

## Application Note

## 用作模拟输出构建块、具有保护功能的低噪声组合式 V-I 输出级



Ahmed Noeman

## 摘要

本应用手册将介绍一个可用作电压和电流输出级的多功能电路。该电路使用具有禁用功能的运算放大器，并添加了用于保护和范围选择的必要线路，因此成为一种极具吸引力且具有成本效益的灵活设计，可用于驱动工业应用中的模拟输出。

## 内容

1 引言.....	2
2 电路说明.....	2
3 支持多个输出范围.....	3
4 电阻值大小、M2 选择和其他设计注意事项.....	3
5 模式和范围控制.....	3
6 用于电流输出的电源电平.....	4
7 用于电压输出的电源电平.....	4
8 保护特性.....	4
9 测量结果.....	5
10 功耗.....	6
11 蒙特卡洛误差分析.....	6
12 上升和下降时间.....	7
13 构建多通道输出.....	8
14 总结.....	9
15 参考资料.....	9

## 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 引言

执行器的 PLC 模拟控制信号通常为 4mA 至 20mA 或 ±10V。4 线和 3 线制传感器变送器均是如此。一种常见的做法是使用低压 DAC (由 3.3V 或 5V 电源供电) 驱动输出级 (电源 > ±10V)。在相同输出端子上驱动电压或电流的能力有助于为 PLC 输出模块或传感器变送器增加所需的灵活性。

本文将探讨如何使用具有关断功能的运算放大器来高效构建组合式电压和电流输出级, 还将讨论保护该输出级免受过压和过流影响的方法, 以及此类输出级的预期性能。此外, 还将分享使用该输出级构建多通道模块的过程。

## 2 电路说明

图 2-1 显示了组合式 V/I 电路。电流路径由 U1 和 U2 形成, 电压路径由 U3 和 U4 形成。

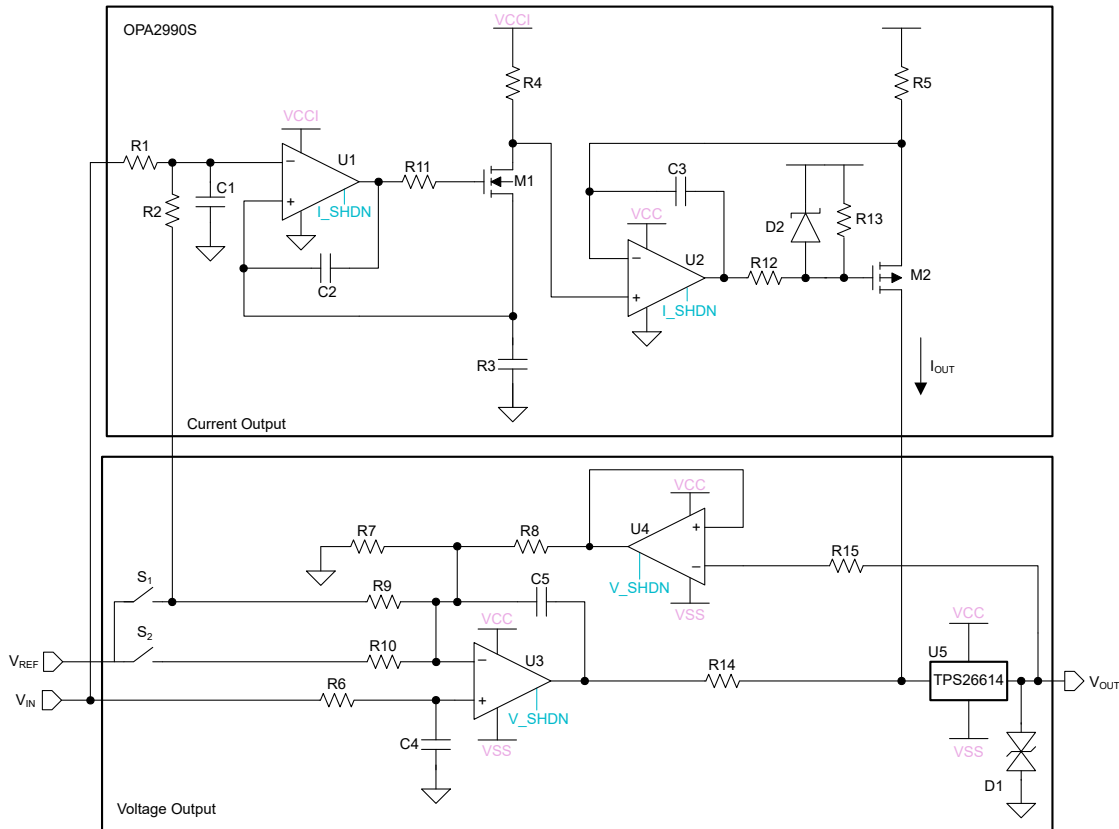


图 2-1. 组合式 V/I 级原理图

电流路径是一个两级电压/电流转换器。传递函数可直接推导得出：

$$I_{OUT} = \left[ V_{IN} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{REF} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \times \frac{R_5}{R_3 \cdot R_4} \quad (1)$$

如果 VREF 输入为开路, 此公式简化为：

$$I_{OUT} = V_{IN} \times \frac{R_5}{R_3 \cdot R_4} \quad (2)$$

电压路径是一个同相放大器, 其反馈电阻器由单位增益缓冲器驱动, 而不是将这些电阻器直接连接到输出节点。对输出进行缓冲可减小进入反馈电阻器的漏电流, 从而降低电流输出模式下的误差。同样, 电压输出级的传递函数可以很容易地推导为：

$$V_{OUT} = V_{IN} \times \left[ 1 + \frac{R_8}{R_7} + \frac{R_8}{R_9} \right] - V_{REF} \times \frac{R_8}{R_9} \quad (3)$$

如果 VREF 输入为开路，则该公式简化为：

$$V_{OUT} = V_{IN} \times \left[ 1 + \frac{R_8}{R_9} \right] \quad (4)$$

如果该电路的输出设计为 0-10V 或 0-20mA，则 VREF 输入保持悬空，因此使用简单的公式。假设 VIN=0V 至 2.5V，Vout 输出级增益需要设置为 4V/V，电流输出级增益 = 8mA/V。通过选择合适的电阻值来设置增益。

运算放大器 U1 和 U2 以及 U3 和 U4 均是双通道封装运算放大器 OPA2990S。因此，可以对每个路径使用不同的电源轨。电流路径将 VCCI 和 GND 作为电源轨，而电压路径将 VCC 和 VSS 作为电源轨。每条路径都有一个关断信号：ISHDNI 和 VSHDN。也可以使用 OPA4990S 来取代两个双通道运算放大器。在这种情况下，电压和电流部分都只能使用两个电源轨。

### 3 支持多个输出范围

如果需要该电路支持多个输出范围，由于输出级增益是固定的，必须通过更改输入和基准范围来让电路实现该目的。设置可调增益可能会使设计复杂化并增加误差。

表 3-1 显示了同一输出级支持多个输出范围的不同配置：

表 3-1. 用于不同范围的配置

	0-20mA	4-20mA	0 至 10	0 至 5	-10 至 10
VREF 开关	S1 开路	S1 闭合	S2 开路	S2 开路	S2 闭合
VIN 范围	0-2.5	0-2.5	0-2.5	0-1.25	0-2.5
R 比率	$\frac{R_5}{R_3 \cdot R_4} = 0.008$	$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0.2$	$\frac{R_8}{R_7} = 3$		$\frac{R_8}{R_9} = 4$

表 3-1 显示了通过控制不同的开关和输入范围，在电阻比保持恒定的情况下，可以实现不同的输出范围。

为了驱动输出级，需要一个具有 2.5V 或 1.25V 满量程的 DAC 源以及一个 2.5V 基准。

### 4 电阻值大小、M2 选择和其他设计注意事项

确定电流路径的电阻值大小时，先从 R5 开始，阻值越低，余量越小，但 U2 输入也更接近电源，这可能会违反输入共模。R5=49.9Ω 是合理的选择。

R4:R5 的比值决定了 M1 中的电流与 M2 中的输出电流之比。较低的中间电流 (在 M1 中) 会产生较低的电流消耗，但会增加输出噪声并降低动态性能。我们选择了 1:10 的比值，因此 R4=499Ω。

确定最大 I(M1)=2mA 后，得到 R3=1.24kΩ。

R12=10kΩ 用于上拉 M2 栅极，而 C2=C3=200pF 用于补偿 U1 和 U2。

M2 的选择取决于假设的最大功耗 24V×20mA (约为 0.5W) 以及预期的最大 Vce 电压 (即需要大于 40V 的器件)。在此电路中可使用 DMP6110SVT-7 1.2W、60V PMOS。M1 的选择不太重要。我们选择的是 PMV88ENEAR 0.6W、60V NMOS。

对于电压模式，选择 R7、R8 和 R9 的原则是：最大限度降低功耗但不增加输出噪声。因此，选择了 R8=34kΩ、R7=11.3kΩ 和 R9=8.45kΩ。

### 5 模式和范围控制

范围控制开关 S1 和 S2 可由 1:1 SPST 开关对实现，而此开关对由通常可用于数据转换器的 2.7V 至 5V 电源供电。在这种情况下，对于 4 个开关，TMUX1511 是一种具有成本效益的选择，例如，可以支持两个组合式 V/I 通道。TMUX1511 可由 1.8V 逻辑进行控制。

OPA2990S 运算放大器的关断以运算放大器的负电源为基准且禁用阈值为 0.8V。对于以 GND 为基准的电流路径，可以使用逻辑信号 1.8V 或更高电压来禁用 U1 和 U2。但是，对于 U3 和 U4，需要一个电平转换器。这种情况下，可以使用一个简单的 P MOSFET 电平转换器。

## 6 用于电流输出的电源电平

电流输出级具有单极电源  $V_{CCI}$ 。OPA2990S 可由低至 2.7V 的电源电压供电。假设最大输出可达到  $V_{out(max)} = V_{CCI} - 1.5V$ ，则电流输出的最大负载为  $R_{Load(max)} = V_{out(max)} / 20mA$ 。根据这些公式可以得到具体最大负载目标所需的最小电源电压。对于常见值  $R_{Load} = 600\Omega$ ，最低电源电平约为 13.5V。不过，若要驱动  $1k\Omega$  负载，则需要 22V。如果要使用 20% 过流 (24mA)，则需要将电压提高 20%。

## 7 用于电压输出的电源电平

电压输出级具有双极电源  $V_{CC}$ 、 $V_{SS}$ 。OPA2990S 是轨到轨运算放大器，根据输出电流，相对于电源轨的输出余量仅为 150mV 至 300mV。对于双极输出，请确保电源与最大正输出至少相差 +0.5V，与最小输出至少相差 -0.5V。

对于单极输出情况 0V 至 5V 和 0V 至 10V，为了确保真正零输出，可以使用简单的负电荷泵来生成  $V_{SS}$ 。LM7705 是一款低噪声、低成本的电荷泵，可生成 -0.23V 的电压，并支持高达 26mA 的灌电流，这使得 LM7705 非常适合在单极输出情况下生成  $V_{SS}$ 。

电压模式下的最小负载  $R_{Load(min)} = V_{out(max)} / I_{out(max)}$ ，假设电压输出设计为 20mA 输出，则当输出范围为  $\pm 10V$ ， $R_{Load(min)} = 500\Omega$ 。

## 8 保护特性

图 2-1 中的电路具有独特的保护器件 U5，即 TPS26614。该器件具有过压和过流保护以及自动重试功能。对于电流输出模式，如果输出节点超过  $V_{SS}$  或  $V_{CCI}$ ，该器件可以关闭电流路径，以便保护输出级免受反向电流的影响。对于电压输出模式，如果电流超过 30mA，TPS26614 可以关闭，以便保护 U3 免受过载或短路的影响。当电压超过  $V_{CCI}$  或  $V_{SS}$  时，该器件也可以关闭。为了确保为电压输出级提供适当的保护，建议保持  $V_{CC} = V_{CCI}$ 。

输出晶体管 M2 栅极受齐纳二极管 D2 的保护，在输出开路时限制  $V_{gs}(M2)$  电压。在这种情况下，U2 可以下拉  $V_g(M2)$ ，因为  $V_g(M2)$  可能超过栅极电压工作限值（对于所选晶体管，此限值为 20V）。在发生此类事件的情况下，R12 可以限制 D2 中的电流。R13 上拉  $V_g(M2)$  可以确保 M2 在启动时关闭。

TVS 二极管 D1 可以保护输出引脚免受浪涌、EFT 事件的影响，并在这些事件期间限制输出引脚的电压。R14 通过限制电流来保护 U4 的输入。R1、R6 和 R9 也以同样的方式保护 U1 和 U3 的输入，尤其是在未上电的器件上应用输入时。

## 9 测量结果

本文为建议的电路构建了一个原型，并进行了多次测量以测试性能，以下各节将详细说明这些结果。

条件： $\pm 12V$  电源轨， $1k\Omega$  负载，输出为 8k 个样本的平均值。表 9-1 显示了测得的输出、电源电流（以 mA 为单位）、rms 噪声（以  $\mu V$  为单位）以及相应的有效分辨率（以位为单位）。此测试中的输入和  $V_{ref}=2.5V$  均由低噪声电源生成。

**表 9-1. 双极  $\pm 10V$  电压模式**

vin	vout	I(vcc)	I(vss)	rms 噪声	分辨率
0	-10.09124	0.232	-10.592	0.345	17.1
0.625	-5.03302	0.233	-5.418	0.366	17.1
1.25	13.63853m	0.274	0.297	0.365	17.1
1.875	5.06036	5.373	0.238	0.369	17.0
2.5	10.10703	10.533	0.24	0.374	17.0

条件： $\pm 12V$  电源轨， $1k\Omega$  负载，输出为 8k 个样本的平均值。表 9-2 显示了测得的输出、电源电流（以 mA 为单位）、rms 噪声（以  $\mu V$  为单位）以及相应的有效分辨率（以位为单位）。

**表 9-2. 单极 0V 至 5V 电压模式**

vin	vout	I(vcc)	rms 噪声	分辨率
0	-0.739mV	0.221	0.109	17.5
0.625	2.51609	2.791	0.112	17.4
1.25	5.04145	5.369	0.14	17.1

条件： $+24V$  电源， $1k\Omega$  负载，输出为 8k 个样本的平均值。表 9-3 显示了测得的输出、电源电流（以 mA 为单位）、rms 噪声（以 nA 为单位）以及相应的有效分辨率（以位为单位）。

**表 9-3. 0mA 至 20mA 电流模式**

vin	iout	I(vcc)	rms 噪声	分辨率
0	1.37077u	0.253	207	18.9
1.25	10.08287	11.73	283	18.4
2.5	20.16957	22.919	279	18.4

如果启用了 4mA 至 20mA 模式，请查看表 9-4 中 0 输入的情况。

**表 9-4. 4mA 至 20mA 电流模式**

vin	iout	I(vcc)	rms 噪声	分辨率
0	4.07328	5	276.8	18.5

## 10 功耗

为了计算输出级的效率，下表显示了电压和电流模式（使用  $V_{CC}=24V$  电源和  $V_{SS}=-12V$ ）以及无负载的电压模式下电路不同部分的功耗。

**表 10-1. 电流输出模式下的功耗**

输出	U1 和 U2	I(M1)	TPS26614	U3 和 U4	总计 (mA)
4mA	0.55	0.4	0.8	0.03	1.78
20mA	0.7	2	0.8	0.03	3.53

**表 10-2. 电压输出模式下的功耗**

输出	U1 和 U2	I(M1)	TPS26614	U3 和 U4 VCC、VSS	总计 (mA) VCC、 VSS
-10	0.03	0	0.8	0.23、-0.59	1.06、-0.59
0	0.03	0	0.8	0.23、-0.24	1.06、-0.24
10	0.03	0	0.8	0.53、-0.24	1.36、-0.24

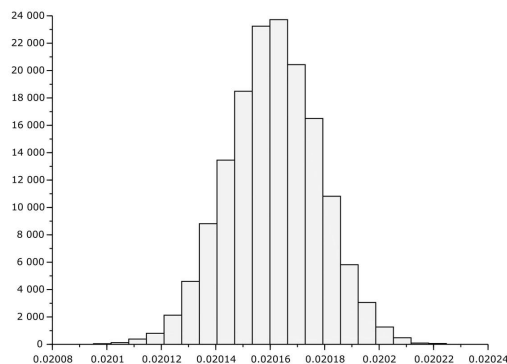
## 11 蒙特卡洛误差分析

原型测量无法提供电阻容差引起的完整误差分布信息。为了评估给定电阻容差的误差分布以及运算放大器失调电压分布和漂移，进行了蒙特卡洛分析。

表 11-1 显示了使用具有特定容差的电阻器时的预期误差（在这种情况下为未调整增益误差）。请注意，只有 R1 至 R5 会影响电流输出路径的精度。

**表 11-1. 误差对电阻容差的依赖性**

电阻器容差	1%	0.5%	0.1%	理想电阻
$\pm 3 \Sigma$ 误差	1.73%	0.87%	0.25%	0.18%
最大误差	2.3%	1%	0.3%	0.25%



**图 11-1. 2.5V 输入和 0.5% 电阻器时的输出电流直方图**

## 12 上升和下降时间

双极电压输出的满量程上升和下降时间低于 15 $\mu$ s，如图 12-1 所示。

在 0mA 至 20mA 或 4mA 至 20mA 电流模式下，上升和下降时间均低于 20 $\mu$ s，如下图所示。

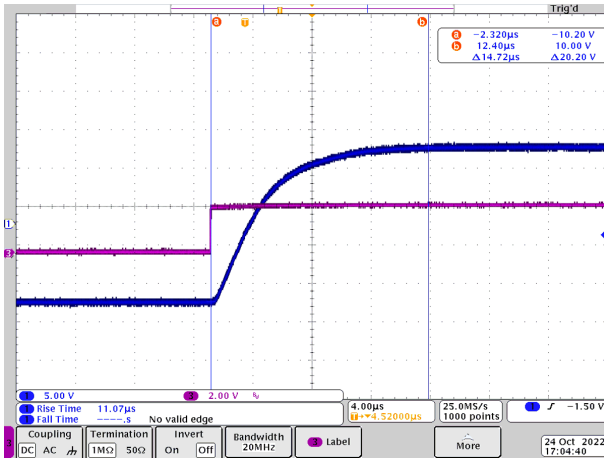


图 12-1. 上升时间，双极电压

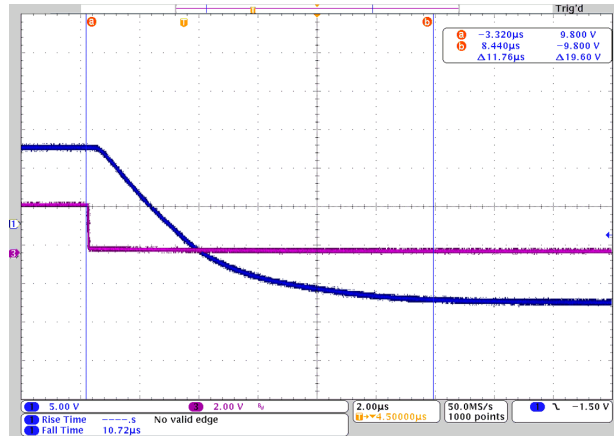


图 12-2. 下降时间，双极电压

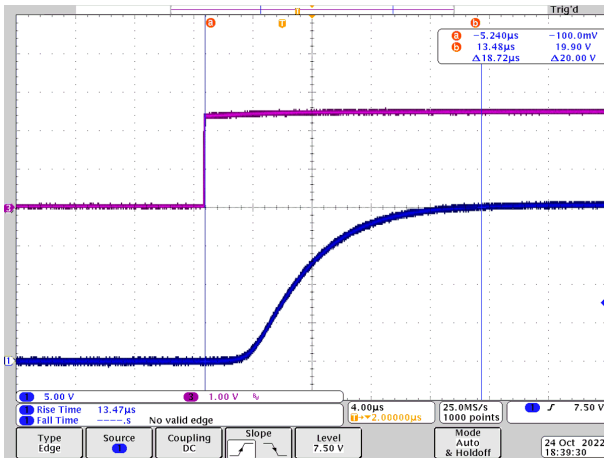


图 12-3. 上升时间，电流模式

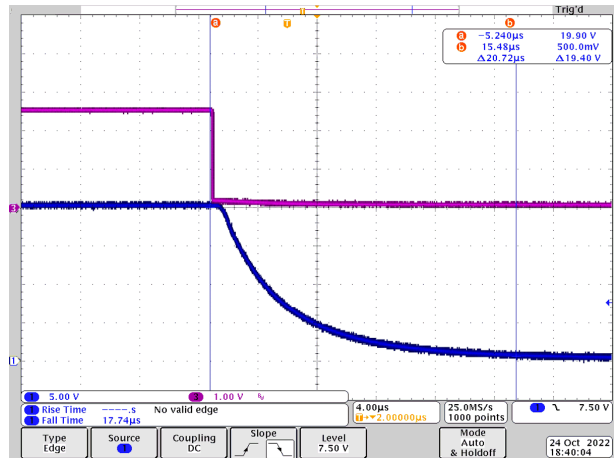


图 12-4. 下降时间，电流模式

### 13 构建多通道输出

组合式 V/I 电路可以连接到标准 DAC 以构建可配置的多通道输出模块。DAC8050x 系列非常适合该用途，其提供 1 到 8 个通道，具有 16b 分辨率以及 1LSB INL、缓冲电压输出，同时还具有 12 位和 14 位的对应器件 (DAC6050x 和 DAC7050x)。该 DAC 集成了可在外部引脚上使用的 2.5V 基准。

该 DAC 的输出范围可调整为 2.5V 或 1.25V，但将 DAC 增益设置为 x1 或 x2，使得该 DAC 能够轻松实现 0V 至 5V 输出范围。

图 13-1 显示了 2 通道可配置范围 AOUT 的简化方框图。BUF1 和 BUF2 中的每一个都代表建议的 V/I 电路。

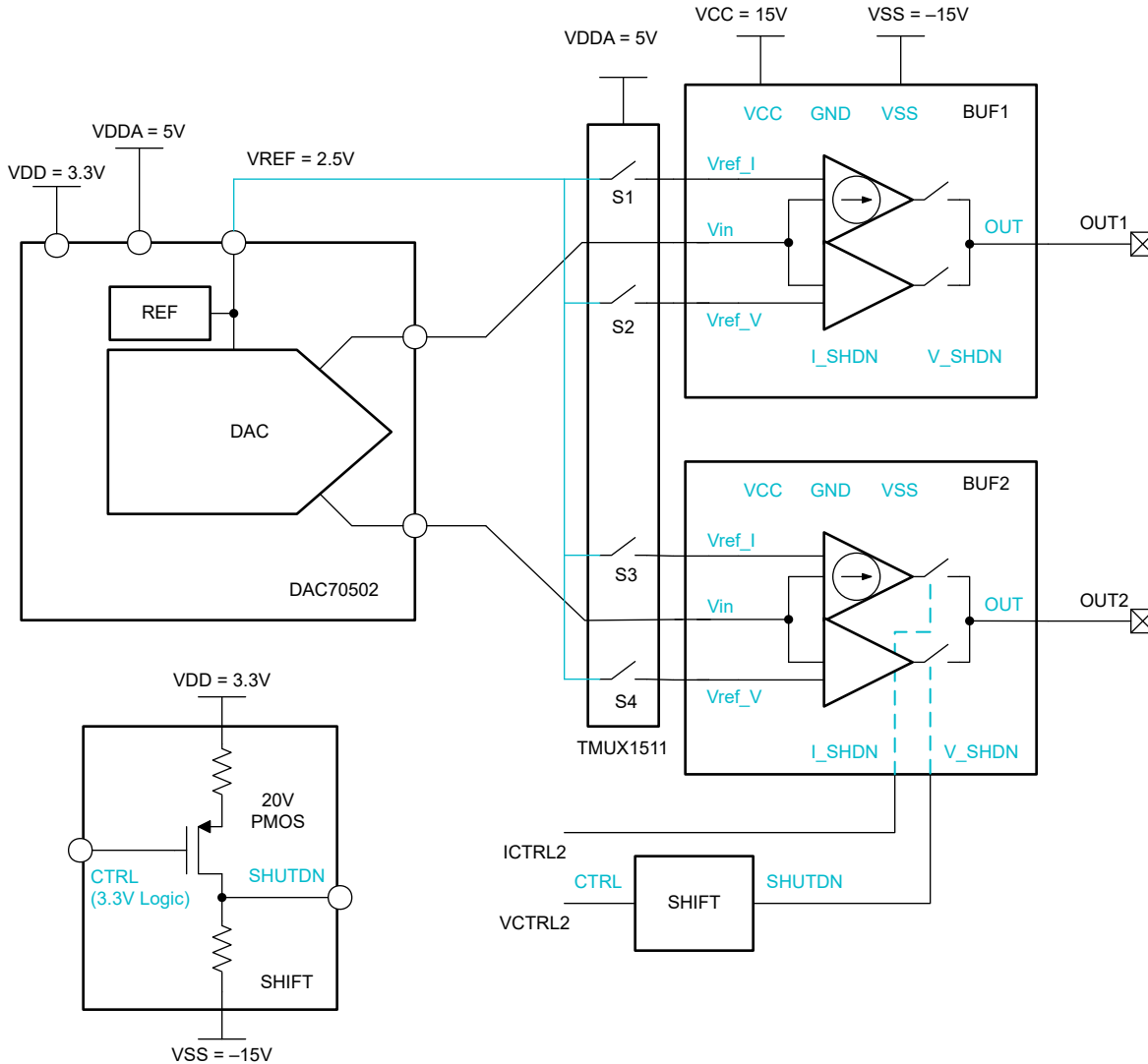


图 13-1. 2 通道输出方框图



## 14 总结

本文介绍了一款灵活的组合式 V/I 输出级，其输出范围可调并具有全面的保护功能。表 14-1 汇总了该输出级的典型性能。

**表 14-1. 性能规格汇总**

模式	支持的模式
	电压 0V 至 5V、0V 至 10V、 $\pm 10V$
	电流 0mA 至 20mA、4mA 至 20mA
有效分辨率	电压模式：17b 电流模式：18b
未调整误差	对于 0.5%、25ppm 电阻，为 0.87%FSR
电源	VCC-VSS=5V 至 40V
温度	-40°C 至 125°C
稳定时间 (FS)	20us ( 阻性负载 )
保护	浪涌、OV、UV、OC

## 15 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[用于工业电压驱动器的单极 DAC 双极  \$\pm 10V\$  输出参考设计](#) 设计指南。
- 德州仪器 (TI)，[适用于工业应用的高侧电流源](#) 模拟设计期刊文章。
- Electronic Products, [Programmable Analog Output Circuit Maximizes Industrial System flexibility.](#)

## 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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司