

并联 OPA593 高电压、高电流 放大器实现 2 倍输出电流



Thomas Kuehl

Precision Amplifiers

摘要

功率运算放大器应用正在向需要更高精度以及高压电源 (> 50V) 和数百毫安至安培级电流的领域扩展。OPA593 是 TI 最近推出的一款功率运算放大器，可使用高达 85V 的电源。该器件采用 4mm × 4mm WSON 封装，输出电流可达 0.25A。但是，即使是 OPA593 产品，也必须都能提供高达 0.5A 电流电平的全新半导体测试应用。

本应用手册介绍了如何并联两个 OPA593 运算放大器输出来实现 0.5A 的输出电流。文中的电路设计可成功满足应用的所有直流和交流规格要求，包括能够完全稳定地驱动 1 μ F 负载电容。

内容

| | |
|-----------------------|----|
| 1 引言..... | 2 |
| 1.1 并联输出电路设计注意事项..... | 3 |
| 2 交流注意事项..... | 6 |
| 3 基准测试结果..... | 8 |
| 4 结论..... | 10 |
| 5 修订历史记录..... | 10 |

插图清单

| | |
|------------------------------------------|---|
| 图 1-1. 简单的并联输出运算放大器电路..... | 2 |
| 图 1-2. 领导者-跟随者并联输出运算放大器电路..... | 2 |
| 图 1-3. 领导者-跟随者并联输出放大器..... | 4 |
| 图 2-1. 包含补偿的领导者-跟随者并联输出放大器..... | 6 |
| 图 2-2. 针对高容性负载下的运算放大器 Riso 补偿..... | 7 |
| 图 3-1. OPA593 并联输出测试设置..... | 8 |
| 图 3-2. OPA593 并联输出运算放大器 0.5A 峰值测试结果..... | 8 |
| 图 3-3. OPA593 并联输出运算放大器小信号瞬态响应..... | 9 |

1 引言

OPA593 高电压、高电流运算放大器正在通过各种设计方法，以便用于不同的测试平台和应用。85V 单电源/ $\pm 42.5V$ 双电源能力、0.25A 最大输出驱动电流和精确电流限值设置 (I_{set}) 使其非常适合半导体和其他元件测试仪应用。此类应用通常需要在整个测试周期内快速更改电源电压和负载电流。

最近，现场出现了一个新的测试应用，它不仅需要 OPA593 高输出电压能力，还需要高达 0.5A 的高输出电流。这是正常 0.25A 输出负载电流能力的两倍。单个 OPA593 器件无法提供更高的电流电平，但一对将输出并联在一起的 OPA593 放大器则可以提供。通常假设并联运算放大器很容易实现，但随后证明并联后的性能总是低于预期。但是，通过仔细注意电流平衡等设计细节，是可以实现良好性能的。

并联输出电路通常出现在功率运算放大器数据表的应用部分。两种常见的配置包括图 1-1 中所示的一对简单并联的运算放大器和图 1-2 中所示的更为复杂的领导者-跟随者电路。两个电路都包含输出镇流电阻器 R_{b1} 和 R_{b2} ，它们对于每个电路的运行发挥着重要作用。本文档将论述如何选择这些电路。领导者-跟随者电路更为常用，这是因为它提供精确的电压输出 V_o 电平，而简单电路的输出会随负载变化。

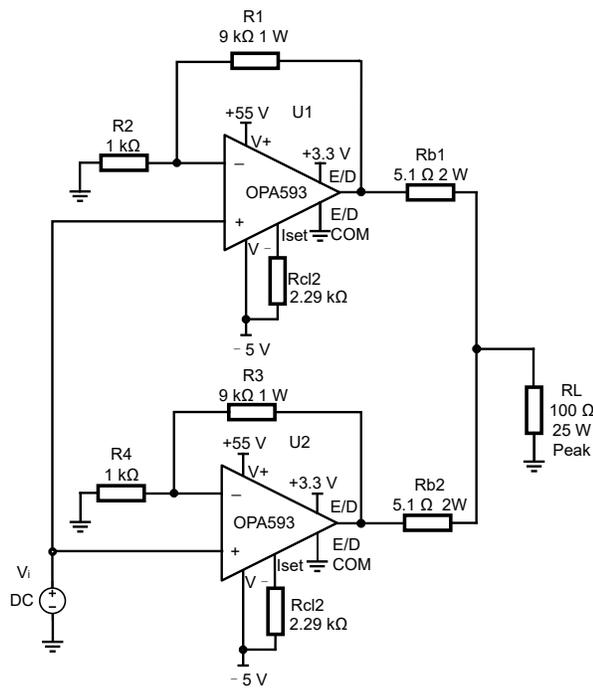


图 1-1. 简单的并联输出运算放大器电路

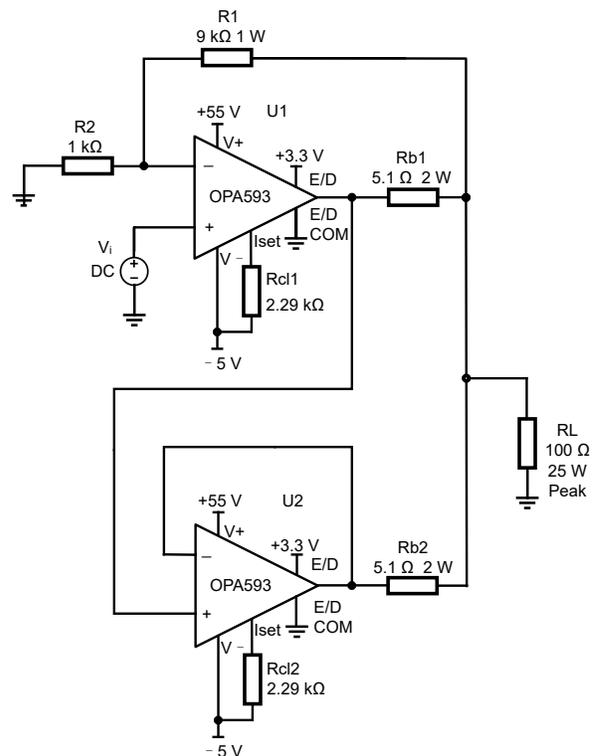


图 1-2. 领导者-跟随者并联输出运算放大器电路

1.1 并联输出电路设计注意事项

直接对两个功率运算放大器的输出进行硬接线并不是一种好的电气做法。如果两个运算放大器的输出直接连接在一起，则可能会导致不均匀的电流共享。这是因为其中的每个运算放大器都尝试强制施加略微不同的 V_{out} 电压，该电压取决于其各自的 V_{os} 电平。这种电流不平衡可能导致功率耗散不均和器件发热不均。

尽管运算放大器之间产生的 V_{out} 差可能很小，但从电气角度看，这相当于将两个阻抗很低的电压源直接连接。运算放大器输出阻抗 (Z_{cl}) 非常低，由于每个运算放大器运行时具有高环路增益，因此通常为毫欧姆。如果每个运算放大器具有不同的闭环增益设置，则 Z_{cl} 在这两种情况下会有所不同，领导者-跟随者配置就是如此。当输出之间的连接电阻几乎为零时，电流可能会非常高，并影响基本电路功能。增加的输出镇流电阻能在很大程度上减小流经两个输出之间的电流。

OPA593 领导者-跟随者并联输出电路如图 1-3 所示。直流电压和电流电平由 5V 直流输入产生，产生的输出电压 V_{out} 为 +50V。负载电流 I_L 为 0.45A。通过增加电源可获得更高的输出电压， $V+$ 和 $V-$ 引脚上的电压高达 85V。此配置中的两个 OPA593 运算放大器的输出电流高达 0.5A。

与任何电子元件一样，由于功率和热限制，必须考虑 OPA593 运算放大器和负载的功率耗散。每个 OPA593 消耗 1.25W，而本特定示例中，111 Ω 负载电阻器消耗 22.5W。两个 OPA593 功率耗散变得非常高，如果电源电压和输出电压之间的差值较大且持续时间过长，它们将进入热关断状态。

请记住，所示电路的预期应用具有快速 ATE 测试序列，其中驻留时间仅为几毫秒。快速 ATE 测试序列中的平均功率耗散远低于在持续高功率耗散条件下运行时的平均功率耗散。

领导者-跟随者配置具有以下优点：

- 与单个运算放大器类似，它可以连接为同相或反相放大器
- 一组增益电阻器可确定整个放大器的总电压增益，从而消除匹配的电容器组

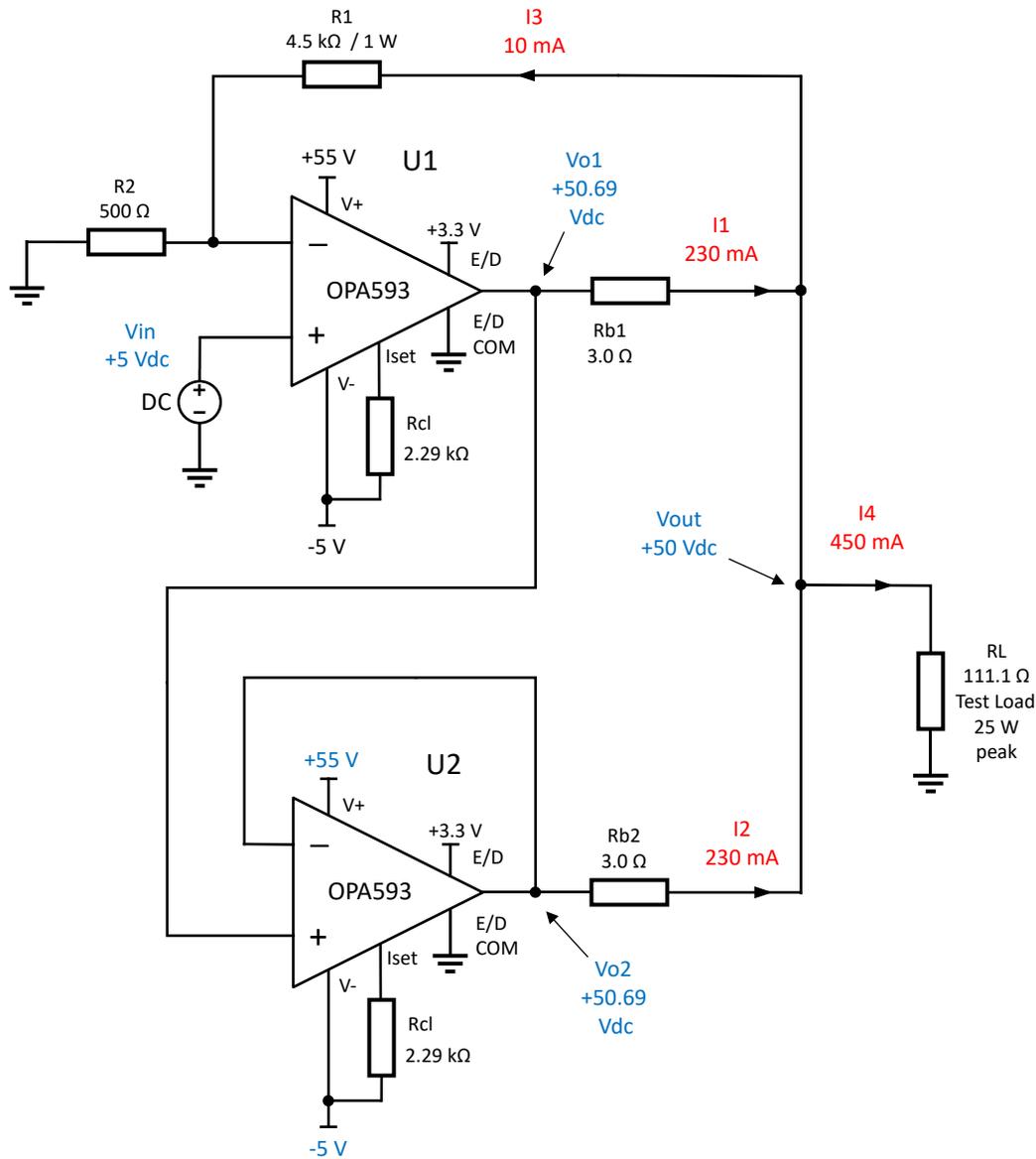


图 1-3. 领导者-跟随者并联输出放大器

图 1-3 中连接成同相放大器的 U1 领导者放大器的增益设置为 $+10V/V$ 。跟随者放大器 U2 是一个简单的增益为 $+1V/V$ 的单位增益缓冲器。两个运算放大器 U1 和 U2 使用单独的 $3.0\ \Omega$ 输出镇流电阻器，符号为 Rb1 和 Rb2。尽管 OPA593 在室温下的典型 V_{os} ($T_a = 25^\circ C$) 为 $\pm 10\ \mu V$ ，但可以增加到 $\pm 350\ \mu V$ 的过热最大值。U1 和 U2 在整个温度范围内的 V_{os} 差可能更高，因此需要进行镇流，以更大程度地减小其输出之间可能发生的循环电流。

在电路图中，U1 的同相输入由 $+5V_{dc}$ 电源供电。在 Rb1 的负载侧测量时，其输出电压为 $10 \times 5V$ (即 $50V$)。这是因为 Rb1 位于 U1 的反馈环路内。考虑到流经电阻器的电流发生变化时会使 Rb1 两端产生压降，U1 输出端的电压会进行调节。

跟随者放大器 U2 直接感测 U1 输出端的电压，然后 U2 的输出精确跟随。如果 U1 输出电压升高，U2 的输出电压也会升高，并对 Rb2 两端因 I2 增大而产生的压降进行补偿。I1 和 I2 同时流动，分别是总负载电流 I4 (在本示

例中为 450mA) 的一半。U1 和 U2 电压输出上升至 +50.69V，对 Rb1 和 Rb2 两端在各自 I1 和 I2 输出电流下的 0.69V 压降进行补偿。

在一定程度上，可以自由选择 Rb1 和 Rb2 镇流电阻器 (Rbal) 阻值。以下是有助于确定其电阻的因素：

- 务必将 Rb1 和 Rb2 设置为同一阻值。输出电流 I1 和 I2 之比与它们之间的电阻不匹配度成正比。1% 的电阻不匹配度会导致 1% 的电流不平衡。
- 镇流电阻 (Rbal) 的阻值越高，压降 (V_{DROP}) 越高，而且特定输出电流电平下的电阻器功率耗散 (PD) 就越高。如果电阻设置过高， V_{DROP} 会限制最大 V_o 输出摆幅范围。
- 驱动高容性负载时，Rbal 电阻的作用是像 U2 那样，在运算放大器环路后连接负载时增大相位裕度，或与 U1 一样，在环路内连接负载时减小相位裕度。使用更适合领导者-跟随者电路的折衷方案。有关详细信息，请参阅 [节 2 - 交流注意事项](#)。
- [图 1-3](#) 中 Rb1 和 Rb2 使用的 $3.0\ \Omega$ Rbal 可在此 OPA593 0.5A (最大值) 应用中实现性能与折衷之间的良好平衡。
- 当应用的输出电流范围增大时，Rbal 电阻通常会更低。在此应用中，每个 OPA593 运算放大器使用的 $3.0\ \Omega$ Rbal 合理调整为 5A 应用值 ($0.30\ \Omega$) 的十分之一。

领导者-跟随者电路的完整传递函数涉及的数学运算令人惊讶，但当简化为更简单的形式时， V_{out} 等于：

$$V_i = V_{in} \quad \text{图 1-3}$$

V_{os1} = U1 的输入失调电压

$$V_{out} = V_i \frac{R1 \times Rb1 + R1 \times Rb2 + R2 \times Rb1 + R2 \times Rb2}{R2 \times Rb1 + R2 \times Rb2} + V_{os1} \frac{R1 \times Rb1 + R1 \times Rb2 + R2 \times Rb1 + R2 \times Rb2}{R2 \times Rb1 + R2 \times Rb2} \quad (1)$$

如果 $Rb1 = Rb2$ ，则

$$V_{out} = (V_i + V_{os1}) \left[1 + \frac{R1}{R2} \right] \quad (2)$$

通过 V_{out} 公式可能无法立即看出的一点是，传递函数中没有 U2 失调电压 (V_{os2})。完整的传递函数具有两个相等但符号相反的 V_{os2} 项，当 $Rb1$ 等于 $Rb2$ 时，它们直接相互抵消。

V_{os2} 抵消这一事实并不意味着它不会对电路产生影响。事实上，存在任何 V_{os2} 都会导致 U1 和 U2 输出电流不平衡。 V_{os2} 失调电压越高，不平衡度越高。由于 OPA593 具有极低的 V_{os} ，因此 V_{os2} 引起的不平衡非常小，不必担心。但是，对于具有大约毫伏级别或更高 V_{os} 的更高功率运算放大器而言，问题可能更为严重。

2 交流注意事项

所考虑的新元件测试应用不仅具有 0.5A 的高输出电流要求，而且还需要驱动高达 1μF 的负载电容并在此过程中保持稳定。对于大多数运算放大器（包括 OPA593）而言，1 微法拉属于高容性负载。需要进行补偿以确保稳定性、防止振荡并保持良好的瞬态响应特性。

由于必须对电路进行补偿才能驱动高容性负载，因此有必要制定一个计划，因为领导者-跟随者电路具有多个环路；U1 和 U2 本地环路，而且从 U1 输出开始的第三个环路会进入 U2 同相输入，然后通过 Rb2 和 Rb1 返回。对任何一个环路进行补偿都会对整个电路的总体交流频率响应产生一定影响。如何有效地补偿电路可能并不容易发现，也难以确定。

此处所述的方法是单独补偿 U1 和 U2，就像 U1 和 U2 单独驱动高容性负载一样。接下来，在它们重新连接在一起时评估稳定性补偿的整体有效性。这种方法在 OPA593 领导者-跟随者电路中非常有效。

图 2-1 显示了与图 1-3 电路相同的电路配置，但包含了额外的补偿元件。经证明，该电路能完全有效地驱动由 1μF 电容器和 100Ω 至 500Ω 电阻并联组成的负载。与 1μF 负载电容并联添加的负载电阻与被测有源元件类似，用于消耗直流电流。如上文所述，U1 和 U2 都进行了补偿，如图 2-1 所示，它们各自的单位增益带宽约为 55kHz 和 100kHz。OPA593 并联输出放大器带宽足以满足预期的元件测试应用需求。

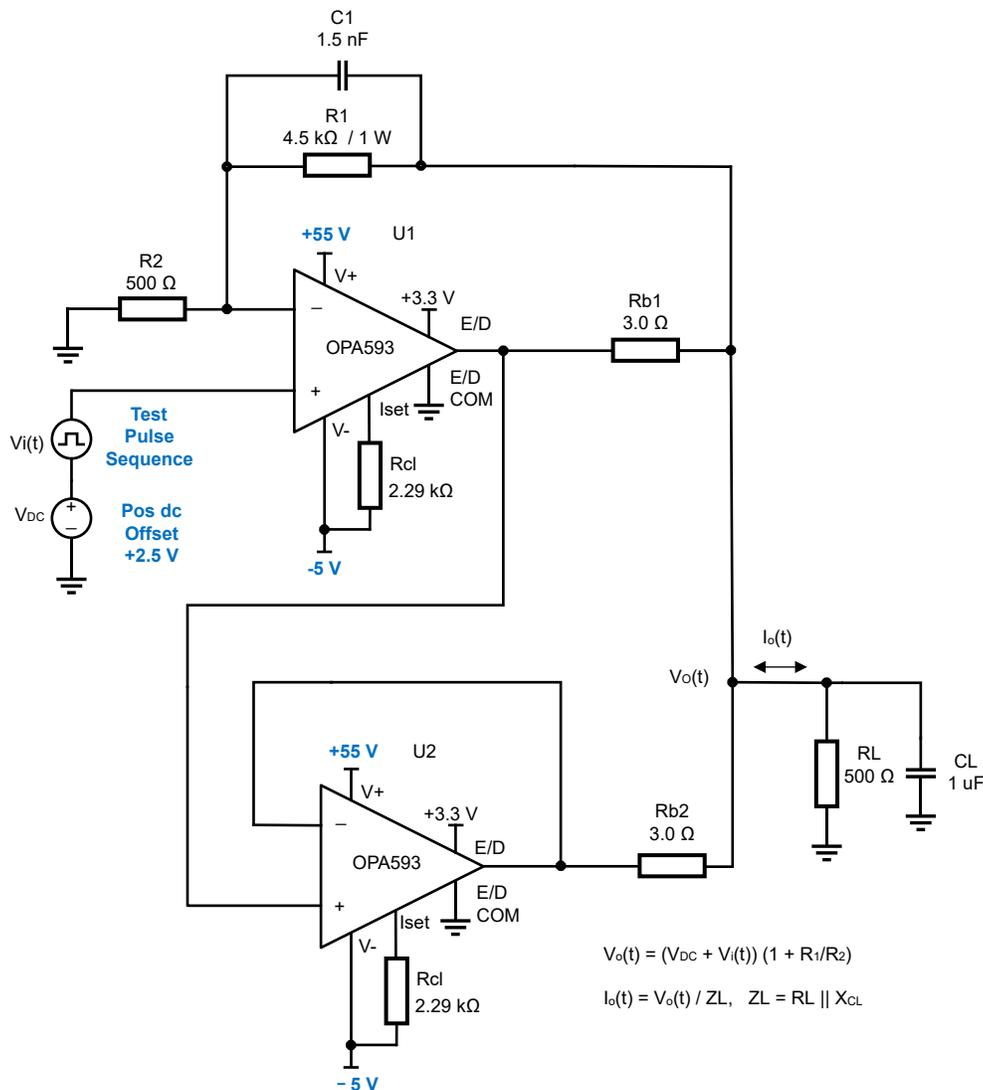


图 2-1. 包含补偿的领导者-跟随者并联输出放大器

为介绍补偿原理，可以先从图 2-1 中的 U2 谈起。U2 与图 1-3 直流电路相同，包含一个跟随器和 $3.0\ \Omega$ 串联输出镇流电阻器。现在，不能明显发现的是，Rb2 是“Riso”输出负载隔离电阻器的两倍。添加 Riso 是补偿运算放大器的一种方法，可提高驱动高容性负载 CL 的能力，并保持稳定。U2 电路的简化版本如图 2-2 所示，其中输出镇流电阻器用作 Riso 提供附加功能。

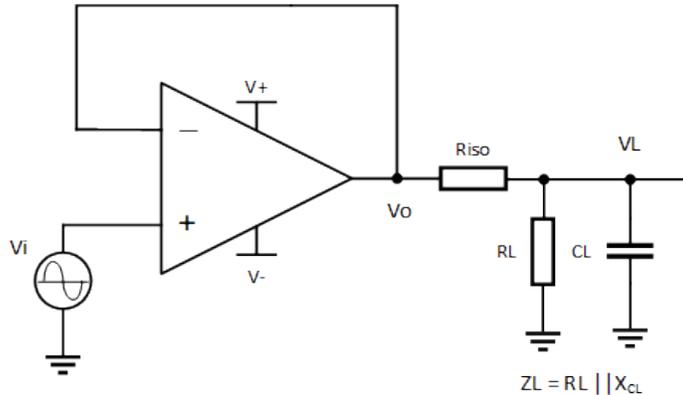


图 2-2. 针对高容性负载下的运算放大器 Riso 补偿

Riso 补偿方法在以下网站上有介绍并做了进一步说明：[TI 高精度实验室系列 - 放大器、运算放大器稳定性 - 容性负载](#)。

如图 2-2 中所示，当对单个运算放大器使用 Riso 补偿方法时，Riso 电阻器会创建一个分压器，随后产生 RL 接地阻抗。分压器输出端的电压可能小于所需的电压。但是，像在图 2-1 的领导者-跟随者电路中那样应用后，输出电压电平会根据电路配置自动修正。

U1 的补偿比 U2 所需的补偿更复杂一些。如图所示， $3.0\ \Omega$ 镇流电阻器 Rb1 位于反馈环路内。如果不完全取消图 2-1 领导者-跟随者配置的工作方式，则无法将 Rb1 移至环路外。

当 U1 领导者放大器的输出直接由 $1\ \mu\text{F}$ 负载电容加载到地时，相位裕度会大大降低。U1 电路的 TINA-Spice 仿真表明相位裕度小于 0° ；因此，电路不稳定。相位裕度的减少主要是由于在输出端增加了 $1\ \mu\text{F}$ 的负载电容，并且由于在与负载电容相互作用的 U1 反馈环路中必须包含 Rb1，因此又减少了几度。

从仿真中获得的增益和相位图与频率间的关系图显示了来自运算放大器的主极点补偿的正常 -90° 相移，以及大约 3kHz 时的另一个低频极点断开。第二个极点在 -180° 的总相移中增加了额外的 -90° 相移。由于这前两个极点，相位裕度在 23kHz 左右下降到 0° 。第二个极点归因于 U1 开环输出阻抗 (Z_o)、与其 Z_o 串联的 $3.0\ \Omega$ Rb1、 $1\ \mu\text{F}$ 负载电容以及输出电路中的其他阻抗。

U1 的补偿目标是防止环路相位下降到 0° ，并保持尽可能高的值，使其高于 0° 。在反馈环路外部添加与 U2 搭配使用的电阻类似的 Riso 电阻器在此处不可行。需要另一种补偿 U1 的方法。

已确定可以通过在 U1 上的 $4.5\text{k}\ \Omega$ 反馈电阻器两端添加一个电容器来补偿 U1 由 3kHz 第二极点添加的相移。该电容器的值设置为 1.5nF 时，会在 20kHz 至 30kHz 频率范围内的 U1 环路响应中引入零点。在没有电容器的情况下，环路增益以 -40dB/dec 的幅度滚降，然后向上弯曲以将滚降速率降低至 -20dB/dec 。所添加的零点会计数第二个极点的负相移，并使相位充分平坦，以便在 56kHz 时 U1 的相位裕度大约为 40° ，其中环路增益通过 0dB 。

在驱动 $1\ \mu\text{F}$ 、 $500\ \Omega$ 并联负载时，在 U1 和 U2 处应用的补偿会分别产生大约 40° 和 70° 的相位裕度。这些裕度随着输出负载的负载电阻值的减小而增大。当输出负载仅为 $500\ \Omega$ 电阻时，裕度分别增加到 69° 和 89° 。

OPA593 并联输出放大器按所述进行补偿，如图 2-1 所示，在工作台上测试了各种并联 R 和 C 负载组合后仍保持稳定。为此放大器开发的补偿针对该特定负载进行了优化。如果负载电容进一步增大甚至减小，相位裕度会减小。针对特定复杂负载开发的补偿未必能确保它在不同负载下提供可接受的高相位裕度。

3 基准测试结果

图 2-1 的最终测试电路是通过将两个 OPA593EVM 评估模块连接在一起实现的。基准测试旨在评估 OPA593 并联 0.5A 输出电流能力，并观察在加载不同 RL 和 CL 负载时的输出行为。图 3-1 显示了可用于测试的两个 EVM 和工作台测试设备设置。

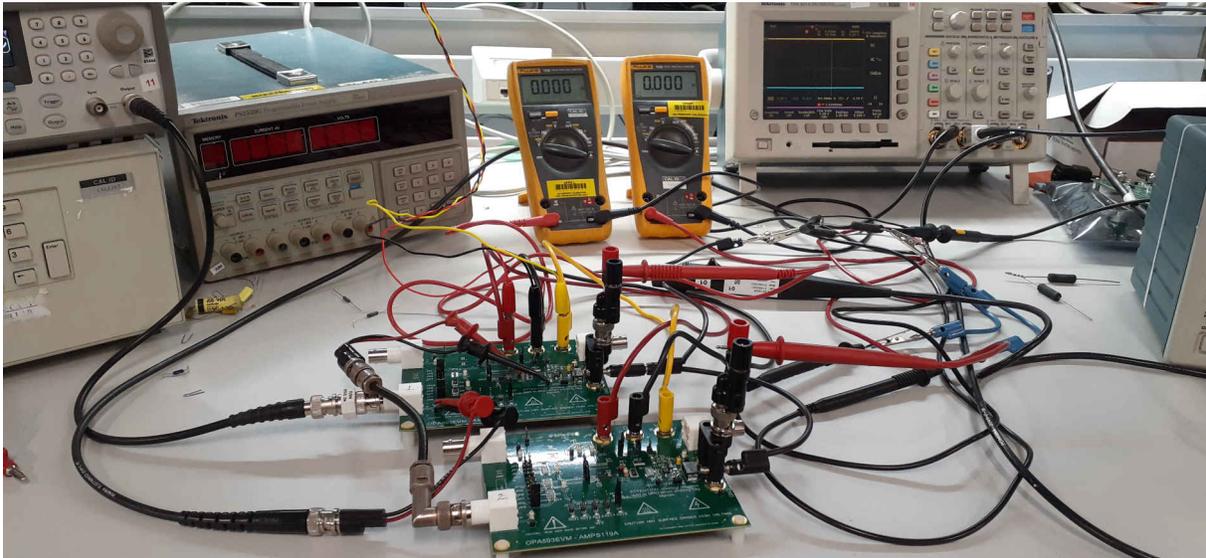


图 3-1. OPA593 并联输出测试设置

第一项测试评估了在 $100\ \Omega$ 、20W 电阻负载上产生的 0V 至 50V 正弦波输出。这相当于 0.5A 峰值输出电流。OPA593EVM 电源设置为 +55V 和 -5V，限流 Rset 电阻器设置为 $2.29\text{k}\ \Omega$ ，以将每个 OPA593EVM 的最大输出电流限制设置为约 250mA。然后，应在超出 OPA593 $\pm 5\%$ 额定限值的范围内进行电流限制。输入激励为 +2.5Vdc，外加 5Vpp 1kHz 正弦波。

在图 3-2 中，顶部迹线是在 U1 同相输入端测量的 +2.5 Vdc 和 5 Vpp 1kHz 正弦。中间迹线是来自两个 OPA593 并联输出的输出正弦波形，产生从 0V 到 50V 的峰峰值输出。下部迹线是使用 Tek TCPA300 交流/直流电流探头采集的 200mA/div 电流测量。该迹线验证了在驱动 $100\ \Omega$ 负载时并联输出放大器正在产生 0.5A 峰值电流。

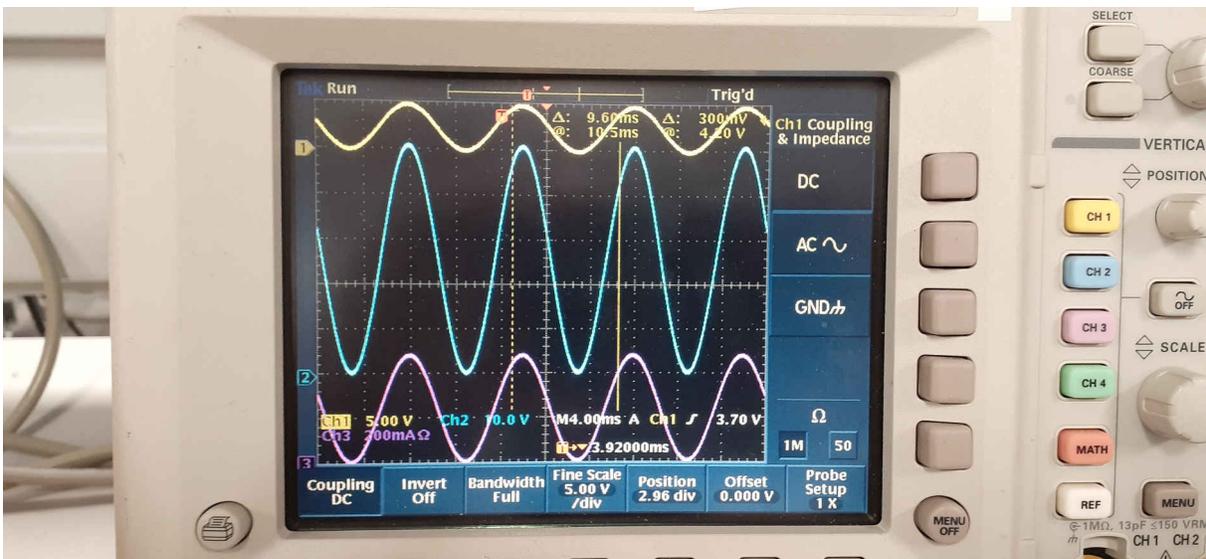


图 3-2. OPA593 并联输出运算放大器 0.5A 峰值测试结果

尝试更努力地驱动电路并产生更大的输出电流，导致一个或两个 OPA593 运算放大器达到其用户设定的大约 250mA 的自动电流限制。OPA593 EVM 限流 LED 在激活运算放大器的内部电流限制时亮起。因此，输出正弦波在电流峰值上被削波，从而验证电流限制是否被激活。此电流限制功能可为 OPA593 及其驱动负载提供保护。

进行的最终测试是观察 OPA593 在驱动 1 μ F、500 Ω 并联负载时的并联输出行为。如前所述，补偿已优化为驱动该特定负载。

可用于评估运算放大器电路相位裕度的间接方法包括小信号瞬态过冲测试（主要 2 极点系统）。此测试在 TI [模拟工程师口袋参考指南](#) 的放大器部分中有介绍。该测试对放大器的输入应用低电平阶跃或方波。输出阶跃保持在大约 50mV 至 100mV 的峰值，以避免压摆率限制。然后，相对于稳定的输出振幅测量过冲振幅。[口袋参考指南](#) 中的图 46 和 47 显示了如何通过图形估算相位裕度。

45° 的相位裕度为许多应用提供了足够的裕度，并且还提供了稳定的运行。45° 的相位裕度与大约 25% 的过冲相关，如 [口袋参考指南](#) 图 47 中的图形所示。由于 C 负载非常高，驱动无功负载（例如并联 500 Ω 、1 μ F 负载）的补偿运算放大器的相位裕度可能更少。努力补偿它，使其具有不低于 30° 的最小相位裕度。瞬态行为会随着相位裕度的降低而降低，从而导致高过冲和较长的稳定时间。它们的降级可能会成为一个限制系统动态性能的问题。

图 3-3 显示了在驱动 1 μ F、500 Ω 并联负载时从 OPA593 并联输出放大器获得的小信号瞬态响应。蓝色输出电压和粉色输出电流迹线仅表现出少量过冲和快速稳定。该结果支持接近 50° 至 60° 的相位裕度。也就是说，裕度高于为 U1 产生大约 40° 的仿真结果，而为 U2 产生的裕度低于 70°。OPA593 模型提供了放大器电气性能的近似值，并接近正确答案。但是，基准测量提供了使用实际 OPA593 运算放大器的更全面的系统评估。

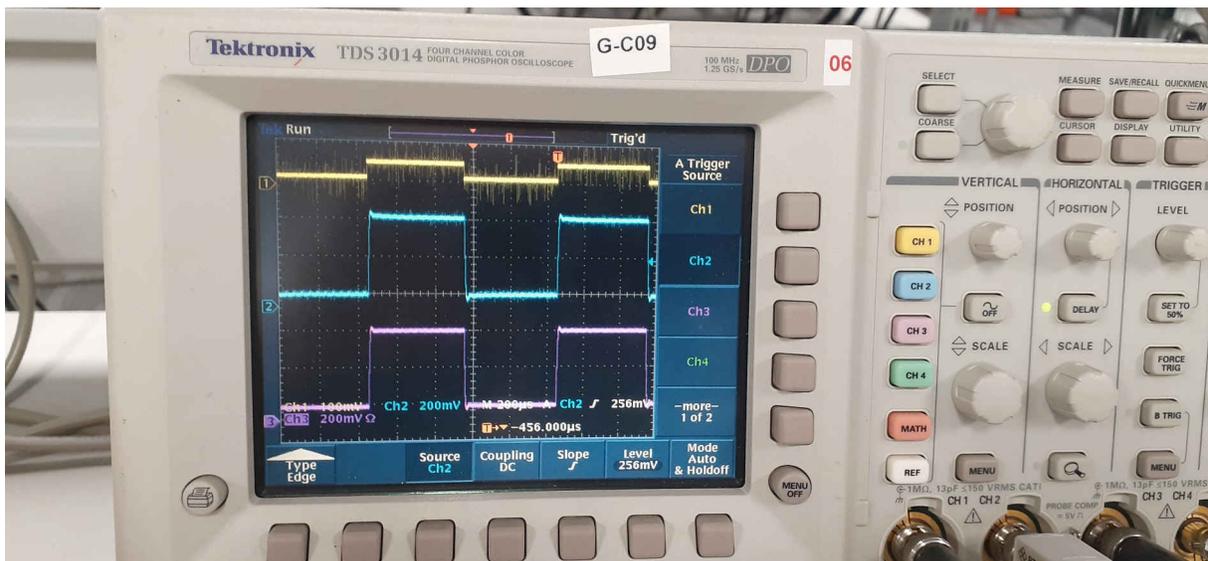


图 3-3. OPA593 并联输出运算放大器小信号瞬态响应

在驱动数百纳法拉和 1 μ F 的高容性负载时，使用大信号方波输出进行的测试会导致 OPA593EVM 限流 LED 的照明变暗。LED 响应被确定为输出电流尝试超过每个 EVM 250mA 设定电流限值的结果。这是在输出方波从低电平转换为高电平期间发生的。这只是方波的边沿转换电流 $i = C dv/dt$ 的问题。边沿速率越快，特定负载电容的瞬时电流越高。LED 照明是 dv/dt 事件期间电流限制的结果。

4 结论

开发出的采用领导者-跟随者并联输出配置的 OPA593 器件实用设计，经测试，结果良好。该电路适用于多种元件测试和模拟电源应用。特别地，要注意平衡两个 OPA593 高电压、高电流运算放大器之间共享的输出电流负载。该电路可轻松向 $100\ \Omega$ 负载提供 0.5A 输出电流。还要特别注意补偿放大器电路，以便轻松驱动 $1\ \mu\text{F}$ 高容性负载。在测试的所有输出负载下，OPA593 并联输出放大器保持完全稳定。

5 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

| Changes from Revision * (August 2022) to Revision A (January 2023) | Page |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| <ul style="list-style-type: none"> 修改并进一步阐明了用于稳定驱动高电容 $1\ \mu\text{F}$ 负载时所需的 OPA593 高电压、高电流放大器并联输出的补偿技术..... | 1 |

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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司