

Analog Engineer's Circuit

采用改进型 **Howland** 电流泵和分立式输出电流增强电路的高压放大器

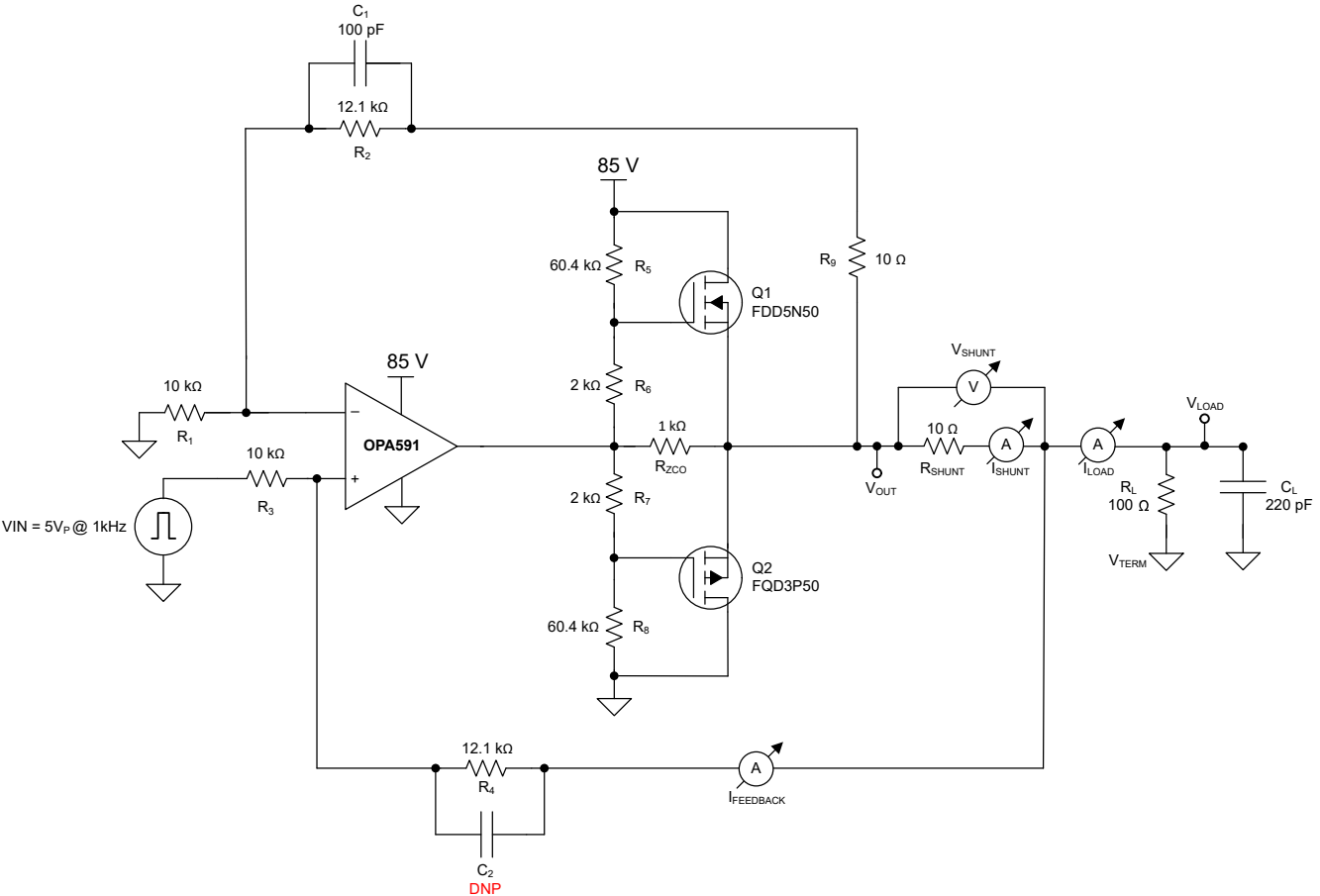


设计目标

输入			输出	
V_{IN}	BW	增益	V_{LOAD}	I_{LOAD}
$0V_P - 5V_P$	1kHz	1.2V/V	$60V_P$	600mA

设计说明

该电路采用了一个改进型 **Howland** 电流泵 (IHCP) 来驱动 NMOS 型晶体管。这是一种电压控制型大电流源，在 1kHz 下可提供 600mA 的电流，且失真可忽略不计。可以使用数模转换器 (DAC) 生成输入电压信号。此电路旨在采用 85V 单电源供电。



带分立式输出电流增强电路的改进型 **Howland** 电流泵

设计说明

1. Howland 电流泵的设计可能需要经过反复迭代。首先，根据已知的分流电阻值确定所需的输出电流。然后，选择 R_1 ，并据此按比例确定 R_2 、 R_3 和 R_4 的阻值。有关 IHCP 的详细设计信息和设计说明，请参阅模拟工程师电路设计参考资料：[改进型 Howland 电流泵电路](#)。
2. 此电路设计为电流源型电路。可以反转电源极性（ $V_{EE} = -85V$ ， $V_{CC} = 0V$ ），从而得到一个功能相同、能够吸收电流的电路。因此，原理图设计中包含了互补型 FET 设计。
3. 电阻器不匹配会引入增益误差，并降低电路的 CMRR。
4. 由于 $I_{FEEDBACK}$ 电流的影响，最终结果可能存在误差。放置高阻值电阻器将限制该电流的影响，但会增加电路的热噪声。大电阻和电路中的寄生电容可能导致的带宽限制和稳定性问题也会变得更为普遍。
5. 在理想的“改进型”Howland 电流泵中，电阻器 R_4 通常设置为等于 $R_2 - R_9$ ，这会略微改变反馈网络，但会产生预期的 I_{LOAD} 值。这些电阻器的精度将限制该技术在减少误差方面的有效性。
6. 分压器网络（ R_5 、 R_6 、 R_7 、 R_8 ）提供标称电压，用于偏置 V_{GS} 。
7. 可以在电路输出端接入容性负载。如果使用大于 200pF 的电容负载，可能需要进一步进行补偿，以提高电路的稳定性。有关运算放大器稳定性设计的信息，请参阅[运算放大器稳定性理论与补偿方法](#)。
8. 建议为补偿电容器 C_1 和 C_2 预留出空间，以便灵活地优化稳定性。输出节点的电容负载、较大的反馈电阻或反相输入端的电容都可能导致不稳定。在对该电路设计进行台架测试时，观察到输入信号出现振铃。更新后的仿真和电路设计加入了一个与 R_2 并联的反馈电阻器（ C_1 ）。有关运算放大器稳定性和补偿方法的详细讨论，请参阅[运算放大器稳定性理论与补偿方法](#)技术论文。
9. 选择高压运算放大器，以尽可能增大电路的输出摆幅。
10. 验证输入电压是否在所选用运算放大器的全功率带宽和输出电压规格范围之内。对于 85V 电源，转换率引起的失真在 20kHz 以上将变得显著（参见 [OPA591 数据表](#) 中的图 6-3 和图 6-4）。这也可以通过以下公式进行计算：

$$V_{pk} = \frac{SlewRate}{2\pi f} \quad (1)$$

输出电压越接近电源轨，失真就越显著。然而，由分立式晶体管开关特性引起的输出交越区失真，不同于转换率引起的失真。这种交越失真还取决于晶体管的输入和输出电容，很难通过经验公式计算得出。因此，确定所需输入频率是否可行的最佳方法是对电路进行仿真。

11. 设计用于为 MOSFET 设置偏置的分压网络时，应注意电阻阻值选择中的权衡关系。较小的电阻值会增加偏置支路的电流消耗，而较大的电阻值会引入更高的热噪声。在本设计示例中，为 R_5 和 R_8 选择了 60.4k Ω ，以获得最佳效果。
12. 在选择分立式互补输出级时，务必仔细考虑双极性结型晶体管 (BJT) 与金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 的特性及权衡（更多详情请参阅应用手册[利用电流提升器优化 OPA593 中的双反馈补偿](#)中的表 3-1）。
13. 确保电路的工作条件处于 MOSFET 的安全工作区 (SOA) 内。可以考虑降低电源电压，以限制电路中功率耗散。使用直流输入源而非交流输入源时，这一点尤其重要，因为在直流配置下，电路的整体功率通常更高。如果电路的工作范围超出 MOSFET 的 SOA，可能会发生热失控并损坏 MOSFET。
14. 晶体管输出路径中的元件（如负载电阻器 R_L ）必须具有足够的额定功率。还应遵循高压和大功率 PCB 布局指南（请参阅[关于功率与温度的 TIPL 培训](#)）。考虑使用风扇来帮助降低电路可能产生的热量。

设计步骤

1. 计算给定 I_{LOAD} 和分流电阻器的增益 (G)。

$$G = \frac{I_{LOAD} \times R_{SHUNT}}{V_{IN}} = \frac{600mA \times 10\Omega}{5V} = 1.2V/V \quad (2)$$

2. 确保 V_{OUT} 处于运算放大器相对于电源轨的输出电压摆幅范围内，即 V_{OUT_MIN} 至 V_{OUT_MAX} 之间。

$$V_{OUT_MIN} < V_{OUT} < V_{OUT_MAX} \quad (3)$$

$$V_{OUT} = (I_{LOAD} \times R_L) + V_{SHUNT} \quad (4)$$

$$V_{OUT} = 0 + (600mA \times 100\Omega) + 6V \quad (5)$$

$$V_{OUT} = 66V \quad (6)$$

3. 计算电路的输出功率，并选择具有适当功率耗散能力的 MOSFET。输出 FET 的功率将随负载、输出电压和电源电压变化而变化。对于连接电阻性负载且负载以地为参考的方波输出，可使用以下公式计算平均功率：

TINA-TI 仿真结果显示，最大输出功率约为 22W。请注意，放大器本身的功耗要低得多，约为 400mW，这体现了该电路配置的优势。选择功率耗散能力大于 30W 的 MOSFET，例如 FDD5N50，其功率耗散能力至少为 50W。在电阻性负载条件下，可以使用以下公式计算输出级的最大功耗。注意，功耗会随负载类型（电阻型负载与电流型负载）的不同而变化。更多详情请参阅[关于功率与温度的 TIPL 培训](#)。

$$P_{AVG} = \frac{V_{OUT}^2}{R_L} \times DUTY_CYCLE \quad (7)$$

$$P_{AVG} = \frac{(66V)^2}{100\Omega} \times 0.5 \quad (8)$$

$$P_{AVG} = 21.78W \quad (9)$$

4. 选择合适的零交越电阻 (R_{ZCO})，以便在 MOSFET 关断时仍能为电路提供足够的驱动电流。选择 R_{ZCO} 时要考虑一些权衡因素。 R_{ZCO} 的阻值必须足够高，以避免触发放大器的电流限制，但同时也要足够低，以尽量降低噪声和交越失真。当与电容负载配合使用时，较大的 R_{ZCO} 会导致瞬态响应变慢。但是，较大的 R_{ZCO} 会降低功率耗散。

R_{ZCO} 的值可通过仿真以迭代方式确定。以下结果表明，电阻值低于 100 Ω 时，无法充分驱动该环路。采用 499 Ω 电阻时，驱动电流为 10.29mA；采用 1k Ω 电阻时，驱动电流为 5.14mA。1k Ω 电阻产生的热噪声约为 4nV/ $\sqrt{Hz}$ ，低于运算放大器的电压噪声 (13nV/ $\sqrt{Hz}$)。因此，1k Ω 是 R_{ZCO} 的良好选择，能在电压噪声和低功耗两方面达到较优的平衡。

5. 根据所选 MOSFET 或 BJT 的 V_{TH} 计算分压器电阻值。为尽量降低 VCC 和 VEE 电源的功耗，应为 R_5 选择较大的电阻值。

已知： $R_5 = 60.4k\Omega$ 。

根据 FDD5N50 数据表， $3V < V_{GS(th)} < 5V$ 。

通过选择合适的 R_6 ，使 $V_{GS(th)} = 3V$ ，从而优化电阻分压网络。

将 V_{GS} 设置为标称值 3V，以在不引起交叉导通的情况下优化交越失真。

$$V_{GS} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \times V_{CC} \quad (10)$$

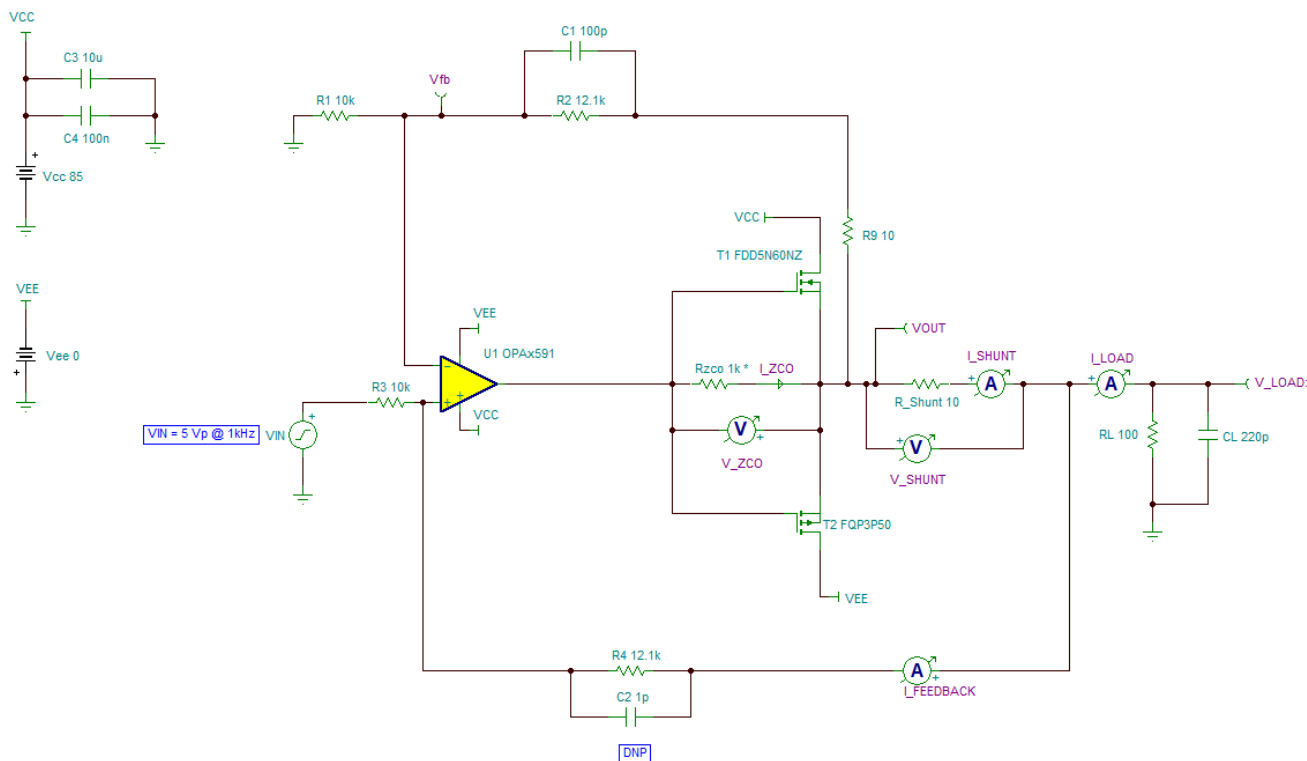
$$3V = \frac{R_6}{60.4k\Omega + R_6} \times 85V \quad (11)$$

$$R_6 = 2209.76\Omega \quad (12)$$

选择一个较为保守的标准电阻值，使得 $R_6 = R_7 = 2k\Omega$ 。

可以根据经验进一步优化 R_6 和 R_7 以改善交越失真，因为所选 MOSFET 的各个 $V_{GS(th)}$ 值会因工艺差异而有所变化。

设计仿真结果

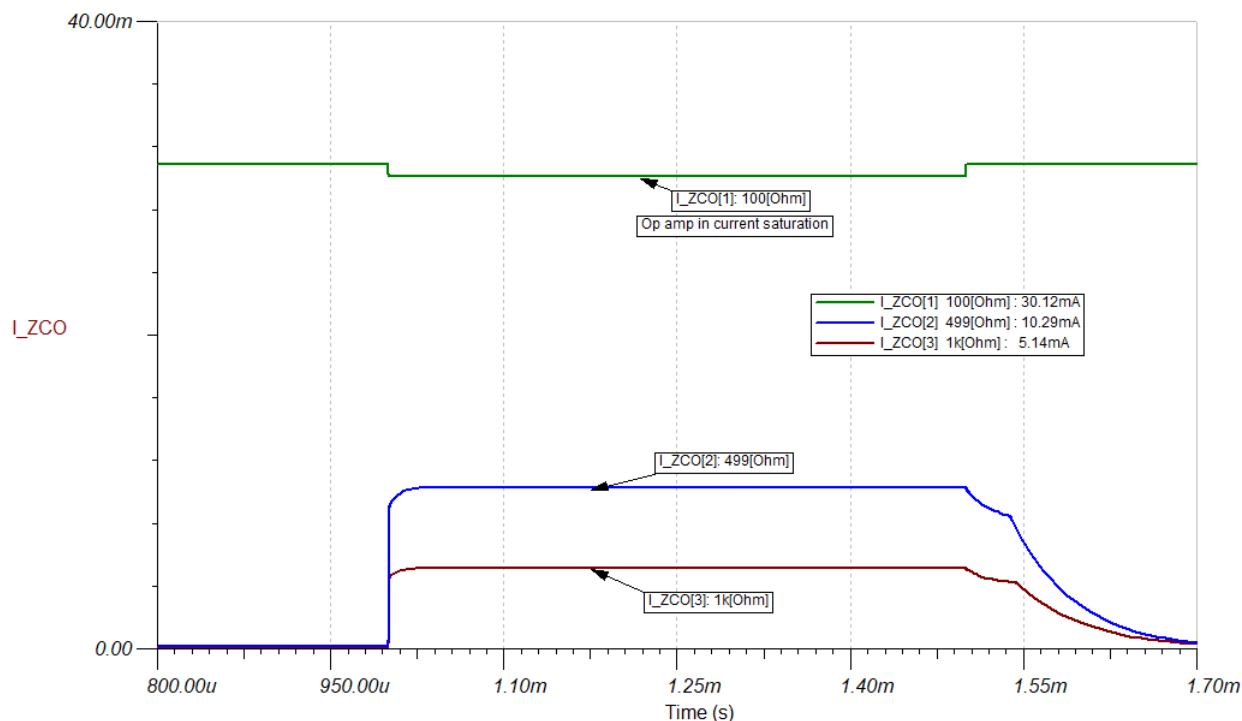


OPA591 IHCP + 分立式输出电流提升 R_{ZCO} TINA 电路

备注

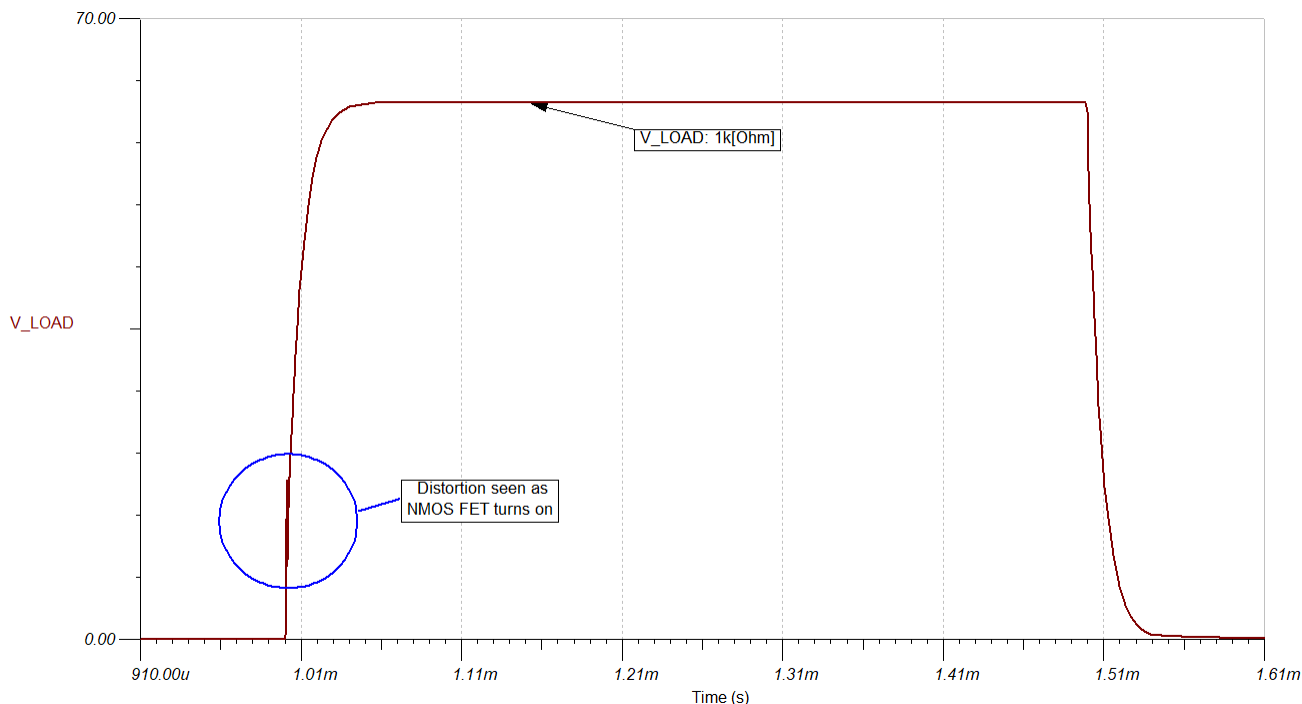
由于没有 500V 版本 NMOS 的模型，因此使用 FDD5N60NZ 的 SPICE 模型进行建模。

最初的 TINA 仿真未将分压器作为电路的一部分。这样有助于深入了解 R_{ZCO} 的优化值。随后，在电路中加入了一个分压网络，以进一步减小交越失真。



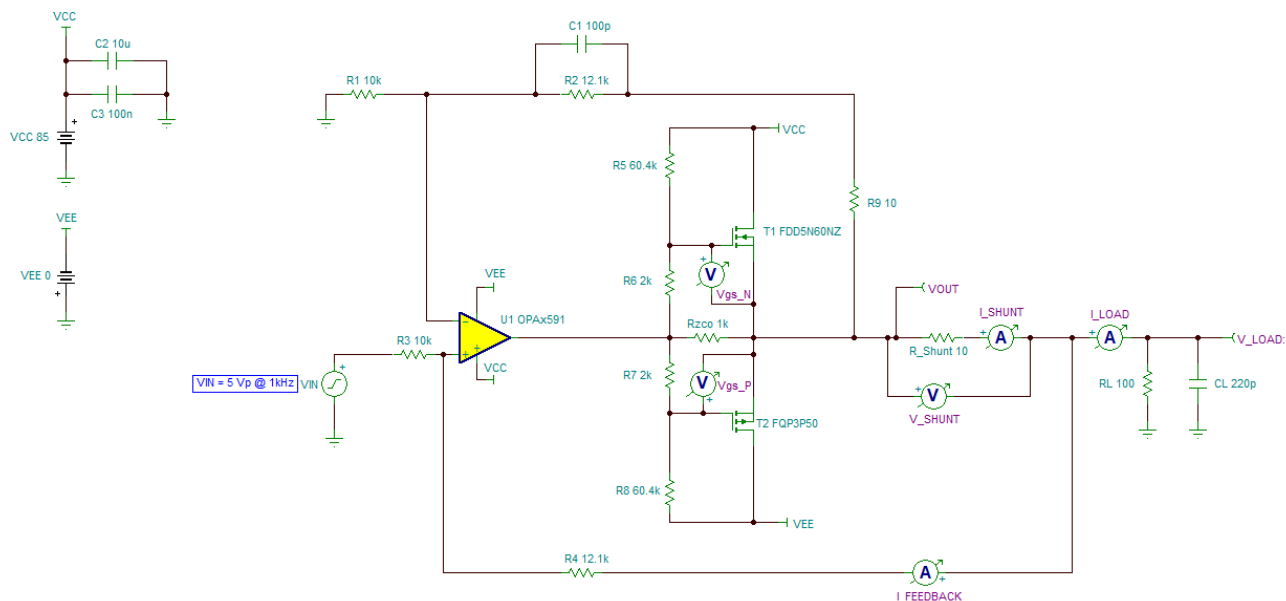
OPA591 分立式输出电流提升 R_{ZCO} TINA 电路

向电路的输入端施加 $5V_P$ 方波。输出响应有助于了解 MOSFET 关断时驱动负载的电流大小。选择过低的 R_{ZCO} 电阻值 (100Ω 、 499Ω) 会导致放大器输出电流过大 (标记为 I_{ZCO})。这里为 R_{ZCO} 选择了 $1k\Omega$ ，因为它向电路中增加了 $5.14mA$ 电流，而使用 499Ω 电阻器时电流消耗为 $10.29mA$ (参见上图)。此外， 499Ω 电阻器与 $1k\Omega$ 电阻器之间的噪声差异很小，因此选择 $1k\Omega$ 作为 R_{ZCO} 是合适的。可以使用更大的电阻器，但将会给电路增加额外的噪声。



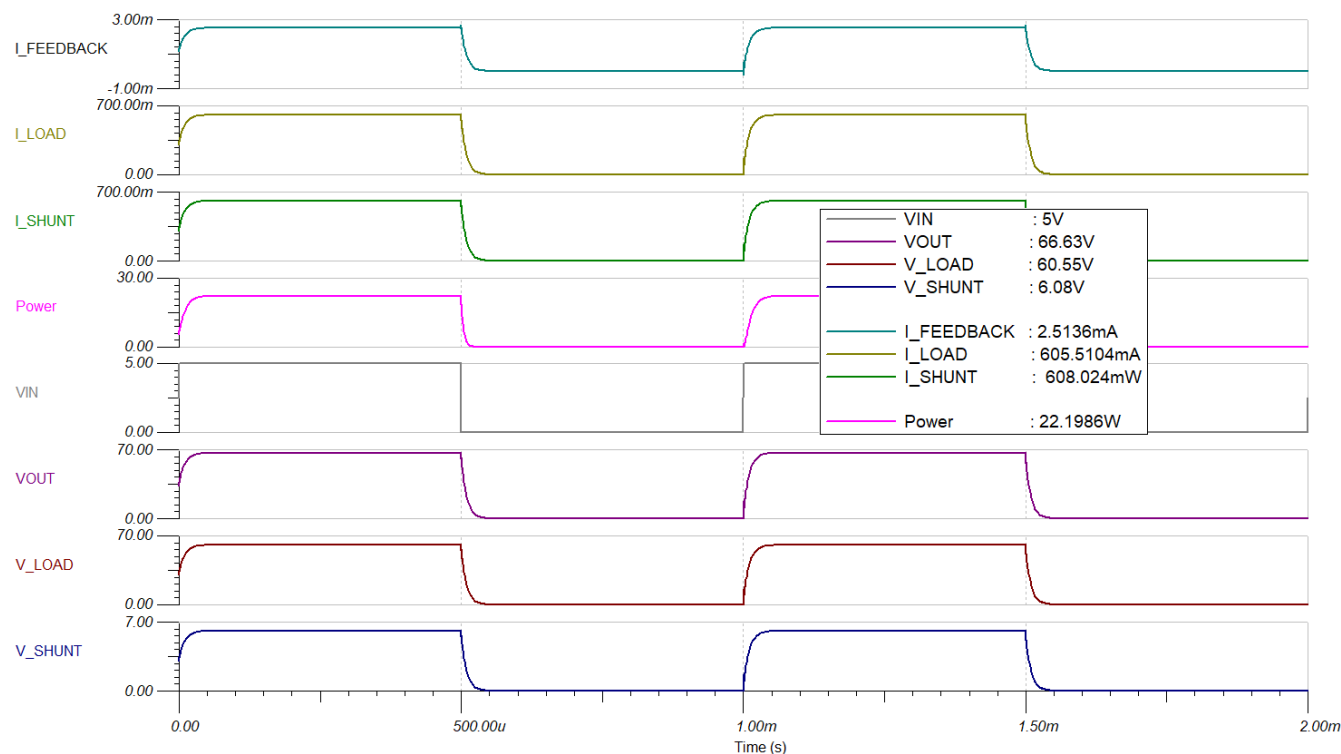
R_{ZCO} 和相应 I_{ZCO} 值的仿真结果

查看 $R_{ZCO} = 1k\Omega$ 时的 V_{LOAD} ，可以发现输出仍存在失真。这种失真是由 NMOS FET 导通引起的。在电路中加入分压网络，可以在 MOSFET 的栅极持续施加受控的 V_{GS} 偏置电压。



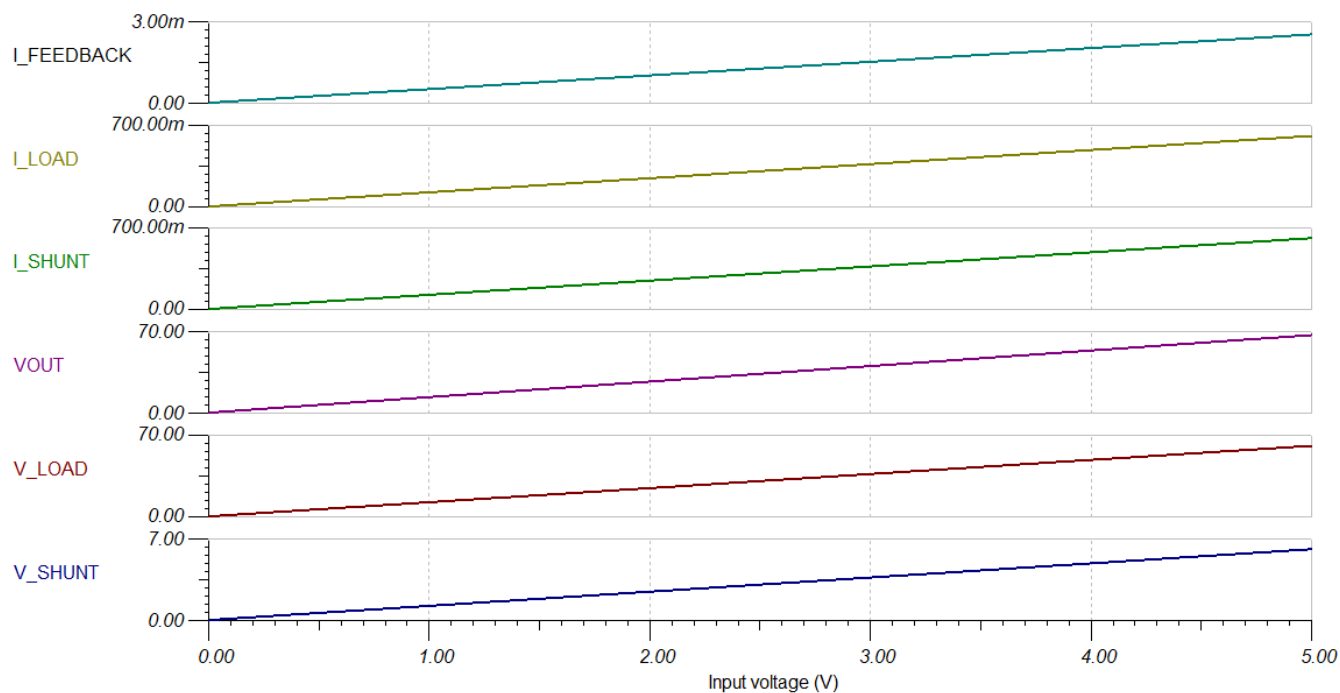
OPA591 IHCP + 分立式输出电流提升电路的 TINA 电路

OPA591 分立式输出电流增强电路的瞬态仿真结果和 OPA591 分立式输出电流增强电路的直流扫描仿真结果展示了完整电路的仿真设计结果。在 MOSFET 栅极加入分压网络后，输出失真已得到最大程度的抑制。



OPA591 分立式输出电流增强电路的瞬态仿真结果

使用 TINA 中的后处理器计算电路的平均输出功率（在节点 VOUT 处测得），计算方法与上文公式 8 中所示的方法相同。



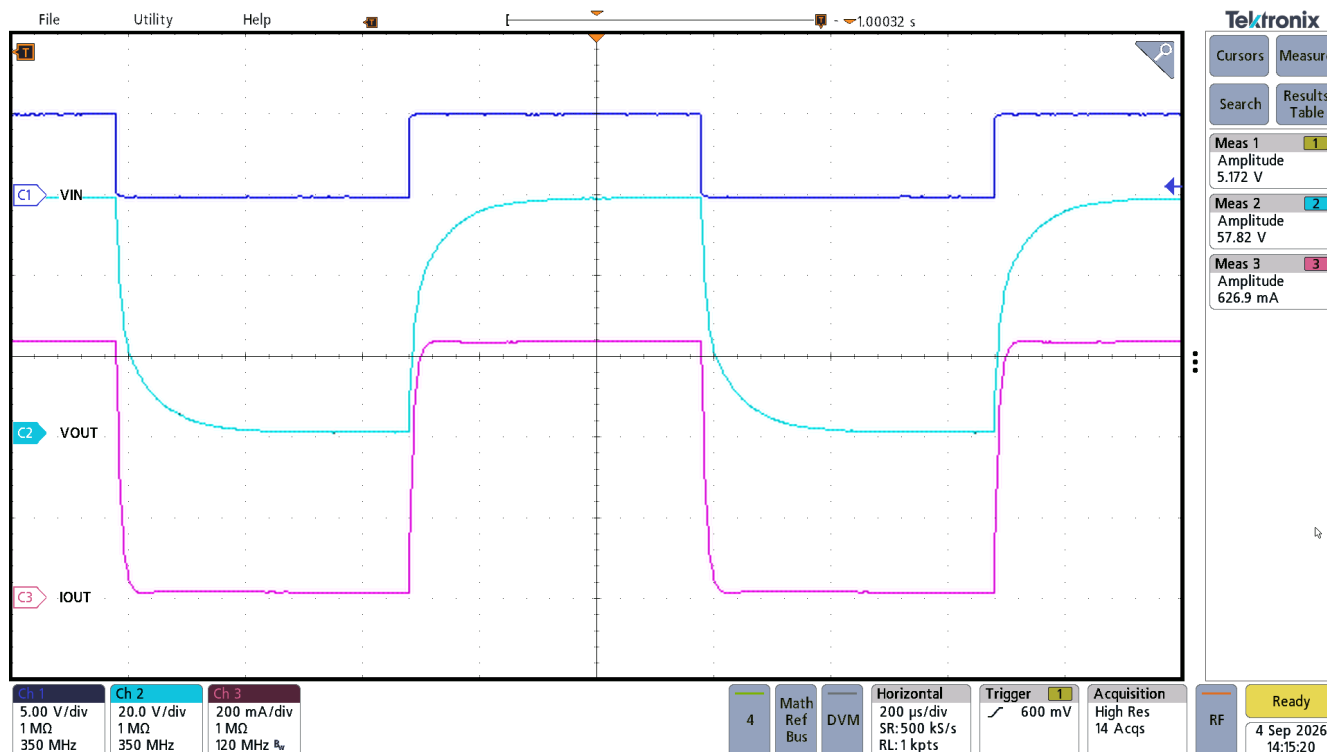
OPA591 分立式输出电流增强电路的直流扫描仿真结果

TINA 中的直流扫描分析显示，输入电压与输出电流之间呈线性关系。

设计测量结果

有关电路的示波器结果，请参阅下文。

输入			输出	
V_{IN}	BW	增益	V_{LOAD}	I_{LOAD}
$0V_P - 5V_P$	1kHz	1.2V/V	$60V_P$	600mA



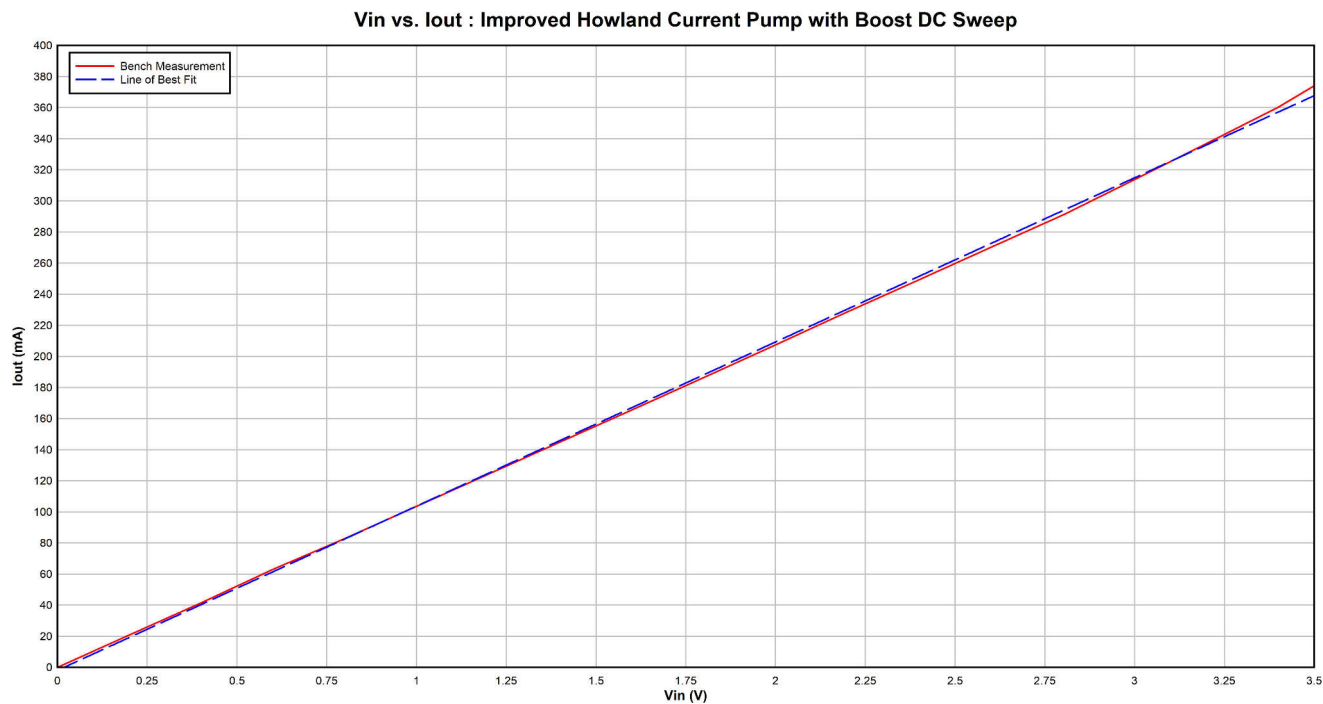
OPA591 直流扫描实测结果 ($V_{in} = 5V_P$ ，频率为 1kHz)

向电路施加 $0-5V_P$ 的方波信号。上述 OPA591 直流扫描实测结果显示了 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 之间的关系，验证了改进型 Howland 电流泵和分立式输出电流增强电路的工作情况符合预期。

输入		输出	
V_{IN}	V_S	V_{LOAD}	I_{LOAD}
$0V_P - 3.5V_P$	60V	$37.4V_P$	0mA - 384mA

由于在输入电压相同的情况下，直流信号对应的功率更高，因此将电路的电源电压降低至 60V。对电路施加从 $0-3.5V_P$ 的直流扫描信号。下图显示了 V_{IN} 与 I_{OUT} 之间的线性关系，验证了改进型 Howland 电流泵和分立式输出电流增强电路的工作情况符合预期。图中还绘制了最佳拟合直线，显示实测结果与预期值之间的偏差较小。当

输入电压为 3.5V_p 时，输出电流偏离预期值。这是由于电路的功耗较高所致。随着 MOSFET 温度升高，输出的线性度会降低。



V_{IN} 与 I_{OUT} 的关系：直流扫描实测结果

目标应用

- 高压/高信号发生器
- 参数测量装置
- 源测量装置

设计特色器件

OPA591	
V _{SS}	8V 至 85V
V _{OUT}	(V-) + 0.5 至 (V+) - 0.5 (R _L = 10kΩ 时)
V _{OS}	200μV
I _Q	500μA
UGBW	3 MHz (G = 10)
压摆率	100V/μs
OPA591	

设计替代器件

OPA596	
V _{SS}	8V 至 85V
V _{OUT}	(V-) + 0.5 至 (V+) - 0.5 (R _L = 10kΩ 时)
V _{OS}	1mV
I _Q	500μA
UGBW	3 MHz (G = 10)
压摆率	100V/μs
OPA596	

设计参考资料

- 德州仪器 (TI), OPA591 分立式输出电流提升电路, TINA-TI 仿真文件 [SBOMCV6](#)
- 德州仪器 (TI), [OPA591 TINA-TI Spice 模型](#)

1 其他资源

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月