

Alexander 电流反馈型音频功率放大器*

作者：Mark Alexander

本应用笔记由 Mark Alexander 撰写，他于 1981 年获得多伦多大学电气工程学士学位。Mark 是 ADI 公司的咨询师，在本文中描述了一种独特的功率放大器拓扑结构，这是他长期关注音频功率放大器设计并认真聆听音频系统的结果。

本文所述的电流反馈设计不仅能满足传统功率放大器的音频要求，而且具有额外的高速和高带宽优势（200 V/ μ s 压摆率、1 MHz 带宽），因而可提供出色的动态性能，实现非同凡响的音质。

简介

功率放大器设计一直是一个充满争议、众说纷纭的音频设计领域，尽管这方面的论文已经不下数十篇。许多不同的拓扑结构均源自二十世纪五十年代晚期和六十年代早期相对朴素的固态功率放大器设计；在这种设计的影响下，产生了几种非常独特且具原创性的设计。在早年间所构建的晶体管式放大器中，有相当一部分只不过是用电较低电压供电轨取代真空管电路，其性能水平与人们的期望相去甚远。其中一些产品的音质甚至明显不及采用热电子技术的前代产品。音频功率放大器设计的真正革命发生于二十世纪七十年代，导火索是直接耦合、完全互补设计、伪 A 类偏置和电流倾注等创新技术，以及对动态失真测试及其与压摆率的关系的重要性的发现。遗憾的是，这之后大量冒出的所谓“新型”放大器设计，常常只是在七十年代产生的设计基础上更新一些较旧的电路，对输入级、输出级或增益级稍作改进。为了充分考虑噪声问题，我们需要从多个方面入手：器件的实际内部引脚连接与概念连接；推荐的对地参考信号原理图；以及布局对噪声产生和拾取的影响。根据噪声现象的带宽不同，这些主题可以在两种有重叠的频域下加以考虑；低频时的地噪声源、问题和解决方案与高频时不同。不过幸运的是，良好的接地做法一般适用于所用频带。

*正在申请专利。本文所述的放大器仅供参考，限制使用，本文并未默示任何授权。允许读者构建一个立体声放大器供其个人非商业性使用。关于其它用途，请联系 Analog Devices 洽商授权。

一些设计人员证明了换轨输出级的可行性，它可以改善大放大器的功效比，使通常必需的大量输出晶体管散热器得以减少，从而大幅降低功耗。但是，不同供电轨之间的输出级切换会导致“切换”失真，因此这种设计并不受欢迎。高输出功率的获得当然不因此这种设计并不受欢迎。高输出功率的获得当然不应以工作特性变差为代价，但某些类型的放大器却是的确如此。虽然一些精巧的设计技术可以实现极为出色的性能，但电路复杂度却大大提高。还有一些放大器完全摒弃了大家熟悉的负反馈原理，其发明者声称他们的电路能够提供“更自然、更逼真”的音质，但失真性能往往较差。就整体而言，大部分音频功率放大器基本上都是单芯片电压反馈型运算放大器（如 4136 等）的分立式拷贝，但为了减少晶体管数量，无一例外地进行了简化。

本技术笔记的目的是向音频设计人员介绍一种真正的新型功率放大器拓扑结构，而不是对现有设计的改进，可实现与最佳固态设计（电压反馈型或其它设计）不相上下的优异性能。这种新型拓扑结构完全抛弃了多数放大器常用的全局性电压反馈原理，转而采用基于电流反馈原理的设计。除了选择基本核心放大器设计之外，本笔记还讨论了成功实施设计需要解决的许多重要实际问题。绝大多数情况下，良好的基本放大器拓扑结构并不足以保证最终设备的性能符合最初预期。因此，本笔记也涉及到其它主题，例如：电路板布局、器件选择、并行输出器件、高电流线路的布线和散热设计等。

关于反馈的背景知识

开始剖析新型音频放大器电路之前，就电压反馈型与电流反馈型放大器之间的工作特性差异介绍一些背景知识是合适的。读者以前很可能没有接触电流反馈型放大器，因此有必要先概要介绍电压反馈，然后谈谈电流反馈的优势。通过这样的讨论，读者将明白为什么利用这种相对较新拓扑结构的电路如此重要。音频放大器的带宽通常是最重要的特性之一，因此有一个能简单计算上部-3 dB 点的公式是非常关键的。将电流反馈型放大器及其伴随反馈网络简化为有典型电路模型，以便进行节点分析，是获得紧凑但具有合理精确度的频率响应表达式的关键。附录 A 对该电路进行了详尽的分析。

电压反馈电路的理论分析及相应的一些常见批评已在其它论文中^[1]详尽说明，故本文不再赘述。开发这种新型功率放大器设计的原动力是人们对电压反馈电路所能实现的性能普遍不满，因此讨论一下后者的缺点是值得的。这将为深入讨论电流反馈型放大器（分析见附录 A）提供一个背景。虽然跳过分析部分不会影响本笔记的连贯性，但我们鼓励读者查看该部分。

应用电压反馈所产生的一个特性是增益带宽积恒定。如果既要合理的高增益，又要实现宽闭环带宽，则该特性会是一个问题。例如，一些极高电压功率放大器可能要求增益高达 50，同时要求带宽为数百 kHz，这显然意味着，增益带宽积需在 10 MHz 至 20 MHz 范围内。这是很难实现的，尤其是对于高压设计。电压反馈型放大器的另一个问题是其压摆率通常受限于跨导级；跨导级的最大输出电流是有限的，一般等于差分输入晶体管对的尾电流，用于对补偿电容充电。大信号音频功率放大器非常需要高压摆率，这就要求使用较大的输入级尾电流和较小的补偿电容值。遗憾的是，为了保持放大器的稳定性，如果减小补偿电容值，则输入级必须有一定的衰减（以降低其跨导），导致开环增益减小。这种操作会减小音频频段可用的环路增益，导致 THD 积增大，因为环路增益具有降低开环放大器失真的作用，大部分失真源于高度非线性的输出级。归根结底，必须在稳定性、开环增益与压摆率三者之间进行艰难的取舍，同时不得影响整体交流性能和瞬态响应。显而易见，全局性电压反馈方案并不一定是超高性能音频功率放大器的最佳选择；在某些情况下，使用这种拓扑结构甚至无法达成所有设计目标。

引入电流反馈型运算放大器的最初原因，是它克服了电压反馈型放大器所表现出的带宽变化（与闭环增益成反比）问题。不过，当增益提高到单位增益以上时，电流反馈型放大器仍会显示出细微的带宽变化，但比起电压反馈型小得多。事实上，在闭环增益变得相当大（约 50）之前，电流反馈型放大器的行为都不会与电压反馈型放大器一样。图 1 中一个电流反馈型放大器的简化模型显示，它使用一个单位增益输入缓冲器，其输出电流通过一个双向电流镜像馈入跨导增益级。此处产生的电压经过缓冲后，馈至输出端。 R_T 值一般高达数百千欧，甚至数兆欧。 R_{INV} 是输入缓冲器的输出电阻，反馈电阻 R_1 和 R_2 设置输入至输出电压增益，其方式有点类似于传统运算放大器的设置方式。不过，这里是误差电流 I_1 支持输出电压，而不是误差电压。

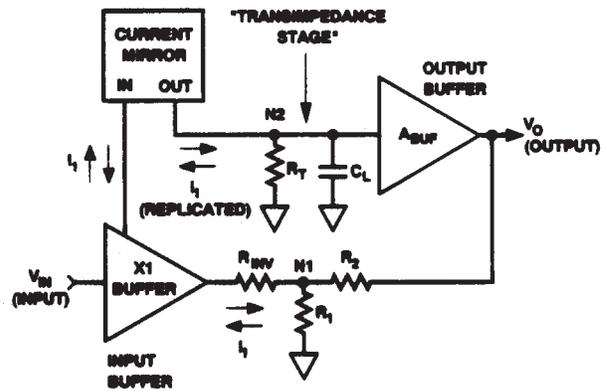


图 1. 电流反馈型放大器模型显示误差电流 I_1 决定整体输出电压

有限增益带宽积的概念也可以应用于电流反馈型放大器，作为其性能的一种衡量，不过仅在高增益时才有意义。可以说这种拓扑结构的最重要贡献是，输出压摆期间补偿电容可用的充电电流量与实际输出电压和最终输出电压二者之间的差值成比例，如同简单的 RC 电路一样。因此，理论上这种拓扑结构没有压摆率限制，因而对音频功率放大器极具吸引力。但是，实际电路约束条件必定会对电流反馈型放大器的增益级可以处理的最大电流水平做出限制，这就会使压摆率变为有限的值。不过，对于给定静态电源电流，这种电路可以实现的压摆率一般要比对应的电压反馈型高出 5 倍（或更多倍）。相比于电压反馈，电流反馈是功率放大器更合乎逻辑的选择，下面将证明这一点。

功率放大器电路拓扑结构

考察实际放大器电路之前，我们先考虑图 2 的简化框图，以了解整个设计在系统层次上如何工作。这将使最终放大器电路更易于理解。从图 2 可以看出，这是一个不合常规的设计，两个运算放大器输入级馈入一个增益级和功率输出缓冲器。不过，一次考虑一个模块的话，将更容易明白各主要部分之间如何交互。

输入级

此功率放大器所用的输入缓冲器只是一个传统的电压反馈型运算放大器，原因是它具有出色的音频特性以及合理的高输出电流能力。这可以确保放大器整体性能的限制因素将是电流反馈增益模块，而不是输入级。输入放大器 A_1 的输出电流取自其电源引脚，并馈至一对共基级联晶体管的发射极，以向运算放大器提供稳压直流电压。乍看之下，这种连接可能相当奇怪，因为 A_1 的电源引脚用作输出，而其输出则用作输入。不过，这与图 1 所示模型是一致的，因为输入缓冲器的输出电流必须经由双向电流镜馈入跨导增益级。正是在这里最终产生高输出电压，之后由单位增益输出级缓冲。 A_1 的输出级为 AB 类，因此其输出电流会发生半波整流，导致两个电流镜接收到互补的输入电流。当 A_1 提供输出源电流时，上电流镜的电流会相应地增加，下电流镜的电流则相应地

减少。这就使得跨导级的输出端电压具有正摆幅。如果 A_1 提供吸电流，情况正好相反。像这样的电流模式增益级配置是完全互补型和真正推挽型，因而其偶数阶失真应当很低。请注意， A_1 的静态电源电流正好用来偏置以各电源轨为基准的两个电流镜，从而为跨导级和偏置电压发生器提供一个适当的工作点。

大部分商用电流反馈型放大器的输入缓冲器级具有单位增益，并且一般为开环设计。这里使用运算放大器作为输入级，因此可进行配置，以提供一定的增益。这非常容易实现，只需将分流电阻抽头调至 A_1 输出端的地。因此，放大器整体的中频带增益为：

$$A_V = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \left(1 + \frac{R_8}{R_6 + R_7}\right) \quad (1)$$

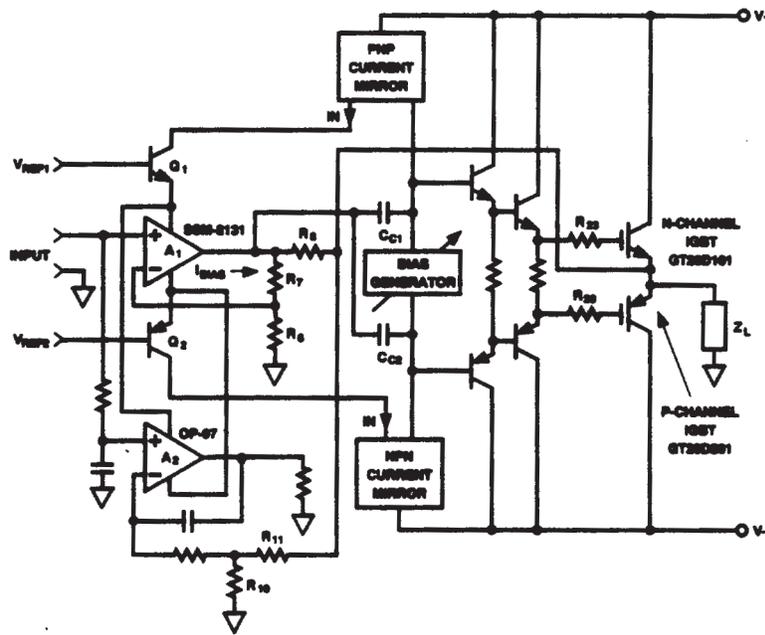


图 2. 放大器的简化框图显示输入放大器 A_1 和 A_2 馈入一个共增益级和输出缓冲器

增益级和频率补偿

与各供电轨相连的两个电流镜的输出馈至可调电压偏置发生器，为互补 MOS-IGBT（金属氧化物半导体绝缘栅双极性晶体管）输出级的 AB 类操作提供必要的偏置。在放大器的工作频率范围内，该偏置发生器具有极低的输出阻抗。 C_{C1} 和 C_{C2} 提供补偿；使用两个电容而不是一个的目的是保持增益级结构的对称性。与图 1 所示简化电流反馈模型不同，此设计的补偿电容返回至反馈求和节点，而不是地。当放大器的负载阻抗非常低，比如为扬声器时，这种连接对放大器步进响应会产生非常有利的影

响。IGBT 发射极跟随器输出级（例如如此放大器所用的输出级）的传递函数含有两个极点、一个实数零点以及略小于 1 的一般直流增益项。如果放大器驱动高值负载阻抗，例如单单驱动反馈电阻，则两个输出级极点的频率会相当高（通常高于 20 MHz），在放大器通带内极点几乎不会贡献超额相移。如果负载与放大器的输出相连，情况将大不一样。此时，输出级中的两个极点会分离的非常远，主导极点的频率变得足够低，该极点在放大器通带内的较低频率上会贡献超额相移。如果使用图 1 中的补偿方案，上述情况可能会造成严重问题，因为它可能会在方波边沿上引起不良响铃振荡。图 2 的补偿方案通过插入高频闭环零点来克服这一问题，它一般会使得放大器更加稳定。此外，与原方案相比，这种补偿安排还允许使用较小的电容。附录 A 显示了使用此替代补偿方案时放大器的完整响应。假设小信号跨阻 R_T 相当高，并且输出缓冲器增益接近于 1，则闭环极点和零点所在的频率由下式确定：

$$f_{POLE} \approx \frac{1}{2\pi \left(2R_8 + \frac{R_8}{R_6 + R_7} R_{INV} \right) C_{C12}} \quad (2)$$

并且

$$f_{ZERO} = \frac{\left(1 + \frac{R_8}{R_6 + R_7} \right)}{4\pi R_8 C_{C12}} \quad (3)$$

其中 C_{C12} 为 C_{C1} 与 C_{C2} 之和。请注意，如果 R_{INV} 的值相当小，则零点所在频率大约等于闭环带宽乘以电流反馈环路的增益。这些公式以及公式 (1)，是确定此放大器的增益和小信号带宽所必需的设计公式。稍后会看到，该电路的数学理论分析与实际测量结果之间的确具有很好的相关性。

驱动器与输出级

相对而言，功率放大器的这部分设计相当传统，没有尝试采用误差校正或伪 A 类偏置方案来降低输出级交越失真。此放大器的主要设计目标是宽带宽和高压摆率，跨导增益级之后的任何附加电路都可能会降低闭环稳定性。此外，让足够高（但不是过高）的空闲电流通过输出晶体管也可以实现低交越失真。因此，我们选用简单的双发射极跟随器驱动器级来缓冲增益级所产生的电压，并将其馈入功率 IGBT 的栅极。此驱动器级能够在输出压摆的同时，向 IGBT 栅极电容提供数百毫安的充电电流，这在像这样的高速设计中是必需的。

直流控制放大器

此额外输入级的作用是提供至主输出的精确、低漂移、直流增益路径，它独立于直流特性不佳的交流增益路径。在此放大器的原始版本中，两个电流镜中使用了昂贵的精密匹配 NPN 和 PNP 双晶体管，但未使用直流控制放大器。当时我们错误地认为，只要输入缓冲器具有合理的低输入失调电压，则各电流镜中晶体管的精密匹配将导致输出失调电压非常低。后来发现，对于电流反馈型放大器并非如此。两个电流镜之间的任何不匹配都会导致一定量的偏置电流出现在输入缓冲器的输出端上，必须经由反馈电阻 R_8 流至输出。它无法经由 R_6 和 R_7 流至地，因为这些电阻中的电流仅由输入缓冲器的输出上出现的电压设置。因此，当不使用直流控制放大器时，输出失调电压为：

$$V_{OOS} = V_{IOS(A1)} \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) \left(1 + \frac{R_8}{R_6 + R_7} \right) + I_{BIAS} R_8 \quad (4)$$

一般而言，使用低失调运算放大器可以使 $V_{IOS(A1)}$ 变得非常小。遗憾的是，输出端偏置电流 I_{BIAS} 在静态条件下可能高达 100 μ A；如果功率放大器驱动器板上的两个电流镜之间存在温度梯度，则 I_{BIAS} 甚至会更大。这很容易导致输出失调电压超过 100 mV，并随着放大器温度升高而变化。当连接扬声器与放大器的继电器通电时，如此大的失调电压很可能会产生听得见的咔嚓声，这一般会令人不快。

这些问题的解决办法是通过一个低频伺服环路来控制直流输出电压，使之不受主电流反馈增益路径中的任何低频电流或电压波动的影响。使用第二个低功耗精密运算放大器 A_2 有利于问题的解决，该放大器配置为交越频率极低（小于 5 Hz）的积分器。低交越频率确保该积分器不会对整个放大器在音频频段内的性能产生任何影响。从主输出端至该积分器的输入端应用电压反馈，中间经过电阻 R_{10} 和 R_{11} ，二者设置闭环直流增益。令该增益与公式 (1) 所给出的增益相等。如图 2 所示， A_2 驱动与地相连的电阻，因此其表现就像是一个运算跨导放大器，输出电流取自其电源引脚。然后，此补偿输出电流馈至两个共基稳压器晶体管，并在其中与来自 A_1 电源引脚的信号电流相加。这样就会迫使 A_2 的输出电流几乎与 I_{BIAS} 刚好抵消，因为该积分器的直流增益与跨导级所产生的附加增益结合后非常高。因此，DC 时积分控制环路会使电流反馈环路完全无效，输出失调电压从公式 (4) 所得出的值降至：

$$V_{OOS} = V_{IOS(A2)} \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}} \right) \quad (5)$$

这意味着， A_2 选择适当的低失调放大器，就可以使输出失调电压变得任意小。至于成本方面，由于电流镜中不必使用昂贵的 NPN 和 PNP 匹配双晶体管，因此用节省下来的成本补偿额外运算放大器的成本绰绰有余。

放大器电路设计

该放大器一个通道的完整电路图如图 3 所示，相关元件列表请参考附录 B。此设计使用 2 个 IC 运算放大器，增益级和驱动器级中有 17 个双极性晶体管，输出级中至少使用 2 个互补的 Toshiba IGBT 功率晶体管。这些最新推出的器件本质上与功率 MOSFET 相似，同样具有极高阻抗输入端（栅极）和平方律传递特性，但采用略加修改的双扩散 MOS 工艺制造。与功率 MOSFET 不同的是，对于给定芯片尺寸的 N 沟道和 P 沟道晶体管，这些器件的电流处理能力一般较高。因此，与使用 MOSFET 相比，IGBT 输出级的芯片尺寸可以更小，从而显著节省成本（尤其是 P 沟道晶体管）。此放大器中的驱动器级具有高峰值电流驱动能力，可以轻松应付输出级中的多对功率器件，但本文所述的版本只使用了一对 250 V、20 A IGBT。驱动器板和输出级的电源电压可以在 ± 20 V 至 ± 75 V 范围内。安装在紧凑的驱动器板上的大部分器件均很容易购得，且价格不高，其布局如图 4 所示。

输入级之前有一个截止频率约为 2 MHz 的输入滤波器，其目的是减小潜在的 RF 干扰问题，并消除在输入端浮地状态下上电时放大器振荡的可能性（最初开发此拓扑结构时注意到了这个问题）。该滤波器由 100 Ω 输入电阻和 750 pF 并联电容组成。一个 100 k Ω 电阻与 A_1 输入端的地相连，如果输入端无意中开路，它将提供必要的对地直流偏置电流通路。放大器整体增益由 R_6 、 R_7

和 R_8 设置，将这些电阻的值代入公式 (1)，可得增益为 24.087 dB 或 27.64 dB。如果希望电路提供更大增益，则应改变 R_6 和 R_7 的值，但二者之和应保持约等于 50 Ω ，以便电流反馈部分的增益保持不变（约为 16 倍）。例如，简单地互换 16.5 Ω 电阻与 33.2 Ω 电阻，输入级增益将变为约等于 3，放大器整体增益将提高至 48.47 dB 或 33.7 dB。事实上，在输入级的带宽降至放大器其余部分的带宽以下之前，输入级的增益最高可达 20 dB。

两个共基稳压器晶体管 (Q_1 和 Q_2) 为运算放大器提供稳定的电源电压，其基准电压源实际上是用作齐纳二极管 (Q_{14} 至 Q_{17}) 的两对标准 NPN 双极性晶体管 (2N3904a)。这些晶体管串联连接（集电极引脚剪断），每对晶体管的净击穿电压约为 15 V。使用这种看起来较为复杂的配置，而不是明显更为简单的 15 V “齐纳”二极管，是因为我们有非常充分的理由。实际上，以这种方式连接的两个双极性晶体管所表现出的低频噪声明显低于 15 V “雪崩”二极管（这一名称更为恰当），而且性价比更高。10 μ F 25 V 钽电容旁路齐纳二极管组合，并且滤除二极管和电源轨的残余噪声；使用钽电容主要是出于成本和尺寸考虑。电路图上标为 R_{BLAS} 的两个电阻 (R_1 和 R_2) 与各电源轨相连，用来偏置以齐纳方式相连的晶体管 Q_{14} 至 Q_{17} ；选择这两个电阻的要求是：在标称电源电压下（50 V 至 70 V），约有 1 mA 电流流经电阻。

两个威尔逊电流镜由低压晶体管、二极管和高压晶体管 (2N5551 或 2N5401) 组成，与各电源轨相连，并且由 Q_1 和 Q_2 的集电极供电。这些电流镜利用 100 Ω 1% 电阻产生一定的衰减，以提高匹配度。电流镜中含有抗饱和二极管 (D_2 至 D_5)，用来防止限幅期间任一电流镜中的级联晶体管 (Q_4 和 Q_6) 发生存储时间问题，因此过驱恢复极快。应当注意，在极小过驱条件下，跨导级中的限幅发生于偏离任一电源轨约 2 V 时，但此级中的硬限幅实际上将取决于输入放大器 A_1 的电流限制。之所以这样，是因为在硬限幅期间，与 A_1 输出端相连的电流求和网络不再平衡，其输出级中可以流过较大的电流。因此，电流镜中的电流迅速提高到 A_1 的最大输出值（通常为 30 mA 至 40 mA），导致上述 100 Ω 电阻上发生相应的压降。随着放大器在过载区中越陷越深，电流镜中的这种过大电流将导致限幅信号稍稍从电源轨“拉进”。必须确保电路不会长时间处在这种状况下，否则 Q_1 和 Q_2 的功耗将远远超过数百毫瓦的标称额定值。对于典型的 50 V 至 70 V 供电轨电压，这些晶体管的峰值功耗可能高达 1.5 W 至 2 W；因此，应避免使用非常大的直流输入信号或低频方波。然而，如果预期会出现这种状况，则 Q_1 和 Q_2 必须有夹式散热器。

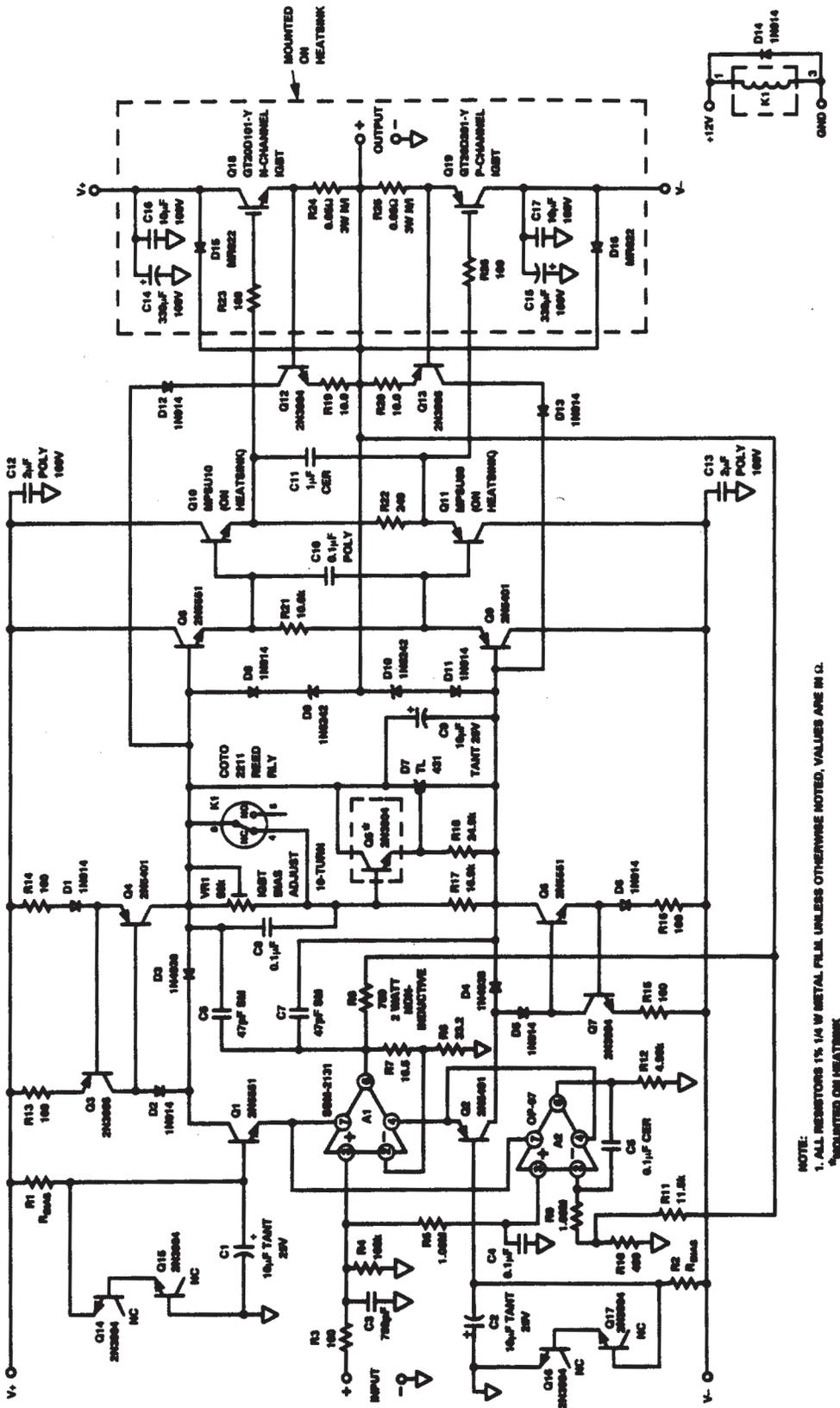


图 3. 放大器完整电路图显示：为降低整体成本，电路大量使用低廉的小信号硅器件

这一特定设计中的频率补偿由与反馈求和节点相连的两个 47 pF 补偿电容 (C_6 和 C_7) 提供, 如上文所述, 因而总值为 94 pF。选择如此大电容值的原因很简单: 它会完全覆盖高阻抗增益节点上存在的任何非线性电压相关电容, 从而使放大器带宽保持恒定, 不受电源电压变化的影响。在电压反馈型放大器中, 如此大的补偿电容通常会让我们担心压摆率太低, 但这里可提供高达 30 mA 的电流来给电容充电, 而且一般不会遇到压摆率限制问题。

现在已经可以计算放大器的预期频率响应, 只需将 C_{C12} 的值 94 pF、 R_8 的值 750 Ω 、 R_7 的值 16.5 Ω 和 R_6 的值 33.2 Ω 代入公式 (2)。确定 R_{INV} 的值比较难一点, 因为我们必须先验地知道, 在放大器的整体 -3 dB 点时, A_1 的闭环输出电阻值是多少。解决这个问题实际上涉及到一点循环推理, 但背后的原理不难了解。如果开始时不考虑 R_{INV} 的影响, 则求解公式 (2) 可得出闭环带宽为 1.12 MHz。有限 R_{INV} 的影响是使带宽降低少许, 因此, 我们可以对放大器的最终闭环带宽进行预测, 利用预测值计算该参数的初始猜测值。假设我们预测最终闭环带宽为 1 MHz。现在, 从数据手册中找到 A_1 的开环输出电阻 (约为 70 Ω), 并将其除以 1 与该放大器在预测的 1 MHz -3 dB 点时的环路增益 (约为 7.68) 之和, 可获得 9.11 Ω 的值。将 R_{INV} 的此估计值代入公式 (2) 中, 可知整体闭环带宽的最终结果为 1.034 MHz。这事实上非常接近最初的猜测 1 MHz, 因此似乎没有必要再次迭代来获得更为接近的可接受值。现在应当非常清楚, 电流反馈型功率放大器似乎很容易获得极宽的闭环带宽, 哪怕补偿电容相当大。因此, 要使这样的设计真正获得成功而不振荡, 精良的电路板布局和布线至关重要。

输出级偏置电压发生器连接在 Q_4 和 Q_6 的集电极之间, 由可编程分流稳压器 (D_7) 构成, NPN 发射极跟随器缓冲器 (Q_8) 驱动其控制输入。多数应用一般都需要此缓冲器, 因为 D_7 (TL431) 的控制输入偏置电流只有几微安, 但它在这里的作用是对输出级空闲电

流进行温度补偿。使用垂直 DMOS 器件 (MOSFET 和 IGBT) 的偏置输出级的一个常见问题是: 在较低电流水平时, 对于固定的栅极至发射极偏置电压, V_{TH} 减小约 3 mV/ $^{\circ}C$ 将导致集电极电流增大。如果晶体管 Q_5 与功率 IGBT 输出级一样牢固地安装在同一散热器上, 则随着输出晶体管变热, Q_5 的 V_{SE} 将减小。 V_{SE} 的这种减小约为 2 mV/ $^{\circ}C$, 然后在偏置发生器中乘以约为 3 的系数, 从而有助于稳定 IGBT 输出级中的静态电流。也可以在 50 k Ω 偏置调整变阻器 (VR_1) 上放置一个 C 形继电器, 如图所示, 使得该放大器可以在输出晶体管上的偏置电压为零的情况下上电。上电期间, 此特性可以配合主滤波器电容 (及桥式整流器) 的阻性浪涌保护方案使用, 防止放大器 AB 类空闲电流导致限流电阻上发生静态压降。

还必须提供一些保护机制, 防止输出晶体管发生意外, 导致其栅极至发射极电压超过 ± 20 V 的最大容许值。因此, 将齐纳二极管 D_9 和 D_{10} 从偏置发生器的任一端连至主输出, 以防增益级与 IGBT 发射极之间的电压超过约 12 V。

IGBT 输出级采用互补发射极跟随器配置工作, 空闲电流约为 100 mA, 并且含有串联栅极电阻 R_{23} 和 R_{26} , 以便限制频率响应。在中等宽带输出级中, 这可以降低寄生振荡倾向。输出级中的电流是在两个低值电阻 R_{24} 和 R_{25} 上检测, 二者与 IGBT 的发射极串联。如果任一电阻上的压降接近 0.7 V, Q_{12} 或 Q_{13} 将开始从增益级中导走电流, 从而限制输出电压。这种方法可以方便地将输出级中的电流限制在安全值以内。发射极衰减电阻 (10 Ω) 必须与两个限幅器晶体管 Q_{12} 和 Q_{13} 一同使用, 因为该电路在活动状态下有不小的增益, 可能会在高频时发生轻微振荡。当输出电流受限时, 这些晶体管必须吸收来自跨导级的所有电流 (最大为 A_1 的电流限制), 因此当放大器进入硬限幅时, 10 Ω 电阻上的电压会略微增加。这就导致受限电流的实际值相应地增加, 因此, 限幅曲线呈略微平缓的形态。

当然，如果预期输出会对地短路，则单靠电流限制并不足以保证功率晶体管的完整性。这是因为，如果电流限制设置得相当高（这实际上是现代放大器非常需要一个特性），输出级仍然会发生功耗过大的现象。为了保护功率晶体管，通常需要熔断电源至输出级的线路。

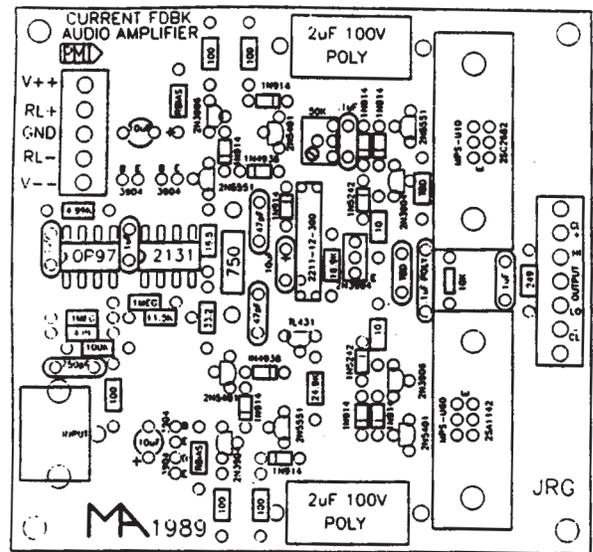
实际电路考虑

人们常常错误地认为，正确选定功率放大器的拓扑结构之后，构建一个满足所有原始设计目标的完整单元将轻而易举。事实上并非如此，适当解决放大器构造的物理细节问题，可能像驱动电子器件本身的实际设计一样费时费力。

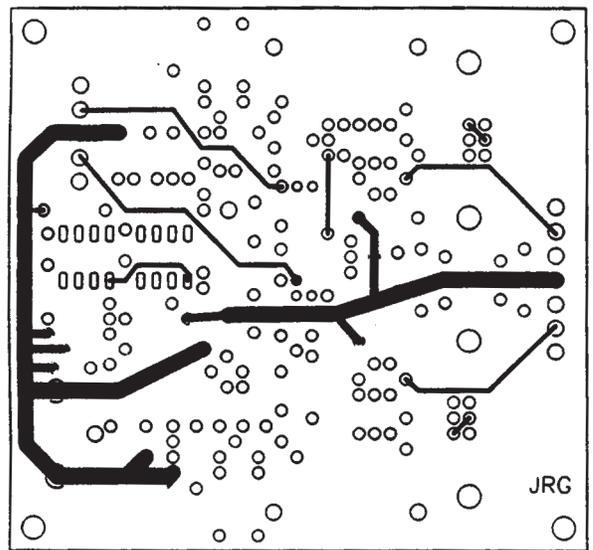
电路板布局

对于宽带宽音频功率放大器，这可能是最重要的考虑因素之一。良好电路板布局的关键是保持走线长度尽可能最短，并且使整体布局保持极小的物理尺寸。图4显示用来实现这种新型拓扑结构的电路板的布局，可以看出，器件封装密度相当高，而边长小于9 cm。驱动器板的布局在方向上与放大器电路图非常接近，开始于输入级所在的左侧，结束于输出级驱动器所在的右侧。

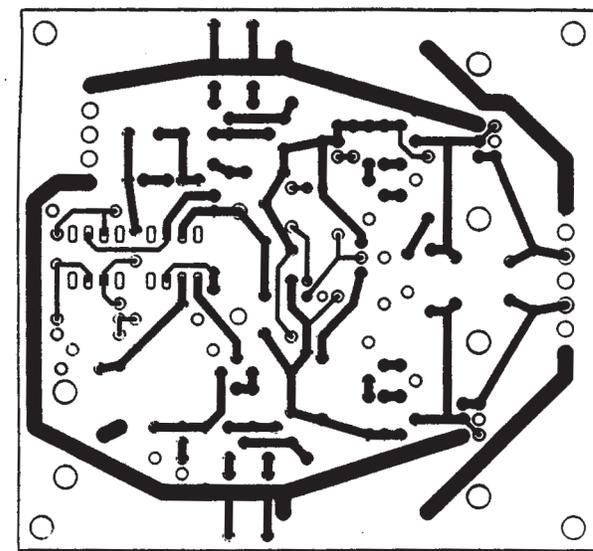
电源总线沿电路板的顶部和底部边缘布置，从而方便地为各级提供电源。板上的两个复合膜旁路电容实际上有其自己的接地回路，这些接地回路与输入级附近的信号接地总线互不相关。这是一项微妙的改进；在原始布局上，旁路电容与输入级共用同一接地总线，我们在第一批原型上注意到了奇怪的低水平振荡。结果发现，振荡的原因是电路中的初始扰动引起旁路电容对驱动器晶体管（并且最终对输出晶体管的栅极）放电。这种初始扰动最终导致自持续的松弛振荡（频率为数百 Hz），因为随着电容放电，接地总线浪涌足够大，以至于回耦至放大器的输入级。图4所示的改进布局没有表现出这种异常。



a. 顶端丝印



b. 顶端布局



c. 底端布局

图4. 紧凑的驱动器板包含 IGBT 输出级之外的所有放大器

关键器件选择

本设计中的一些电阻需要精心挑选，错误类型的阻性元件会导致意外的性能不佳。特定言之，750 Ω 反馈电阻 R_6 应为特大号完全非感性金属薄膜功率电阻，额定功率至少应为 2 W（因为该器件中的峰值电流可能高达 75 mA）。如果不使用额定功率足够高的电阻，则很有可能导致实际电阻值发生温度调制，而且当存在较大的低频输入信号成分时，放大器整体交调失真将相应地增加。此外，该电阻最好具有低温度系数。输出级中的电流检测电阻（ R_{24} 和 R_{25} ）也应当是低感性或非感性类型。放大器的上升时间很短（约为 350 ns），这意味着负载（从而这些电阻）中可能会出现很大的 di/dt ；因此，在快速边沿跃迁期间，过大电感将引起电阻上的电压增加，导致电流限制过早发生。

输入放大器 A_1 对于放大器的整体性能具有举足轻重的作用。它必须具备良好的线级音频运算放大器所具有的全部理想特性（即低失真、高压摆率和宽增益带宽积），此外还必须具有良好的输出电流能力。SSM2131 BiFET 音频运算放大器具有 10 MHz 的增益带宽积和 40 V/ μ s 的压摆率，足以胜任本设计的要求。此外，积分直流控制级中的放大器 A_2 除了必须具有低失调电压特性之外，还必须具有极低输入失调电流特性。这是因为，为了获得此级所需的长时间常数，使用了与其输入引脚串联的 1 M Ω 电阻。输入失调电流太大将导致这些电阻上出现足够大的差分直流误差（数 mV），从而使低输入失调电压运算放大器完全失去作用。OP-97 充分满足这些要求，输入失调电流仅为 30 pA，失调电压为 30 μ V。

并行输出晶体管

这是一个极其重要的问题，因为多数放大器都会使用每通道一对以上的输出晶体管，以便在处理低阻抗负载时输出级不会自毁。输出级的最大功耗随着负载阻抗减小而增大，因此需要确保所有输出晶体管之间充分共享静态和动态电流，这样可使任一输出器件的结壳温度上升幅度保持最小。通过所有晶体管之间的紧密热耦合，以及内置适当大小的串联源镇流电阻，功率 MOSFET 输出级可以实现电流有效共享。没有理由怀疑，如果采用同样的技术，平方律传递特性与之十分相似的功率 IGBT 输出级会表现得一样。

通常，为使 MOSFET 输出级实现最佳电流共享，源电阻的值应远大于各电阻的 $1/g_m$ （在各电阻的理想耗用电流范围内）。跨导在输出级静态点是最低的，因此使用此 g_m 值应当能保证整个输出电流范围内的电流共享。遗憾的是，这在实际实施中可能会导致电阻值相当大，当输送的负载电流值较高时，会产生很大的压降。更好的解决办法是对 N 沟道和 P 沟道 IGBT 进行一定量的预先筛选，剔除空闲点时 V_{TH} 和 g_m 偏差大于平均值的器件。这样，使用 0.2/ g_m 至 0.5/ g_m 范围内的串联发射极电阻就变得可行，从而有助于减小压降。对于本设计所用的 Toshiba IGBT 输出器件，当发射极电流约为 100 mA 时，典型 g_m 接近于 1S。例如，如果需要 8 个晶体管输出级，总空闲电流必须为 400 mA，则可以使用 0.2 Ω 至 0.5 Ω 范围内的串联发射极电阻，同时安装之前应对这些输出晶体管进行有限的筛查。

布线技术

有些放大器设计人员认为电源和输出端布线在设计阶段中的地位最低。但是，这些导线可能会载送大脉动电流，其谐波成分可能远高于音频频段，因此值得为这项工作付出一些努力。要使最终设计的性能接近在原型试验板（导线一般非常短）上测得的性能，布线很可能是必须圆满完成的最重要事项之一。对电源线路布局的控制一般不太严格，但应遵守一些非常简单的规则，以便提高第一次上电成功的可能性。

布线最重要的规则之一是对所有环路中的前向和返回电流路径使用双绞线。这可以减小导线的串联电感，因为电感随着环路截面积增大而增大。从滤波器电容到放大器输出级（和驱动器板）的所有电源线均应绞绕在一起，如图 5 系统连接图所示。熔丝与电源轨串联，以便在负载意外短路时保护输出级。熔丝应为快速熔断型，额定功率必须适当，不会在峰值输出功率水平下开路。从输出级到扬声器连接器的导线也应当绞绕在一起，如图所示，以便减小其电感。为了保持闭环稳定性，驱动器板与其各自输出级之间的所有互连应当极短。IGBT 的串联栅极电阻应直接连接在这些器件的封装引脚上。

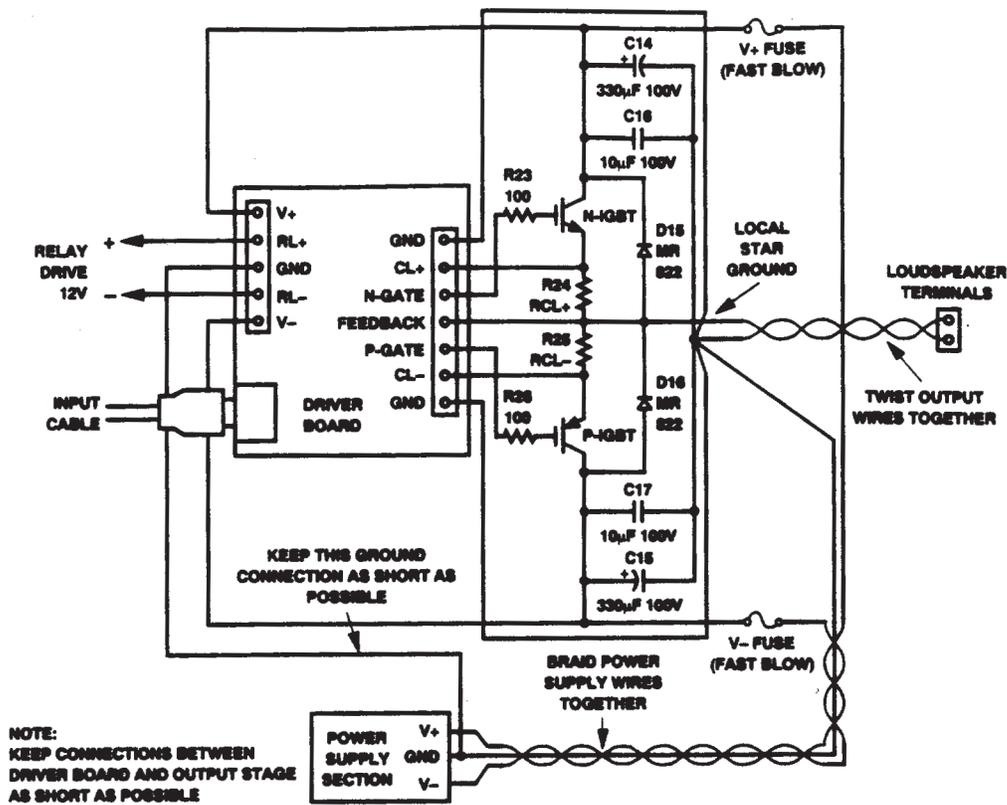


图 5. 若要实现低失真，必须适当注意电源布线方案

这些技巧都是确定无疑的正确措施，但有些事情却不那么明显。为输出级供电的正负电源引脚具有半波整流波形，如图 6 所示，因此谐波电流（出现于芯片基本输出频率的偶数倍时）会在电源电容与输出电阻之间形成的环路中流动²。在提取负反馈的该点之后，如果这些电源引脚与输出端回路之间存在任何互感，则输出中可能会感生放大器反馈操作无法衰减的偶数阶失真成分。对于 $R_L = 8 \Omega$ 且采用正弦激励的典型放大器，在输出频率 $f = 10 \text{ kHz}$ 时，输出环路中的感生二次谐波成分约为 $0.33\%/\mu\text{H}$ 互感。应当注意，感生失真成分的幅度与输出频率成比例（即输出频率提高时，幅度将变大）；使电源输入与扬声器布线彼此垂直，可以使该幅度保持最小。因此，输出晶体管应在物理上与电源引脚和输出端线缆相连，如图 7 所示。这种方法可以减小放大器的电源输

入与输出路径之间的互耦。

散热和温度考虑

绝不应低估散热器选择的重要性，如果掉以轻心，过高的结温必定会损坏输出晶体管。在大多数 AB 类功率放大器中，输出级的总功耗由两个输出晶体管库（N 沟道晶体管和 P 沟道晶体管）均分。在正弦激励下，反映电源轨电压和负载阻抗与输出级总最大功耗之间关系的公式为：

$$P_{\text{Diss}}(\text{max}) = \frac{2 V_{\text{CC}}^2}{\pi^2 |Z_L| \cos \theta} \quad (6)$$

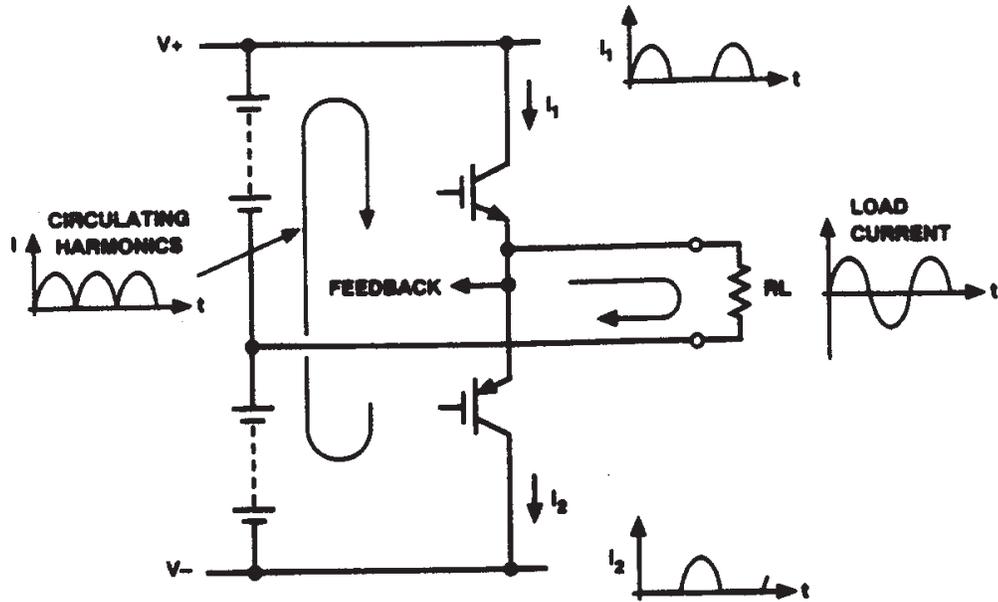


图 6. 功率放大器中的谐波电流在电源与 AB 类输出级之间循环流动

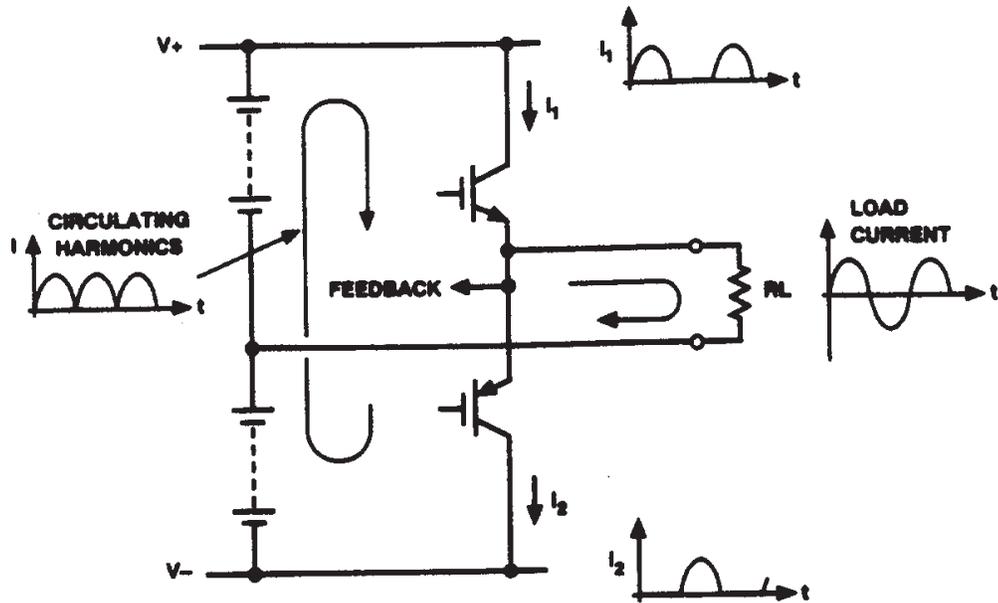


图 7. 较佳的输出级布局和器件放置

其中， θ 表示负载的相位角。例如，假设一个放大器具有一个双晶体管输出级，采用 $\pm 60\text{ V}$ 电源轨供电，负载阻抗为 $8\ \Omega$ ，相位角为 $+30^\circ$ 。在这些条件下，最大功耗将为 105.3 W 。Toshiba N 沟道和 P 沟道 IGBT 在 T_C 为 25°C 时的额定功耗为 180 W ，但在 T_C 为 150°C ，额定功耗降为 0 。这些晶体管的结壳热阻 ($R_{\theta JC}$) 计算方法是将壳温度的总变化 (125°C) 除以功耗的总变化 (180 W)，结果为 0.694°C/W 。由于输出级的总功耗由两个晶体管均分，因此有效 $R_{\theta JC} = 0.694/2 = 0.347^\circ\text{C/W}$ 。为确保输出级晶体管不会达到最大容许结温 150°C ，结至环境的总热阻 (假设 $T_A=25^\circ\text{C}$) 不得大于 $125^\circ\text{C}/105.3\text{ W}$ 或 1.19°C/W 。

从该数值中减去总输出级的结壳热阻，就得到净容许结至环境热阻 ($R_{\theta CA}$) 0.843°C/W 。该值包含绝缘垫片所引起的热阻；为了防止晶体管与散热器发生电接触，必须使用绝缘垫片 (每个绝缘器的热阻常常可达 0.3°C/W)。因此，在实际选择为功率晶体管提供散热的最终挤压件时，必须为界面材料留一些余地。本例需要散热器至环境热阻 ($R_{\theta SA}$) 约为 0.69°C/W 的大型片式散热器。当然，如果输出级使用两对晶体管，则净 $R_{\theta JC}$ 将减小一倍，散热器可以使用较小的挤压件。因此，对于给定的电源轨电压和负载阻抗，晶体管数量与输出级散热器尺寸之间存在一定的权衡关系。

测得的性能数据

表 1 摘要显示了使用新型互补 IGBT 输出器件的电流反馈型功率放大器的整体性能。虽然本设计所实现的低失真性能不如输出级采用线性化方案的更复杂拓扑结构那样惊人，但测量结果显示，此电路产生的总谐波失真 (THD) 和交调失真 IMD 仍然相当低。图 8 显示，当输出为 50 W、负载为 8 Ω 时，1 kHz 时的总谐波失真最小值为 0.001%，20 kHz 时上升至略低于 0.009% 的水平。考虑到仅使用了一对输出晶体管，这一结果已经很不错。此外，输出端也没有串联一般可衰减高频谐波的低通 LR 隔离网络。它可以人为改善放大器在 20 kHz 附近的性能，但我们故意没有采用。在 60 Hz 和 7 kHz 按 4:1 混合的情况下，SMPTE 交调失真与均方根输入电平之间的关系如图 9 所示；正如图中曲线所示，交调失真极低，仅为 0.0004% (41.7 W 输出、8 Ω 负载、0.92 V 均方根输入)。在放大器开始进入过载区 (均方根输入约为 0.95 V 时) 之前，图 9 曲线不存在任何明显的向上斜率，这表明对 750 Ω 反馈电阻没有温度调制影响。

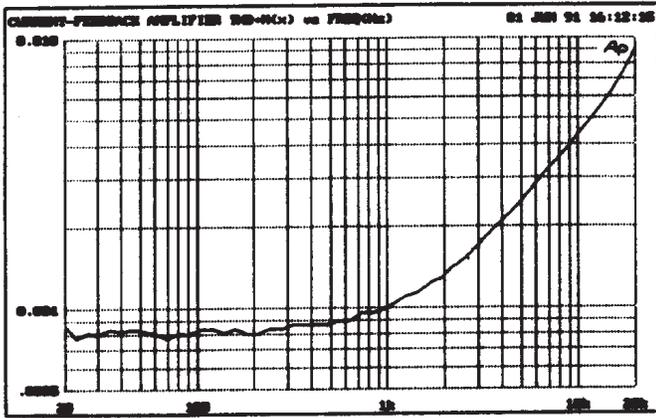


图 8. 当输出为 50 W、负载为 8 Ω 时，在整个音频频段内放大器 THD 低于 0.009%

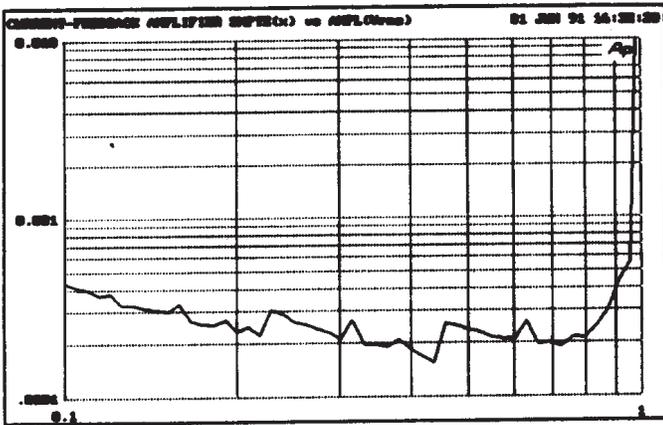


图 9. SMPTE 交调失真 (60 Hz/7 kHz 4:1、40 W、8 Ω) 极低，在因放大器进入过载区而上升之前，几乎达到 0.0002%

表 1. 放大器性能摘要

($V_{\text{SUPPLY}} = \pm 40\text{V}$ ，每个轨的电流限制为 2.5 A 平均值， $R_L = 8 \Omega$)

正弦波功率输出 (电压受限)	70 W
总谐波失真 (1 kHz)	0.001% (50 W)
总谐波失真 (20 kHz)	0.009% (50 W)
(主要取决于输出级中的空闲电流水平)	0.0004% (41.7 W)
SMPTE 交调失真	0.0004% (41.7 W)
动态交调失真 (DIM-100)	0.0012% (50 W)
频率响应(-3 dB)	DC至1 MHz
压摆率	>200 V/ μs
上升时间 (电路中的输入滤波器)	400 ns
总静态电源电流	130-150 mA

除静态失真性能外，真正使这种放大器拓扑结构独一无二的是其动态性能。任何大信号放大器设计中，高压摆率始终是至关重要的，但在方波再现期间，适当的波形控制同样很重要。该放大器增益级配置的特性，决定了压摆率限制以非常大的变化率发生 (典型值为 250 V/ μs)。大多数普通程序材料绝不可能导致该放大器发生压摆限制，哪怕输出摆幅很大。因此，DIM-100 动态交调失真测试所测得的值非常低，50 W 输出、8 Ω 负载时仅为 0.0012%，如图 10 所示。

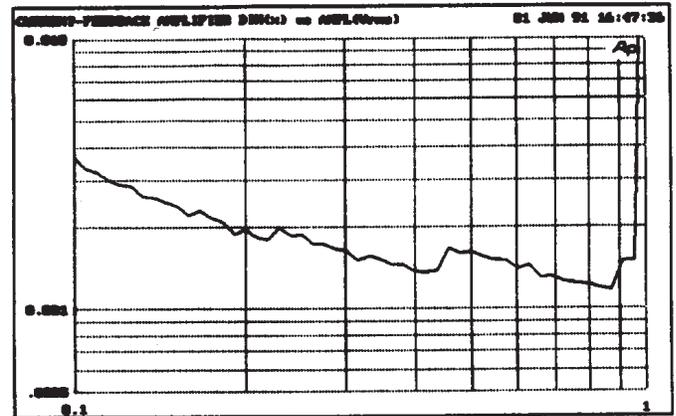


图 10. 干净的瞬态响应导致 DIM-100 瞬态交调失真极低 (3.15 kHz/15 kHz 4:1、50 W、8 Ω)

对于固态功率放大器，这是笔者迄今所看到的最低 DIM-100 失真值。在许多聆听测试中，该放大器的“畅快”声响和出色的低频性能备受关注。图 11 显示 8 Ω 负载、100 kHz 时该放大器的大信号步进响应；图 12 显示采用一个 80 V 峰峰值方波时输出端的无负载响应。这两幅图均表明，该放大器具有内在稳定性，在快速边沿上无过冲迹象。

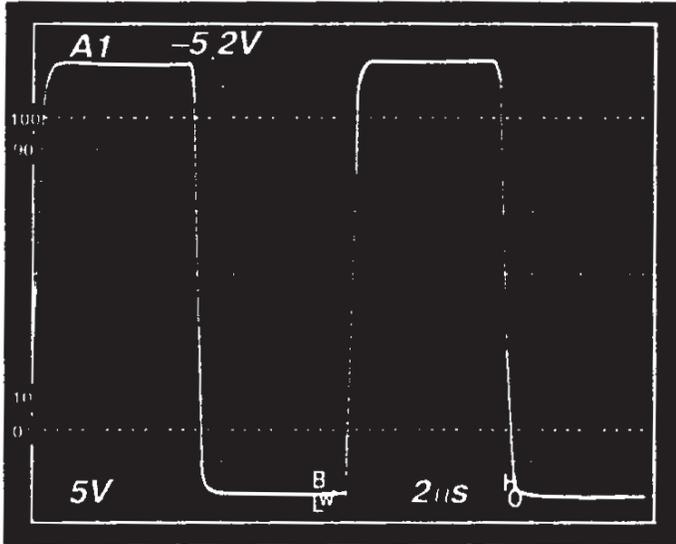


图 11. 将高频方波驱动至 8 Ω 负载时，该放大器的过冲极小

最后是频率响应，如图 13 所示，确实验证了之前所做的稍显繁琐的计算，证明闭环带宽一直扩展至 1 MHz。如此宽的频率响应对于音频功率放大器无疑是不必要的（200 kHz-300 kHz 可能就应付裕如），但它显示了现代设计所能达到的水平。

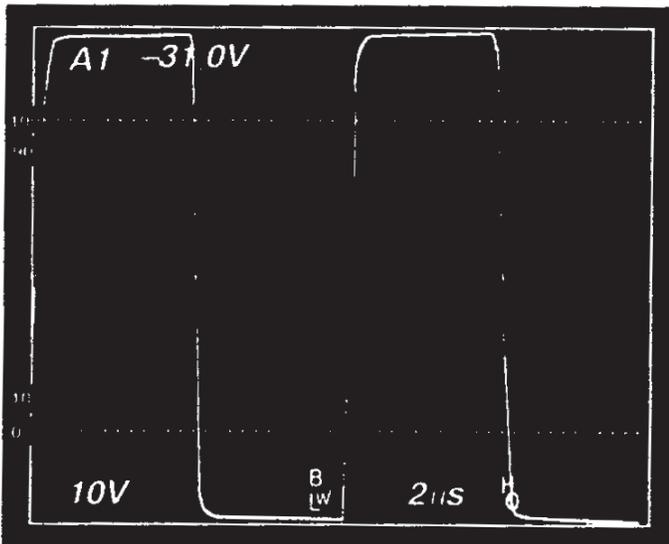


图 12. 100 kHz 大信号方波显示，IGBT 输出级具有内在稳定性，即使没有负载也能保持稳定

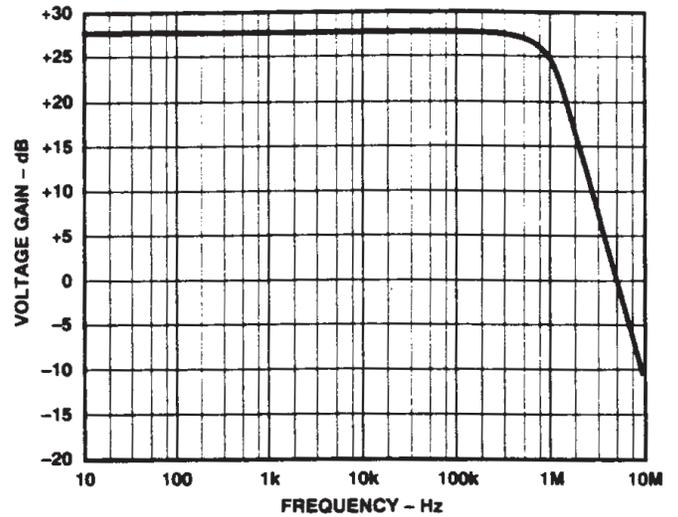


图 13. 正如计算所预测的那样，小信号频率响应确实一直扩展至 1 MHz

结论

人们时常会推陈出新，用不同的方法来完成同样的事情。本文所描述的放大器提供了一种革命性的扬声器驱动方法。只要适当注意所有细节问题（其中一些问题的确微不足道），那么电流反馈型放大器就能够提供优于所有已知拓扑结构的出色声学性能。

参考文献

- ¹Mark Alexander, "A Current Feedback Audio Power Amplifier," 88th Convention of the Audio Eng. Soc, reprint #2902, March 1990.
- ²Edward M. Cherry, "A New Distortion Mechanism in Class B Amplifiers," Journal of the Audio Eng. Soc, Vol 29, No. 5, pp. 327-328, May 1981.

附录 A: 电流反馈型放大器的频率响应

为了推导出电流反馈型放大器的输入至输出传递函数，必须分析图 14 所示的典型模型。此拓扑结构不是利用差分输入级，而是利用单位增益输入缓冲器来驱动低阻抗电流求和节点，迫使反相端与同相输入处于同一电位。非零输入缓冲器输出电阻 R_{INV} 与反相端串联，闭环增益与频率的关系分析中必须考虑该电阻。简化分析中常常会忽略这一电阻，导致传递函数根本不会显示带宽随增益的变化。从主放大器输出至反相端应用反馈，中间经过由 R_1 和 R_2 组成的电流求和网络。

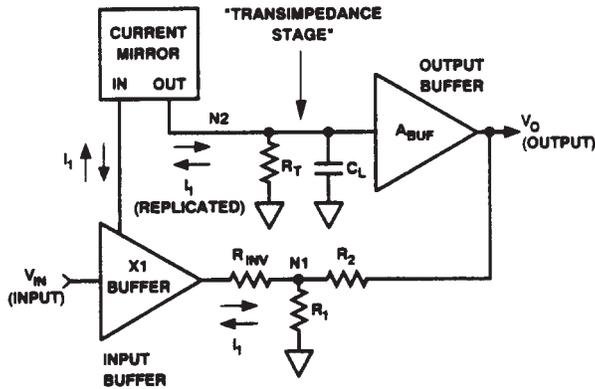


图 14

输入缓冲器的作用是迫使有限电流流经 R_1 ，该电流必须用 R_2 中与之几乎完全相等但极性相反的电流予以平衡。这两个电流之间的差值即为误差电流，它会流进或流出低阻抗反相端。然后，此误差电流（与传统运算放大器中的误差电压相对应）经过镜像后馈入由 R_T 和 C_C 组成的跨导级，在其中发生电流至电压转换。此处产生的电压经过另一单位增益级缓冲后，馈至主放大器输出。小信号跨阻 R_T 的值非常大（一般达几兆欧），只需极小的误差电流便可将节点 2 上的电压改变数伏。因此，稳态条件下必须流入或流出反相端的电流极小。这样，反馈网络虽然是由值很小的电阻组成，但也会在输入缓冲器的输出上呈现为非常轻的有效负载。为了导出该放大器的传递函数，必须写出节点 1 和节点 2 的节点公式，然后以适当的方式合并，以求得最终结果：

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_{INV}}{R_T A_{BUF}} + s \frac{\left(R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_{INV}\right) C_C}{A_{BUF}}} \quad (7)$$

此关系式与电压反馈型放大器的关系式实际上非常相似，可以看出，直流闭环增益接近于 $1 + R_2/R_1$ （假设 $R_T A_{BUF}$ 乘积也相当大）。至于低频增益项，大多数 IC 运算放大器用户都应当很熟悉。乍看之下，频率相关项似乎与电压反馈型放大器的该项非常相似，但事实上大不相同。如果写出闭环极点频率的表达式，则很容易明白这一点：

$$f_{POLE} \cong \frac{A_{BUF}}{2 \pi \left(R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_{INV}\right) C_C} \quad (8)$$

有趣的是，此结果显示，极点频率现在主要取决于反馈电阻 R_2 的值以及输入缓冲器输出电阻 R_{INV} 与闭环增益的乘积。一般而言， R_{INV} 的值应尽可能小，以将极点频率随增益的变化降至最小；该值通常小于推荐最小反馈电阻值的十分之一。高增益时，如上文所述，闭环带宽开始变成与增益成反比，因为公式 (8) 分母中与 R_{INV} 相关的项开始起主导作用。因此，增益带宽积为：

$$GBW = \frac{A_{BUF}}{2 \pi R_{INV} C_C} \quad (9)$$

输出缓冲器的增益 A_{BUF} 对于确定闭环极点频率也有一定的作用。当主放大器输出接上负载时，此增益降至比 1 小许多的水平，而由公式 (8) 可知，闭环带宽随之降低。这实际上会使放大器更加稳定，因为闭环 -3 dB 点越低，高频非主导极点贡献的附加相移越小。事实上，许多商用电流反馈型放大器都会在小负载时显示出明显的增益峰值，直到负载相当大时才表现得令人满意。需要注意的另一点是，必须严格遵守对反馈电阻 R_2 的推荐最小值要求，值太低会导致闭环极点频率过高，从而引起严重的增益峰值问题，因为较高阶极点的主导作用更强。在低增益时， R_{INV} 对闭环极点时间常数的乘法影响极小，这一问题尤其严重。

在该电流反馈型功率放大器的早期开发阶段，我们注意到，使用以地为参考的补偿方案时，不稳定现象出现在方波的边沿上。通过实验发现，将补偿电容与反馈求和节点相连可以使不稳定现象消失。我们对使用这种新配置的放大器响应进行了分析，因为肯定是发生了某种改变，才导致它更稳定。结果确实如此，当补偿电容返回至反馈求和节点而不是地时，电路的传递函数发生了非常明显的变化。这种改进的补偿配置同时使得补偿电容可以更小，而不影响闭环稳定性。为了解理解这一点，必须再次分析电流反馈模型，但这次补偿电容 C_C 返回至求和节点，而不是地：

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + s \left(\frac{2R_1 R_2 C_C}{R_1 + R_2}\right)\right)}{1 + \frac{R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_{INV}}{R_T A_{BUF}} + s \left(\frac{2R_2 C_C + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_T}\right) R_{INV} C_C}{A_{BUF}} - R_{INV} C_C\right)} \quad (10)$$

公式 (7) 与公式 (10) 的主要区别是由 R_1 和 R_2 并联组合所确定的分子中有零点出现，并且分母中多出一些项。零点往往会部分抵消 IGBT 输出级所引起的放大器第二极点，从而大大提高稳定性。不过，公式 (10) 中最引人注目的变化可能是 $R_2 C_C$ 时间常数现在要乘以系数 2，而不是之前的 1。由于此时间常数是决定闭环极点频率的最主要因素，因此补偿电容值可以在原来基础上减半。

附录B: 放大器元件列表 (一个通道)

	数量	标志符
集成电路		
SSM-2131P BiFET 音频运算放大器	1	A ₁
OP-97FP 精密直流运算放大器	1	A ₂
TL431CP 可编程分流稳压器	1	D ₇
晶体管		
2N3904 NPN, 40 V (4 个用作齐纳二极管)	7	Q ₅ , Q ₇ , Q ₁₂ , Q ₁₄ -Q ₁₇
2N3906 PNP, 40 V	2	Q ₃ , Q ₁₃
2N5401 PNP, 150 V (或NEC的2SC2682)	3	Q ₂ , Q ₄ , Q ₉
2N5551 NPN, 160 V	3	Q ₁ , Q ₆ , Q ₈
MPS-U10 NPN, 300 V ¹	1	Q ₁₀
MPS-U60 PNP, 300 V ²	1	Q ₁₁
GT20D101-Y N-CHAN IGBT 250 V, 20 A (Toshiba)	1	Q ₁₈
GT20D201-Y P-CHAN IGBT 250 V, 20 A (Toshiba)	1	Q ₁₉
二极管		
1N914 100 V, 100 mA 小信号二极管	9	D ₁ , D ₂ , D ₅ , D ₆ , D ₈ , D ₁₁ , D ₁₂ , D ₁₃ , D ₁₄
1N5242B 12 V, 500 mW 齐纳二极管	2	D ₉ , D ₁₀
1N4938 200 V, 100 mA 低 t _{RR} 二极管	2	D ₃ , D ₄
MR822 200 V, 5 A 低 t _{RR} 整流器	2	D ₁₅ , D ₁₆
电阻		
(单位为欧姆, 均为 1/4W 1% 金属薄膜电阻, 除非另有说明)		
0.05 Ω, 3 W, 5% 非感性 (Shallcross LO-3系列)	2	R ₂₄ , R ₂₅
10.0	2	R ₁₉ , R ₂₀
16.5	1	R ₇
33.2	1	R ₆
100 (2 个用作 IGBT 的栅极电阻)	7	R ₃ , R ₁₃ -R ₁₆ , R ₂₃ , R ₂₆
249	1	R ₂₂
499	1	R ₁₀
750, 2-5 W, 1%非感性金属薄膜	1	R ₈
4.99 k	1	R ₁₂
10.0 k	1	R ₂₁
11.5 k	1	R ₁₁
16.9 k	1	R ₁₇
24.9 k	1	R ₁₈
100 k	1	R ₄
1.00 M	2	R ₅ , R ₉
RBIAS (49.9 k, ±65 V 电源轨)	2	R ₁ , R ₂
50 kΩ 多匝微调变阻器 (Helitrim 68WR503 或同等产品)	1	VR ₁
电容		
47 pF 5% 镀银云母 (或陶瓷) 200 V	2	C ₆ , C ₇
750 pF 5% 镀银云母 (或陶瓷) 200 V	1	C ₃
0.1 μF 10% 陶瓷或聚酯薄膜 63 V	4	C ₄ , C ₅ , C ₈ , C ₁₀
1 μF 10% 陶瓷 100 V	1	C ₁₁
2 μF 10% 复合膜 100 V (Electrocube 230B1B205K)	2	C ₁₂ , C ₁₃
10 μF 10% 钽电解电容 25 V	3	C ₁ , C ₂ , C ₉
2 - 10 μF 10% 复合膜 100 V	2	C ₁₆ , C ₁₇
220 或 330μF 10% 铝电解电容 100 V	2	C ₁₄ , C ₁₅
其它:		
C 型舌簧继电器 (Coto 2211-12-300)	1	K ₁
耐热合金 6100B 散热器, 用于驱动器晶体管	2	
超大片式散热器, 用于 IGBT 输出级	1	
绝缘垫, 用于 IGBT	2	
5 引脚 Molex 端板, 引脚间隔 0.156 英寸	1	
7 引脚 Molex 端板, 引脚间隔 0.156 英寸	1	
3 引脚 Molex 端板, 引脚间隔 0.100 英寸	1	
直角 RCA 插孔	1	
放大器评估 PC 板 ³	1	

¹替代产品首选 NEC 2SC2682, 次选 Toshiba 2SC2238B。注意正确的引脚排列。

²替代产品首选 NEC 2SA1142, 次选 Toshiba 2SA968B。注意正确的引脚排列。

³可向合格 OEM 提供。详情请联系 ADI 公司本地经销商。