

# LME49810,LME49830

*Application Note 1850 LME49830TB Ultra-High Fidelity High Power Amplifier*

*Reference Design*



Literature Number: ZHCA357

# LME49830TB 极高保真大功率放大器的参考设计

美国国家半导体公司  
应用注释1850  
Troy Huebner John DeCelles  
2008年7月1日



## 引言

LME49830 EF125WT1放大器的印刷电路板模块展示了美国国家半导体公司生产的LME极高保真功率放大器输入级集成电路（驱动器）系列产品。LME49830是全互补双极型工艺生产的，具有56 mA（典型值）的输出电流、200V工作电压范围，为音频应用优化的输入级集成电路。以56 mA的驱动电流，该器件可驱动多种大功率管，从而获得高输出功率。

LME49830的低噪声和极低失真的性能，结合用户可调整的补偿方案能得到精密可控的、高动态的音频试听体验。用户可调的补偿使高频失真最小，并得到优化的压摆率和功率带宽。集成电路的高性能水准、特性以及用户定制，使驱动器成为一个高可靠性、独特的高功率放大器的输入级解决方案。

尽管放大器模块提供了一个方便性能验证的方案，但它

也能在所需的测试环境里验证方案的音响性能。为验证音响性能，目前的解决方案已在一个专门的音响室内经过试听评估。

## 概述

若结合恰当设计的高电流输出级，并具备适当的热管理功能，LME49830集成电路可支持超过1kW水平的输出功率。图1显示了使用LME49830的一个典型功率放大器的简单原理图。通过提供一个高可靠的、有稳定表现的低失真输入级，LME49830简化了功率放大器设计。外加一个输出级以及一个简单的直流偏置电路，最终构成一个极高保真的功率放大器。起初LME49830是为采用MOS场效应管的输出级而设计的，但也可用于采用其它器件的输出级。其结果是，对于直流偏置电压在16V范围内的输出级，LME49830几乎可以和任何所需的MOS场效应管一起使用。

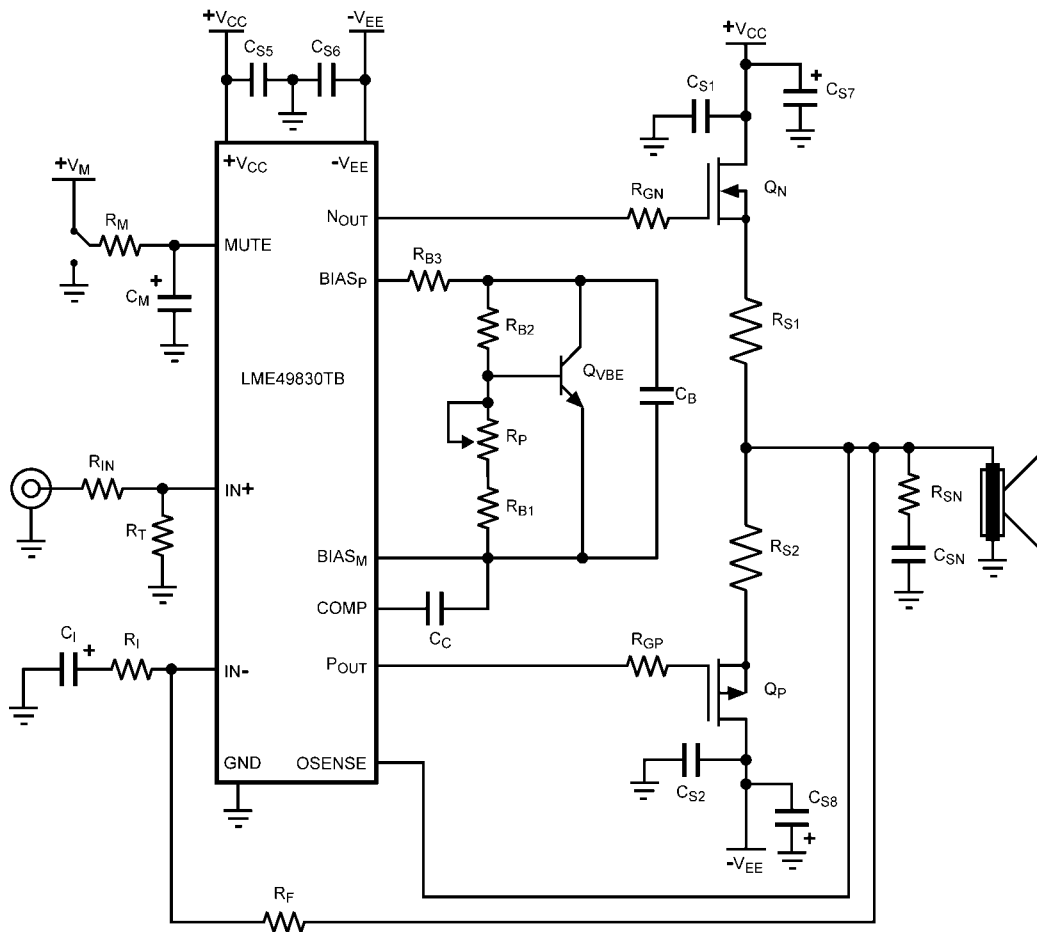


图1. 简单功率放大器的原理图

30063201

使用有200V工作电压范围，LME49830的放大器解决方案主要受限于功率输出级的晶体管数量，并结合足够的热量管理功能，保持功率管工作在其安全工作区（SOA）内。

LME49830可以与许多不同拓扑结构的输出级配置使用，提供个性化的、定制的最终产品。图2所示为每边使用三个并联晶体管构成的普通源极跟随器输出级。

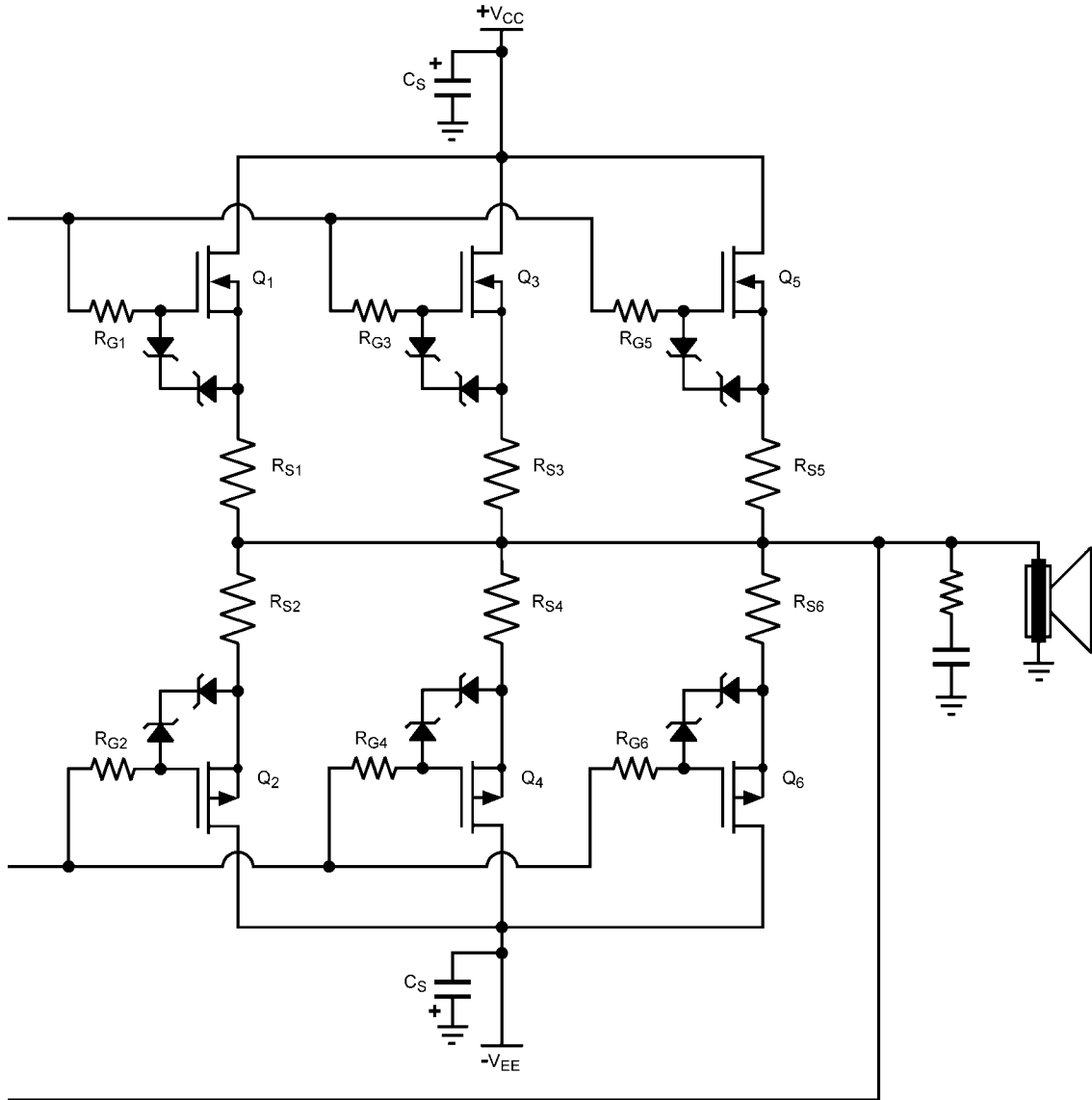


图2. 源极跟随输出级

30063202

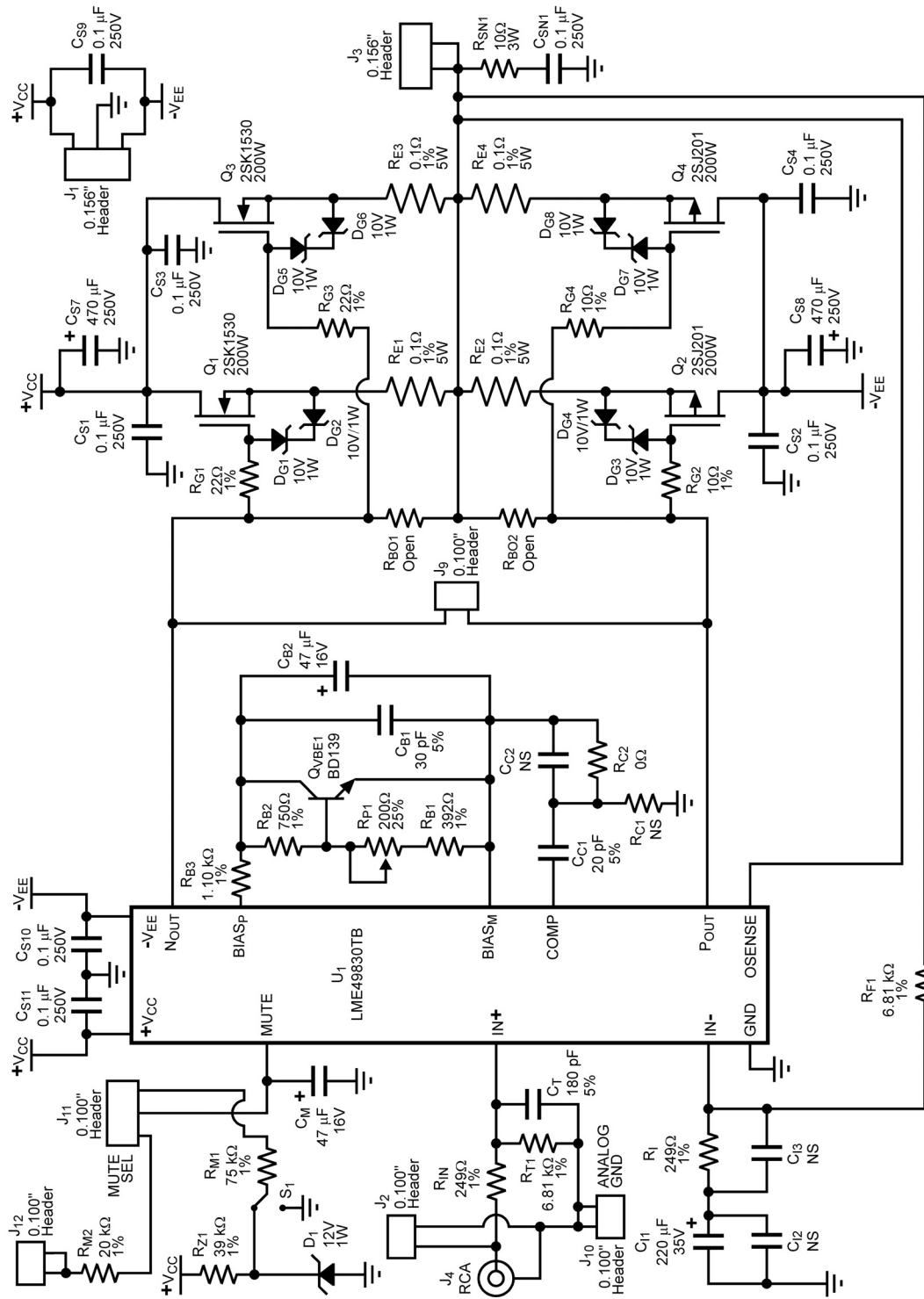
## 工作原理详述

EF125WT1场效应管印刷电路板完整的放大器原理图如图3所示。下面的讨论涵盖电路各个部分的要点和解释。放大器模块是每边两个MOS场效应管的输出级，由LME49830直接驱动。对于每边仅有两个器件的输出级，不需要额外的电流增益级来获得更高的输出级驱动电流。具有56 mA（典型值）驱动电流能力的LME49830能为高压摆率提供充沛的驱动

电流以及出色的总谐波失真（THD）指标。对于器件数量更多的输出级，LME49830的驱动电流或许不能满足设计规格。

当运行在 $\pm 60\text{V}$ 的电源电压时，对于1 kHz信号，LME49830放大器模块可提供的输出功率水平如下。

负载	0.1% THD+N	1% THD+N	10% THD+N
4 $\Omega$	335W	350W	430W
8 $\Omega$	175W	185W	230W



30063210

图3. LME49830 EF125WTT1场效应晶体管放大器印刷电路的原理图

要强调的是，LME49830 EF125WT1场效应管放大器的印刷电路板模块包含无输出级保护机制。为安全起见，最基本的措施是在评估电源上设置一个恰当的电流限制。

对于EF125WT1场效应管模块的电源电压限制是， $V_{DSS}$ 电压为200V的东芝2SK1530/2SJ201 MOS场效应管，和最大极限电源电压 $\pm$ 为100V(200V)的LME49830。据此，推荐放大器模块使用的最大电源电压应小于 $\pm$ 80V。为保证额外的安全裕度，建议最大电源电压为 $\pm$ 75V。

尽管放大器模块能使用高达 $\pm$ 75V的电源电压，但仍要注意用连续的正弦波信号驱动负载阻抗小于 $8\Omega$ 的情况。若仅采用对流冷却，每边两个输出功率管上所加的散热片的有限热耗散不允许连续的总输出级功耗高于140W。除了散热片提供的热耗散能力之外，放大器模块的限制因素还有输出级功率管的安全工作区（SOA）。连续用正弦信号工作在高电压和不到 $8\Omega$ 的负载条件下，需要额外的热耗散能力。可使用高速风机作辅助热耗散，但这种方法在高电源电压和连续信号驱动的情况下仍不能保证不超出安全工作区（SOA）。

对于标准的性能特性，推荐放大器印刷电路板模块上使用 $\pm$ 60V的工作电压，用正弦信号驱动一个 $8\Omega$ 电阻负载。当工作电压高于 $\pm$ 60V或驱动更低阻抗的负载时，须特别注意输出功率管不要工作在安全工作区以外。在极限工作条件下，当连续信号加到放大器时，强烈推荐使其工作在尽可能短的时间里。可在两次散热片和器件冷却的间隔时间内获得较高电源电压下的标准音频性能测试。

LME49830 EF125WT1场效应管放大器的印刷电路板模块用于性能验证和严格的试评评估。印刷电路板模块展示了采用最少外围器件能获得高水准的性能，但仍给用户提供了足够的灵活性来设计个性化的最终产品。由于有限的热耗散能力，不打算将印刷电路板模块用于长时间的温度和可靠性测试，或是很高功率的分析。

对于连续的高功率驱动分析以及长时间的温度和可靠性测试，推荐使用针对所需工作条件下有足够热量管理的放大器。

## 输出级功率损耗

对于纯阻性负载，最差条件下的输出级最大功率损耗可由下式确定。

$$P_{D(AMP)MAX} = V_{CC}^2 / (2\pi^2 R_L) \quad (\text{瓦})$$

这里 $V_{CC}$ 是总的电源电压。对于 $\pm$ 75V，在计算公式中使用的 $V_{CC}$ 为150V。

表1列出了对于纯负载情况，输出级在不同电压下的最大功耗。

表1. 输出级最大功率损耗

输出级最大功耗		
负载	$V_{CC} = \pm 60V$	$V_{CC} = \pm 75V$
$R_L = 8\Omega$	91W	142W
$R_L = 4\Omega$	182W	285W

对于LME49830 EF125WT1场效应管放大器印刷电路板模块上每边两个功率管，每个晶体管平均耗散1/4的总输出级功耗。可容易地看出，在 $\pm$ 75V供电下，当一个正弦波连续驱动一个 $4\Omega$ 阻性负载时，每个功率管需平均耗散71w。根据器件手册，外壳温度为 $25^\circ\text{C}$ 时，每个输出器件的额定功耗为150W。每个器件的功耗必须根据外壳的温度线性地降低额定值。外壳温度为 $75^\circ\text{C}$ 时，每个器件的额定功耗将降到90W。这样驱动阻性负载的瞬时功耗甚至大于或可能超出三极管的安全工作区（SOA）。

为放大器模块采用的散热片是Aavid Thermalloy生产的4英寸挤铝型材，产品型号为65605，额定热阻为 $0.62^\circ\text{C}/\text{W}$ 。在散热片上增加一个风扇可极大地降低热阻，其取决于风扇提供的空气流速。可在Aavid Thermalloy网站上找到关于放大器散热片更多的信息和热量建模。

使用基于外壳温度降额的输出器件和给定的散热片条件，可按照数学推导来确定最大功耗。输出器件的功耗随着外壳的温度升高而线性地降额。线性方程的通用公式为 $y = mx + b$ 。两个输出器件2SJ201和2SK1530的热特性是相同的。功耗降额曲线的端点设在外壳温度为 $25^\circ\text{C}$ 时的额定功耗和最大沟道温度，即0W功耗时的温度。这些参数分别为150W和 $150^\circ\text{C}$ 。已知直线上两个点可确定直线方程，结果如等式1。

$$P_{D(IC)} = -1.2\text{W}/^\circ\text{C} * T_C + 180\text{W} \quad (\text{瓦}) \quad (1)$$

由器件功耗等式来确定外壳温度，可由等式2给出。

$$T_C = -0.83^\circ\text{C}/\text{W} * P_{D(IC)} + 150^\circ\text{C} \quad (^\circ\text{C}) \quad (2)$$

检验上述公式显示出，器件的PN结到壳体的热阻 $\theta_{JC}$ 是曲线斜率的绝对值，以 $^\circ\text{C}/\text{W}$ 为单位，此处为 $0.83^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

为了在给定散热片和环境温度的条件下确定随器件外壳温升而降额的最大器件功耗，进一步计算器件壳温的方程由下式给出：

$$\text{器件外壳温度}(^\circ\text{C}) = \text{散热片温度}(^\circ\text{C}) + [\text{器件功耗}(W) * \text{外壳热阻}(^\circ\text{C}/\text{W})]$$

$$T_C (^\circ\text{C}) = T_{HS} (^\circ\text{C}) + [P_{D(IC)} (W) * \theta_{CS} (^\circ\text{C}/\text{W})]$$

散热片温度是总功耗乘以其热阻再加上环境温度：

$$T_{HS} (^\circ\text{C}) = [P_{D(TOTAL)} (W) * \theta_{SA} (^\circ\text{C}/\text{W})] + T_A (^\circ\text{C})$$

对于任意数量的输出器件， $P_{D(TOTAL)} =$  输出器件的数量 \*  $P_{D(IC)}$  (瓦) 结合上式给出等式3。

$$T_C = (P_{D(TOTAL)} * \theta_{SA}) + T_A + (P_{D(IC)} * \theta_{CS}) \quad (^\circ\text{C}) \quad (3)$$

令等式2和等式3相等得出:

$$-0.83^{\circ}\text{C}/\text{W} * P_{D(\text{IC})} + 150^{\circ}\text{C} = (P_{D(\text{TOTAL})} * \theta_{\text{SA}}) + T_{\text{A}} \\ + (P_{D(\text{IC})} * \theta_{\text{CS}})$$

对于4个输出器件, 求解 $P_{D(\text{IC})}$ 的结果如等式4。

$$P_{D(\text{IC})} = (150^{\circ}\text{C} - T_{\text{A}}) / (4 * \theta_{\text{SA}} + \theta_{\text{CS}} + \theta_{\text{JC}}) \quad (\text{瓦}) \quad (4)$$

给定:

$$T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$$

$$\theta_{\text{CS}} = 0.25^{\circ}\text{C}/\text{W}, \text{ 平的热涂脂表面。}$$

$$\theta_{\text{SA}} = 0.62^{\circ}\text{C}/\text{W}, \text{ 给定散热片的额定值。}$$

$$\theta_{\text{JC}} = 0.83^{\circ}\text{C}/\text{W} = (T_{\text{J(MAX)}} - T_{\text{A}}) / (P_{\text{D(MAX)}} \text{ at } T_{\text{A}})$$

在给定环境温度为25°C和散热片下, 因外壳温升降额的最大平均功耗为 $P_{D(\text{IC})} = 35.1\text{W}$ 。总的输出级平均功耗为140.4W。在这些条件下, 每个器件的沟道温度将为150°C, 每个器件的外壳温度为120.9°C, 以及散热片的温度为112.1°C。

用一些替换和观察, 给出了比等式4更通用的等式5。

$$P_{D(\text{IC})} = (T_{\text{J(MAX)}} - T_{\text{A}}) / \{ \# \text{ of Devices } * \theta_{\text{SA}} + \theta_{\text{CS}} \\ + [(T_{\text{J(MAX)}} - T_{\text{A}}) / (P_{\text{D(MAX)}} \text{ at } T_{\text{A}})] \} \quad (\text{瓦}) \quad (5)$$

上述计算是针对连续正弦波的平均功耗。音乐以及其它节目源的平均功耗水平低于正弦波源的平均功耗, 这将降低散热片和器件的温度。

## LME49830的功耗

LME49830管芯用TO-247封装, 具有73°C/W的PN结到环境的热阻 $\theta_{\text{JA}}$ , 以及4°C/W的PN结到管壳的热阻 $\theta_{\text{JC}}$ 。TO-247封装是个非绝缘封装, 任何贴装的散热片具有与负电源轨同样的电位。

LME49830集成了一个完整的功率放大器输入级, 具有56 mA的输出电流驱动能力。LME49830用于驱动MOS场效应管输出级, 输出级对于LME49830是个高阻负载。

表2所示为保持LME49830管芯的温度低于150°C, 对应所述电压的最大功耗水平以及所需的最小散热片热阻。计算中使用了50°C的环境温度, 4°C/W的LME49830热阻 $\theta_{\text{JC}}$ , 加上0.5°C/W的管壳到散热片的额外热阻 $\theta_{\text{CS}}$ 。

表2. LME49830功耗和散热片信息

LME49830 功耗和散热片热阻		
LME49830	$V_{\text{CC}} = \pm 60\text{V}$	$V_{\text{CC}} = \pm 75\text{V}$
$I_{\text{CCQ(max)}} = 25\text{mA}$	3W	3.75W
$\theta_{\text{SA}}$	< 28.8°C/W	< 22°C/W

EF125WT1场效应管放大器模块上使用的散热片由Aavid Thermalloy供应, 产品型号为530101B00150, 热阻为6.3°C/W。如下式所示, 即使是在±100V轨电压时, 散热片也可满足要求。

$$\theta_{\text{SA}} = [(T_{\text{J(MAX)}} - T_{\text{A}}) - P_{\text{D(MAX)}}(\theta_{\text{JC}} - \theta_{\text{CS}})] / P_{\text{D(MAX)}} \\ = [(150^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}) - 5\text{W}(4^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0.5^{\circ}\text{C}/\text{W})] / 5\text{W} \\ \leq 15.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

针对集成电路装配的方便性、热稳定性和机械强度特意挑选用于LME49830的散热片。为达到较低的管芯工作温度和最小的热互扰, 推荐LME49830使用的散热片与输出级散热片分开。

## 印刷电路板的连接

### 输入的连接

可以通过两引脚连接器 $J_2$ , 或标准的RCA输入插座 $J_4$ , 将模拟输入信号加到LME49830 EF125WT1场效应管印刷电路板上。为优化性能, 在信号源和放大器印刷电路板模块之间使用屏蔽双绞线, 仅在信号源一端接有屏蔽终接电阻。

输入为非平衡直流耦合并用一个6.8 kΩ电阻终接。可以改变输入终接电阻 $R_1$ 和相关的增益调整反馈电阻器 $R_F$ 为更高的阻值, 如10 kΩ或47 kΩ, 由此会增加电阻器的热噪声, 结果THD+N会稍高于技术规格。也可调整 $R_{\text{IN}}$ 和 $R_1$ 以保持相同的增益设定。用于限制高频放大的输入高频滚降滤波器的电容器 $C_T$ 与 $R_1$ 并联。这两个值设定的极点在130 kHz。

该放大器的输入灵敏度是1.37V, 在±60V电源轨和THD+N为0.1%时, 8Ω负载的输出功率可达175W。

### 输出的连接

输出通过两引脚的连接器 $J_3$ 连接。设计的放大器输出阻抗是8Ω或4Ω, 工作电源轨为±60V。当放大器印刷电路板模块工作在电源轨为±100V时, 主要的限制是输出级功率管的安全工作区。请参看工作原理详述一章中有关限制和推荐的部分。

已在印刷电路板上装有一个RC输出缓冲网络, 作为一个高频负载。在输出端有一个0.1μF电容器 $C_{\text{SN1}}$ 与一个额定功率为3瓦的10Ω电阻器串联。 $R_C$ 缓冲器并不是为了衰减那种一般输出波形接近削波时发生在准饱和区的高频自激。然而, 输出缓冲器经常在高频时为放大器提供一个负载阻抗。

### 电源的连接

放大器模块的电源加到连接器 $J_1$ 。这个连接器给输出级功率管和LME49830都提供电力。这个放大器模块可使用从±20V到±100V的工作电压。在升高工作电压时, 请参看工作细节一章有关限制和推荐部分。

接到放大器印刷电路板的电源线应该有足够的电容量, 来满足所要求的放大器输出功率。建议使用18号线规的

多股绞合线将低阻的电源连到印刷电路板，并且用尽可能短的电连接。

### 地线连接的优化

图4所示为一个详细的连接图，对于纯净的信号地线连接展示了带二个选项的优化连接。特别要注意的是，从信号

发生器接地GND到电源的星形接地必须分开连接，这在输入和输出之间提供了一个基准。对于纯净的接地GND，仅可使用图4中的一个选项。这是因为，在输入级与放大器印刷电路板模块上的输出级电源旁路电容之间没有电气接地连接，特意这样做的目的是消除输入和输出级之间地线电流的相互干扰。

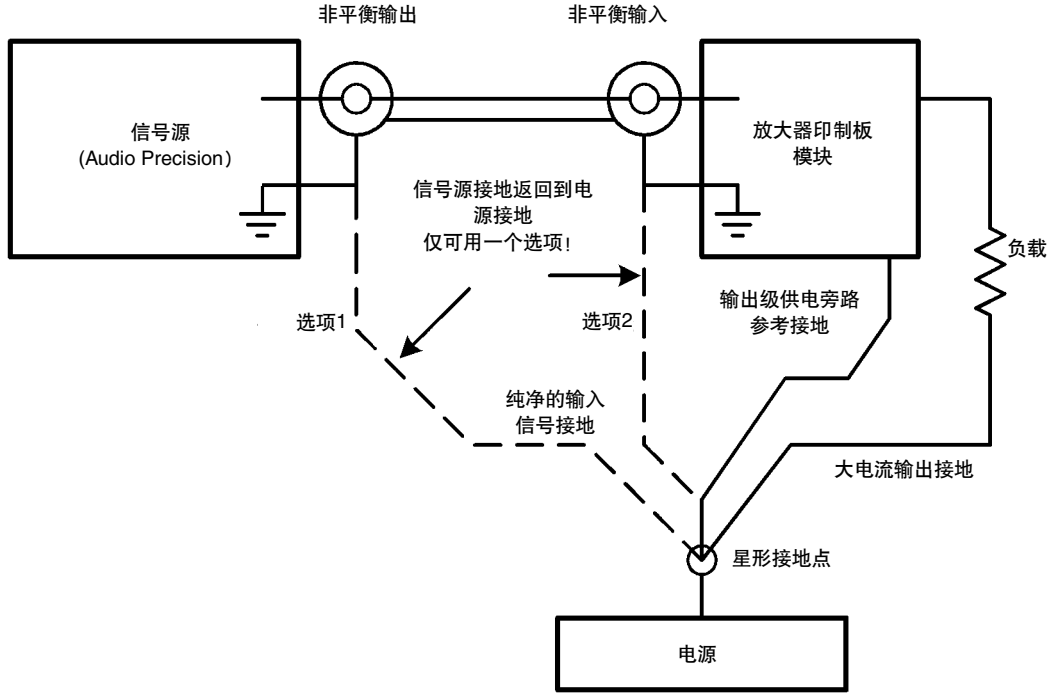


图4. 放大器模块试验地线的连接

30063204

如果信号源到电源接地点没有地线回路，其输出将会悬空，并从电源的正极吸收大量电流。因此重要的是，无论从Audio Precision信号源接地还是从印刷电路板上的模拟接地 $J_{10}$ ，将低电平的纯净信号接地参照点返回到星形接地点，一般只能有一个连接能给出最好的THD+N特性。

还要注意，在印刷电路板上没有输出负载地线回路的连接。特意这样做就是为了确保大电流的输出地线回流到星形接地点。

为了获得极低失真的测量，使示波器底板地线连到电源星形接地点上，而不使用示波器探针的地线夹，这也是重要的一点。使用示波器的探针接地线夹连到模拟接地AGND，在探测输出级时可能使失真显著增大。

由于印刷电路板上大容量储能电容的物理尺寸限制，希望用户对低阻电源或大电容器均使用低电感连接。

为了在实验室条件下获得最小的放大器失真，推荐在实验室电源到放大器印刷电路板模块之间使用高容量的储能电容器。同时也建议在储能电容器和放大器模块之间保持尽可能短的连接。为了在实验测试中获得本文说明的性能，对每个电源轨应使用39,000 $\mu$ F的储能电容器。

### 静音功能

EF125WT1场效应管放大器模块里有一个用于静音电路的参考电压，如图5所示。这一参考电压允许加到LME49830上的电源电压可以变化，无须不断地调整静音电阻。使用板上的(+12V)静音电压时，设定静音电流为160 $\mu$ A。通过 $J_{11}$ 和 $J_{12}$ 连接器可使用一个2.6V到5V的外部静音电压，拟或用户要得到任何期望的电压，可以调整静音电阻 $R_{M2}$ 。

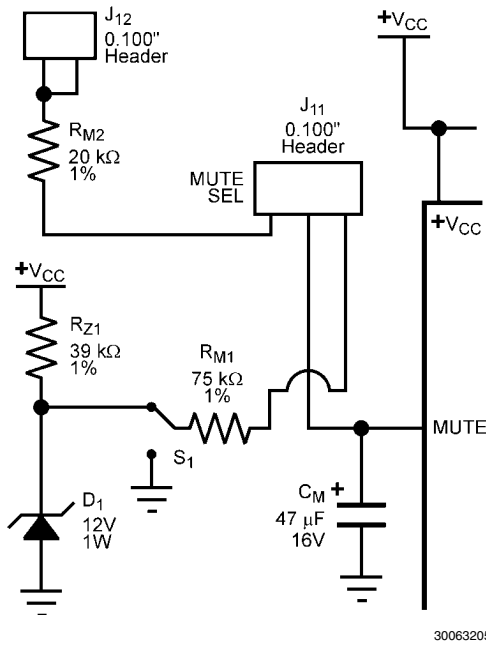


图5. 静音电路的参考电压

有关静音电路正确工作和基准电压设定的详细设计信息，可在LME49830数据手册中查到。同时也可在数据手册中看到，对音频信号的静音衰减能达到-120 dB的极好水准。LME49830的静音功能有平滑的开/关转换特性，这也使开/关机的噪爆音最小。在MUTE引脚加装一个电容器可完全消除噪爆音，也引入了改变模式时产生延迟的折衷问题。在EF125WT1场效应管印刷电路板上就装有一个47μF的静音电容器，实际上对静音模式的转换具有最小的延迟。

### 增益和频率响应

放大器模块被配置成一个正向放大模式。其增益由下式给定：

$$A_v = 1 + R_{F1} / R_i \text{ (V/V)}$$

$R_{F1}$  设计为6.8 kΩ以及 $R_i$ 为249Ω，这样增益是28.3V/V (29 dB)。低频响应由 $C_{11}$ 和 $R_i$ 的组合设置，可由下式给出：

$$f = 1 / (2\pi C_{11} R_i) \text{ (Hz)}$$

低频-3 dB衰减点在2.9 Hz。另外，在印刷电路板上还有额外的分别与 $C_{11}$ 和 $R_i$ 并联的 $C_{12}$ 和 $C_{13}$ 元件引脚图，如图6所示。

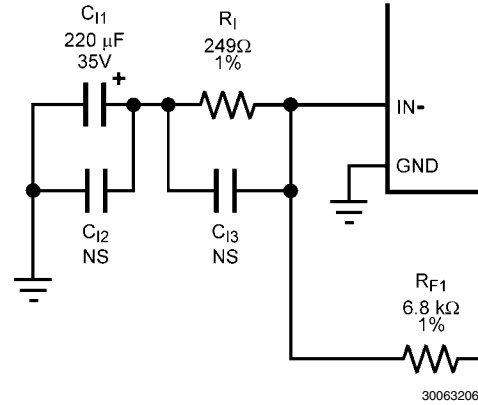


图6. 增益和低频响应

在这些位置上安装高品质薄膜电容的实验表明可得到额外的音频改善。但本文不涵盖这方面的探讨。

### 输出级的偏置

LME49830是个坚固而又稳定的高性能放大器输入级，可以消除分立器件输入级的许多设计问题。对于曾使用分离元件的设计者来说，通常影响失真性能优化的那些错综复杂的级间设计因素，现在已不再是问题，并能确保新的放大器设计更可靠、更快地投放市场。

使用LME49830设计的最大好处之一就是，能选择一个首选的输出级拓扑结构和功率器件。这一简单而又灵活的输入级解决方案可容易地将优选的输出级拓扑结构与一个有极高保真性能的集成前级相结合。系统设计者可继续利用耗费大量时间开发的输出级知识产权，使功率放大器方案与他们的竞争对手保持差别。LME49830还提供了一个集成因子，其增加了单位底板面积的通道数，同时还在一个集成电路上实现了前所未有的极高保真水平。

这个方案提供了诸多好处以及灵活性，但在调整输出级的直流偏压上有一点小麻烦和一些变数。由设计者设置直流偏压，即工作模式-A类，B类，或A/B类，但也部分地与所选的功率输出器件和拓扑结构有关。不同的MOS场效应管器件具有明显的门限电压差别。还有其它的拓扑结构配置，但是对其它拓扑结构的讨论已超出了本文的范畴。

除了直流电压偏置的调整之外，偏置电路也有所不同，取决于功率输出器件是双极型功率管 (BJT) 或是MOS场效应管 (MOSFET)。双极型功率管受限于热失控，因此需要一个有热补偿的偏压电路。若选择MOS场效应管为功率器件，根据具体的MOS场效应管，也许不必用一个带热补偿的偏压电路。

下面表3列出了已经用LME49830评估过的、推荐的MOS场效应管清单。该元件的列表并不是一个完整的列表，而只是目前在音频功率放大器使用过的大多数普通功率器件中的一部分。关于MOS场效应管的驱动问题以及推荐的更多信息，请参考应用注释1645 (AN-1645)，“LM4702驱动一个MOS场效应管输出级”。



表3. 推荐的MOS场效应管功率器件

制造商	N沟场效应管	P沟场效应管
Toshiba	2SK1530	2SJ201
International Rectifier	IRFP240	IRFP9240
Renesas <sup>(1)</sup>	2SK1058	2SJ162

(1) Renesas的器件与Toshiba和IR的器件相比有不同的引脚定义（源级和漏级引脚相反），需要用不同的印刷电路板。

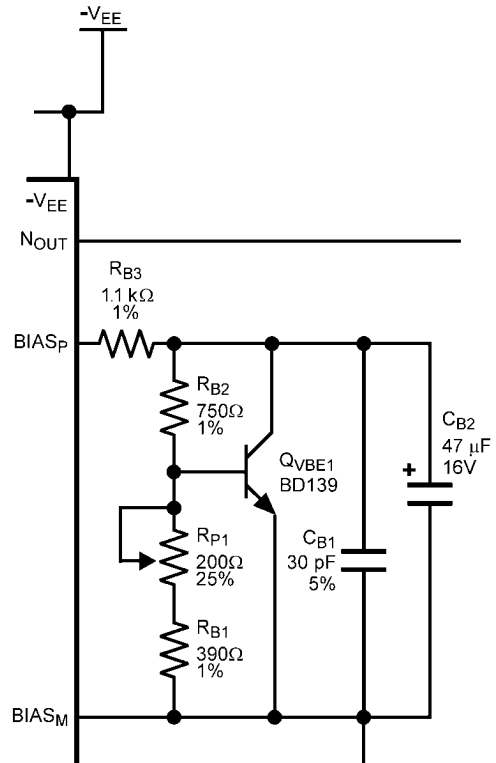
LME49830的最大直流偏压可达16V，几乎可与任何MOS场效应管器件一起使用。由于LME49830的高输出驱动电流，对于功率非常高的放大器应用而言是理想的选择。

### $V_{BE}$ 增倍器

LME49830的BIAS<sub>P</sub>和BIAS<sub>M</sub>引脚可用于建立输出级的直流偏置。为了在期望的电流和温度交叉点上获得稳定的偏置，按照器件的特性和设计要求，可能需要一个热补偿电路。不带补偿的偏置电路只是在LME49830的偏置引脚之间连接一个电阻或电位器，和一到两个电容器。EF125WT1场效应管印刷电路板的输出级里用的器件是Toshiba 2SK1530/2SJ201，并使用了带热补偿的 $V_{BE}$ 增倍器组成的偏置电路。

须在散热片上紧靠功率管直接安装 $V_{BE}$ 增倍器晶体管，能感应出与公共散热片上温度梯度有关的器件温度。有了正确设计的 $V_{BE}$ 增倍器电路，输出级的偏置电流在器件的工作温度范围内可保持相对稳定。

由晶体管 $Q_{VBE1}$ 以及相关的电容和电阻构成的 $V_{BE}$ 增倍器电路如图7所示。输出级的偏置通过电位器（ $R_{P1}$ ）作初始调节，以便优化电路，获得最小的交越失真，达到期望的音质和A类，B类，或AB类工作模式。



30063207

图7. 输出级直流偏置的 $V_{BE}$ 增倍器电路

直流偏置电压可用伏特表在连接器 $J_9$ 的引脚1和引脚2之间测得。也可在输出级的栅极之间测量。当电位器 $R_{P1}$ 调到最小时，输出级总偏置电流约为500 mA。当调到最大时，输出级总偏置电流约为175 mA。在出厂前，为保证所有的性能数据，设定EF125WT1场效应管模块的偏置电流约为225 mA。其等效于输出级每个功率管的静态电流约为112 mA（±60V下每个电源轨电流约为250 mA）。改变 $R_{B2}$ 的阻值到620Ω将改变偏置电流的范围，大约为115 mA到325 mA。

应注意，为了方便地分析输出级偏置变化对性能的影响，可用电位器 $R_{P1}$ 调整偏置。一旦直流偏置电压被确定，在最终的设计中可用一个简单电阻代替电位器。

还请注意， $V_{BE}$ 增倍器的端子对加载非常敏感，所以在获取任何特性测量时，请确定从直流偏置的监测连接器 $J_9$ 上断开万用表或示波器的探针。

晶体管 $Q_{VBE1}$ 的热特性并不与输出级MOS场效应管的热特性严格匹配。为了更紧密地在温度上匹配输出器件，使其获得稳定的偏置电流，用一个另加的、与温度无关的偏置电阻 $R_{B3}$ 来调整偏置电压。由于减少了晶体管 $Q_{VBE1}$ 的 $V_{BE}$ 电压的影响，这个电阻改变了偏置电压对应温度的曲线斜率。

以下等式表示了电压调整电阻和 $V_{BE}$ 增倍器输出电压 $V_{CE}$ 之间的关系。

$$V_{BIAS} = (R_{B3} \cdot 2mA) + V_{BE} [1 + R_{B2} / (R_{B1} + R_{P1})]$$

对于AB类放大器设计，选择偏置电流使交越失真最小，同时也保持静态功耗最低。在增加功耗的代价下，较高的偏置电流可以降低谐波失真水平。在某些工作点上，增加偏置电流只降低少量的失真，并导致功耗加大。必须在总谐波失真的性能和功耗之间折衷地选择偏置电流水平。

在AB类放大器的设计中，为了获得好的性能，通常MOS场效应管输出级的偏置电流比双极型晶体管的要大。各种输出级方案所要求的偏置电流量完全取决于用户的喜好和/或目标规格。表4是在不同的总电源电流设置下，22 kHz测量带宽时，在8Ω负载上加载1kHz 10W的信号所测到的THD+N值。LME49830的电源电流约为25 mA，因此输出级的偏置电流等于总的电源电流减去25 mA。

表4. 偏置电流和实测的THD+N

每路电源的电流	10W/8Ω, 22kHz 带宽下的1kHz THD+N
50mA	0.00364%
100mA	0.00176%
150mA	0.00120%
200mA	0.00089%
250mA	0.00078%
300mA	0.00070%
500mA	0.00067%
1A	0.00067%

表4说明，若每路电源电流在200 mA到300 mA的范围内，能得到低幅值谐波和可接受的功耗。

不同的偏置电流水平在下面的图形和示波器照片中显示。每个曲线图形都用1 kHz, 10W输出功率的信号加到8Ω电阻负载所得到。每张示波器图片显示了输入和输出信号加上时域残留失真。设置了测量设备对测试信号的基频陷波。相对于0 dB基波被衰减了-110 dB以上。设定8Ω负载上10W信号对应的电压为0 dB。图形显示了当偏置电流不足时，如何引起频域中THD的变化，其中主要是交越失真。欠流偏置也表示为快速富里叶变换（FFT）频谱图上大量的高幅值谐波。

不同输出级偏置电流下的交越失真水平如图8中THD+N关于频率的曲线所示。所有曲线都是在8Ω负载上的10W输出功率水平，80 kHz测量带宽下测得的。

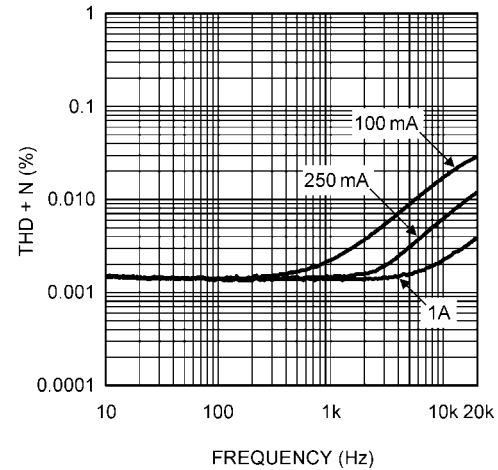


图8. THD+N与频率和偏置电流的关系

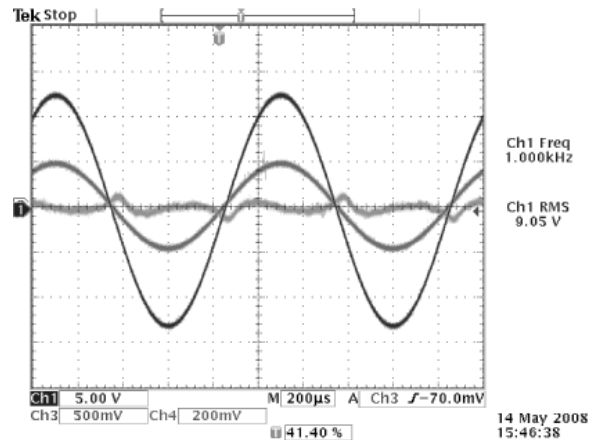


图9. 100 mA偏置电流时的残留失真

一个欠流偏置的输出级表现为在输出电压过零处的狭窄而又尖锐的残留失真脉冲。

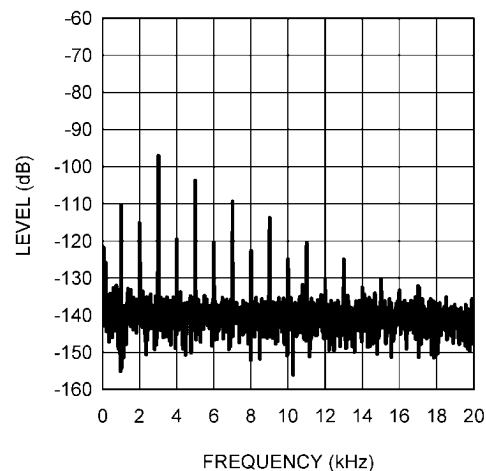


图10. 100 mA偏置电流下输出的快速富里叶变换（FFT）

通过FFT变换，在上图显示了欠流偏置下的时域残留失真，表现为大量谐波分量上高水平奇次谐波失真。比之最佳偏置下的输出FFT变换，奇次谐波分量增加显著，而偶次谐波分量相对地保持不变。

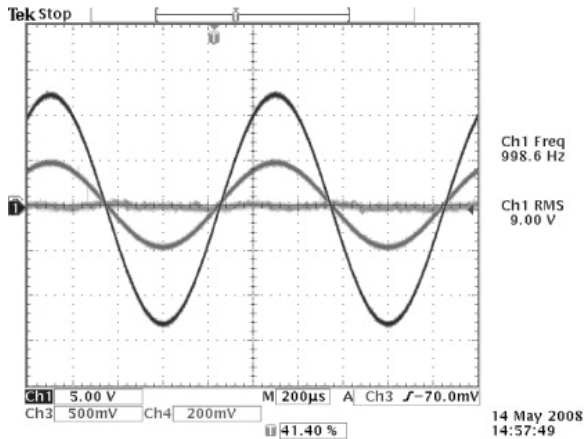


图11. 250 mA偏置电流下的残留失真

除了在过零处能看到很小的脉冲毛刺外，正确偏置的输出级显示了一条平坦的残留失真曲线。

注意，伴随非常小的交叉区残留失真，与此残留水平相应的放大器的THD+N是0.00078%。

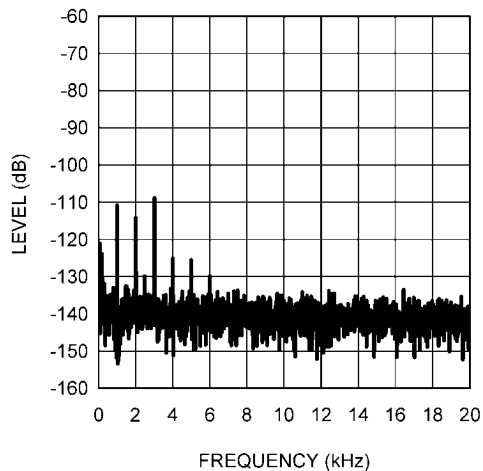


图12. 250 mA偏置电流下的输出FFT

通过FFT变换，上图显示出正确偏置下的时域残留失真，随频率升高而幅度下降时，奇次和偶次谐波分量的幅度平衡并且平坦。大部分失真成分的幅度低于基频或1 kHz测试信号。

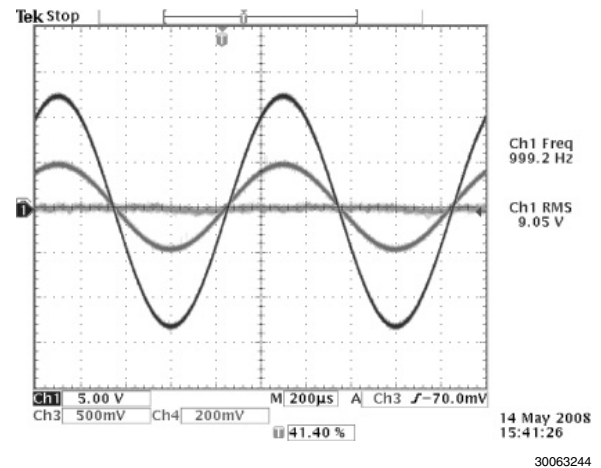


图13. 1A偏置电流下的残留失真

高电流偏置（A类）的输出级没有交越失真，并且在时域中的残留失真曲线也非常平坦。

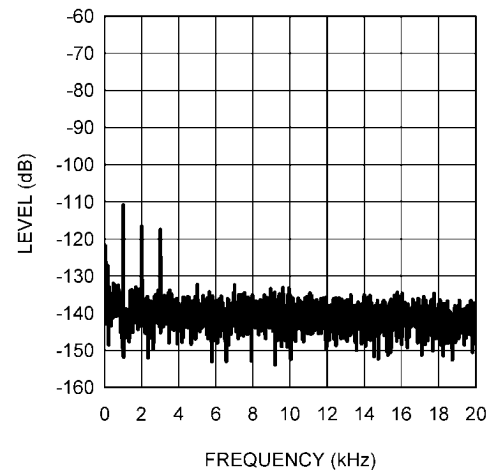


图14. 1A偏置电流下的输出FFT

A类偏置水平显示出谐波在数量上和幅度上都很低。代价是高功耗和低效率。

#### 偏置的稳定性

总静态电流与时间的关系曲线（图15）是在输出级对8Ω电阻负载输出40W功率，器件壳温和散热片温度达到稳定时测得的。从输入信号关断（Time = 0）起，在历经的时间内记录偏置电流。应注意到图中所示的时间单位不是线性的。在输入信号关断后的开始两分钟内以10秒钟的间隔测量偏置电流，之后的三分钟以30秒钟的间隔测量。最后一次测量是在10分钟处。时间曲线的不同斜率的一个原因是采用了上述时间步长。在图上有两条曲线，一条是在散热片温度为35°C时的静态偏置，另一条是在产生40W输出功率后与时间相关的偏置。这里有若干个因素影响数据，例如封装的热阻 $\theta_{JC}$ 以及对热迟滞有贡献的散热片尺寸。

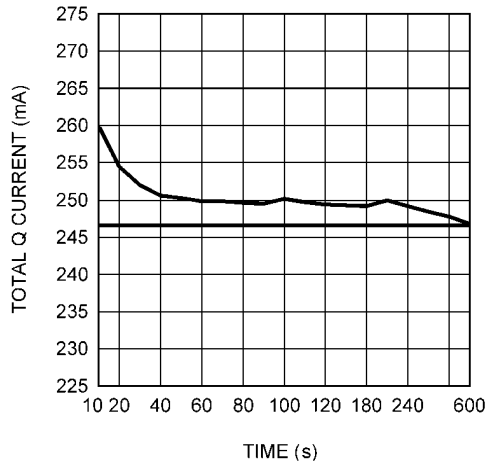


图15. 偏置电流与时间的关系

30063215

测量确切的分离器件瞬时沟道温度是不可能的。从输出器件的PN结或沟道到散热片存在温度梯度。从散热片到晶体管 $Q_{VBE1}$ 以及晶体管 $Q_{VBE1}$ 封装的热阻，存在额外的温度梯度。当输出器件产生功率输出时（比静态时消耗更多的功率），从输出器件沟道到晶体管 $Q_{VBE1PN}$ 结的温度梯度将比静态时要大。热阻相对地为一常数，但随着功耗的增加，温度梯度也呈线性增加。当沟道温度高于偏压设置时的温度时，输出器件的电流会更大。随着沟道变凉和沟道到 $Q_{VBE1PN}$ 结的温度梯度等于静止稳态使，输出器件的电流会减少。图15显示了这种现象，即在关断输入信号的初始，总电流比较高，然后在10分钟后回到稳态下的偏置水平。应注意到，在40秒钟内偏置电流就已返回到稳态偏置电流上下约4 mA以内。使用不同的散热片和器件的安装位置，响应的结果是不同的。

图16表示了偏置电流随散热片温度的变化。当散热片温度达到 $30^{\circ}\text{C}$ 时，偏置电流被设定，并且所有热梯度建立在一个稳态模式上。设定 $R_{B2}$ 为 $750\Omega$ ，改变 $R_{B1}$ 和 $R_{B3}$ 的阻值可看到，为了在散热片温度较高时减小电流，如何增加热补偿（过补偿）。图16和图17的数据是在静态条件下（没有输入信号），当散热片温度升到 $50^{\circ}\text{C}$ 时测得的。对于更高散热片温度的测量，可驱动负载将散热片加热到 $87^{\circ}\text{C}$ ，当散热片温度降低时记录电流数据。这是因为驱动信号时温度梯度较大，故在 $70^{\circ}\text{C}$ 处，相应温度梯度接近稳态条件时采集数据。欲去除不同的偏置设定，通常将偏置电流设为250 mA。

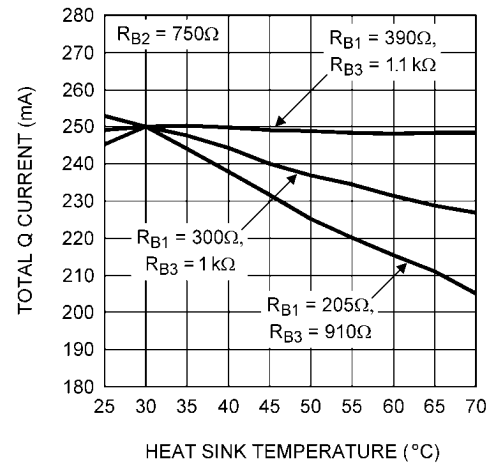


图16. 偏置电流与散热片温度的关系

30063216

随散热片温度变化的偏置电流的百分比变化如图17所示。百分比变化以散热片温度在 $30^{\circ}\text{C}$ 时的偏置电流为基准线。

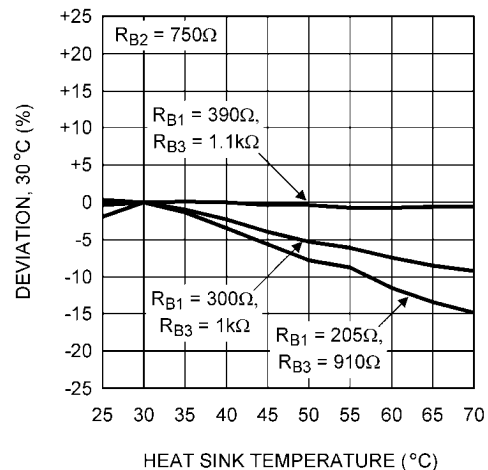


图17. 偏置电流变化百分比与散热片温度的关系

30063229

基于以上数据，设定偏置电阻 $R_{B1}=392\Omega$ ， $R_{B2}=750\Omega$ ，以及 $R_{B3}=1.10\text{ k}\Omega$ 。

### 偏置步骤

何时设置输出级的偏置电流完全取决于设计者，基本上也是解决方案的诸多特性之一。然而，重要的是应在预热一段时间之后，才建立输出级的偏置。

使放大器先预热，在放大器正常运行的温度上优化失真性能。之后，在常规运行温度下放大器将工作在其最佳偏置点，降低了失真。

一旦放大器已经加热到可正常工作的温度时，将直流偏置电压设置到选择的失真电平。在优化直流偏置时，通常会评估时域残留失真或频域的残留谐波分量。此外，在容易识别高于测量装置噪声底的交越失真的场合下，通常会评估较

高频率下的直流偏置。甚至当使用30 kHz的测量装置的低通滤波器时，一般来说，3 kHz和5 kHz的频率就足以使人看到显著的谐波。

目标是确定要求的电位器设定（或者最终为一个固定电阻），这是最终设计所需要的。可以通过测量途径来优化残留失真，或通过试听来优化期望的音质来完成。断开放大器输入信号，可测到直流偏置电压以及通过每个功率管管脚的静态电流。简单地测量源极负反馈电阻的直流电压可计算出每个管脚的静态电流。

请注意， $V_{BE}$  增倍器的端子对加载非常敏感，所以在获取任何特性测量时，请确认从直流偏置监测连接器 $J_9$ 上断开万用表或者示波器的探针。

## 补偿

### 单极点补偿

技术规格压摆率（slew rate）定义了一个放大器的“速度”，是输出对输入信号变化的响应有多快的上限。放大器的压摆率由下式定义。

LME49830的功能之一是通过选择外部补偿电容值来设定放大器的压摆率和功率带宽。减小补偿电容器的数值可增加放大器的压摆率以及功率带宽。

$$\text{压摆率} = \Delta V / \Delta t = 2\pi f_{\text{MAX}} V_{\text{Opk}}$$

放大器的功率带宽与放大器的压摆率有关，也是由这一等式确定，如下所示。

$$f_{\text{PBW}} = \text{压摆率} / 2\pi V_{\text{Opk}}$$

功率带宽公式表明，为了保持功率带宽为一个常数，所需的放大器输出功率越高，要求其压摆率也越大。表5中列出了一个100 kHz功率带宽的放大器，对应不同的输出功率水平所需的压摆率。

表5. 对应100 kHz功率带宽的压摆率。

输出功率 (瓦) ( $R_L = 8\Omega$ )	$V_{O(\text{PEAK})}$ (V)	压摆率 ( $\mu\text{s}$ ) ( $f_{\text{BW}} = 100 \text{ kHz}$ )
125	44.7	28
250	63.2	40
500	89.4	56

一个放大器的最大压摆率将取决于补偿电容器的数值和输入差分对晶体管的最大尾电流。

$$\text{压摆率} = dV/dt = I_{\text{MAX}} / C_{\text{COMP}}$$

LME49830的输入差分对最大尾电流为550  $\mu\text{A}$ ，因此对应的压摆率补偿电容器的数值显示在表6。

表6. LME49830的压摆率与补偿电容的关系

补偿电容器, $C_{\text{COMP}}$ (pF)	压摆率 (V/ $\mu\text{s}$ )
5	110
10	55
12	46
15	37
18	31
20	27
25	22
30	19
60	9
100	5.5

由于取决于期望的功率带宽和输出功率的水平，压摆率的要求是不同的，因此我们可根据下式，计算出给定设计所需的补偿电容。

$$C_{\text{COMP}} = I_{\text{TAIL}} / 2\pi f_{\text{Opk}}$$

表7列出在100 kHz功率带宽下，对于给定放大器输出功率所对应的补偿电容值。

表7. 不同参考设计所需的补偿电容器

参考设计 ( $8\Omega$ )	补偿电容器, $C_{\text{COMP}}$ (pF)	压摆率 (V/ $\mu\text{s}$ )	功率带宽 (kHz)
125W	20	28	100
250W	12	40	100
450W	10	53	100

图18描绘了使用一个20 pF补偿电容器的24V/ $\mu\text{s}$ 压摆率。这一数值对预期的27V/ $\mu\text{s}$ 来说有点不足，然而，考虑到计算补偿电容器的误差（ $\pm 5\%$ ）以及集成电路的尾电流，24V/ $\mu\text{s}$ 的压摆率是个现实的数值。

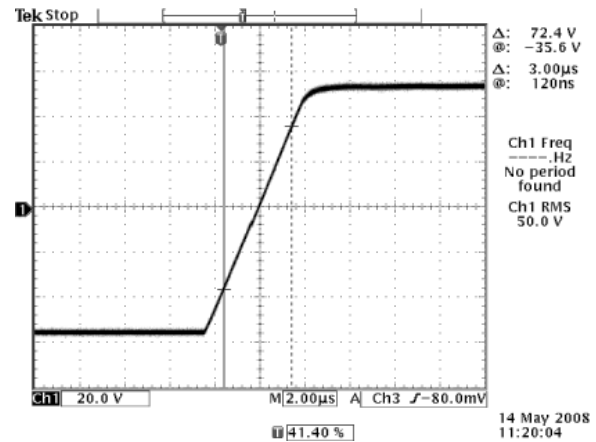


图18. 单极点补偿的压摆率

当采用一个20 pF的补偿电容器时，以150W驱动8Ω负载的功率放大器的功率带宽是10Hz - 90kHz(±0.5dB)和10Hz - 130kHz(±3dB)，如下图19所示。在测量作图数据前，去除了缓冲器，仍在原位保留电容 $C_T$ 。24V/μs的压摆率限制影响了整个频率响应。

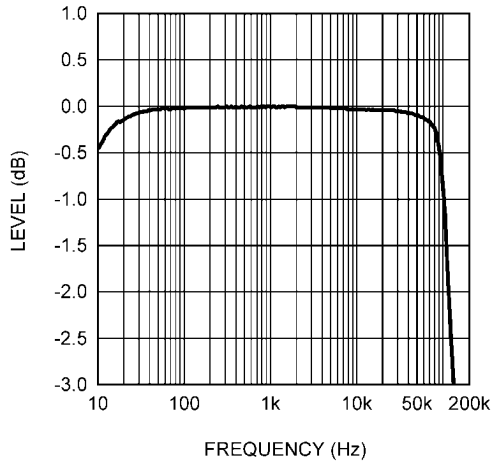


图19. 单极点补偿功率带宽与频率的关系

### 双极点补偿

除了单极点补偿之外，在EF125WT1场效应管放大器印刷电路板模块上留有元件的安装位置，可进行双极点补偿方案，如图20所示。附加的无源器件 $R_{C1}$ 和 $C_{C2}$ 所产生的极点频率由下式确定。

$$f_{p2} = 1/2\pi C_{C2} R_{C1} = 1/2\pi(62\text{pF})(6.2\text{k}\Omega) = 414\text{kHz}$$

双极点补偿方案可以在高频段增加环路增益，其结果是增加了压摆率和动态范围，并降低了高频失真。带有这些元件的实验将显示高频段降低失真的好处，但须注意不能将这个极点向外扩展太远，否则会带来不稳定因素。

为了设置单极点方案，在出厂时印刷电路板上已安装了 $R_{C2}(0\Omega)$ ，为了使 $C_{C2}$ 在电路中有有效，必须拆除 $R_{C2}$ 。Cornell Dubilier公司生产的云母电容可用作频率补偿。典型地，第二个补偿电容值的选择应为 $C_{C1}$ 电容值的两到十倍之间。五倍于 $C_{C1}$ 的值是一个安全的起点。然后，基于期望极点的位置来选择电阻值。推荐的起始值是， $C_{C2}$ 为12 pF和 $R_{C1}$ 为5.1kΩ。

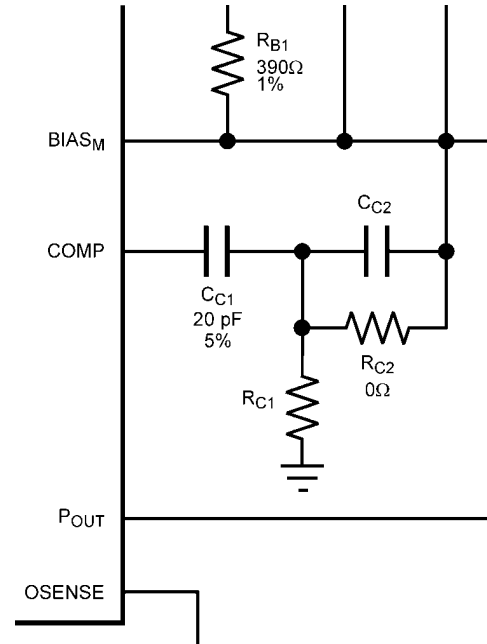


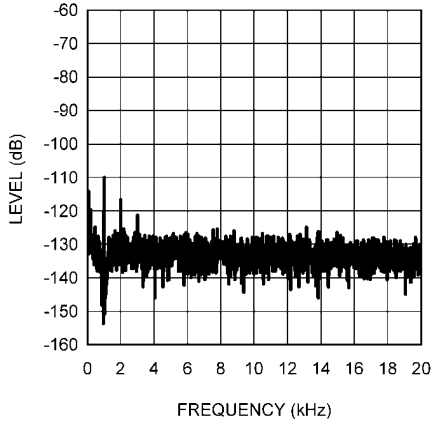
图20. 双极点补偿的连接图

使用双极点补偿不仅在中频段降低了失真，而且由于压摆率的提升，有利于改善功率带宽。

## 性能图表 ( $\pm 60V$ )

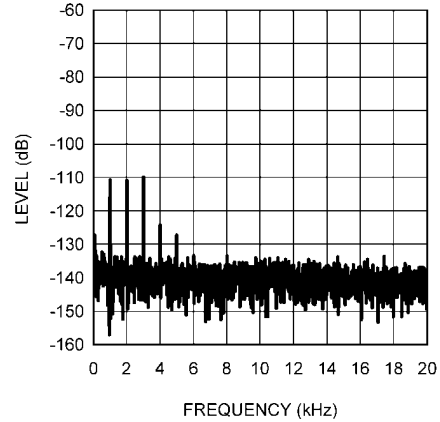
以下数页包含放大器模块的标准音频性能图表，条件是运行在 $\pm 60V$ 电源轨电压下驱动 $8\Omega$ 或 $4\Omega$ 负载。这些性能图表显现了解决方案的高性能。

快速富里叶变换与频率的关系 (直读)  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{\text{OUT}} = 1W$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽22 kHz



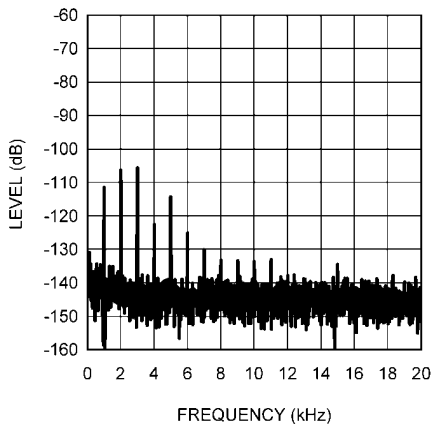
30063239

快速富里叶变换与频率的关系 (直读)  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{\text{OUT}} = 10W$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽22 kHz



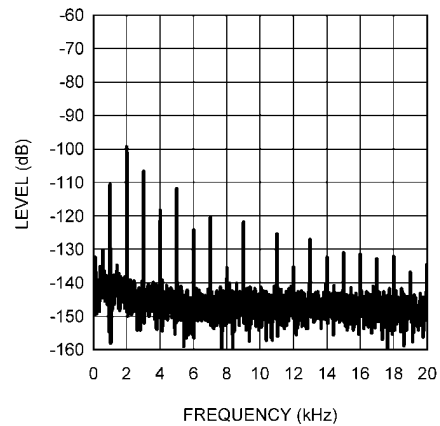
30063236

快速富里叶变换与频率的关系 (直读)  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{\text{OUT}} = 50W$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽22 kHz



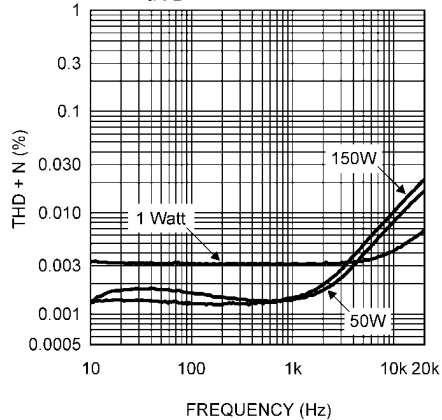
30063242

快速富里叶变换与频率的关系 (直读)  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{\text{OUT}} = 150W$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽22 kHz



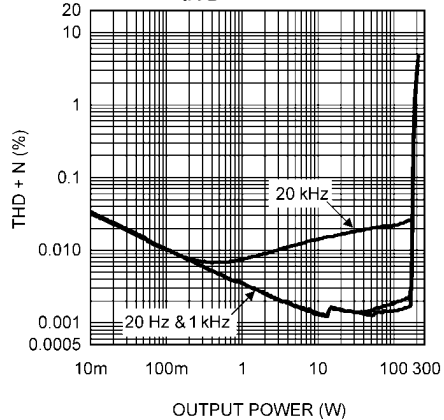
30063237

THD+N与频率的关系  
 $P_{\text{OUT}} = 1W, 50W, 150W$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽80 kHz



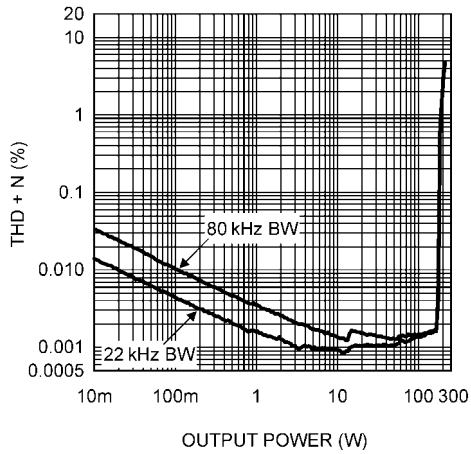
30063248

THD+N与输出功率的关系  
 $f = 20\text{Hz}, 1\text{kHz}, 20\text{kHz}$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽 80 kHz



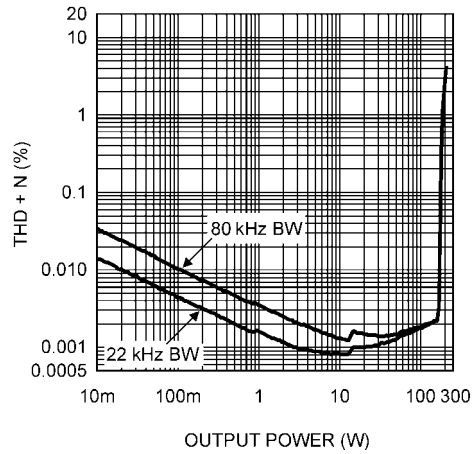
30063252

**THD+N与输出功率的关系**  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽为22 kHz和80 kHz



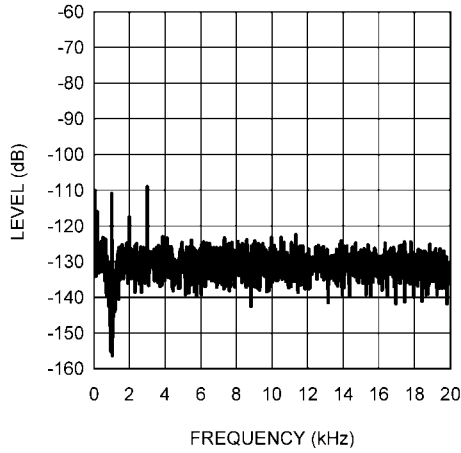
30063250

**THD+N与输出功率的关系**  
 $f = 20\text{Hz}$ ,  $R_L = 8\Omega$   
 带宽为22 kHz和80 kHz



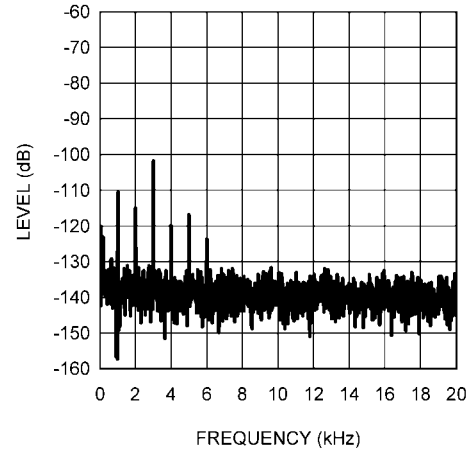
30063254

**快速富里叶变换与频率的关系 (直读)**  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{OUT} = 1\text{W}$ ,  $R_L = 4\Omega$   
 带宽22 kHz



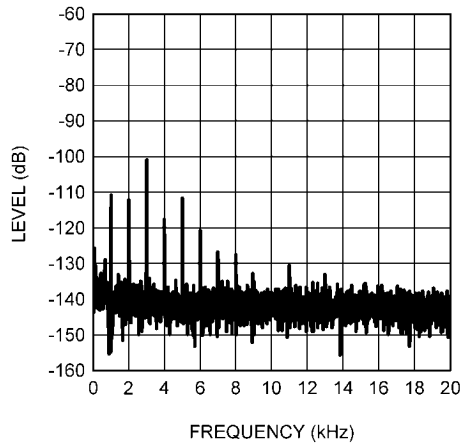
30063238

**快速富里叶变换与频率的关系 (直读)**  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{OUT} = 10\text{W}$ ,  $R_L = 4\Omega$   
 带宽22 kHz



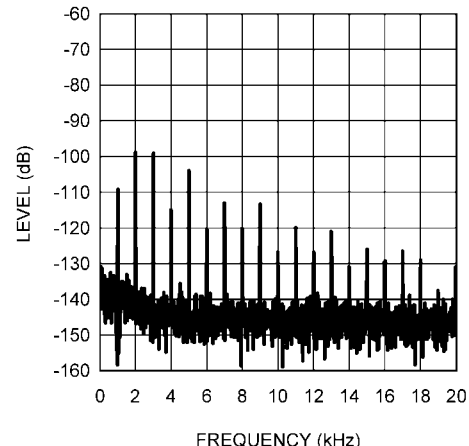
30063235

**快速富里叶变换与频率的关系 (直读)**  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{OUT} = 50\text{W}$ ,  $R_L = 4\Omega$   
 带宽22 kHz



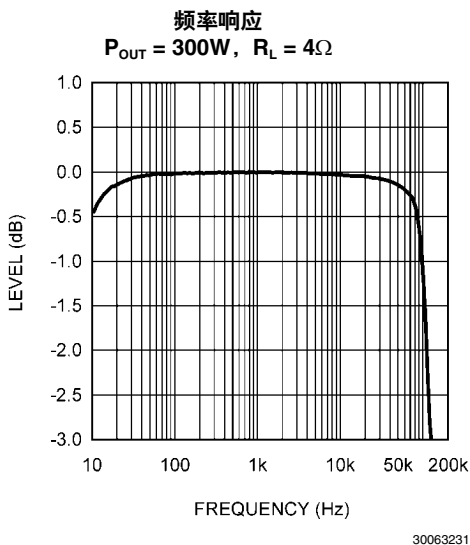
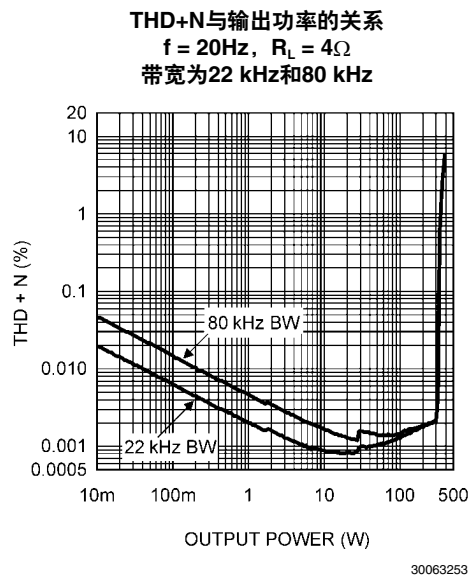
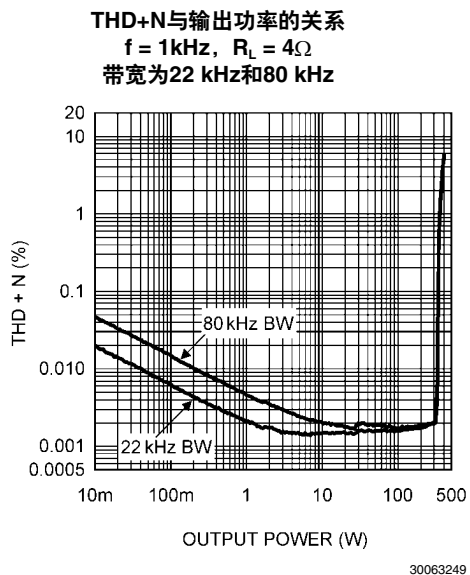
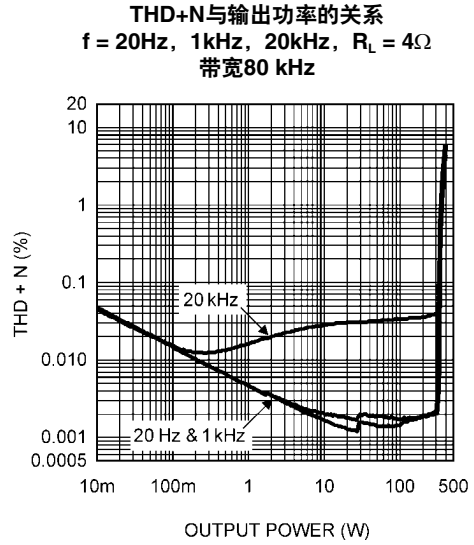
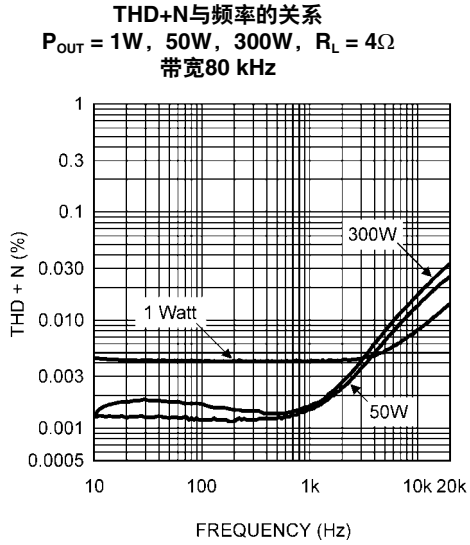
30063209

**快速富里叶变换与频率的关系 (直读)**  
 $f = 1\text{kHz}$ ,  $P_{OUT} = 300\text{W}$ ,  $R_L = 4\Omega$   
 带宽22 kHz

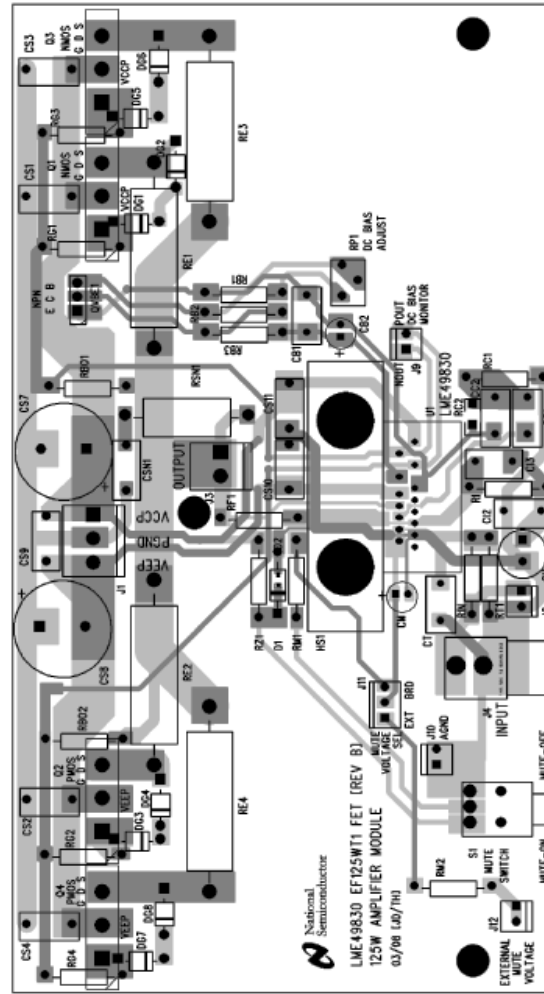


30063240



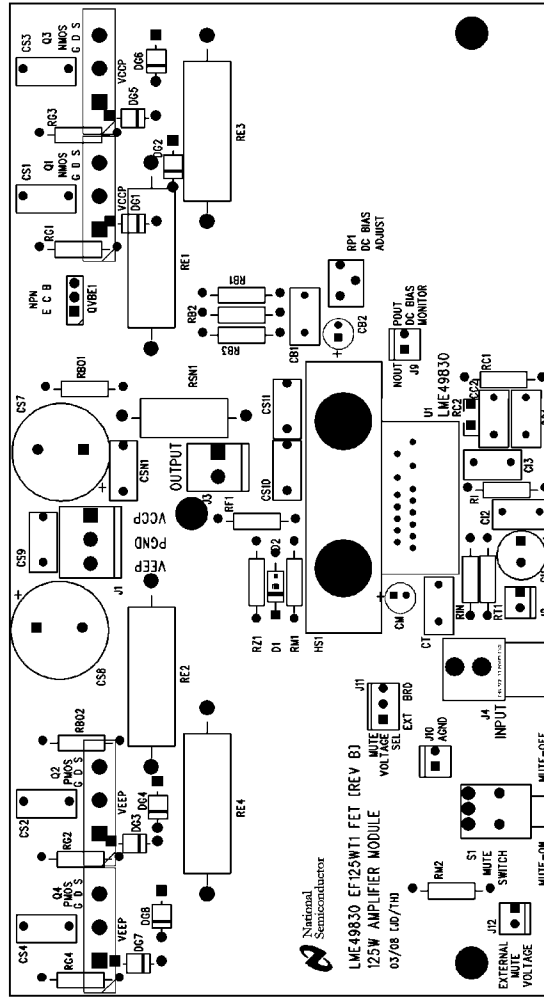


电路板布局视图



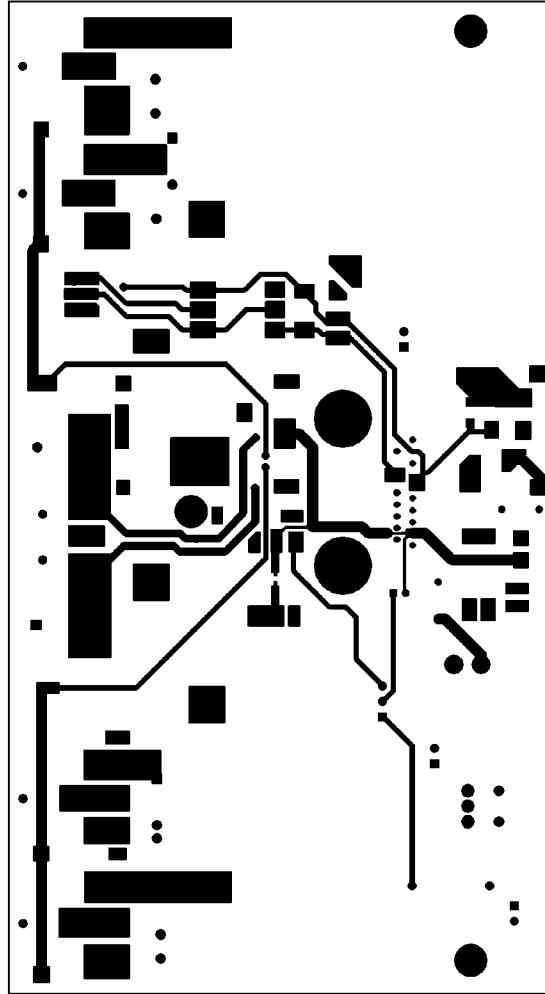
30063226

图21. 印刷电路板的复合顶视图



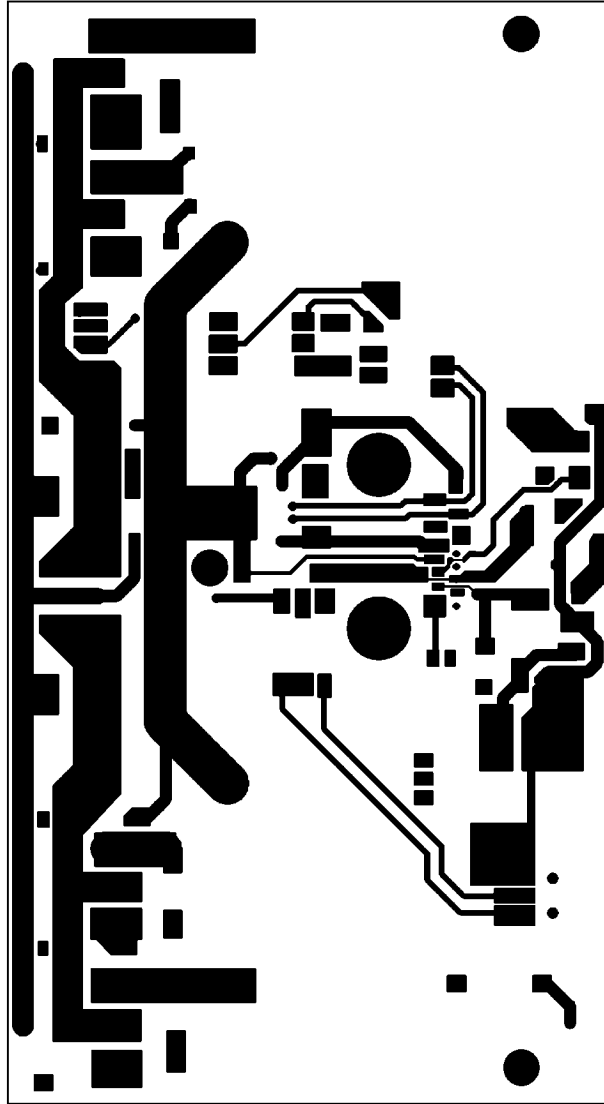
30063227

图22. 印刷电路板的顶层丝印视图



30063228

图23. 印刷电路板的顶层视图



30063225

图24. 印刷电路板的底层视图

## 元件清单

元件标号	数值	允许误差	说明	制造商	器件型号
CS1, CS2, CS3, CS4, CS5, CS6, CS9, CSN1	0.1 $\mu$ F	10%	250V, 金属化聚脂膜, 7.5 mm 引线间距	Panasonic	ECQ-E2104KF
CS7, CS8	470 $\mu$ F	20%	100V, 卧式电解电容, 7.5 mm 引线间距	Panasonic	EEU-FC2A471
CC1	20pF	5%	500V多层云母电容, 3.6 mm引线间距	CDECornell Dubilier	CD15ED200J03
CB1	30pF	5%	500V多层云母电容, 3.6 mm引线间距	CDECornell Dubilier	CD15ED300J03
CB2, CM	47 $\mu$ F	20%	16V, 卧式电解电容, 2 mm引线间距	Panasonic	EEU-FC1C470
CI1	220 $\mu$ F	20%	35V, 卧式电解电容, 3.5 mm引 线间距	Panasonic	EEU-FC1V221L
CT	180pF	10%	聚酯薄膜, 5 mm引线间距	Panasonic	ECQ-B1H181KF
CC2, CI2, CI3			未使用		
D1	12V	5%	500 mW齐纳二极管, DO-35	Fairchild Semiconductor	1N5242BTR
DG1, DG2, DG3, DG4, DG5, DG6, DG7, DG8	10V	5%	1W齐纳二极管, DO-41	Fairchild Semiconductor	1N4740A
U1	200V		互补MOS场效应管功率放大器 输入级	National Semiconductor	LME49830TB
QVBE1	80V, 1.5A		NPN晶体管TO-126	Fairchild Semiconductor	BD13916STU
Q1, Q3	200V, 12A		N沟道MOS场效应管150W, TO-3PL (2-21F1B)	Toshiba	2SK1530-YF
Q2, Q4	200V, 12A		P沟道MOS场效应管, 150W, TO-3PL (2-21F1B)	Toshiba	2SJ201-YF
RSN1	10 $\Omega$	5%	3瓦金属氧化膜, 轴向穿孔插装	Vishay/ BCcomponents	NFR0300001009J AC00
RG1, RG3	22.1 $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-22R1
RG2, RG4	10.0 $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-10R0
RE1, RE2, RE3, RE4	0.1 $\Omega$	1%	5瓦硅脂线绕, 穿孔插装	Vishay/Dale	RS005R1000FS73

元件标号	数值	允许误差	说明	制造商	器件型号
RC2	0 $\Omega$	5%	¼瓦金属膜, SMT1206 (3216)	Panasonic	ERJ-S080R00V
RB1	392 $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-392R
RB2	750 $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-750R
RB3	1.10k $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-1K10
RP1	200 $\Omega$	25%	0.2瓦单匝电位器, 穿孔插装	BournsInc.	3306W-1-201
RIN, RI	249 $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-249R
RT, RF1	6.81k $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-6K81
RM1	75.0k $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-75K0
RM2	20.0k $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-20K0
RZ1	39.2k $\Omega$	1%	¼瓦金属膜, 轴向穿孔插装	International YageoCorp.	MFR-25FBF-39K2
RBO1, RBO2, RC1			未使用		
S1	20V		单刀双掷, 开-开, 直角, 穿孔插装	C&KComponents	ET01MD1ABE
J1			3引脚, 156mil接头, 直通, 镀锡	Molex/Waldom ElectronicsCorp.	26-60-4030
J3			2引脚, 156mil接头, 直通, 镀锡	Molex/Waldom ElectronicsCorp.	26-60-4020
J4			RCA耳机插座, 印刷电路板 安装, 黑色	Kobiconn	161-0097-E
J2, J9, J10, J12			2引脚, 100mil接头, 直通, 镀锡	Molex/Waldom ElectronicsCorp.	22-23-2021
J11			3引脚, 100mil接头, 直通, 镀锡	Molex/Waldom ElectronicsCorp.	22-03-2031
	6.3°C/W		LME49830散热片	AavidThermalloy	530101B00150
	0.62°C/W		输出级散热片, 4英寸长度	AavidThermalloy	65605

## 修订记录

版本号	日期	说明
1.0	2008年7月1日	初始发布
1.01	2008年12月2日	文字编辑



## 注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。  
想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：[www.national.com](http://www.national.com)。

### 生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

### 禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。  
无铅产品符合RoHS指令。



**National Semiconductor**  
Americas Customer  
Support Center  
Email: [new.feedback@nsc.com](mailto:new.feedback@nsc.com)  
Tel: 1-800-272-9959

**National Semiconductor**  
Europe Customer Support Center  
Fax: +49 (0) 180-530 85 86  
Email: [europe.support@nsc.com](mailto:europe.support@nsc.com)  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208  
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

**National Semiconductor**  
Asia Pacific Customer  
Support Center  
Email: [ap.support@nsc.com](mailto:ap.support@nsc.com)

**National Semiconductor**  
Japan Customer Support Center  
Fax: 81-3-5639-7507  
Email: [jpn.feedback@nsc.com](mailto:jpn.feedback@nsc.com)  
Tel: 81-3-5639-7560

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com/consumer-apps">www.ti.com/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com/energy">www.ti.com/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP 机动性处理器	<a href="http://www.ti.com/omap">www.ti.com/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>		
	德州仪器在线技术支持社区		<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122  
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司