

Design Guide: TIDA-060033

自举高输出电压扩展 参考设计



说明

该参考设计使用三个 THS3491 高速、高电压电流反馈放大器，在 1MHz 下可提供 50V_{pp} 输出正弦电压摆幅，并且在 20V_{pp} 输出下可保持 100MHz 的大信号带宽 (BW)。高输出电压摆幅的实现方法是通过使用称为自举的技术调制相对于输出的放大器电源电压。此技术可有效扩展放大器的可用电源电压范围，同时始终保持建议的工作条件。

资源

TIDA-060033 设计文件夹
THS3491 产品文件夹

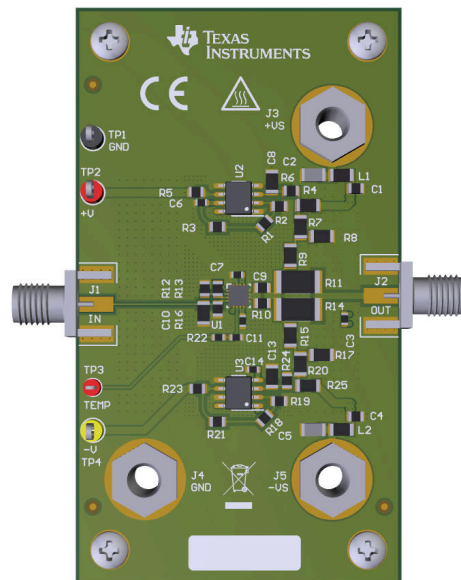
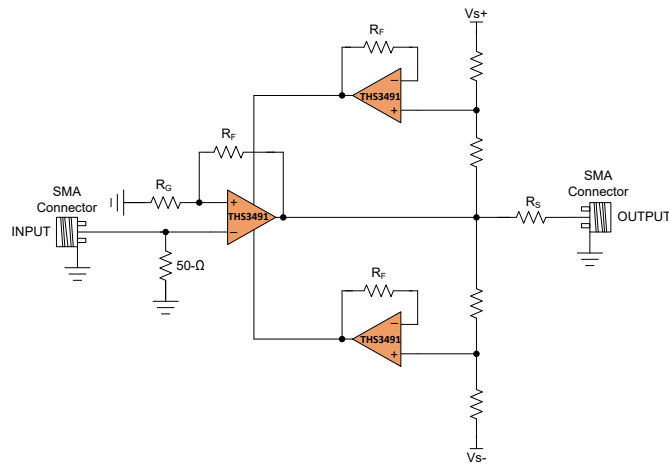


特性

- 高输出电压摆幅：1MHz 时大于 50V_{pp}
- 最大电源电压：±32V
- 具有 100pF 至 1000pF 的高容性负载驱动能力
- 大信号带宽：100MHz (适用于具有 20V_{pp} 可扩展小外形尺寸的多个子系统)

应用

- 任意波形发生器 (AWG)
- LCD 和 LED 测试仪
- 半导体测试
- 实验室和现场仪表
- 超声波扫描仪
- LCR 表电源输出驱动器
- 激光测距仪



1 系统说明

本设计指南介绍了在自举电源配置中使用三个 THS3491 电流反馈放大器，以在 1MHz 下实现 50Vpp 输出摆幅能力，并提供超低谐波失真和大于 200mA 的输出电流驱动能力。

高频和大信号应用需要高压摆率放大器以实现极小的信号失真。对于大容量负载，还需要高输出电流驱动。这些要求在 LCD 和 LED 测试仪、任意波形发生器、CCD 面板驱动器、函数发生器、半导体测试设备、实验室仪表、激光驱动器、LCR 表功率输出驱动器等应用中很常见。

THS3491 具有 AB 类输出级，可提供低失真和高输出电流，每个电源的输出余量要求为 1.5V (典型值)。凭借 32V ($\pm 16V$) 的最大电源电压范围，THS3491 在典型情况下可驱动高达 29Vpp 的输出电压摆幅。该值是相当高的，但对于 LCD 测试仪等应用，可能需要将输出摆幅扩展得更高。为此，在电源调制环路中使用了两个额外的 THS3491，以将整个电路的电源电压范围扩展至高达 64V ($\pm 32V$)。通过该方法可以生成所需的 50Vpp 输出脉冲，该脉冲能够驱动 LCD 测试仪应用中的容性负载。

为驱动放大器选择了 THS3491 VQFN-16 (RGT) 封装，以实现出色的大信号带宽、失真和热性能。

1.1 关键系统规格

表 1-1 列出了适用于该设计的主要规格。

表 1-1. 关键系统规格

参数	规格	详细信息
电源电压	$\pm 32V$	请参阅节 2.3.1.1
输出负载类型	100 Ω	请参阅节 3.2
	1nF (Riso = 50 Ω)	
目标带宽 (BW)	20Vpp 下 f = 100MHz	请参阅节 3.3
	50Vpp 下 f = 1MHz	请参阅节 3.3
HD2、HD3	1MHz 下小于 -75dBc (Vo = 50Vpp)	请参阅节 3.3
稳态或静态电流消耗	对于使用 $\pm 16V$ 电源的三个放大器，约为 50mA	请参阅 THS3491 数据表
最大工作温度	最高工作温度取决于内部器件功率耗散，以限制 $T_{J(MAX)} < 150^{\circ}C$	请参阅节 2.3.3
外形	85 mm \times 48 mm	请参阅节 4

2 系统概述

2.1 原理图

图 2-1 显示了 TIDA-060033 高电压扩展电路的简化原理图。

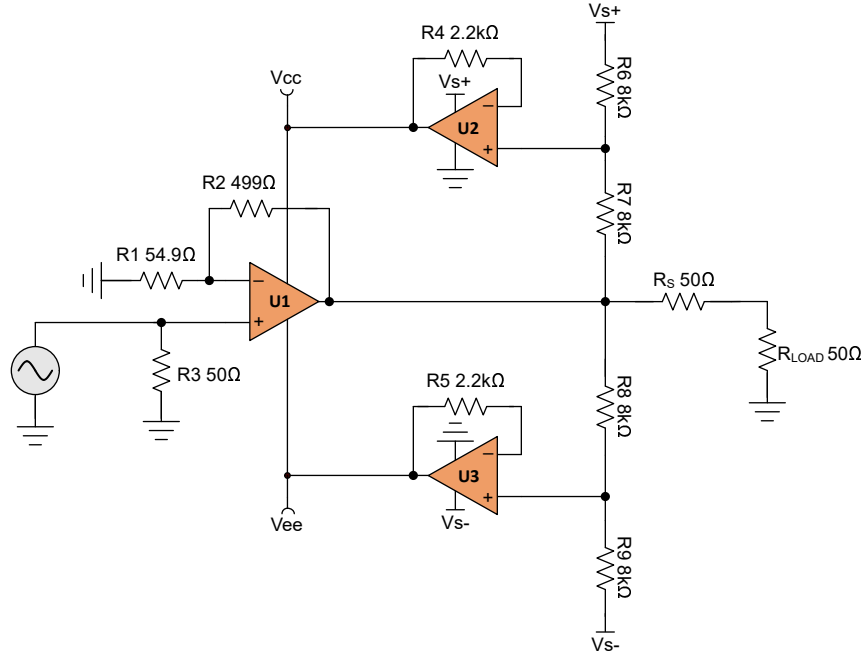


图 2-1. 自举高输出电压扩展电路 (简化版)

2.2 重点产品

2.2.1 THS3491 电流反馈放大器规格

- 带宽：
 - 900MHz ($V_O = 2V_{PP}$, $A_V = 5V/V$)
 - 320MHz ($V_O = 10V_{PP}$, $A_V = 5V/V$)
- 压摆率：8000V/ μ s ($V_O = 20V_{PP}$)
- 输入电压噪声：1.7 nV/ \sqrt Hz
- 双极电源电压范围： $\pm 7V$ 至 $\pm 16V$
- 单电源电压范围：14 V 至 32 V
- 输出摆幅：28V_{PP} ($\pm 16V$ 电源, 100 Ω 负载)
- 线性输出电流： $\pm 420mA$ (典型值)
- 16.8mA 修整后的电源电流 (低温度系数)
- HD2、HD3：小于 -75dBc (50MHz, $V_O = 10V_{PP}$, 100 Ω 负载)
- 上升和下降时间：1.3ns (10V 阶跃)
- 过冲：1.5% (10V 阶跃, $A_V = 5V/V$)
- 电流限制和热关断保护
- 关断特性

2.3 系统设计原理

2.3.1 工作原理

本节讨论运行该系统设计的各种要素。

2.3.1.1 电源电压范围扩展的概念

由原理图可知，运算放大器 U1 (THS3491 电流反馈放大器) 是一个信号路径放大器，可根据信号源 VG1 提供的输入信号驱动高达 50Vpp 的输出。该放大器配置为 10V/V 的同相增益。该闭环增益是根据简单关系 $A_v = 1 + (R_2/R_1)$ 建立的。当然，50Vpp 超过了 THS3491 建议的 32V 最大电源额定值，以及 33V 的绝对最大 (故障情况) 电源额定值。请注意，这些额定值适用于电源引脚上的差分电压，而不是相对于接地的绝对幅度。

因此，其他两个 THS3491 运算放大器 U2 和 U3 的作用是跟踪 U1 的输出并将其电源电压与输出电压一起上下移动。该技术允许更宽的输出摆幅，同时始终将电源轨保持在建议的差分额定值范围内。

Vs+ 和 Vs- 是电路板的两个主电源，建议分别以 +32V 和 -32V 的电压运行。图 2-2 显示了在采用单电源配置时 THS3491 运算放大器 U2 和 U3 如何连接到 Vs+ 或 Vs- 和接地。Vcc 和 Vee 用于指定信号放大器 (U1) 的自举电源引脚，因为这些电源相对于输出电压摆幅是可变的。

U2 和 U3 的输出引脚主动驱动 U1 的 Vcc 和 Vee 电源引脚，提供其静态电流以及输送到其负载的电流。U2 和 U3 均作为电压跟随器连接，增益为 1V/V。U2 和 U3 的输入电压分别由 U1 的变化输出电压、电阻分压器 R6、R7 和 R8、R9 以及电源引脚 Vs- 和 Vs+ 决定。分压器连接在主电源引脚和输出之间，因此可以通过以下公式得出电源调制放大器 (VinU2、VinU3) 的输入：

$$V_{inU2} = \frac{1}{2}(V_{OUT} + V_{S+}) \quad (1)$$

$$V_{inU3} = \frac{1}{2}(V_{OUT} + V_{S-}) \quad (2)$$

这些相同的公式可随时用于确定 U1 的电源电压，因为 U2 和 U3 被配置为同相缓冲器以驱动 U1 的电源，如方程 3 和方程 4 所示。

$$V_{cc} = \frac{1}{2}(V_{OUT} + V_{S+}) \quad (3)$$

$$V_{ee} = \frac{1}{2}(V_{OUT} + V_{S-}) \quad (4)$$

实际上，由于构成分压器的电阻器的容差以及 THS3491 失调电压，通过方程式 1 至方程式 4 得出的值会略有不同。该差异相对较小，因为使用了 1% 电阻器，并且典型失调电压仅为 1mV，因此为简单起见，不考虑这些误差。此外，THS3491 具有约 80dB 的高电源抑制比 (PSRR)，这有助于在 U1 的电源电压跟随其输出电压时尽可能减小以输出为基准的失调电压变化。

图 2-2 显示了设计中不同节点处出现的直流电压。在这种情况下，Vs+ 和 Vs- 电源分别设置为 ±32V，施加到 U1 的输入为 0V。U1 的输出接近 0V，偏差量为由 U1 在 10V/V 的增益下产生的以输出为基准的失调电压 (Voso)。各自的 Vs+ 和 Vs- 电源电压与 0V 输出之间的差值通过电阻分压器除以 2，将 VinU2 建立为 16V，将 VinU3 建立为 -16V。根据缓冲器配置，U2 的输出为 16V，U3 的输出为 -16V，这两者之间的差值为 +32V。这是出现在 U1 电源引脚上的电压 (Vcc - Vee)。

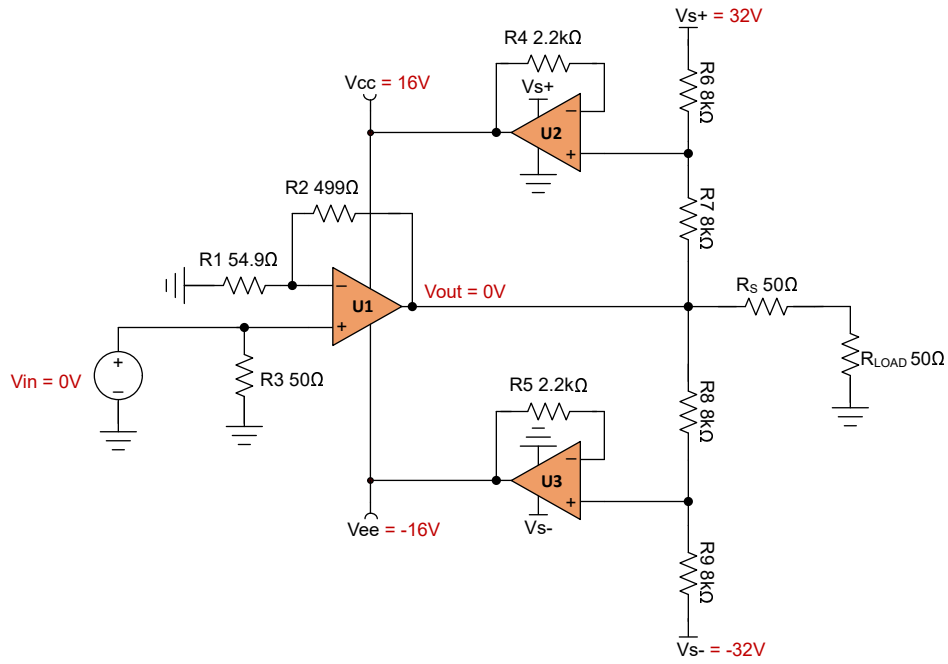


图 2-2. 自举电源节点电压， $V_{out} = 0V$

图 2-3 再次显示了向 U1 施加正输入电压的电路。这对应于正弦波或方波正半个周期内的电路行为。在这种情况下，在 U1 的输入端施加 2V 的电压，由于 +10V/V 的增益配置，从而在输出端产生 20V 的电压。这会增加分别由方程式 1 和方程式 2 定义的 U2 和 U3 的输入电压。插入前述的值，这些公式在 U2 上产生 26V 的输入，在 U3 上产生 -6V 的输入。将这些结果扩展到方程式 3 和方程式 4，很明显，放大器 U1 在 +26V 和 -6V 的不平行电源电压下运行，因为两个电源电压都恰好升高了输出电压增量的一半。请注意，U1 电源引脚上的差分电压会保持在 32V，这与数据表中的建议工作条件一致。

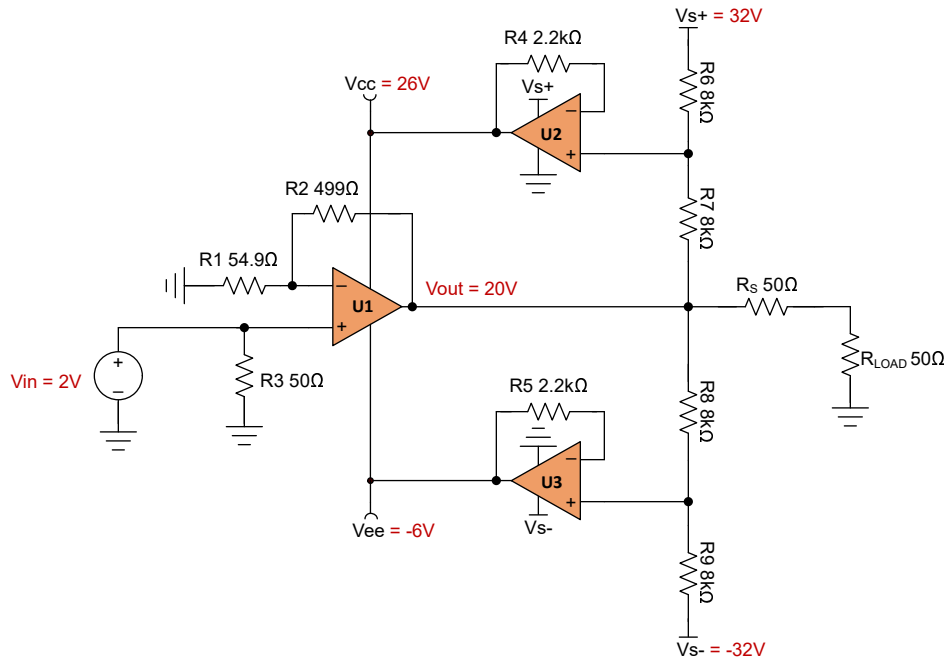


图 2-3. 自举电源节点电压， $V_{out} = 20V$

图 2-4 再次显示了该示例，其中向 U1 施加了负输入电压，这对应于正弦波或方波的负半个周期。在这种情况下，在 U1 的输入端施加 -2V，从而在输出端产生 -20V。这会降低分别由方程式 1 和方程式 2 定义的 U2 和 U3 的输入电压，在 U2 上产生 6V 的输入，在 U3 上产生 -26V 的输入。将这些结果扩展到方程式 3 和方程式 4，现在

放大器 U1 在 +6V 和 -26V 的不平行电源电压下运行，因为两个电源电压都恰好下降了输出电压减量的一半。与前一种情况一样，U1 电源引脚上的差分电压保持一致的 32V。

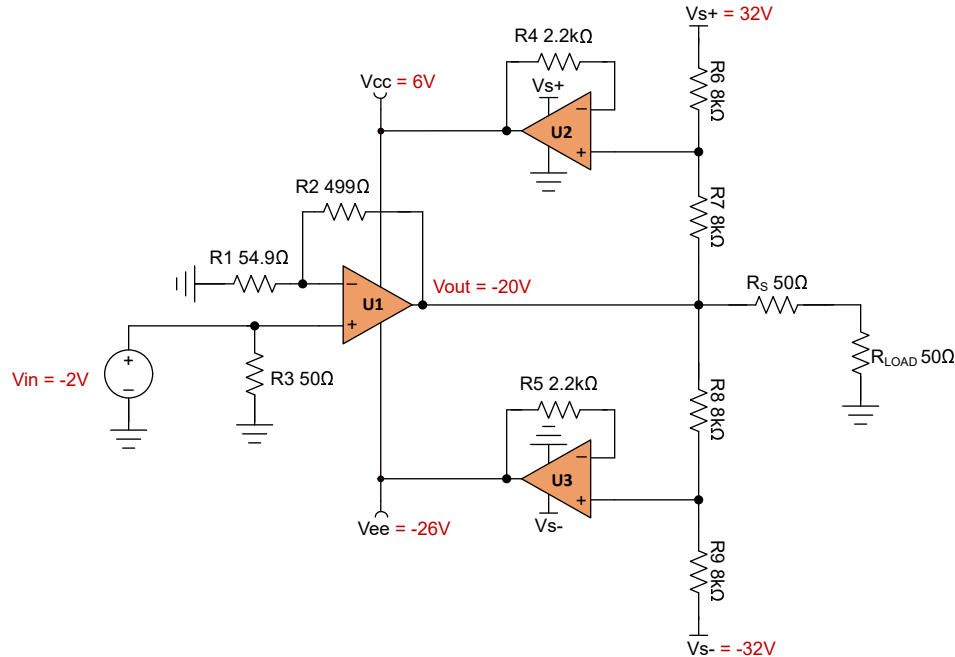


图 2-4. 自举电源节点电压，Vout = -20V

图 2-5 显示了电路共模输入范围内输出和电源节点的电压摆幅。最大电压输出摆幅由电源调制放大器的输入共模余量和驱动器放大器的输出电压余量定义。理论上，该设计可在整个过程中产生高达 52Vpp 的可靠输出，但本文档将重点介绍 50Vpp 输出，因为这是设计目标 (表 1-1)。

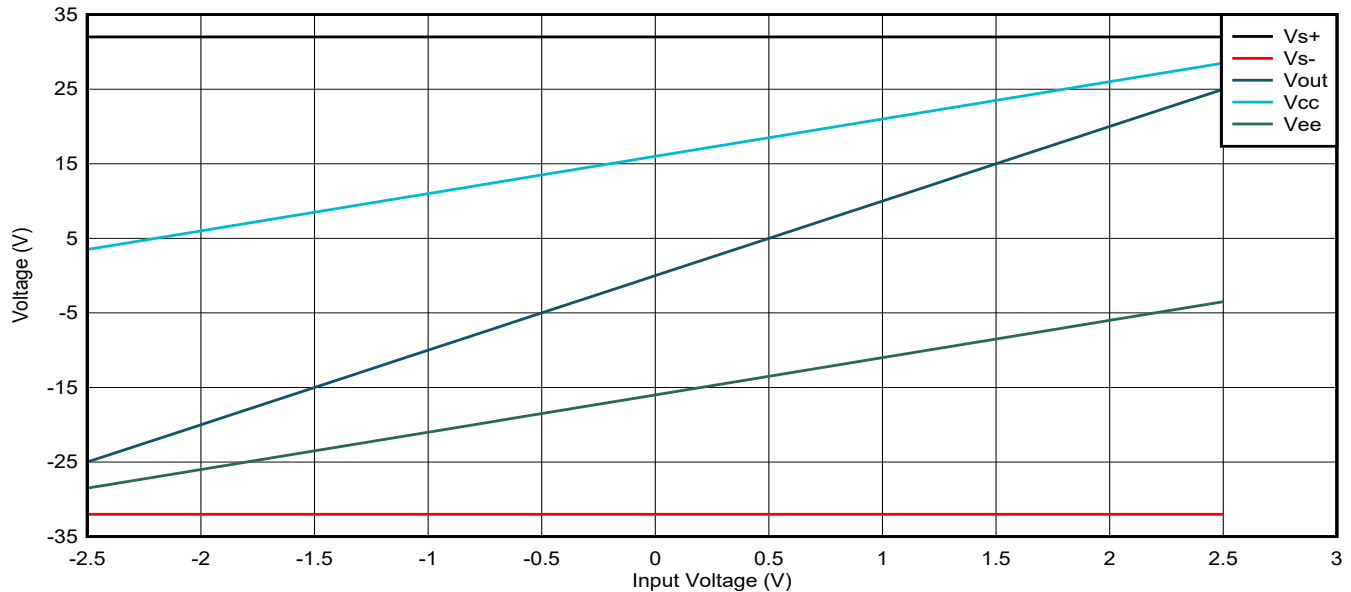


图 2-5. 共模输入范围内的自举电源节点电压

图 2-6 再次以 1MHz 正弦输出在时域中显示了该数据。该数据是使用 TINA Spice 仿真工具生成的，显示了电源轨 Vcc 和 Vee 如何跟踪输出电压摆幅。

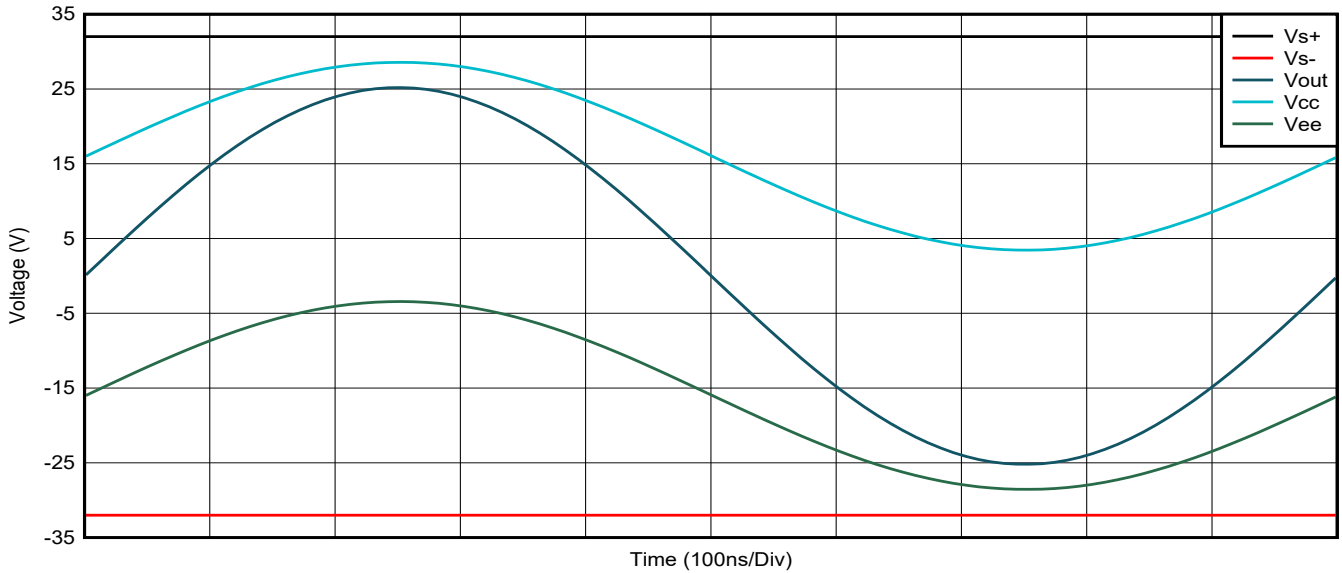


图 2-6. 自举电源节点电压，正弦输出摆幅

2.3.2 稳定性注意事项

2.3.2.1 包含串联隔离电阻 (R_S)

对于直接驱动容性负载的放大器，由于放大器开环输出阻抗和容性负载在环路增益表达式中引入的额外相移，放大器容易发生振荡。对于 THS3491 等电流反馈放大器，开环输出阻抗和容性负载会在开环跨阻增益响应中引入一个极点。如果极点的频率低于放大器的非主极点，则跨阻环路增益会降低，相位裕度也会降低。为了抵消该极点的影响，在器件输出端和在响应中引入零点的容性负载之间使用了一个串联隔离电阻器 (R_S)。TI 建议将 R_S 放置在靠近器件输出端的位置，以避免印刷电路板 (PCB) 引线寄生效应影响放大器的频率响应。

根据容性负载，如图 2-7 所示，必须调整 R_S 以获得平坦的频率响应。通过包含 R_S ，可以在较高输出电流下使串联电阻器上的压降增加，并限制容性负载的可用输出电压摆幅。不过，在选择串联隔离电阻时，稳定性必须比输出电压降更重要。

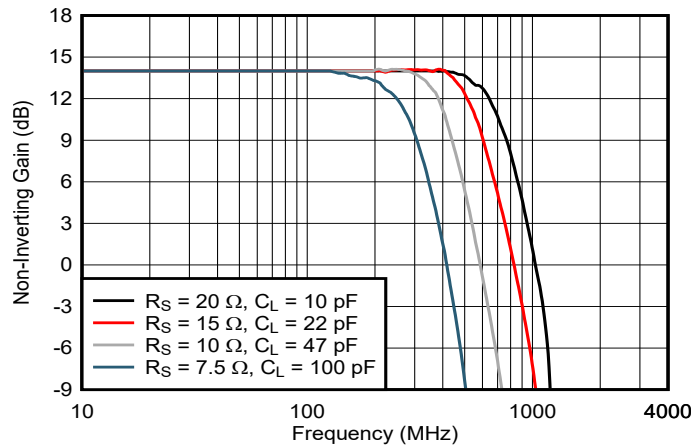


图 2-7. 针对给定 C_L 使用不同 R_S 的平坦频率响应 (单个 THS3491)

2.3.3 功率损耗

THS3491 专为在设计 PCB 时需要特别注意散热问题的高速、高输出功率应用而设计。该放大器包含自动热关断保护电路，该电路会在内部结温 (T_J) 超过约 160°C 时会关闭器件，并在器件冷却至约 145°C 时打开器件。当向容性负载提供高输出功率时，由于内部功率耗散，内部结温 (T_J) 可能会超过 160°C 限制，从而导致器件热关断。允许偶尔在 160°C 的 $T_{J(\text{MAX})}$ 下运行。不过，为了器件的长期可靠性，TI 建议将最高内部器件结温 (T_J) 保持在

150°C 以下。器件结温的任何升高都是给定环境温度 (T_A) 下内部功率耗散增加的结果。因此，必须限制内部功率耗散，以防止放大器持续进入热关断状态。

以下各个小节讨论纯阻性输出负载的内部放大器功率耗散（直流和交流）以及简单阻容性 (RC) 输出负载的平均功率耗散。务必注意，该分析并不等同于从电源汲取的总功率，而是用于确定系统的线性安全工作区 (SOA)。

2.3.3.1 纯阻性输出负载的驱动器放大器的直流内部功率耗散

放大器的内部功耗由两部分组成：使内部运算放大器电路偏置的静态功耗（与负载无关）以及运算放大器具有负载时输出晶体管中的功耗。对于 THS3491 等高输出功率放大器，大部分功率耗散以及温升发生在器件的输出晶体管中。

方程式 5 中所示的静态功耗 (P_Q) 是放大器输出开路或没有电流流入或流出放大器输出时的内部放大器功耗。

$$P_Q(W) = (V_{CC} - V_{EE}) \times I_Q \quad (5)$$

其中：

- V_{CC} = 正电源端子的电位
- V_{EE} = 负电源端子的电位
- I_Q = 从器件电源汲取的总静态电流

从图 2-5 可以明显看出，尽管驱动器放大器 (U1) 的 V_{CC} 和 V_{EE} 是可变的，但电源轨上的电位 ($V_{CC} - V_{EE}$) 是恒定的，等于放大器 U2 和 U3 的电源电位。考虑到 $(V_{CC} - V_{EE}) = V_{S+} = V_{S-} = V_S$ ，方程式 5 可以写为方程式 6。

$$P_Q(W) = V_S I_Q \quad (6)$$

THS3491 有一个如图 2-8 所示的 AB 类输出级，其中只有一个输出晶体管导通以实现高或低输出电压，具体取决于拉电流或灌电流。对于以接地为基准的负载，放大器为正输出电压拉取电流，为负输出电压灌入电流。方程式 7 显示了当放大器拉取电流时对于以接地为基准的负载 (R_L) 输出晶体管 ($P_{OUT(DC)}$) 中耗散的直流功率。该功率的值为拉电流 (NPN) 输出晶体管上的压降 ($V_{CC} - V_{OUT}$) 乘以输出电流驱动 (I_{OUT})。

$$P_{Source(DC)}(W) = (V_{CC} - V_{OUT}) \times I_{OUT} = (V_{CC} - V_{OUT}) \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (7)$$

其中：

- V_{OUT} = 放大器的输出电压
- I_{OUT} = 放大器的输出电流驱动
- R_L = 放大器输出端的总阻性负载。在图 2-1 中， R_L 等于串联输出电阻器 (R_S) 和负载电阻器 (R_{LOAD}) 的组合。

方程式 8 显示了当放大器为以接地为基准的负载灌入电流时输出晶体管中的直流功率耗散。这与方程式 7 类似，只是考虑了灌电流 (PNP) 输出晶体管上的压降。

$$P_{Sink(DC)}(W) = (V_{EE} - V_{OUT}) \times I_{OUT} = (V_{EE} - V_{OUT}) \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (8)$$

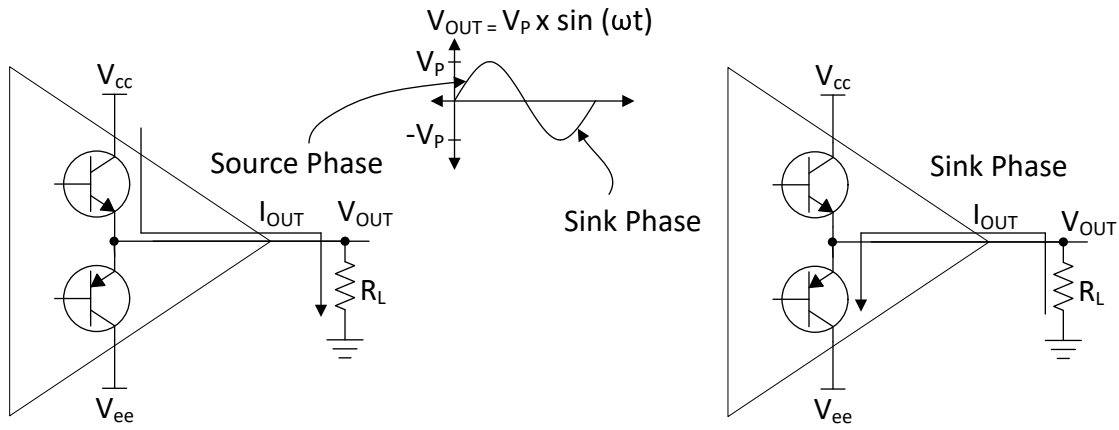


图 2-8. THS3491 AB 类输出结构

将方程式 6 与方程式 7 和方程式 8 进行组合可产生方程式 9 和方程式 10，即单个放大器分别在拉取电流和灌入电流时的总内部直流功率耗散。

$$P_{AmpSource(DC)}(W) = V_S I_Q + (V_{CC} - V_{OUT}) \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (9)$$

$$P_{AmpSink(DC)}(W) = V_S I_Q + (V_{EE} - V_{OUT}) \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (10)$$

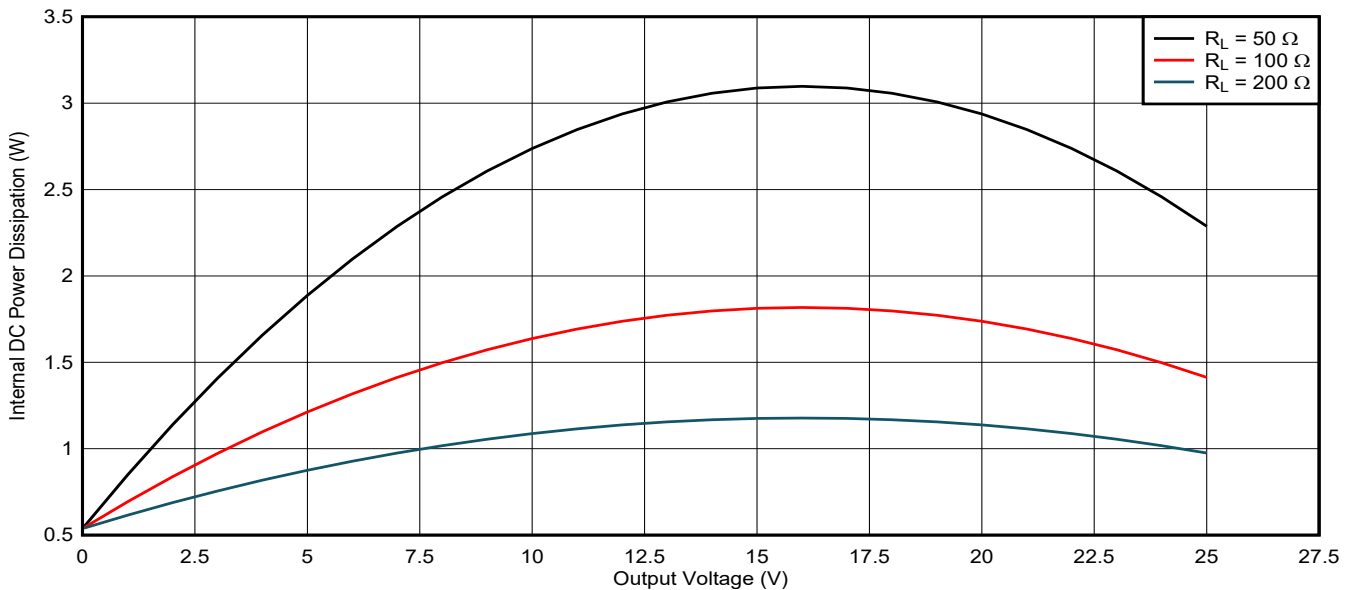


图 2-9. 驱动器放大器的内部直流功率耗散

2.3.3.2 纯阻性输出负载的驱动器放大器的交流平均内部功率耗散

对于驱动以接地为基准的纯阻性负载的连续正弦输出，可以通过将正弦曲线在半个周期内进行积分并取平均值来计算放大器输出晶体管的内部平均功耗 ($P_{OUT(AVG)}$)。方程式 11 使用正半个周期来描述驱动器放大器在将连续正弦输出驱动到以接地为基准的纯阻性负载时的内部平均功耗。

$$P_{OUT(AVG)}(W) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_{CC} - V_{OUT}) \frac{V_{OUT}}{R_L} dWt \quad (11)$$

由于在这种情况下 V_{OUT} 是正弦曲线，因此可以使用方程式 12 对其进行定义。

$$V_{OUT} = V_P \times \sin(Wt) \quad (12)$$

其中

- V_p = 峰值输出电压摆幅

在典型的功耗计算中，输出电压是积分中的唯一可变量，其余项是常数。对于本设计中的驱动器放大器， V_{CC} 也是可变的，但由于电源自举至输出电压，因此 V_{CC} 可以简单地用输出电压表示，如 [方程式 3](#) 所示。组合 [方程式 11](#)、[方程式 12](#) 和 [方程式 3](#)，在正半个周期 (0 至 π) 上进行积分并除以 π 以求平均值，可以得到 [方程式 13](#)。

$$P_{OUT(AVG)}(W) = \frac{V_P V_S}{\pi R_L} - \frac{V_P^2}{4R_L} \quad (13)$$

通过在 [方程式 13](#) 中包含 [方程式 6](#) 中定义的静态功耗，可以得到将正弦波驱动到纯阻性负载中的单个放大器的总平均功率耗散，[方程式 14](#)。

$$V_S I_Q + \frac{V_P V_S}{\pi R_L} - \frac{V_P^2}{4R_L} \quad (14)$$

[图 2-10](#) 显示了作为各种负载电阻 (R_L) 的峰值输出电压 (V_p) 的函数的内部平均功率耗散。在 $V_p = 2 V_S / \pi$ 时发生最大内部平均功率耗散，导致 [方程式 15](#)。

$$P_{Amp(AVG)}(W)(max) = V_S I_Q + \frac{V_S^2}{\pi^2 R_L} \quad (15)$$

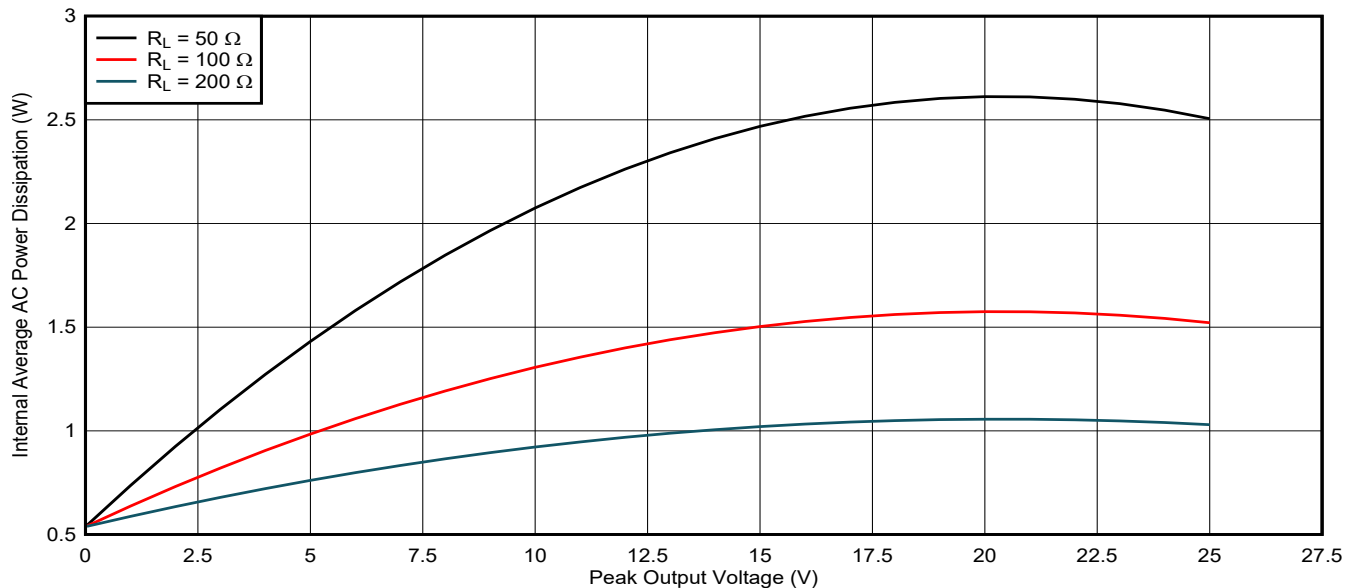


图 2-10. 驱动器放大器的平均内部交流功率耗散

2.3.3.3 用于 RC 输出负载的驱动器放大器的内部平均功率耗散

对于驱动 RC 负载的连续正弦输出，可以通过从电源提供的平均功率中减去向负载提供的平均功率来计算输出晶体管的内部平均功率耗散 ($P_{OUT(AVG)}$)，如 [方程式 16](#) 所示。

$$P_{OUT(AVG)}(W) = P_{Supply(AC)} - P_{Load(AC)} \quad (16)$$

其中

- $P_{SUPPLY(AVG)}$ = 驱动 RC 负载时来自电源的平均输入功率
- $P_{LOAD(AVG)}$ = 向 RC 负载提供的平均输出功率

[图 2-11](#) 显示了 RC 负载的输出结构，[方程式 17](#) 给出了总无功负载 (Z_L)。

$$Z_L = R_S + jX_C \quad (17)$$

其中

$$X_C = -j \frac{1}{2\pi f C_L} \quad (18)$$

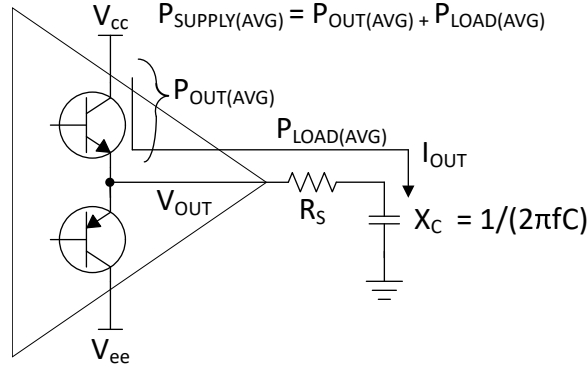


图 2-11. RC 负载的输出结构 (拉电流相位)

方程式 19 显示了在将连续正弦信号驱动到以接地为基准的 RC 负载时驱动器放大器将从电源汲取的平均功率。与方程式 11 类似，在正半个周期内对功率进行积分并取平均值。

$$P_{Supply(AVG)}(W) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{|Z_L|} V_{CC} \times V_P \times \sin(Wt) \times dWt = \frac{2V_P V_S}{\pi |Z_L|} \quad (19)$$

其中

$$|Z_L| = \sqrt{|R_S|^2 + |X_C|^2} \quad (20)$$

方程式 21 显示了向 RC 负载提供的平均输出功率。Cos(ϕ) 是功率因数，给出了输出电压和输出负载电流之间的相位差。功率因数校正电压和电流之间的相位关系，以计算 RC 负载的平均输出功率。对于纯电阻负载，功率因数等于 1，表明电压和电流之间没有相位差。

$$P_{Load(AC)}(W) = \frac{1}{2|Z_L|} V_P^2 \times \cos(\phi) = \frac{R_S}{2|Z_L|^2} V_P^2 \quad (21)$$

其中

$$\cos(\phi) = \frac{R_S}{|Z_{低电平}|} \text{ 表示电路的功率因数。} \quad (22)$$

因此，方程式 23 显示了驱动具有正弦输出的 RC 负载的单个放大器的输出晶体管的内部平均功率耗散。

$$P_{OUT(A)VG}(W) = \frac{2V_P V_S}{\pi |Z_L|} - \frac{R_S}{2|Z_L|^2} V_P^2 \quad (23)$$

通过考虑静态功率耗散，方程式 24 显示了驱动 RC 负载的单个放大器的总内部平均功率耗散。

$$P_{AMP(AVG)}(W) = V_S I_Q + \frac{2V_P V_S}{\pi |Z_L|} - \frac{R_S}{2|Z_L|^2} V_P^2 \quad (24)$$

2.3.4 热性能

器件封装和 PCB 材料负责器件裸片的热性能和热传导。器件的内部功耗会增加内部裸片结温，节 2.3.3 详细讨论了该主题。

对于具有裸露散热焊盘的 RGT 封装，PCB 底部平面上的散热器为热传递提供了最小电阻路径，并且大部分热能通过散热垫散发到散热器。在器件底部包含一个散热器可以实现更高的热处理能力，因此允许更高的内部器件功耗，从而允许器件具有更高的输出电流。

对于散热器设计，图 2-12 显示了各种热阻源。由于功耗导致的结温升高与电流引起的电阻器上的电压降相似，因此可以开发类似于电路的简化热模型（请参阅图 2-13）。温度、功耗和热阻分别表示为电压、电流和电阻器。如方程式 25 所述，利用这些参数，可以通过简单的 KCL 方程求解最大内部功耗。

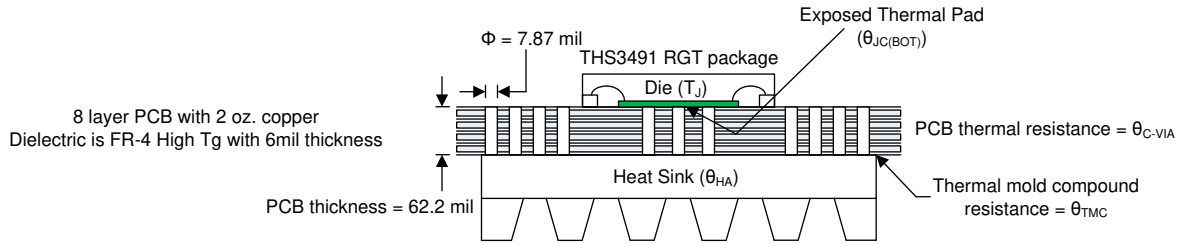


图 2-12. 不同热阻的 TIDA-060033 PCB 横截面

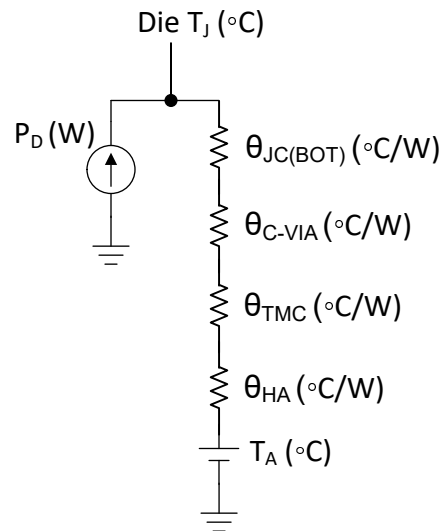


图 2-13. 散热器设计的简化热模型

$$P_{AMP}(W)(\max) = \frac{(T_{J(\max)} - T_A)}{(\theta_{JC(BOT)} + \theta_{C-VIA} + \theta_{TMC} + \theta_{HA})} \quad (25)$$

其中：

- $P_{D(\max)}(W)$ = 放大器的最大内部功耗
- $T_{J(\max)}(°C)$ = 绝对最大结温
- $T_A(°C)$ = 自然通风条件下的工作环境温度
- $\theta_{JC(BOT)}(°C/W)$ = 数据表中器件封装的底部结至外壳热阻
- $\theta_{C-VIA}(°C/W)$ = 外壳至过孔热阻
- $\theta_{TMC}(°C/W)$ = PCB 和散热器之间的模塑化合物热阻
- $\theta_{HA}(°C/W)$ = 散热器至环境热阻

要计算散热器设计允许的最大功耗，方程式 25 中各个热阻参数的值必须是已知的。对于 TIDA-060033 EVM，可以估算出应适用于大多数实际应用的热阻：

1. 器件数据表中通常会提供底部结至外壳热阻 ($\theta_{JC(BOT)}$)。对于 THS3491RGT 封装，该值为 $7.8°C/W$ 。

2. PCB 热阻是大量存在的过孔的热阻 (θ_{C-VIA})，可根据过孔焊盘直径、过孔高度和过孔的 PCB 材料进行估算。该 EVM 每层有两盎司铜，过孔直径为 7.87mil，PCB 厚度为 62.2mil，因此单个过孔的热阻为 180°C/W。该热阻估算基于适用于 FR-4 电介质的 Saturn PCB 工具套件。PCB 在器件底部及其周围布满了 80 个过孔，这导致有效 θ_{C-VIA} 约为 3°C/W 至 3.5°C/W。为了更准确地估算 PCB 热阻，可以使用 ANSYS 或 Keysight 等供应商提供的有限元软件工具对 PCB 进行热建模。
3. 散热器粘合剂或热模塑化合物的热阻 (θ_{TMC}) 约为 0.3°C/W 至 0.5°C/W，可实现从 PCB 到散热器的最大热传递。
4. BDN14-3CB/A01 是本设计选用的散热器。BDN14-3CB/A01 具有约 16.2°C/W 的自然对流空气条件下的永久热阻 θ_{HA} 。

将这些估算的各个热阻代入 [方程式 25](#) 可得出 27.5°C/W 的合并热阻。对于 150°C 的最大 T_J 和 25°C 的自然通风条件下的工作环境温度 (T_A)，在应用 BDN14-3CB/A01 散热器的情况下，允许的最大内部功耗为 4.54W。

考虑 [方程式 24](#)，如果将 1MHz、50Vpp 正弦输出驱动到具有 50 Ω 隔离电阻的 1nF 容性负载中，则会使驱动器放大器的平均内部功耗为 3.1W。通过将该结果与之前的结果进行比较，证明所选的散热器在室温下对于这些输出条件而言是足够的。[节 2.3.4.1](#) 对安全工作区进行了进一步的分析。

2.3.4.1 线性安全工作区 (SOA)

为了处于线性安全工作区内，放大器需要限制最大线性输出电流驱动或最大内部功率耗散 ($P_{D(MAX)}$)，以防止器件超过 150°C 的最大结温 ($T_{J(MAX)}$)。该限制通常由线性安全工作区 (SOA) 图表示，该图通过在 y 轴上绘制线性输出电流驱动 (I_{OUT}) 和在 x 轴上绘制输出晶体管上产生的电压 ($V_{CC} - V_{OUT}$) 来定义工作边界。

如图 2-14 所示，安全工作区的上限由从 x 轴左侧开始的放大器最大线性输出电流驱动 (420mA) 定义。当输出晶体管上产生的电压 ($V_{CC} - V_{OUT}$) 向 x 轴右侧增加时，线性输出电流减小以维持输出晶体管的固定内部功率耗散。固定的内部功率耗散取决于所使用的散热器，可通过方程式 25 得出，以在给定环境温度 (T_A) 下将 $T_{J(MAX)}$ 保持在 150°C 以下。通过在 x 轴上从右向左扫描 ($V_{CC} - V_{OUT}$)，直到 I_{OUT} 等于 420mA 的最大线性输出电流驱动，可以由方程式 26 得出线性输出电流。x 轴上的 ($V_{CC} - V_{OUT}$) 同样适用于 ($V_{EE} - V_{OUT}$)，具体取决于正弦信号的输出拉电流或灌电流周期 (请参阅图 2-8)。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{P_{D(MAX)} - V_S I_Q}{V_{CC} - V_{OUT}} \quad (26)$$

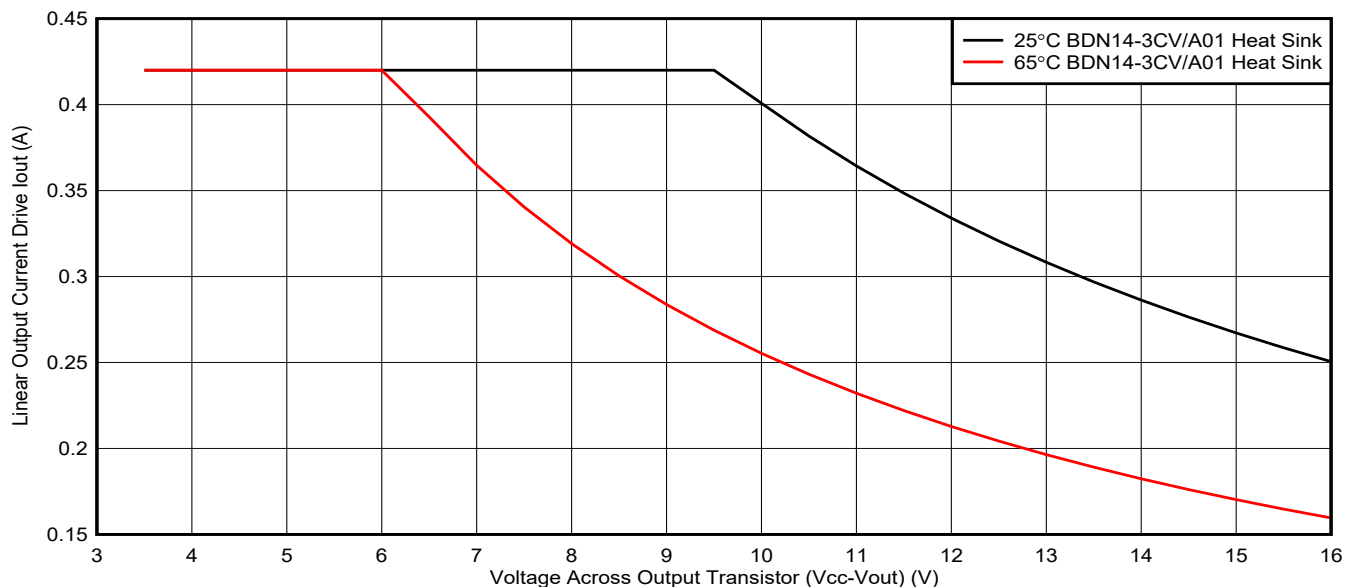


图 2-14. TIDA-060033 线性安全工作区

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 所需硬件

该参考设计使用设计 PCB 进行节 3.3 中的测量，以分别说明频率响应、谐波失真和脉冲响应测量所需的硬件设置。对于频率响应和谐波失真测试，配置为 5V/V 增益的 THS3491EVM 用作前置放大器级。

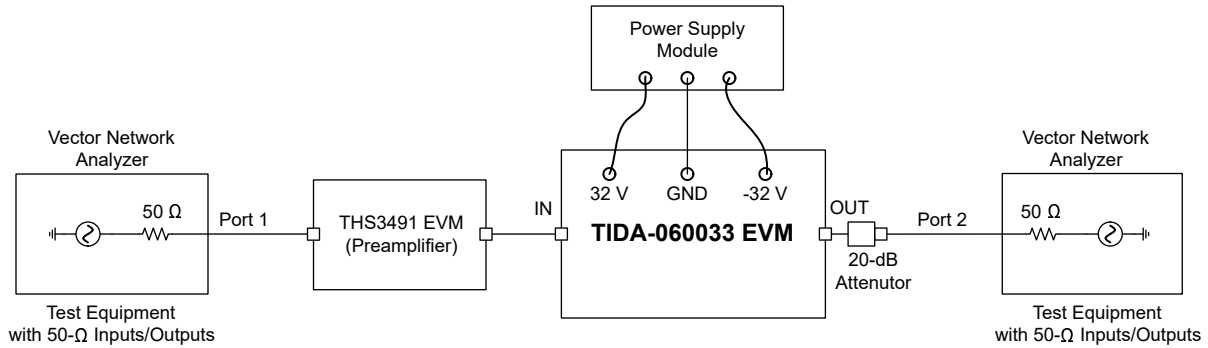


图 3-1. 频率响应设置

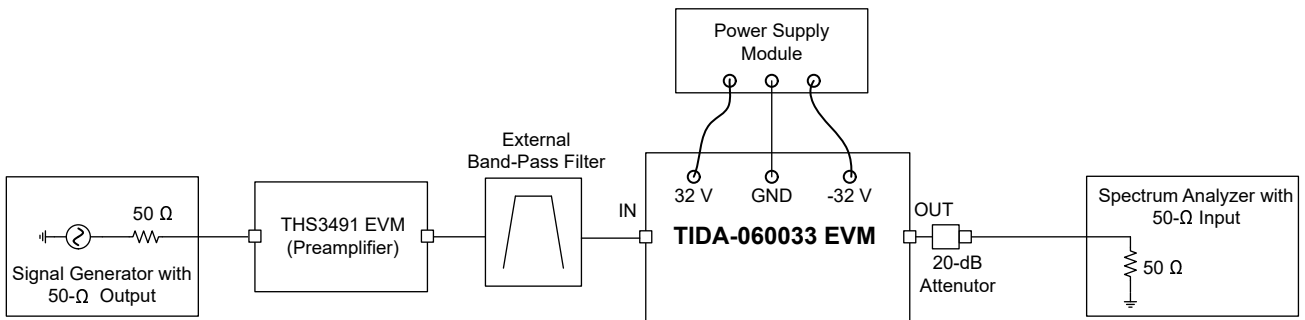


图 3-2. 谐波失真设置

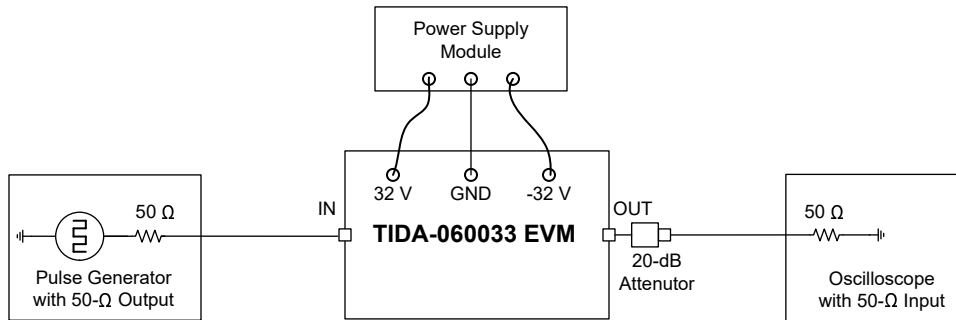


图 3-3. 脉冲响应设置

3.2 测试设置

图 3-4 展示了用于驱动阻性负载的 TIDA-060033EVM 的测试设置。该设置经过配置，可轻松连接 50 Ω 测试设备，在输出端具有高功率 20dB、50 Ω 匹配衰减器。

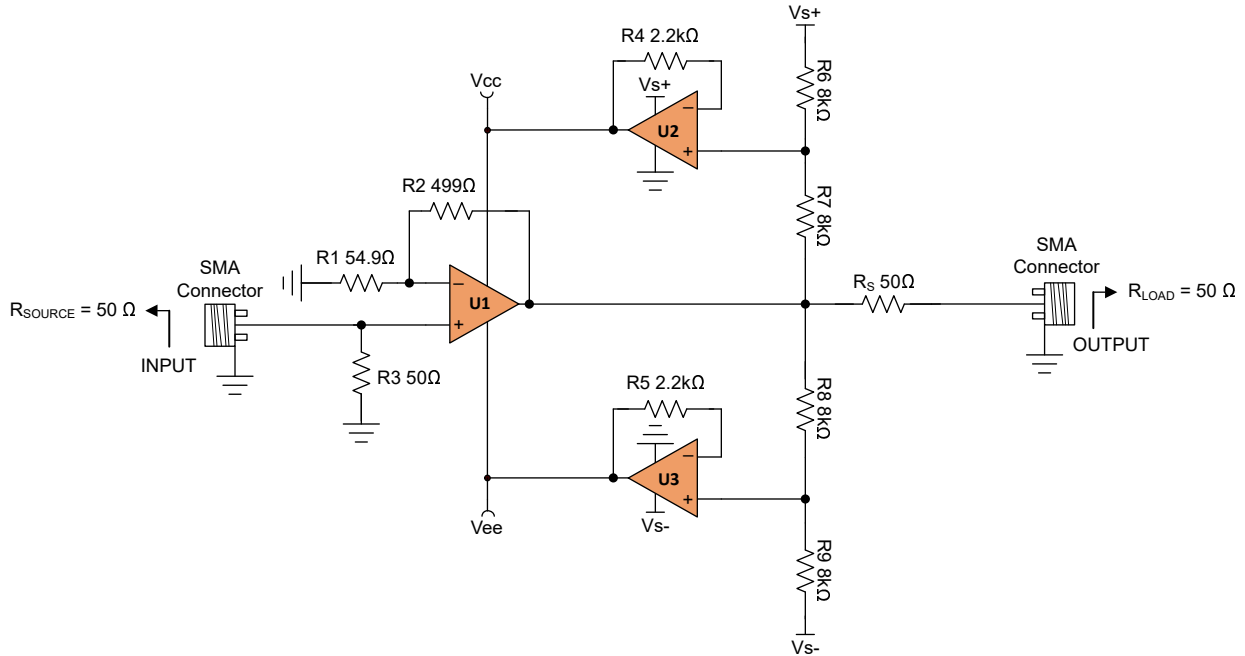


图 3-4. TIDA-060033 阻性负载原理图 (简化版)

图 3-5 展示了用于驱动容性负载的 TIDA-060033 的测试设置。出于稳定性考虑，在驱动器放大器的输出端和 1nF 容性负载 (C_L) 之间放置了一个 50 Ω 串联电阻器 (R_S)，如节 2.3.2.1 所述。

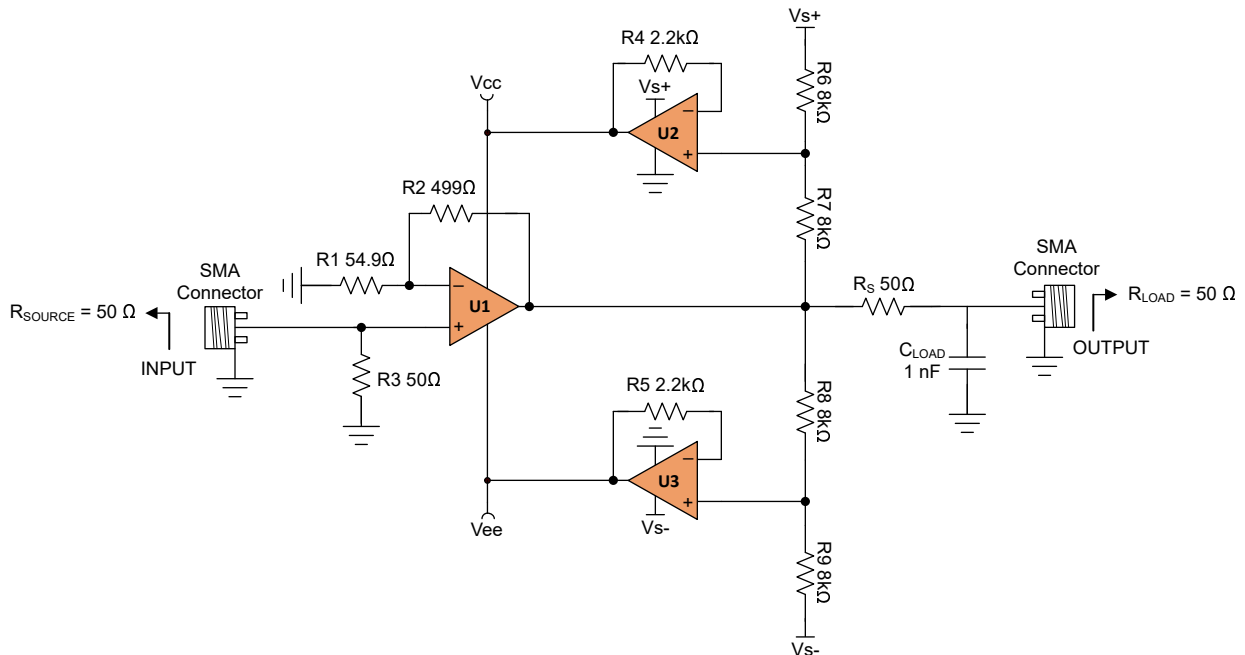


图 3-5. TIDA-060033 RC 负载原理图 (简化版)

3.3 测试结果

图 3-6 至图 3-11 中的图像是使用以下参数生成的。

- 测试条件： $V_{s+} = 32V$ ， $V_{s-} = -32V$ ， $T_A = 25^\circ C$ ， $R_L = 100\ \Omega$ 。

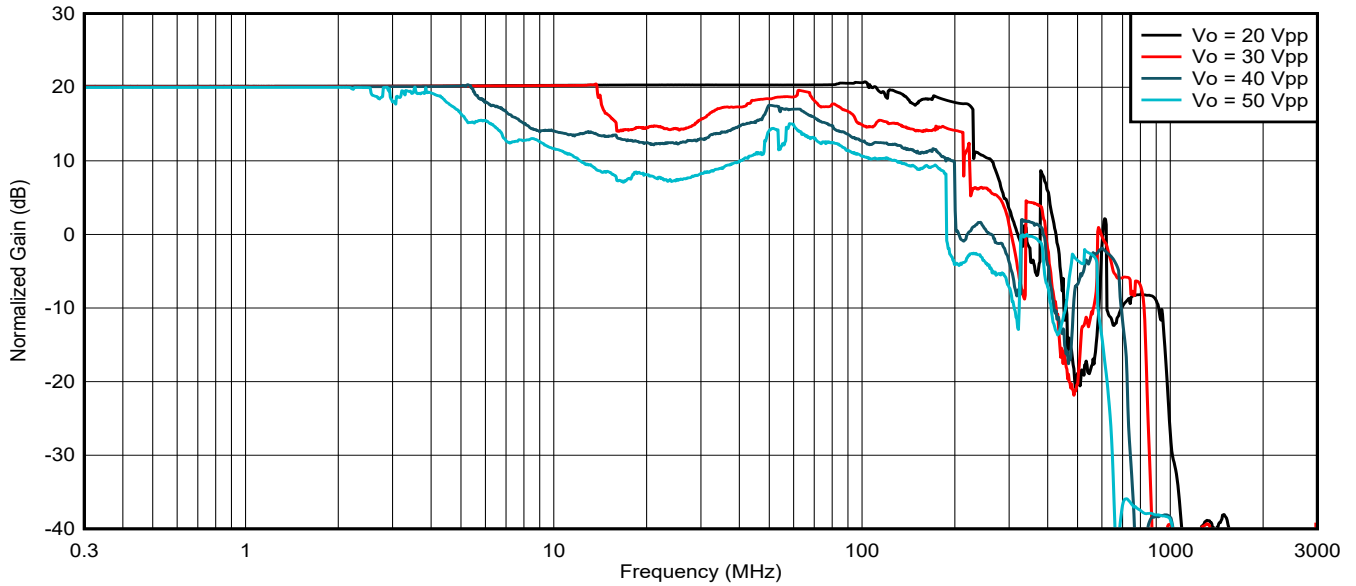


图 3-6. 频率响应

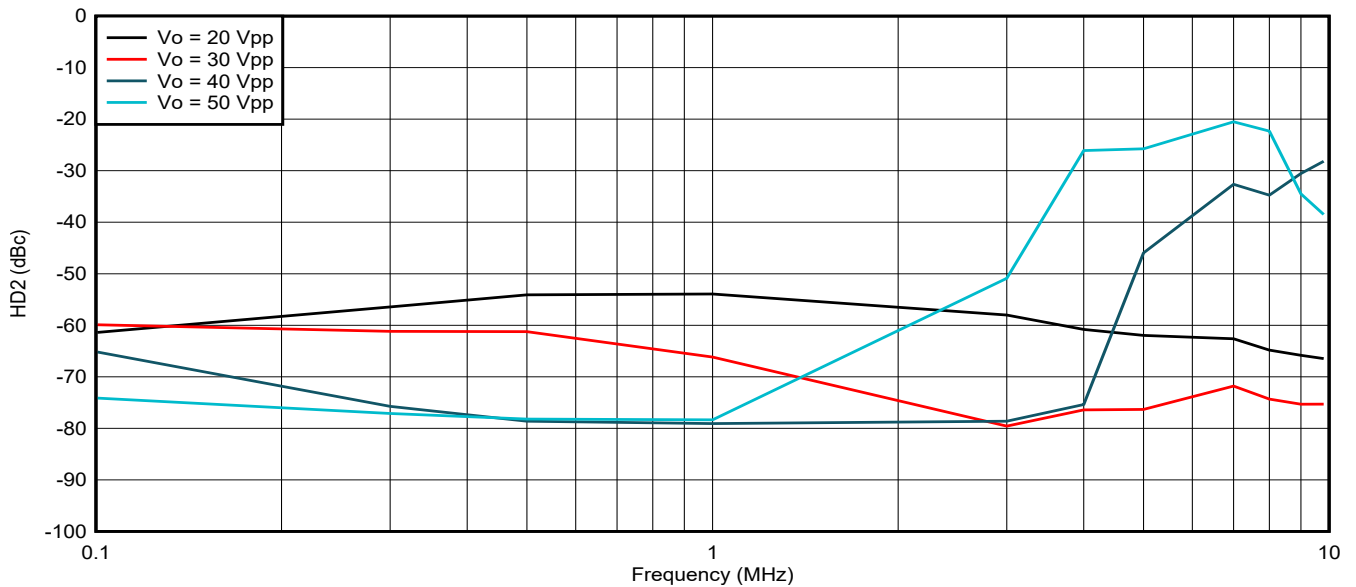


图 3-7. HD2 与频率间的关系

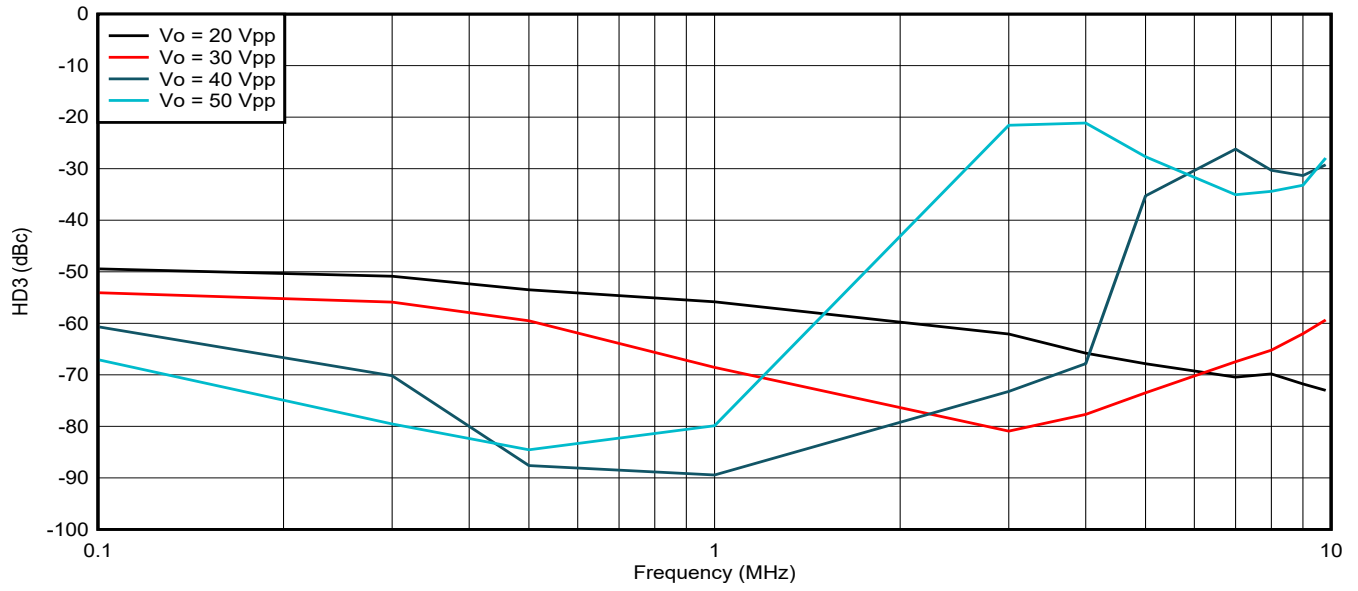


图 3-8. HD3 与频率间的关系

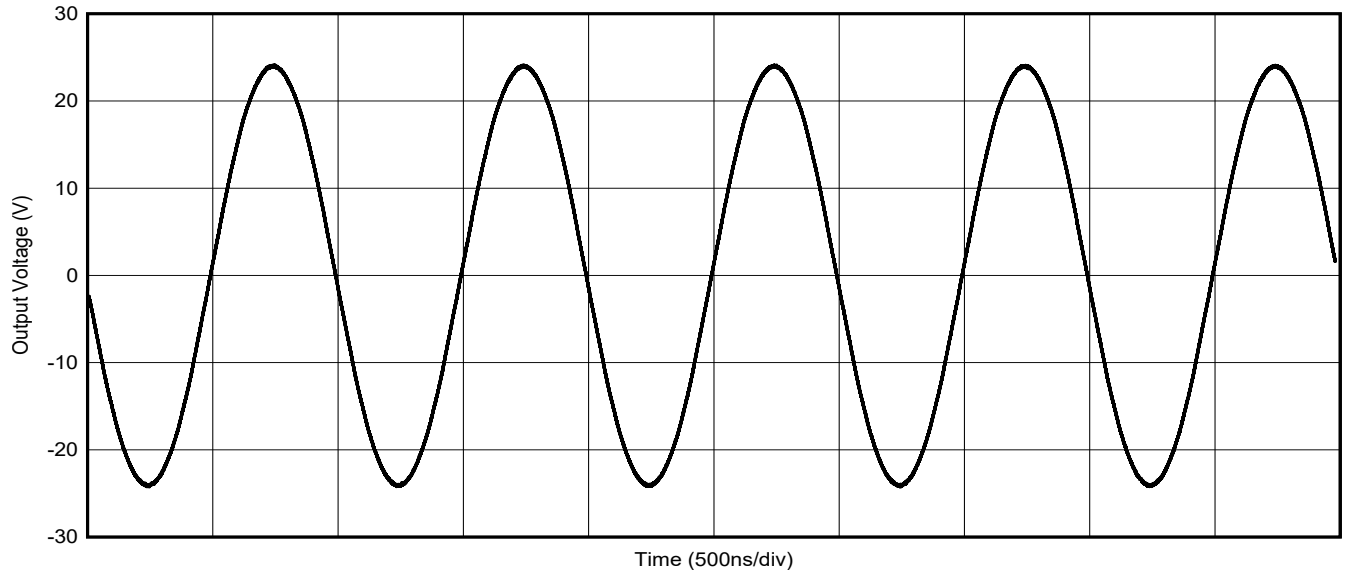


图 3-9. 1MHz 下 50Vpp 正弦输出摆幅

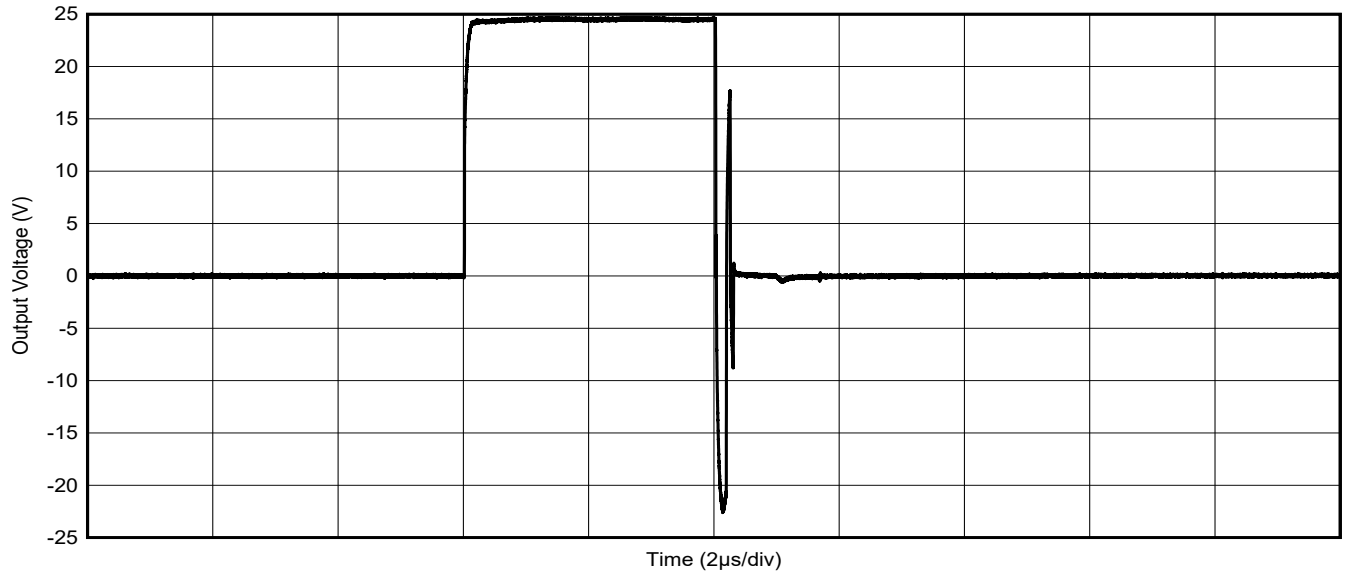


图 3-10. 脉冲响应

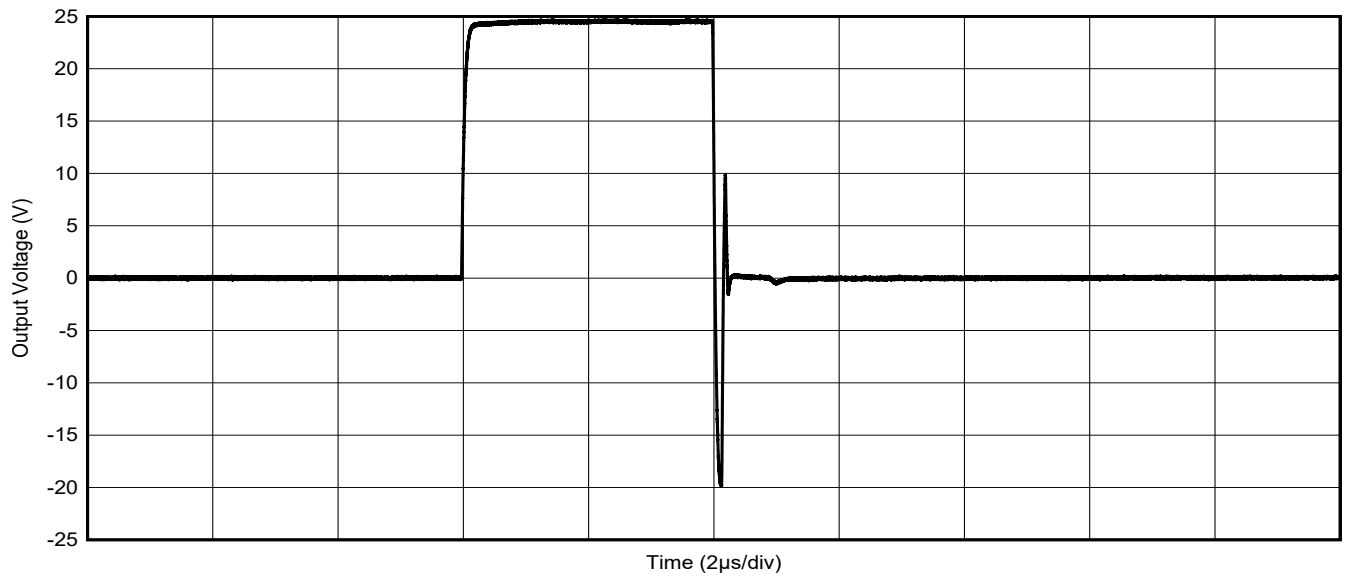


图 3-11. 脉冲响应容性负载 ($C_{LOAD} = 1nF$, $R_S = 50\Omega$)

4 设计文件

4.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-060033](#) 的设计文件。

4.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-060033](#) 的设计文件。

4.3 PCB 布局建议

PCB 布局建议类似于 [THS3491](#) 数据表中提供的布局指南。[节 2.3.4](#) 提供了设计的热性能。

4.3.1 布局图

要下载层图，请参阅 [TIDA-060002](#) 的设计文件。

4.4 Altium 工程

要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-060033](#) 的设计文件。

4.5 Gerber 文件

要下载光绘文件，请参阅 [TIDA-060033](#) 的设计文件。

4.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-060033](#) 的设计文件。

5 相关文档

1. 德州仪器 (TI)，[THS3491 900MHz、500mA 高输出功率电流反馈放大器](#) 数据表
2. 德州仪器 (TI)，[适用于高容性负载应用的 100MHz、1A 输出电流驱动器参考设计](#)
3. 德州仪器 (TI)，[Quad Flatpack No-Lead 逻辑封装](#) 应用报告

5.1 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司