

# 第 1 章

## 音频功放失真的奥秘

自晶体管音频功放机问世以来，已有近 50 年的历史了。按说晶体管功放的理论与技术都应该是成熟的了，可令人不解的是，真正深入论述其设计的书籍竟如此之少！特别是，对于功放的设计而言，以往常被看作黑色艺术，其内涵是设计过程极其复杂，设计结果往往是不可以预测的。笔者认为，功放设计的目标应使音响之路尽可能“透明”，尤其是对失真而言，仍是一个不可思议的谜。如何围绕失真来设计放大器，以望证明情况将不再如上述了。也就是说，合理而准确地预测一种理论设计的实现，结果是可能的。为此，笔者对于放大器设计进行了大量的研究工作，其中大部分似乎是首次进行的。所研究的成果表明，只要遵循一种比较简单的设计方法，极低失真的功放就可以按惯例设计而不会有任何副作用。

### 1.1 问题的提出

如果你身边有两台功放，一台 THD（总谐波失真）为 2%，另一台为 0.0005% 两者之比为 4000:1，但很可能前者的售价相对后者而言是昂贵的。对此将详细阐述产生这一情况的原因。笔者想发明一种具有甲类线性放大器却没有令人生畏的发热问题的新型输出级。在研究的过程中，出现了这样的情况：输出级的失真完全被小信号的非线性所掩盖。显然，必须消除这些失真之后才能取得进展。因此，在分开各种重叠的失真机制之前，人们使用小功率的参考放大器和超线性甲类输出级来孤立地研究小信号级的问题。需指出，这并非是一个轻而易举的过程。在每一种情况下，已经证明有一条简单的，有时是众所周知的曲线。也许笔者的方法中最新颖之处是处理所有的失真机制，而非一、二种失真，这最终产生了一种只使用适度负反馈的、失真异常小的放大器。

对于放大器的失真特性来说，因为这一参数的变化要比任何一种参数大上 1000 倍，直到目前为止，放大器的失真仍是一个不可思议的谜。笔者假设失真是不好的，应减至最小程度。而另一种观点认为某种形式的非线性失真

是无害的，甚至是悦耳动听的。坦率地讲，笔者不同意后一观点，如果认为某种失真是需要的，那么引入这种失真的合乎逻辑的方式就是使用外置式处理器，这不仅比用直热式三极管产生失真更加经济实惠，而且还具有方便性，即关掉这种处理器又可以实现很小失真的信号直通。英国有一悠久的传统，就是音响公司很小，其技术资源和生产资源与发烧友可用的资源相比，可能没有很大差别，希望本书对音响公司和发烧友会有帮助。

## 1.2 新奇的发现

虽然晶体管放大器问世已有近半个世纪了，如果认为有关的一切都已知晓，那肯定犯了大错。在笔者研究的过程中，有许多种技术文献中是没有的，似乎是很新奇的发现：

(1) 为防止产生二次谐波，需要精确平衡输入晶体管对管；

(2) 增强晶体管  $\beta$  值以增加线性并减少电压放大级的集电极阻抗；

(3) 双极型晶体管输出级，在其负载为  $4\Omega$  时的失真，始终要比其负载为  $8\Omega$  时大；

(4) 在普通双极型晶体管输出级中，静态电流几乎是不重要的，起决定性的是晶体管发射极间的电压；

(5) 尽管功率场效应管 (FET) 的线性多年来被誉为优良，但实际上远不如双极型输出器件；

(6) 在大多数放大器中，失真的主要来源并非放大器固有的，而是由一般问题（如引入电源电流和电源干扰抑制不良）引起的；

(7) 许多已发表的带有减幅振荡的方波图，据称显示的是带有容性负载放大器的瞬态响应。实际上这种减幅振荡是由于输出回路的电感与负载谐振引起的。

还有，需要强调指出的是，这里所讨论的内容主要用于分立器件制造的音频功放，从  $10W$  级的普通 Hi-Fi 至顶级 Hi-Fi。当然，不包括集成电路功放和混合电路功放。虽然集成电路功放的质量和可靠性在近十年来有显著的提高，但是极小失真度和大功率的 Hi-Fi 功放仍是分立电路的天下，可以预见这种情况会持续相当长的时间。

现在笔者有可能提出一种设计方法，用以设计出一种在给定频率上具有特定负反馈系数的放大器，并可以在很大程度上预测失真性能。笔者将证明，这种设计方法，可以使人们利用适中的负反馈，按常规设计制造出失真极小 ( $1kHz$  内  $< 0.001\%$ ) 的放大器。

## 1.3 音响领域错误概念的困扰

一个技术领域，长期受到信息不完整、错误论述、是非不分的困扰，恐怕莫

过于音响领域了。在过去的几十年里，在主观监听名义下产生的各种有争议的不合理假设，加重了这些困扰。高保真评测人员普遍声称他们感觉出了与电性能测量值不相关的细微听觉差别。这些言论一般是孤立产生的，较少人企图把它们与客观测试结果联系起来。

笔者不叙述主观音质评价的实现方法，而只陈述可测量的方法、合理的方法和可重复的方法。

主观音质评价者的看法对希望设计出一个优良功放的人来说，在开始阶段是无用的。然而，这种看法到下一阶段可能与我们的看法一致。

## 1.4 评价音质的尺度

音响工程处于一种特殊的地位。如按主观 / 理性二分法划分，这在工程科学中很少见到，而主观音质评价仍然是高保真行业的一个重大课题，但在专业音响方面的进展不大，因为人们需要原来的声音。

在许多技术领域里，会定义一些衡量产品的尺度指标。例如 MPH (英里 / 小时) 和 MPG (英里 / 加仑) 以衡量汽车的性能，MPS (百万条指令 / 秒) 则是电脑公司自夸其产品性能进步的依据。而在高保真领域，人们似乎还找不到决定产品进步方向的尺度。一位主观评测者对笔者说，人耳的工作原理很复杂，它与可测参数的相互作用是人类永远理解不了的。笔者希望这是一种极端的情况。

笔者从电子设计、心理学和自己在音乐创造性方面，就其所持的三种观点出发，对音响设计进行了研究。发现可完全怀疑主观评测是唯一站得住脚的一种观点。然而，如果迄今不被怀疑的音质量纲证明是存在的话，当然笔者指望利用这些量纲来进行设计。

## 1.5 主观评测者的立场

主观评测者对功放的立场，可以简短地描述如下：

(1) 放大器性能的客观测量与非正式试听实验中得到的主观印象相比是不重要的。如果两者相互矛盾，则客观测量结果可能不予考虑；

(2) 放大器存在传统工程科学尚不了解的劣化效应，这种效应尚未被普通客观测试所揭示出来；

(3) 人们有相当大的自由度去提出假设的音质损害机制（如难以理解的电容器缺陷和细微的电缆缺陷），而不去参考概念的貌似合理性，也不去收集任何一种客观证据。

希望上述陈述是对现状的合理归纳。

## 1.6 试听局限性

在评价主观评测者的立场时，必须考虑人耳的已知能力。与有些不断要做更多心理声学研究评论员的印象相反，关于这一学科硬指标（物理描述）已有很多了，下面归纳一些：

(1) 对于一个纯单音来说，可以检测到的最小步进幅度变化约为 0.3dB。在较为现实的情况下，这一变化为 0.5~1.0dB 这大约为 10% 的变化。

(2) 一个单音可检测的最小频率变化在 500Hz~2kHz 的频段内约为 2%。从百分比来说，这是人耳最敏感的区域。

(3) 最小可检测的谐波失真量是个不容易确定的值，因为涉及到许多变量。尤其是不断变化的编程电平，这意味着引入的 THD 电平也在动态地变化着。在大多数低次谐波存在的情况下，最小可检测量约为 1%。但是，交越失真可能在 0.3% 以下。当然，没有迹象表明产生 0.001% THD 的放大器听起来要比产生 0.05% THD 的放大器更纯净一些。

笔者研究出一种在  $200\mu\text{V}_{\text{rms}}$  时能测量小至 0.01% 的 THD 的方法，并将它应用于大的电解电容、不同产地的插接件和具有或没有不可思议特性的钢制馈线。这种方法需要具有超低噪声和超低 THD 的设计。使用具有很小电阻值的衰减器来减小输入信号，这可以使得  $T_{\text{ohnosn}}$  噪声保持最小，在任何情况下也检测不到异常的失真。

(4) 声道间的串扰会明显地降低立体声分离度。但是，这种效应要到它劣于 20dB 时才能检测出来，事实上这是一种非常糟糕的放大器。群延迟和相位在长时间里是一直争论不休的领域。正如有人指出的那样，这些效应如果足够大，是可以明显感觉到的。比较现实地说，对相位问题的关心集中在扬声器及其交越失真上，因为这似乎是存在相移而不伴有频响变化的唯一所在。有人似乎已验证了一种二阶全通滤波器（一个全通滤波器能产生一种与频率相关的相移，而不改变电平）是听得出来的。另一方面也有报道称，英国广播公司（BBC）的发明正好与此相反。据此，事情的真相仍然不清楚。这种争论对放大器设计师的重要性不大，因为它不能产生一种包括全通滤波器的电路。如果不是这样，放大器的相位响应就完全由它的频响来定义，或者相反，一个设计得当的放大器，其频响的滚降点在音频频带之外不太远的地方，这些点都伴有相移，没有迹象表明这些相移是可以感觉到的。

## 1.7 对某些效应的评述

下面所列的效应全部都在音响报刊上得到肯定，达到某些效应已被作为事实来对待的程度。现在的情况是，在过去的十几年里，这些效应没有一个是可被客观证实的。下面就针对这些问题评述如下

(1) 正弦波是稳态信号，与音乐的复杂性相比，它表示放大器的测试过于简便。

这大约表明正弦波在某些方面是放大器很容易处理的信号，其含义是何时使用 THD 分析仪的人一定是不会相信的。因为正弦和余弦都有一个差不为零的无穷级数，所以“稳定”几乎是不存在的。笔者知道没有证据证明振幅随机变化的正弦波能更彻底地测试放大器的能力。笔者认为，这种观点是由于将放大器拟人化的思想产生的；对待放大器犹如放大器能预想到要放大的信号似的。频率不同的 20 个正弦波对我们来说是复杂的，交响乐队的输出更是如此，但是放大器能将这种复合信号分解成一个瞬时电压，这一电压必须放大振幅，并以低阻输出。一个放大器即使不能恰当地处理到达其输入端的信号，但必须在信号到来时真正接收这一信号。

(2) 电容器以失真测量法测不出来的方式影响通过它的信号。

几位作者称赞通过两种不同电容器的脉冲相减的方法，声称非零余项证明电容器会引入音频误差。笔者的看法是，这些试验只揭露了电容器的已知缺点，如介质损耗，等效串联电阻以及电解电容器介质薄膜对反向偏置的脆弱性。迄今没有人能证明这些与正确设计的音响设备中的电容器可闻度有何关系。

(3) 让音频信号通过馈线时，印制板的铜箔或开关接点会产生性能劣化，而且可以是积累的。虽说贵金属表面可以缓解，但不能消除这一问题。这也不是非线性测试所能检测出来的。

人们普遍关心音频用馈线。有人很有把握地说，迄今没有一点证据支持这一点，即一段导线传送一个正弦波时，其失真是测不出来的，所以对晶体管的整流作用，即“微型二极管”的简单证明是不能全信的。有一点除外，即这种情况可用已有的材料科学来消除。迄今，也没有人提出过一种似乎合理的检测馈线性能劣化的手段，更不要说测量馈线性能劣化的手段了。

扬声器馈线最重要的参数，大概是它的集中电感。如果需要的负载阻抗已定，这会在音频段的高端使频率响应发生小小的变化。馈线结构合理时，这些变化不可能超过 0.1dB（如电感小于  $4\mu\text{H}$ ）。一根典型的馈线电阻（如  $0.1\Omega$ ）会使整个频段的频响发生变化（遵守扬声器阻抗变化曲线）。但是，这些频率响应变化通常更小，约为 0.05dB，这是听不出来的。

(4) 腐蚀常常是开关和插接件接点处发生微小信号劣化的原因。

迄今，接点性能下降的最常见形式是在银接点上形成一层绝缘的硫化物。这一般会减弱信号，而信号峰值通过硫化物时除外，这一效应似乎不适用于微小性能劣化理论。馈线镀金是唯一可靠的解决方法，但会提高成本。

(5) 馈线是有方向性的，它在一个方向上传输音频优于另一个方向。

音频信号是交流信号。音频馈线不可能有方向性。任何人都相信这派胡言乱语不能用来设计放大器，所以再做评论就没有意义了。

(6) 电子管功放的音质天生就优于任何一类晶体管功放的音质。

“电子管声”是一种真实存在的现象。在很长的时间里人们知道，聆听者有时偏爱外加一定量的二次谐波失真，而大多数电子管放大器由于难以用适当的反馈系数来提供良好的线性，正好能提供这种二次谐波失真。虽然听起来很好，但高保真 (Hi-Fi) 恐怕是讲精确性的。如果声音被如此修改了，它能够通过前面板上的“修饰度”旋钮来加以控制。

使用电子管时，需要良好的线性、可靠性以及极其昂贵的铁芯变压器等零部件，这些是难以解决的问题。目前时兴裸露电子管，而笔者一点也不明白，一个易碎的玻璃泡（内含几百至几千伏直流高压的红垫阳极）对于家庭安全来说有什么意义。

主观评测的一个新动向是热衷于使用单端直热式三极管，它通常还被用于极其昂贵的单元系统。这种放大器会由于单端工作的不对称性而产生大量二次谐波，并需要一个很大的输出变压器，因为变压器的初级能导通全部直流阳极电流并可避免铁芯饱和。这种放大器的功率输出一般小于 10W。在最近的评测中，Cary CAD3005 II 放大器输出 9W 时产生 3% 的 THD 其售价为 3400 英镑。

(7) 负反馈天生是坏事，使用越少，放大器的音质就越好。

负反馈并非天生是不好的，它绝对是不可缺少的设计理论和设计环节。负反馈运用得当，能使每个参数更好。评论家铭记在心的通常是整体负反馈不好。局部负反馈被勉强认为是可以的原因大概是，制造一个没有任何反馈的电路几乎不可能。人们常说，负反馈会使放大器转换速率变慢。这完全是不真实的。

(8) 音调控制器即使被调到平直位置，也会产生可以听出来的性能劣化。

这通常归罪于相移。调到“平直”位置，音调控制器不应产生额外的相移，因而必定是听不出来的。笔者的看法是：音调控制器对于校正房间声学、扬声器缺点或声源材料的音调平衡，都是绝对不可缺少的。

(9) 除了纹波引入之外，电源设计也会对音质产生微小的影响。

所有优良的放大器都忽视电源的缺陷。

(10) 单元结构（即两个单独的功放）由于能减少串音而总是音质较优。

没有必要为了控制串音而在单元功放上花钱，控制串音的技术是很普通的。笔者刚设计的立体声功放，在 10kHz 时能轻易地达到 -90dB。让我们暂时假定上述假设中的某些或全部都是真实的，并探讨其内涵。这些效应都是用普通测量法检测不出来的，但却被假定是可以听出来的。首先，被认为合理的是，对于每一个可以听出来的缺陷来说，到达人耳的压力波动图会发生某些变化，因此通过放大器的电信号就会发生相应的改变。音频信号必定有缺陷，但不能用普通的测试方法揭示出来。这种状况怎么能存在呢？检测不出缺陷可能有两种解释，一是标准测量法是相关的，但分辨率不够，测频响等指标的精度应达 1dB 的千分之几。没有任何证据表明，这样的微小偏差在任何环境中是可以被听出来的。另一种解释是，标准正弦波 THD 测量法因不能激发

音乐、话音等才能触发的微小失真而不得要领。这些音乐失真也是多音交调测试测不出来的。

减法测试提供了最确凿的证据，证明主观评测是靠不住的。这是一种极为简单的技术，即把放大器前后的信号相减，再验证没有什么是凭听觉检测出来的。

现在得知，上面所说的只有音乐才能触发的失真机制是音乐或别的什么所揭示不了的，看来减法测试最终表明这些难以理解的劣化机制是不存在的。

减法测试技术是 Baxadall 于 1997 年提出的。仔细调整滚降平衡网络，就能防止微小带宽变化影响真正的失真残余。在这技术相互渗透的年代，主观评测营垒不能作出有效的回答。

简化的减法测试技术是 Hafler 介绍的。这种方法灵敏度较低，但其优点是，在任何人都议论的信号通路上电子部件较少。一位著名的主观评测人员在试图做这种论证时不得不声称，用来进行 Hafler 测试的无源开关盒会产生很大的音质劣化，以致所有放大器性能受到影响。笔者并不感到这是一种站得住脚的见解。主观评测营垒迄今无视所有这样的试验，也不想对这种论证提出的极为认真的反对理由作出答复。

# 第 2 章

## 音频功放的结构与类别

### 2.1 概述

晶体管音频功率放大器的设计与技术，自开始时算起，已经有近 40 年的历史了。回顾这一发展过程，可以简单地说明如下。

早在 60 年代以前，真空管功率放大器一直占着主导地位，其工作类别采用 A 类(甲类)或 AB 类(甲乙类)并由变压器与负载耦合。这一趋势随着半导体技术的发展，可认为终止于真正可靠的半导体管达到了合理价格之时。

随后，使用锗器件的设计首先出现，但是锗管由于在一般的高温时容易损坏而严重地遭受着磨难，热逃逸这个词由此诞生。之后硅材料的 NPN 型半导体管出现，在一段时期里，绝大多数功率放大器采用此管用于功率放大级的推挽工作中，但仍依赖于输入和输出变压器进行耦合。显然，这些变压器往往是笨重而价高，线性不佳，再加上其低频和高频相移，严重地限制了可安全使用的负反馈量，从而增加了其伤害性。

后来，人们已认识到在功率晶体管和  $8\Omega$  扬声器之间的阻抗匹配上，无需再用变压器了。于是出现了无变压器的 Lin 氏电路组合，从而构成了准互补输出级。因为当时已有相当不错的 PNP 激励管在市场上可售，而功率输出器件采用推挽电路可做成 NPN 型管。

合适的互补功率器件，出现在 60 年代后期。这时，全互补输出级立刻证明了它比准互补电路具有失真较小的优点。大约在同一时期，由于晶体管差分对已成为人们熟悉的电路单元，直流耦合放大器开始超越电容耦合方式的交流放大器。

### 2.2 放大器的结构

音频功率放大器的结构，大致可分为两大类，一类是传统的三级结构，另一类为二级结构。

### 2.2.1 三级结构

绝大多数音频功率放大器，均采用图 2-1 所示的传统结构。在这类三

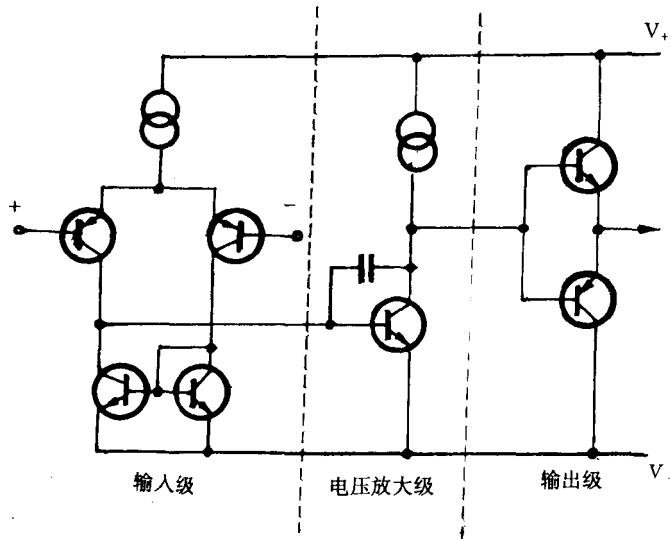


图 2-1 三级结构

级结构中，第一级为输入级（差分电压入、电流出），第二级为电压放大级（电流入、电压出），第三级为输出级（电压放大为 1）。有的人把第二级称作前级激励级，笔者倾向于将这一名称给予输出级中的第一个晶体管。

采用这类三级结构，具有如下优点：

(1) 易于安排电路元件，且可使级间的相互作用忽略不计。例如，在第二级的输入处信号电压很小，根据电流输入特性，在第一级的输出端，这一特性就减小了密勒相移以及在输入设置中可能产生的破坏作用。相似地，补偿电容也减小了第二级的输出电阻。这样，第三级的输入电阻的非线性负载对第二级输出所产生的失真，将比预计的小。

(2) 线性上升式总负反馈量依赖于放大器的开环增益，各级对此的贡献是很有意义的课题。在三级放大器中，最后一级往往设计成单位增益输出级（除非你想为自己添麻烦的话），而开环增益则是输出级的互导（Transconductance）和电压放大级的互阻抗（Transimpedance）之乘积。后者唯一地由密勒电容  $C_{dom}$  所确定，除很低频率处的特殊情况之外。

典型的闭环增益在 20 ~ 30dB 之间，20kHz 处的负反馈系数为 25 ~ 40dB。随着频率的降低，该负反馈系数将以 6dB/倍频程的斜率上升，并在主要的极点频率处转向平坦。控制失真的关键在于负反馈量的大小，而不在于开环带宽，因为失真与此无直接关系。笔者在音频功放 B 类（乙类）设计中，输入级互导  $g_m$  大约为 9mA/V、密勒电容  $C_{dom}$  为 100pF，给出的负反

馈系数为 31dB(在 20kHz 处)。在其它设计中，笔者在 20kHz 处将其减小到 26dB，同样获得了好的结果。

(3) 三级放大器的补偿比较简单。电压放大级 (VAS) 的极点是支配性的，它易于测量并可降低高频负反馈系数至一个安全电平。VAS 中的局部负反馈可通过  $C_{dom}$  起到极有价值的线性效果。

### 2.2.2 二级结构

音频功率放大器二级结构，如图 2-2 所示。图中，第一级的功能已超过了传统三级结构中的第一级，在不保证低输出阻抗情况下，以使下一级易于获得输出电流；第二级是将电压放大和输出级组合成一级，故而构成二级结构。

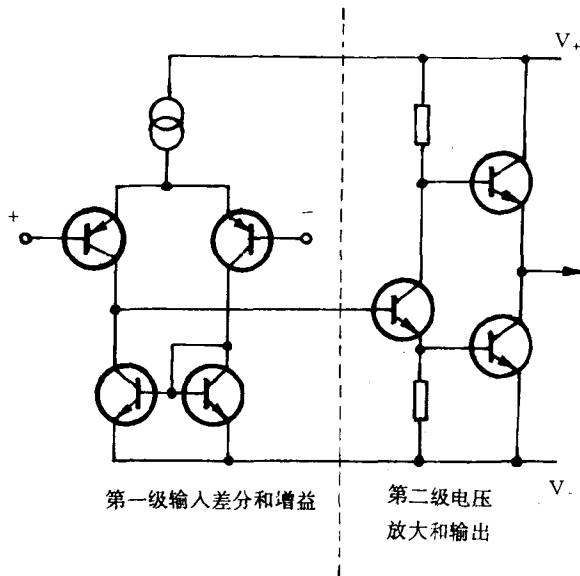


图 2-2 二级结构

二级结构与传统的三级结构相比，不同之处仅在于：在电压放大 VAS 中采用了分相器，且具有大增益信号源的作用；增益结构较为复杂，开环增益为输入级的  $g_m$ 、输入级集电极负载和输出级增益所支配，输出增益随偏置和负载变化而会有变化；补偿电路的选择也较复杂，VAS/分相器输入处的信号电压是有意义的，通常的极点分相结构的工作不再那么好了。极点分相结构是根据增加相联系于输入级集电极的极点频率，来增强奈奎斯特稳定性的。此外，在二级结构中，低频反馈系数在  $4\Omega$  负载时大约小于 6dB，适应于输出级中的较低增益。但是，在极点频率以上，由于在输出级中本级负反馈量的增加，反馈系数应大大减小。

对于二级结构来说，目前还不是那么普及，部件成本降低不多，甚至没

有降低，特别是在设计上还较困难，而且经验证明其失真特性还不够理想。

## 2.3 放大器的类别

长期以来，高品质音频放大器的工作类别、只限于 A 类(甲类)和 AB 类(甲乙类)。其原因在于过去只有电子管这样的器件，B 类(乙类)电子管放大器产生的失真使它们甚至在公共广播用时都难于被人们所接受。所有的自称为高保真放大器均工作于推挽式的 A 类(甲类)。

随着半导体器件的出现和发展，放大器的设计得到了更多的自由。就放大器的类别而言，已不限于 A 类(甲类)和 AB 类(甲乙类)而出现了更多类别的放大器。为了使读者对此有所了解，这里仅就笔者所知的各种类别的放大器简介如下。不过需要指出，就目前来说用于音频功率放大器的工作类别 A 类(甲类)、AB 类(甲乙类)和 B 类(乙类)这三类放大器仍覆盖着半导体放大器的绝大多数。

### 2.3.1 A 类(甲类)放大器

A 类(甲类)放大器，是指电流连续地流过所有输出器件的一种放大器。这种放大器，由于避免了器件开关所产生的非线性，只要偏置和动态范围控制得当，仅从失真的角度来看，可认为它是一种良好的线性放大器。

A 类放大器在结构上，还有两类不同的工作方式。其中一类是将两个射极跟随器相联工作，其偏置电流要增加到在正常负载下有足够的电流流过，而不使任一器件截止。这一措施的最大优点是它不会突然地耗尽输出电流，如果负载阻抗低于标定值，放大器会短期出现截止现象，在失真上可能略有增加，但不致出现直感上的严重缺陷。另一类可称为控制电流源型(VCIS)，它本质上是一个单独的射极跟随器，并带有一个有源发射极负载，以达到合适的电流泄放。这一类作为输出级时，需要在开始设计之前就把所要驱动的阻抗是多低搞清楚。

### 2.3.2 B 类(乙类)放大器

B 类(乙类)放大器，是指器件导通时间为 50% 的一种工作类别。这类放大器可以说是最为流行的一种放大器，也许目前所生产的放大器有 99% 是属于这一类。

由于笔者在后面还将重点介绍这一类放大器，故这里就不多说了。

### 2.3.3 AB 类(甲乙类)放大器

AB 类(甲乙类)放大器，实际上是 A 类(甲类)和 B 类(乙类)的结合，每个器件的导通时间在 50% ~ 100% 之间，依赖于偏置电流的大小和输出电

平。该类放大器的偏置按 B 类（乙类）设计，然后增加偏置电流，使放大器进入 AB 类（甲乙类）。

AB 类（甲乙类）放大器，在输出低于某一电平时，两个输出器件皆导通，其状态工作于 A 类（甲类）；当电平增高时，一个器件将完全截止，而另一个器件将供给更多的电流。这样在 AB 类（甲乙类）状态开始时，失真将会突然上升，其线性劣于 A 类（甲类）或 B 类（乙类）。不过笔者认为，它的正当使用在于它对 A 类（甲类）的补充，且当面向低负载阻抗时可继续较好地工作。

#### 2.3.4 C 类（丙类）放大器

C 类（丙类）放大器，是指器件导通时间小于 50% 的工作类别。这类放大器，一般用于射频放大，很难找到用于音频放大的实例。

#### 2.3.5 D 类（丁类）放大器

这类放大器，其特点是断续地转换器件的开通，其频率超过音频，可控制信号的占空比以使它的平均值能代表音频信号的瞬时电平，这种情况被称为脉宽调制（PWM）。在这方面已投入了很大的努力和才智，其效率在理论上来说是很高的。但是，实际困难还是非常大的，因为 200kHz 的高功率方波是不是好的出发点，这一点尚不清楚；从失真的角度来看，为保证采样频率的有效性，必须将一个陡峭截止频率的低通滤波器，插入放大器与扬声器之间，以消除绝大部分的射频成分，这至少需要 4 个电感（考虑立体声），成本自然不会低。此外，表现在频响方面，它只能对某一特定负载阻抗保证平坦的频率响应。

#### 2.3.6 E 类（戊类）放大器

这类放大器，是一个极端聪明的半导体技术应用，它在几乎所有工作时间内，通过的电压或电流是较小的，亦即功率耗散很低。遗憾的是，它仅用于射频技术，而不用于音频。

#### 2.3.7 F 类（己类）放大器

这类放大器，就笔者目前所知并不存在，似乎是需要补充的空缺。

#### 2.3.8 G 类（庚类）放大器

这类放大器，似乎与 B 类（乙类）或 AB（甲乙类）的放大器有些类似。对于小的输出信号，它的供电电流来自低电压源；而对于大信号，供电将转换到较高的电压源。这样，一定比 B 类（乙类）的效率更高。但是，这种改进似乎不能超越多路输出器件的成本以及使开关二极管在高频时转换干净利落的技术难点，以致使其使用不适合某些高功率的专业设备。此外，G 类

(庚类)放大器所产生的失真,大概要比相应的 B 类(乙类)更大,但也有资料显示,对转换细节进行精心设计,将会使其差别较小。

### 2.3.9 H 类(辛类)放大器

这类放大器也似乎与 B 类(乙类)相似,其特点在于动态地提升单供电电压(不用转换到另一个电压源),以提高效率,所采用的电路结构是自举电路。

### 2.3.10 S 类放大器

S 类放大器,是由桑德曼博士命名的一种放大器。这类放大器,采用一个 A 类(甲类)放大电路,其电流能力非常有限,加上 B 类(乙类)放大电路作后备,在连接上使负载呈现为一较高的电阻。Tech-nics SE 1000 所采用的方法与此极为相似。

## 2.4 改进型 B 类(乙类)放大器

前面已经提到 B 类(乙类)放大器是最为流行的一种工作类别,特别是晶体管三级放大器,它不仅获得了成功,而且也很灵活。因此,设计师们总是试图把 B 类(乙类)效率高的优点与 A 类(甲类)线性好的特点结合起来,采用许多办法作进一步地改进,于是出现了一些改进型的 B 类(乙类)放大器,或称为 B 类(乙类)的变种。这里仅就在商业上成功的或对设计人员具有特别激动人心思路的典型电路,例举如下。

### 2.4.1 误差修正放大器

这涉及到误差消除策略而不是负反馈的习惯性使用,是一个复杂的领域。就目前来看,至少有三种不同的误差修正形式。其中最著名的是误差前馈,它已由 Quad405 所例证。其它形式包括误差分馈以及经分析后是化了装的传统的负反馈。笔者认为,Stochion 的前馈方法是天才的处理。

### 2.4.2 非开关放大器

B 类(乙类)放大器失真的主要成分是交越失真,其原因是在输出级中功率器件开与关时增益的变化所引起的。有几位研究人员已努力来避免这种失真,他们的方法是箝定每一个器件在所有时间都供给一定量的小电流。在这方面,确实已商品化了,但是只有很少的技术细节公开发表了。这种方法,笔者获悉能够减小交越失真,但从直感上来说还不是那么明显。

### 2.4.3 电流驱动放大器

几乎所有的功率放大器所追求的都是使之成为零输出阻抗的电压源，以减小扬声器阻抗峰谷所产生的频响变化，并提供一个能直接驱动任一阻抗扬声器的通用放大器。

与此相反的途径，是将放大器做成具有足够高输出阻抗的恒流源。这一方案解决了一些问题，如扬声器音圈电阻因热耗而产生的上升，但也导致了如纸盆扬声器谐振控制这样一些问题。因此，电流驱动放大器只用于有源网络和从纸盆扬声器来的速度反馈。

实际上，设计一个具有任一所需求输出阻抗的放大器是相对简单的，在电压和电流驱动之间的任一折衷是能达到的。潜在的困难在于扬声器通常是由电压源驱动的。而较高的放大器阻抗，需要根据特定扬声器的类型来作专门调整。

### 2.4.4 布罗姆莱 Blomley 放大器

阻止输出晶体管完全截止的目标，是由布罗姆莱在 1971 年介绍过的。其正 / 负分离由输出级以前的电路实施，该电路的设计可使每一个输出器件得到各自的最小静态电流。就笔者所知，这一方法尚未达到商业化的程度。

### 2.4.5 几何平均 AB 类（甲乙类）放大器

B 类（乙类）放大器工作原理的经典解释是：输出级中两个输出功率管，

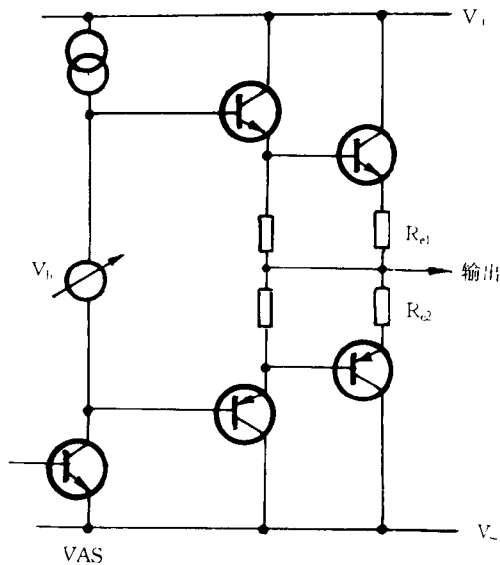


图 2-3 常规的输出级

其输出电压的控制存在一个相当显著的转换，来源于两个功率管在相同瞬间的开通和关闭。在实际的功率放大器中，情况就是这样。图 2-3 所示为一个常规的输出级，发射极电阻  $R_{e1}$  和  $R_{e2}$  会提高静态电流的稳定性，并在过载保护中提供电流的检测，就是这些发射极电阻在很大程度上使经典的 B 类（乙类）成为所表现的那样。

但是，如果把发射极电阻  $R_{e1}$  和  $R_{e2}$  换成两个相配合的二极管，作为功率级的偏置，则二极管和晶体管便形成一个超线性回路，且围绕着回路其结电压之和为零。这样，就使之两个输出功率管的电流  $I_n$  和  $I_p$  相互联系。维持  $I_n \times I_p = \text{常数}$ 。对此，在运算放大器的实践中，将其称之为几何平均 AB 类（甲乙类）放大器。这种放大器，对于交越失真来说，在交越点输出管电流的变化会比较平滑，但是它并不必然地意味着具有较低的总谐波失真。对于分离件功率放大器而言，这一技术不是很实际，主要表现在缺少集成电路中具有的 4 个结之间非常紧密的热耦合，静态电流稳定性将是很差的，热逃逸和随机的烧毁将发生在临界状态；输出器件的发射极电阻，也许会给出足够的电压降，以致在电流通过时使另一个管子截止。对于激励的需求，加上它们额外的结电压降，也使事情复杂化。

此外，这一技术新的延伸，是重新设计超线性回路，以保证  $1/I_n + 1/I_p = \text{常数}$ ，这种电路被称之为谐和平均 AB 类（甲乙类）放大器。

# 第 3 章

## 音频功放的基本概念

### 3.1 放大器的典型电路及增益

一个规范而流行的音频功率放大器，应尽可能地做到标准化，这对于设计和制作来说是非常重要的。

图 3-1 为传统 B 类 乙类 功率放大器和以小信号 A 类 甲类 输出射极跟随器代替 B 类（乙类）输出所得到的模型放大典型电路。由图可见，输入差分对管是少数实用电路程式中的一个，其作用在于降低失真指标，且不需要调整即能可靠地工作。因为输入对管的传导是由晶体管的物理机制所决定的，而不是由诸如  $\beta$  定义的参数配合所决定的； $I_C$  和  $V_{be}$  之间的指数关系，在流行变化的七、八十年期间是众所周知准确的。电压放大级（以下用

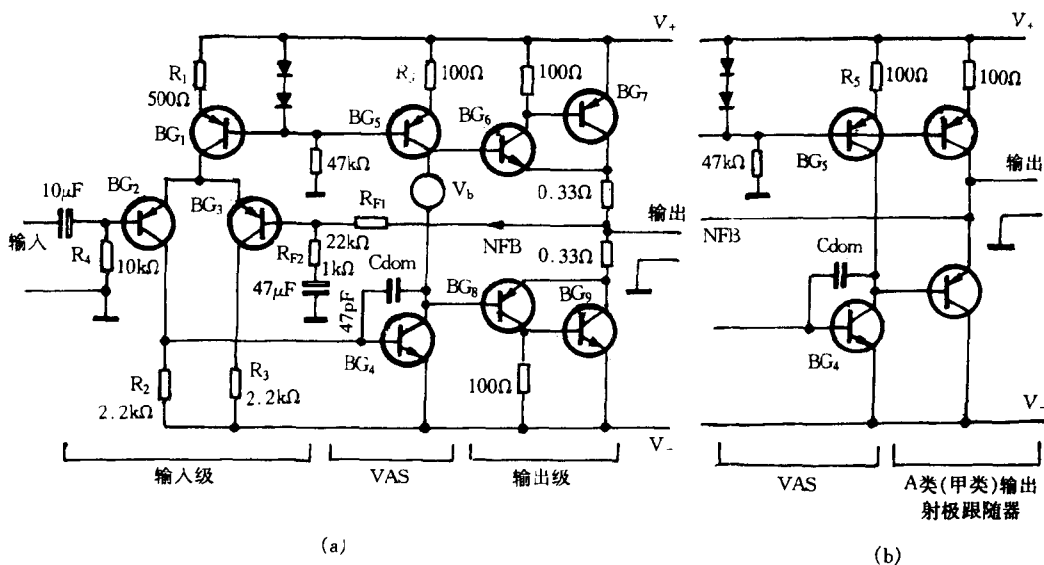


图 3-1 模型放大典型电路

VAS表示)晶体管电压信号的典型值为毫伏的十几倍,看起来就像一个失真了的三角波。然而,由于电路结构主要为输入放大(压差输入至电流输出)来驱动电压放大级(电流-电压转换器)所以在前一级  $I_C \sim V_{bc}$  的指数关系由差分对的作用而变得较为线性了;在后一级低频部分的总反馈系数足以把 VAS线性化,而高频部分的总反馈系数变小,负反馈(NFB)通过  $C_{dom}$  按需要完成了 VAS 的线性化。这一级的密勒主极点补偿作用,实际上是非常精巧的,根本不是发现了最易受损的晶体管,并拼命使用的这种情况。当频率升高时,  $C_{dom}$  开始起作用,负反馈不再是围绕整个放大器起全面作用,它本来包含较高的极点,但是它改而在 VAS 的线性化中,转换成一个单纯的局部角色。因为这一级实际上只有一个单独的增益用晶体管,施加在它上面的负反馈 NFB 量值的大小,不会产生稳定性问题。

这种放大器工作在两个频域,即:在低频域,开环增益基本上是常数;在高频域,在超过主极点转折点增益稳定地以 6dB/倍频程的斜率下降。假定输出级的增益为 1(单位增益),上述两个频域中可用三个确定增益的简单公式来表示:

低频域增益:

$$LF_{gain} = g_m \cdot \beta \cdot R \quad (3-1)$$

可见,上式中至少有一个参数  $\beta$  是不那么易于控制的,因而在某种程度上说放大器的低频增益是碰运气的事情,幸而只要  $\beta$  大到足以满足负反馈的合适量值时即可消除低频失真。通常提高低频增益是由增加 VAS 集电极电阻  $R_c$  或采用电流源集电极负载及某种自举电路来实现的。

其它二个重要公式如下:

高频域增益:

$$HF_{gain} = g_m / \omega C_{dom} \quad (3-2)$$

主极点频率:

$$PI = 1 / \omega C_{dom} \cdot \beta \cdot R \quad (3-3)$$

由此可见,在高频域,有关失真的问题显然更加困难了。其原因是当 VAS 本级线性化时,对输入级和输出级线性化所提供的总反馈因数,将以 6dB/倍频程的斜率稳定地下降。但是,假定高频增益(如 20kHz 为 NdB)能在实际负载和部件变化的条件下保证稳定性,则高频增益以及高频失真和稳定裕度,将由输入级传导和一个电容的简单组合所决定,而大多数部件在上面根本不起作用。

此外有人说 VAS 中的高集电极负载对输出器件提供了电流驱动。这一说法的含义往往就是在某种程度上使本级工作快速而轻巧地越过交越区。这种说法是一个误解。计算证明,低阻抗电压驱动会减小由  $\beta$  值差异而引起的失真,而且会消除 VAS 的负载失真。