	5A	30W
2SB1220	−150	−50	150	2SB1271	−90	−7A	40W
2SD1821	150	50	150	2SD1907	90	7A	40W
2SB1229	−60	−2A	750	2SB1274	−60	−3A	30W
2SD1835	60	2A	750	2SD1913	60	3A	30W
2SB1266	−60	−3A	30W	2SB1295	−15	−800	200
2SD1902	60	3A	30W	2SD1935	15	800	200
2SB1267	−60	−8A	30W	2SB1296	−15	−800	300
2SD1903	60	8A	30W	2SD1936	15	800	300

附录2　音响放大器常用场效应对管参数一览表

为了使读者在组装、维修 OTL、OCL 放大器时选择合适的对管，下表列出日本产专用于音频放大器的 P 沟道和 N 沟道对管的极限参数和电特性参数。至于更多的场效应管参数，可参阅福建科学技术出版社出版的《场效应管手册》。

表中类型一栏中字母表示：J 或 V 为纵向结构的结型场效应管，J 为结型耗尽型场效应小功率管，MOS 为 MOS FET 功率管。

用途一栏中字母表示：Q 小功率前级电压放大，S 功率输出级，QL 低噪声小功率放大。

极限参数中：BV_{DS}为漏-源极最高电压，BV_{GS}为栅-源极最高电压，I_{DSS}对 J 型小功率管为 $V_{GS}=0V$ 时漏-源极电流；对 V FET、MOS FET 为漏极最大电流，P_{DM}为漏极最大耗散功率。

参数 $V_{GS(OFF)}$对 J FET 小功率管为夹断电压 V_P，对 J/V/MOS FET 功率管为 I_D 近似截止时栅-源极电压，此栏中 V_{DS}/I_D 指在 V_P 或 $V_{DS(OFF)}$ 状态测试时的漏极电流和漏-源极电压。g_m 为互导，单位为 S（西门子）或 mS（毫西门子），此栏中 V_{DS}/I_D 指互导测试时漏-源极电压和漏极电流。C_{is}为栅-源极输入电容（pF）。

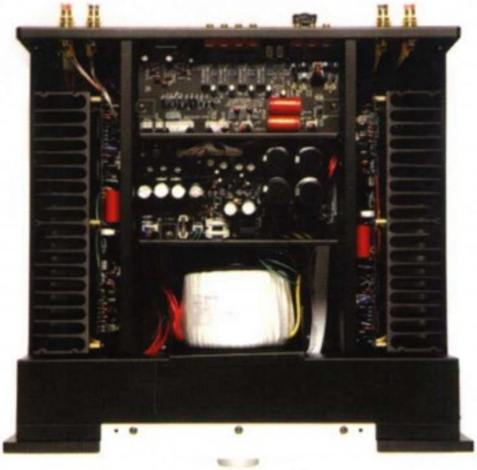
型　号 (P/N 沟道)	种类	用途	极限参数				电特性参数				
			BV_{DS} (V)	BV_{GS} (V)	I_{DSS} (A)	P_{DM} (W)	$V_{GS(OFF)}$ (V)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	g_m (S)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	C_{is} (pF)
2SJ19	J (V)	Q	−140	30	−0.1	0.8	—	—	30mS	−10/−10	—
2SK69	J (V)	Q	140	−30	0.1	0.8	—	—	30mS	10/10	—
2SJ20	J (V)	S	−100	40	−10	100	5.5～16.5	−35/−50	4	−10/−1A	430
2SK70	J (V)	S	100	−40	10	100	−5.5～−16.5	35/50	4	10/1A	430
2SJ40	J (V)	Q	−50	50	−0.01	0.3	0.3～0.6	−10/−0.01	4	−10/−10	—
2SK381	J (V)	Q	50	−50	0.01	0.3	−0.3～−6	10/0.01	4	10/10	—

续表

型　号 (P/N 沟道)	种类	用途	极限参数				电特性参数				
			BV_{DS} (V)	BV_{GS} (V)	I_{DSS} (A)	P_{DM} (W)	$V_{GS(OFF)}$ (V)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	g_m (S)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	C_{is} (pF)
2SJ47	MOS	S	−100	−14	−7	100	−1.5	−10/−0.1	1	−10/−3A	900
2SK132	MOS	S	100	14	7	100	1.5	10/0.1	1	10/3A	900
2SSJ48/49/50	MOS	S	−120～−160	−14	−7	100	−0.15～−1.45	−10/−0.1	1	−10/−3A	900
2SK133/134/135	MOS	S	120～160	14	7	100	0.15～1.45	10/0.1	1	10/3A	900
2SJ51	J	QL	−40	40	−0.2	0.8	0.2～1.1	−10/−0.1	400mS	−10/−5	—
2SK151	J	QL	40	−40	0.2	0.8	−0.2～−1.1	10/0.1	400mS	10/5	—
2SJ55	MOS	S	−180	−20	−8	125	−0.15～−1.45	−10/−0.1	1	—	1000
2SK175	MOS	S	180	20	8	125	0.15～1.45	10/0.1	1	—	1000
2SJ56	MOS	S	−200	−20	−8	125	−0.15～−1.45	−10/−0.1	1	—	1000
2SK176	MOS	S	200	20	8	125	0.15～1.45	10/0.1	1	—	1000
2SJ76	MOS	Q	−140	−15	−0.5	30	−0.2～−1.5	−10/−0.01	35mS	−20/−0.01	120
2SK213	MOS	Q	140	15	0.5	30	0.2～1.5	10/0.01	35mS	20/0.01	120
2SJ81/82/83	MOS	S	−120～−160	−15	−7	100	−0.15～−1.45	−10/−0.1	1	−10/−3A	900
2SK225/226/227	MOS	S	120～160	15	7	100	0.15～1.45	10/0.1	1	10/3A	900
2SJ96	MOS	S	−60	−20	−8	100	−0.2～−1.5	−10/−0.01	1.6	−10/−3A	850
2SK286	MOS	S	60	20	8	100	0.2～1.5	10/0.01	1.6	10/3A	850
2SJ112/113/114	MOS	S	−100～−200	−20	−10	100	−2～−5	−10/−1	1.8	−10/−4A	1100
2SK398/399/400	MOS	S	100～200	20	10	100	2～5	10/1	1.8	10/4A	1100

续表

型号 (P/N 沟道)	种类	用途	极限参数				电特性参数				
			BV_{DS} (V)	BV_{GS} (V)	I_{DSS} (A)	P_{DM} (W)	$V_{GS(OFF)}$ (V)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	g_m (S)	测试条件 [V_{DS}(V)/I_D(mA)]	C_{is} (pF)
2SJ99/100	MOS	S	−140/−160	−20	−8	100	−2～−5	−10/−1	2	−10/−4A	800
2SK343/344	MOS	S	140/160	20	8	100	2～5	10/1	2	10/4	800
2SJ101/102	MOS	S	−40/−60	−20	−5	30	−2～−5	−10/−1	1	−10/−3A	—
2SK345/346	MOS	S	40/60	20	5	30	2～5	10/1	1	10/3A	—
2SJ115	MOS	S	−160	−20	−8	100	−0.8～−2.8	−10/−0.1	2	−10/−2A	800
2SK405	MOS	S	160	20	8	100	0.8～2.8	10/0.1	2	10/2A	800
2SJ116	MOS	S	−400	−20	−8	125	−2～−5	−10/−1	1.6	−20/−4A	1400
2SK298	MOS	S	400	20	8	125	2～5	10/1	1.6	20/4A	1400
2SJ117	MOS	S	−400	−20	−2	40	−2～−5	−10/−1	0.7	−20/−1A	520
2SK310	MOS	S	400	20	2	40	2～5	10/1	0.7	20/1A	520
2SJ118/119	MOS	S	−140/−160	−20	−8	100	−2～−5	−10/−1	1.8	−10/−4A	1050
2SK413/414	MOS	S	140/160	20	8	100	2～5	10/1	1.8	10/4A	1050
2SJ120	MOS	S	−40	−20	−2	10	−1～−4	−10/−1	0.25	−10/−1A	150
2SK416	MOS	S	40	20	2	10	1～4	10/1	0.25	10/1A	150
2SJ122/123	MOS	S	−60/−70	−20	−10	30/50	−2～−5/−1～−3	−10/−1	2.2/1.7	−10/−5A/−2A	1200/650
2SK428/442	MOS	S	60/70	20	10	30/50	2～5/1～3	10/1	2.2/1.7	10/5A/2A	1200/650



JINGTIGUAN YINXIANG GONGFANG

责任编辑 林大灶　封面设计 吴丹波　责任校对 郑 诚

ISBN 7-5335-2881-6

9 787533 528812 >

定价:20.00 元

[General Information]
书名=晶体管音响功放DIY
作者=郑国川，李洪英著
页数=177
SS号=11741596
出版日期=2006年11月
出版社=福建科学技术出版社