

## TI 参考设计

# 适用于 PLC 且采用多路选择单通道 DAC 的多通道模拟输出模块参考设计



### TI 参考设计

本多通道模拟输出模块 TI 参考设计采用多路选择单通道数模转换器 (DAC)，适用于可编程逻辑控制器 (PLC)。本参考设计展示了一种基于顺序多路选择采样保持缓冲器的低成本、高速、小型、高分辨率的 PLC 模拟输出模块设计。

### 设计资源

[TIDA-00760](#)  
[DAC8760](#)  
[MUX36S08](#)  
[OPA188](#)  
[XTR111](#)

设计文件夹  
产品文件夹  
产品文件夹  
产品文件夹  
产品文件夹



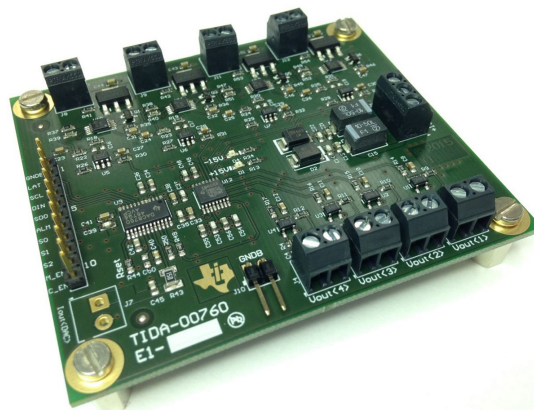
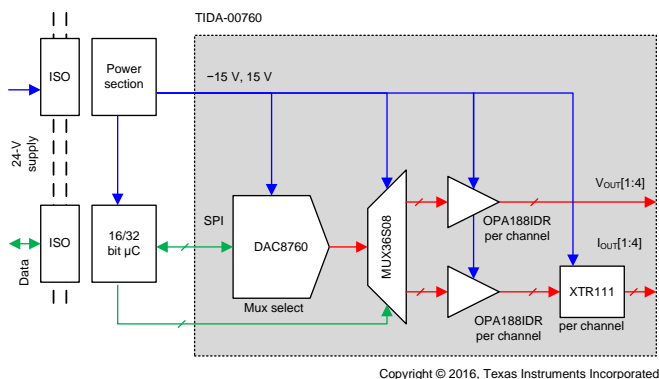
请咨询我们的 E2E 专家

### 设计特性

- 多路选择八输出通道模块
  - 四通道电压输出
  - 四通道电流输出
- 单个 16 位 DAC (DAC8760)
- 有效分辨率
  - 电压输出: 15 位
  - 电流输出: 16 位
- 可配置输出范围
  - 电压输出:  $\pm 10V$ 、0 至 10V、 $\pm 5V$  至、0 至 5V
  - 电流输出: 0 至 20mA、4mA 至 20mA、0 至 24mA
- 未校准时的输出精度
  - $\pm 0.2\%$  FS (25°C 时)
  - $\pm 0.5\%$  FS (-40°C 至 85°C)
- 扫描时间: 6ms (八通道)
  - 转换时间: 750 $\mu$ s/通道
- 串行通信接口 (SPI) I/O 控制器接口

### 特色应用

- PLC/数字转换器电源 (DCS) 模拟/混合输出模块
- 现场传感器和处理变送器



All trademarks are the property of their respective owners.



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

## 1 简介

在 PLC 系统中，模拟输出 (AO) 模块用于在过程控制和工厂环境中控制致动器、阀门和电机。PLC 输出模块的通用参考图可从 [TI 模拟输出模块应用](#) 页面获取。其中也包含一些 PLC 输出模块示例。

AO 模块主要包括以下 特性 定义，例如输出类型（电压或电流）、输出范围、负载阻抗范围、支持的通道数量、精度、分辨率、稳定时间和功率。

现代复杂系统要求每个模块都具有大量输出通道，这通常意味着更高的成本和更大的模块区。然而，多通道输出模块能够以较低的成本制造，并且拥有小巧外形。实现这个目标的一种方法是，采用采样保持 (S&H) 的概念，通过单一数字模拟转换器 (DAC) 生成多路输出。

TIDA-00760 参考设计提供了一种基于 S&H 概念的低成本多通道输出模块解决方案示例。该模块采用单个电压输出模式的 DAC (DAC8760) 和一个多路选择器，后面接有保持电容器和缓冲级来实现八通道输出。

将基于电容存储元件的 S&H 概念直接应用于电压输出时，电流输出需要一个转换级。本 TI 参考设计演示了这一转换：基于电压至电流转换提供四路电流输出。

本设计指南涵盖了实现 S&H 多通道（电压和电流）输出模块的主要设计步骤，包括概念构思、器件选型、设计选择、固件、电路板设计和测试。

## 2 设计规格

表 1 给出了本参考设计的目标规格。扫描时间、分辨率和精度是研究中最关键的相关参数。

表 1. 目标规格

属性	电压输出	电流输出
AO 通道	4	4
输出范围	0 至 5V 0 至 10V -5V 至 5V -10V 至 10V	0 至 20mA 4mA 至 20mA 0 至 24mA
分辨率	15 位 = 300 $\mu$ V	14 位 = 1.2 $\mu$ A
输出负载阻抗	> 2k $\Omega$ 10nF (0 $\Omega$ 隔离) 20nF (10 $\Omega$ 隔离) 40nF (20 $\Omega$ 隔离) 或 100nF (100 $\Omega$ 隔离)	< 600 $\Omega$
工作环境温度	-40 $^{\circ}$ C 至 85 $^{\circ}$ C	
未校准时的精度 (25 $^{\circ}$ C 时)	0.2% FS	0.2% FS
未校准时的精度 (-40 $^{\circ}$ C 至 85 $^{\circ}$ C)	0.5% FS	0.5% FS
扫描时间 (八通道)	6ms = 每通道 750 $\mu$ s	
稳定时间	< 300 $\mu$ s (100nF 容性负载时的 $V_{OUT}$ )	
功耗 (无负载)	< 0.5W (全部通道)	

电源要求、功耗、隔离和保护等其他设计方面都已在其他参考设计中详细讨论。有关隔离、保护和功耗方面的更多信息，请参见 [TIDA-00118](#) 和 [TIDA-00231](#)。

### 3 系统描述

与通用的 PLC 输出模块一样，S&H 多路选择 PLC 输出模块包括电源和数据的电隔离组件，以及输出保护电路。

S&H 多路选择 PLC 输出模块的核心是一个由微控制器或微处理器驱动的高精度单通道 DAC，后面接有一个直接驱动电压输出 S&H 缓冲器的多路选择器，或者接一个电压至电流转换器以提供电流输出。

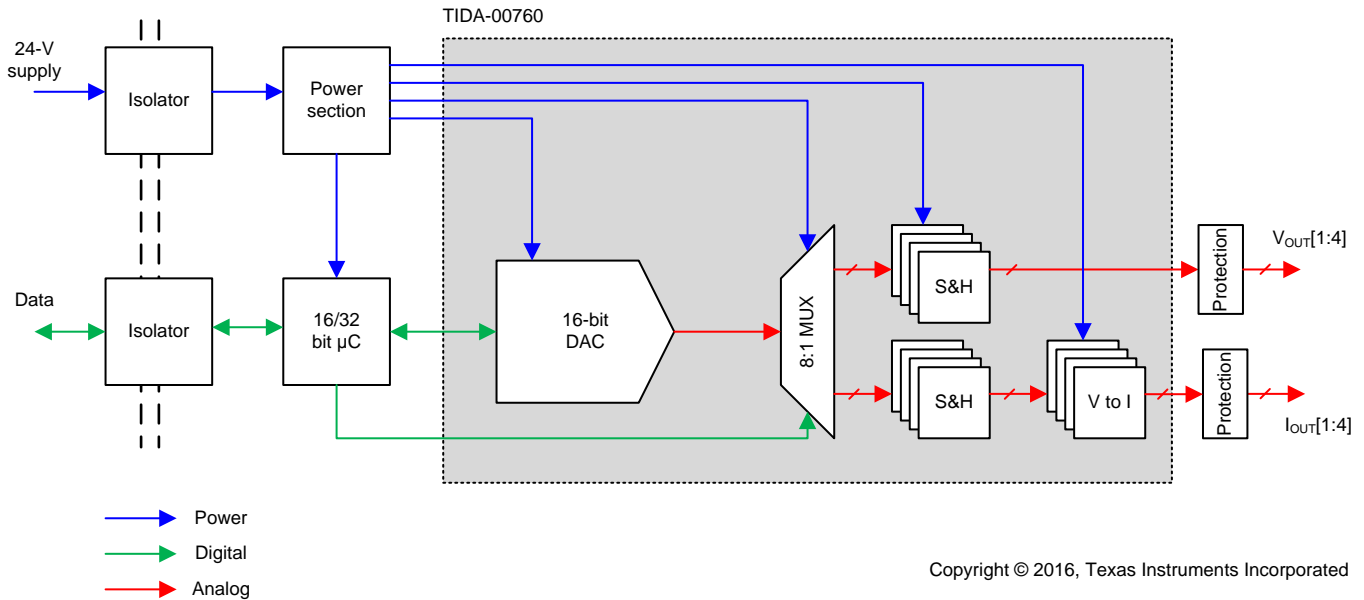


图 1. 通用 S&H 多路选择 DAC PLC AO 模块

图 1 用灰色区域突出显示了本设计 (TIDA-00760)。组合式电压/电流路径的实现非常简单（有关详细信息，请参见 TI 参考设计 TIDP155），这里主要介绍电压和电流路径彼此独立的情况。

15 位的目标分辨率意味着至少需要一个 16 位的 DAC。另外，最好使用一个 16 位或 32 位的微控制器。

TI 大多数的新一代 DAC 都提供电压和电流输出，但在 S&H 模块中，由于电容用作电压模拟存储元件，因此只需要在所有通道中提供电压输出。DAC 只产生电压信号，之后可使用电压至电流 (V2I) 转换器进行转换以提供电流输出。

## 4 元器件选择

本节将推荐一些低成本的高性能器件。

### 4.1 微控制器选择

TI 的 MSP430 通用低成本微控制器非常适合这一应用。该器件易于编码、价位适宜，而且提供多种封装和多档性能，方便设计者将来进行升级和扩展。MSP430 轻松满足了本设计的时序和处理需求（请参见[微控制器选择指南](#)）。

虽然 TIDA-00760 中未使用 MSP430，但本参考设计在器件选择阶段考虑了 MSP430，因为固件也是本参考设计不可或缺的一部分。

### 4.2 电源要求

±10V 的输出要求意味着需要至少 ±12V 的双极电源。

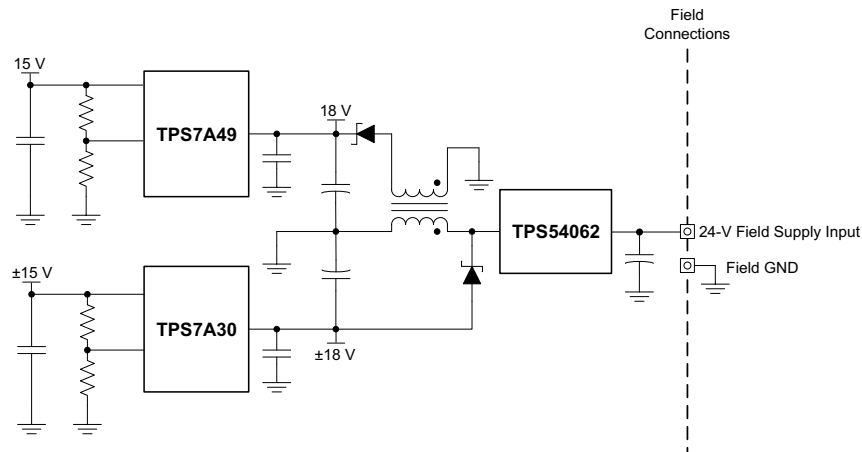
虽然从功耗的角度来看，电压值较低的电源是更好的选择，但挑选的电源将决定电流输出电阻负载的最大限度。假设电流驱动器的电压余量是 1V，对于 24mA 输出电流和 600Ω 负载，至少需要 15V。如果使用电压值更高的电源，则可以驱动更大的电阻负载。

$$R_{MAX} = \frac{V_{SUPPLY} - V_{HEADROOM}}{I_{MAX}} \quad (1)$$

这一电源要求仅针对输出级，DAC 和 MUX 可使用电压值较低的电源驱动，因为其最大输出为 10V。不过，从供电角度来看，在整个信号链上（包括 DAC、MUX、S&H 缓冲器和 V2I 转换器）使用同一电源会更为方便、简单。

本设计统一选择的是 ±15V 的双轨电源。如果在电路板上添加微控制器，则可直接由 15V 电源驱动的高效 LDO 供电，或者由 DAC 内部产生的 DVDD 电源高效供电。大多数现代 TI DAC 都可以选配内部 DVDD 发生器。

图 2 展示了一种通过 24V 现场电源获得 ±15V 隔离电源的可能实现，该实现基于 TPS54062 降压转换器以及 TPS7A49 (150mA) 和 TPS7A30 (200mA) 线性稳压器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 2. 隔离电源（±15V 输出）

另一种供电选择是使用 [LM5017](#) 降压转换器和 [TPS7A30](#) 来进行正轨调节，如 [TIDA-00118](#) 参考设计 ([TIDU189](#)) 中所述。

可以使用 [TI 电源设计师](#) 在线电源设计工具进行一个更详细的搜索。

每个电流输出的电流消耗为 24mA/通道。每个电压输出的电流消耗为 5mA/通道。因此，在 15V 电源供电下，仅负载至少需要 120mA 的电流。对于该单极电流输出设计，-15V 电源的需求较低。在 -15V 电源供电下，负载需要 20mA 的电流。除了上述负载需求外，还存在固有电流需求。

### 4.3 DAC 选择

DAC 是该应用的核心所在。除了满足分辨率和精度的要求，DAC 还必须具备快速稳定的能力，以便缩短扫描时间。该应用所需的 DAC 属于精密 DAC (>16 位，<10MSPS)。为了获得更高的速度，首选 SPI。

至少有两款支持工业级温度范围的 TI DAC ([精密 DAC 选择页面](#)) 满足这一基本标准：[DAC8871](#) 和 [DAC8760](#)。这两款器件均由高达 18V 的双电源供电运行，并且稳定时间相当短。但是，DAC8871 是无缓冲的，这意味着它需要一个缓冲级。对于本应用而言，DAC8760 可实现更高的集成度、更低的成本以及更出色的性能。

### 4.4 模拟多路选择器选择

TI 具有相当丰富的 [多路选择器产品组合](#)。本应用特别注重低输入和输出电容以及低导通电阻，以便实现短暂的稳定时间及较大的保持电容。MUX 必须在  $\pm 15V$  电源的供电下工作，并确保低泄漏以减少保持电容上的压降。

[MUX36S08](#) 搭配一个 150Ω 的典型串联电阻可以满足上述要求。MUX 可由高达 36V 的双电源电压供电运行，并且支持扩展和升级。此外，还有四通道版本 ([MUX36D04](#)) 器件可供设计四通道变型时使用。

### 4.5 V2I 转换器选择

在此应用中，输出电流需求由 4-20mA 的环路需求定义。使用由 S&H 缓冲器直接驱动的 4-20mA 调节器进行转换是一个比较合适的选择，这种情况下的电压输入范围为 0V 到 12V。通过重新配置 DAC 范围，转换器能以更低的输入范围工作。调节器必须在  $\pm 15V$  双电源供电下运行，并且支持工业级工作温度范围。

[XTR111](#) 满足上述要求，不但外型小巧，而且经济高效。如果要求采用双极电流输出或组合式电压/电流输出，可选用 [XTR300](#)。

### 4.6 S&H 电路选择

S&H 电路由 MUX 开关、输出保持电容器和一个用于驱动输出的缓冲器组成。为了减少 S&H 缓冲器电路引入的误差，使用了一个低偏移的精密运算放大器。精密放大器意味着泄漏、偏移电流及噪声都非常低。TI 有一些放大器可满足此标准（[精密放大器概述](#)），这些放大器由 >30V 的双电源供电运行，并且提供单放大器和多放大器等不同封装。单放大器型号比较简单，通道间信号隔离性较高。

OPA188 对于本设计是一个极具吸引力的选择。该器件即使在非常宽的温度范围内也可以将偏移和偏移漂移控制在极低水平。此外，该器件还具备低噪声和足够的压摆率，并且提供不同封装尺寸以实现节约成本的目的。

### 4.7 总结

图 3 汇总了本设计选用的组件。

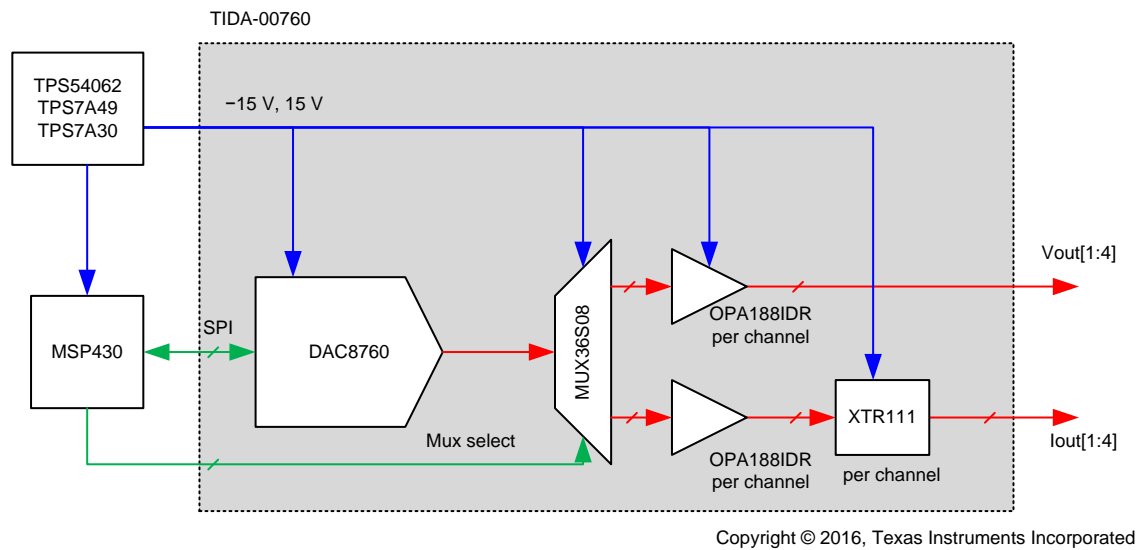


图 3. TIDA-00760 的组件选择

## 5 电路描述 和工作原理

### 5.1 工作原理

在多路选择输出模块中，控制器通过更新 DAC 输出来逐个扫描所有通道（或任意数量的通道，取决于用户配置）以获得所需的通道输出值，然后切换 MUX 通道以连接到所需输出。图 4 中通过三条具有不同静态输出电平的通道说明了这一工作原理。静态意味着对于一个输出而言，电压不会从一个样本变为下一个样本。

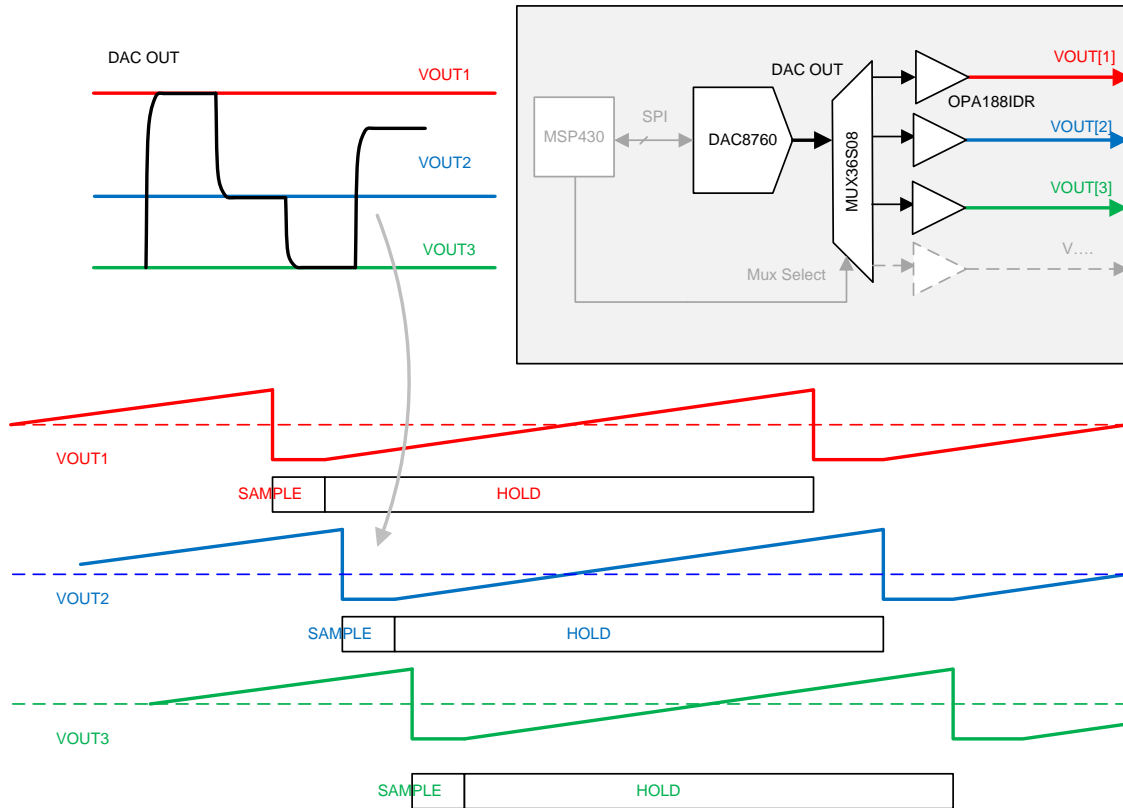


图 4. 多路选择 DAC S&H 输出的工作原理

每个通道通过 S&H 周期的同时，DAC 的值是不断变化的。当通道与 DAC 输出断开连接时，每个输出通道的保持电路都保持原来的值。采样值将由于泄漏而产生漂移；在此电路中，由于 MUX 悬空输出的性质，漂移是向上的。有效输出是图 4 中用虚线表示的平均电压。

峰-峰值漂移会向模块中引入误差，因此设计过程中应最大限度地减少这种漂移。漂移与保持电容、总泄漏电流以及保持时间有关。



## 5.2 扫描周期详细描述

如果 MUX 切换到所需通道后，该通道的 DAC 值发生了更新，那么当通道值相差较大时，静态输出会出现巨大的尖峰。为了避免这些尖峰，应在更新 DAC 值时关闭 MUX，然后等待足够长的时间直到 DAC 输出稳定。之后，先启用所需的 MUX 通道，然后再接通 MUX。

该序列可将静态输出切换时的影响降至最低。缺点在于更新时的死区时间，该时间对于保持来说略长，而对于保持电容稳定（其中一部分时间用于稳定 DAC 输出）而言又略短。不过，总体来说，该序列的输出是确保静态输出低干扰和实现单周期内稳定动态输出的最佳权衡。

图 5 详细描述了一条通道的扫描周期。请注意，通道时隙（扫描时间除以通道数）分为三部分：DAC 更新、DAC 稳定以及采样或刷新。此除法表明，实际采样时间是通道扫描时间的一部分。最好尽可能延长这部分时间并缩短更新时间。应该适当地优化 DAC 的稳定时间；DAC 稳定时间过短会对静态输出和系统精度产生不利影响，而 DAC 稳定时间过长又会占用有效采样时间。

通道扫描周期的操作如下：

1. 首先，禁用 MUX 以避免损坏输出 [MUX\_EN 变为低电平]。
2. 将相应的 DAC 值通过 SPI 发送给 DAC [SETOUT(X)]。
3. 同时选择 MUX 通道 [MUX\_SEL]，也可以稍后选择。
4. 将锁存信号置为有效，使用新值更新 DAC 输出 [锁存]。
5. 为 DAC 留出时间稳定新值 [DAC 在其输出达到 Out(X) 时稳定]。
6. 接通 MUX，将采样电容连接到 DAC 输出 [MUX\_EN 变为高电平]。
7. 根据前一通道数值和 OUT(X) 之间的差异，DAC 输出中可能会存在干扰，这部分干扰可以通过大电容和滤波功能消除。
8. 最后，关闭 MUX 以停止更新下一个通道，直到 MUX 再次循环到该通道；保持电容将会保持输出值稳定不变。

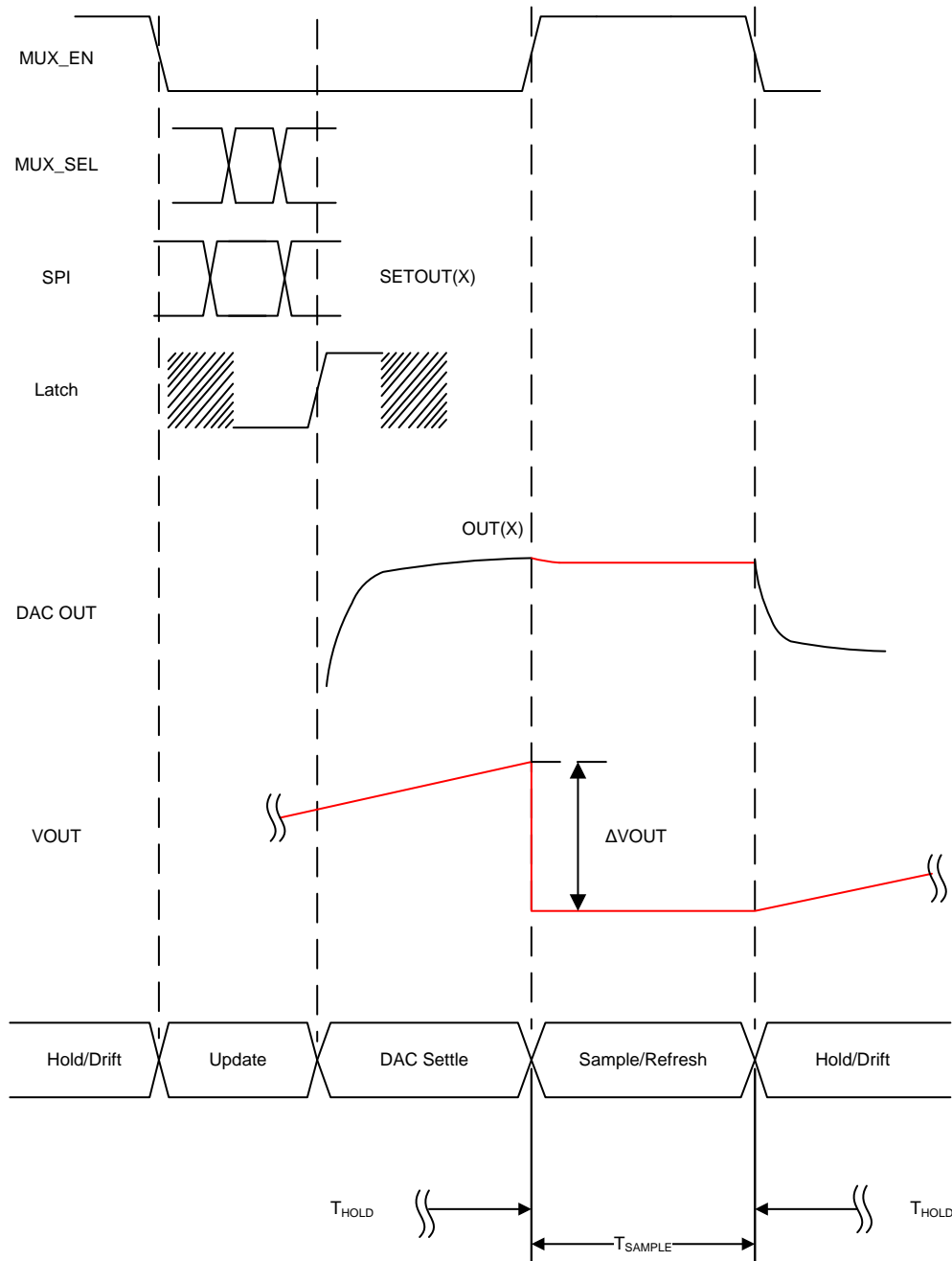
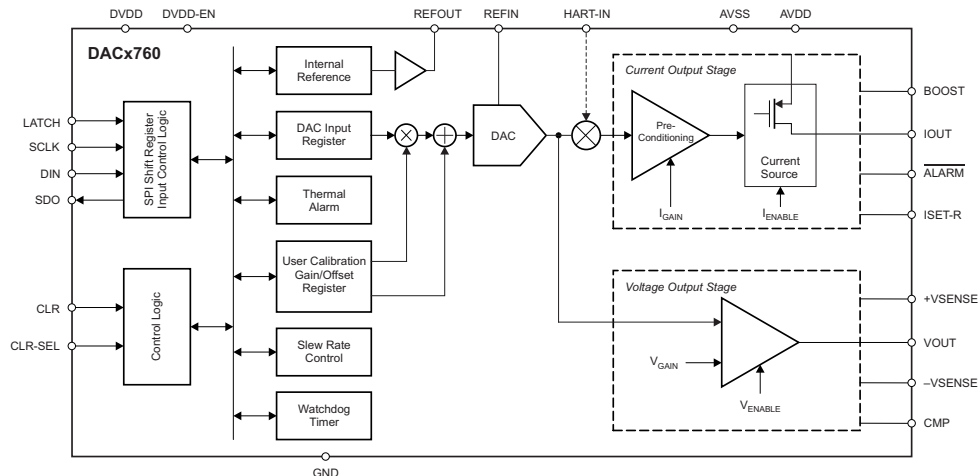


图 5. 通道扫描周期详细描述

## 6 设计流程

### 6.1 DAC 电路

DAC8760 针对工业和过程控制应用 而设计。DAC8760 可提供 4mA 至 20mA、0 至 20mA 或 0 至 24mA 的电流输出，或者 0 至 5V、0 至 10V、±5V 或 ±10V 的电压输出，允许超限 10%（0 至 5.5V、0 至 11V、±5.5V 或 ±11V）。DAC8760 的内部框图如图 6 所示。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 6. DAC8760 内部框图

TIDA-00760 仅使用电压输出。当 DAC8760 配置为电压输出时，10mA 电流下所允许的最小负载是 1kΩ。对于电压输出，模块使用 15V 和 -15V 电源轨，提供 5V 余量。

输入编码和输出电压间的关系如下

$$V_{OUT} = V_{REF} \times GAIN \times \frac{CODE}{2^N}, \text{ for unipolar output mode} \quad (2)$$

$$V_{OUT} = V_{REF} \times GAIN \times \frac{CODE}{2^N} - GAIN \times \frac{V_{REF}}{2^N}, \text{ for bipolar output mode} \quad (3)$$

其中，CODE 是 DAC 数据寄存器内容的十进制表示，N=16 是分辨率，V<sub>REF</sub> = 0.5V，GAIN 基于选定的范围（如表 2 所示）自动选择。

表 2. 电压输出范围与增益设置

电压输出范围	增益
0 至 5V	1
0 至 10V -5V 至 5V	2
-10V 至 10V	4

通过对 DATA 寄存器执行写操作将 DAC 编码馈入器件。器件寄存器映射概览如表 3 所示。

**表 3. DAC8760 寄存器映射**

寄存器/ 命令	读/写 访问	数据位 (DB15:DB0)													
		15	14	13	12	11	10:9	8	7	6	5	4	3	2	1
控制	读/写	CLRSE L	OVR	REXT	OUTEN	SRCLK		SRSTEP			SREN	DCEN	RANGE		
配置	读/写	X				IOUT RANGE	DUAL OUTEN	APD	保留	CALE N	HARTE N	CRCEN	WDE N	WDPD	
DAC 数据	读/写	D15:D0													
无操作	—	X													
读操作	—	X							READ ADDRESS						
复位	写														RESET
状态	读	保留									CRC- FLT	WD-FLT	I-FLT	SR- ON	T-FLT
DAC 增益校准	读写	G15:G0, 无符号													
DAC 零点校准	读写	Z15:Z0, 带符号													
看门狗定时器	—	X													

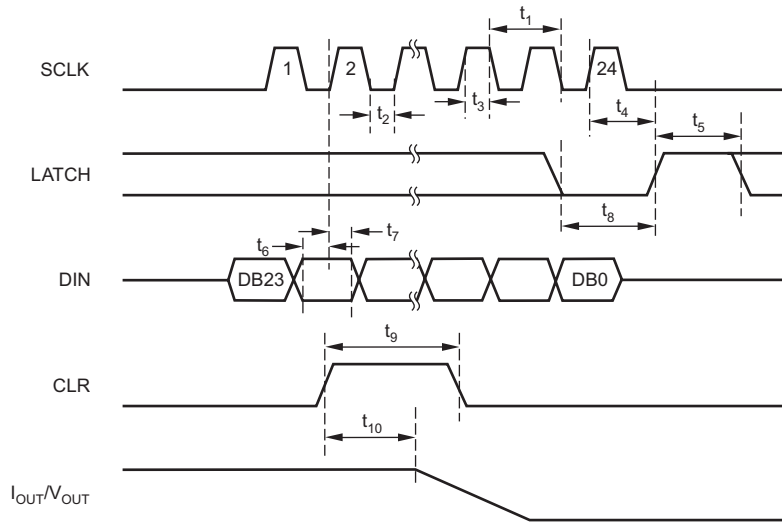
在对 DAC 数据寄存器执行写操作之前，应先写入控制/配置寄存器以设置范围和其他参数。

如果需要校准，还应该写入增益/零点校准寄存器。不同的通道可以使用不同的校准值。如果设计者确定信号路径不匹配不会引入太多误差，那么在每个扫描周期的配置阶段，可以为所有通道使用同一组校准设置。

寄存器的配置通过 SPI 通信完成。DAC8760 由通用四线制串行接口 (SDI、SDO、SCLK 和 LATCH) 控制，运行时钟速率高达 31MHz，并且与 SPI、QSPI™、Microwire™ 和数字信号处理 (DSP) 标准兼容。SPI 通信命令包含一个写地址字节和一个数据字，共 24 位。

帧默认为 24 位宽，以 SCLK 的上升沿开始，先随时钟移入 MSB。其余位在后续的 SCLK 上升沿进行锁存。默认的 24 位输入帧先后包括一个 8 位地址字节和一个 16 位数据字。

主机处理器必须先发出 24 位帧，然后再在 LATCH 引脚上发出上升沿。无论 LATCH 引脚的状态如何，输入数据位都会随时钟移入，并在 LATCH 引脚的上升沿无条件锁存。默认情况下，SPI 移位寄存器在上电或复位后被重置为 000000h。

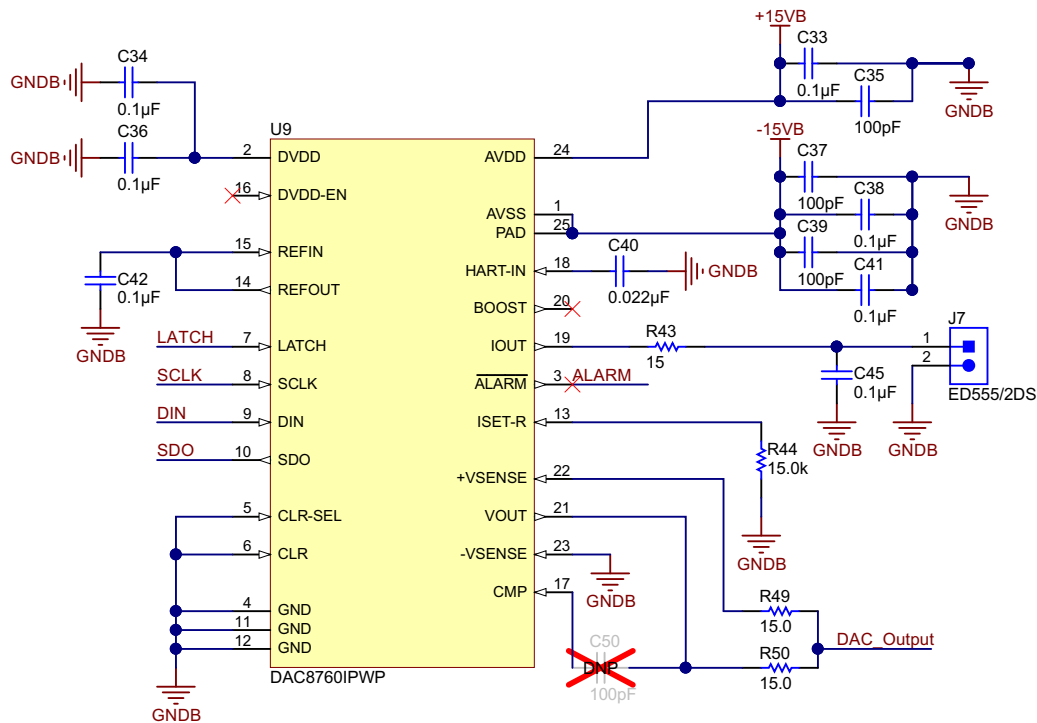


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 7. DAC8760 SPI 写节点时序

DAC 的连接非常简单，如图 8 所示：

- AVDD 与 15V 电源相连；AVSS，PAD 和 GND 引脚与 -15V 电源相连。
- DVDD-EN 悬空以使能内部 DVDD 电源，从而满足低电压 SPI 通信需求。
- 使用内部基准电压，因此 REFIN 和 REFOUT 连接在一起。
- SPI 直接连接到 SPI 总线（LATCH、SCLK、DI 和 SDO）。
- CLR-SEL 和 CLR 接地，因为不使用清零功能。HART-IN 和 BOOST 也悬空，因为不使用 HART 功能（不使用电流增强功能时也如此）。
- 尽管不使用电流输出，但为了测试仍需连接 IOUT。同时将 ISET-R 基准电阻引脚连接到一个 15kΩ 精密电阻，以便用户检查电流输出。
- VOUT 和 +VSENSE 上各接一个 15Ω 的电阻。这些电阻是 DAC8760 保护机制的一部分。实际系统中有外部钳位二极管和类似钳位二极管的内部 ESD 结构。这些二极管的导通电压有所不同，因此会串联导电元件帮助限制每个二极管中的电流。如果没有这一电流限制，对轨二极管的外部钳位的正向电压会升高，从而减弱钳位作用。外部钳位和内部钳位之间的电阻通过内部的 ESD 单元减小电流。
- 在典型应用中，最好将 +VSENSE 通过保护电路连接到输出节点。不过，在本 S&H 应用中，无法将 +VSENSE 连接到保持电容。+VSENSE 引脚必须先于 MUX 输入连接到 DAC。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 8. DAC8760 原理图

- DAC 电路中最重要元件是连接在 VOUT 引脚和 CMP 引脚之间的补偿电容。该电容可以提升 DAC 输出缓冲的稳定性，对于 DAC 的稳定时间有很大影响。该电容基于 DAC 的容性负载进行选择。在确定 S&H 模块设计中所需的电容之前，会使用 C50 占位。图 9（请参见 DAC8760 数据表）显示了稳定时间（以 5V 为步长，双极 36V 供电）与负载电容（CMP 电容值为 0pF）间的关系。C50 应选用 C0G/NP0 电容，这样才能确保在一定的温度范围内获得稳定的数值。本设计中选用的电容是 0603 5%，50V 陶瓷电容。
- 所有的旁路电容和电流输出滤波电容均为 0603 X7R，10%，50V 陶瓷电容。
- R44 的精度决定输出电流（测试）的精度。选用的电阻为 0603 0.1% 电阻。
- 搭配选择引脚 R49 和 R50 以及 0603 0.1% 电阻以实现最佳匹配。

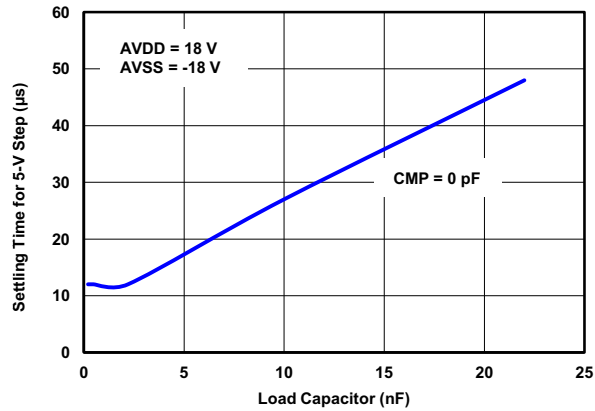
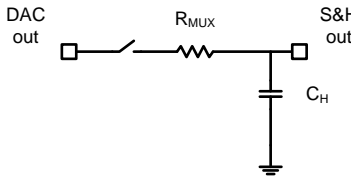


图 9. DAC V<sub>OUT</sub> 稳定时间与负载间的关系 (CMP = 0pF)

## 6.2 S&H 电路

S&H 电路包括用作开关的 MUX、保持电容和用于驱动输出的有源电压跟随器。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

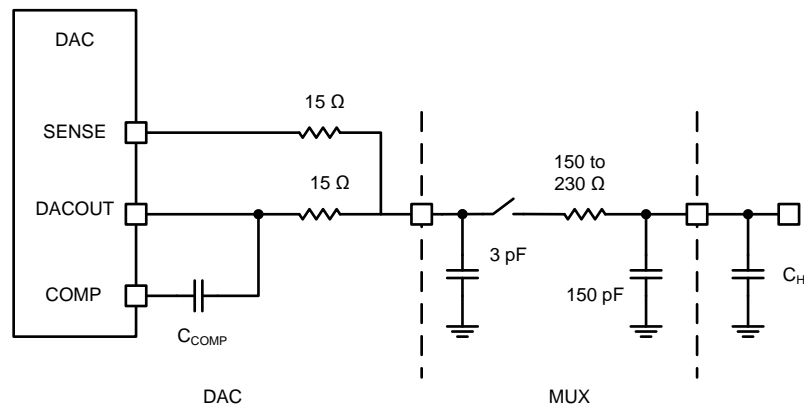
图 10. S&H 电路的简单模型

如果以一阶 RC 滤波器的经典 S&H 电路（如图 10 所示）为基础，为保证 16 位 DAC 的全分辨率时，所需的稳定时间为 11 RC。

目标规格为每通道 750 $\mu$ s，而且如 5.2 节所讨论，该时段划分为更新、DAC 稳定和采样（包括保持电容稳定）三部分。因此，假设 S&H 稳定的特定时段为 750 $\mu$ s。对于该稳定而言，保守值 100 $\mu$ s 可使时间常量达到最大值 (RC = 10 $\mu$ s)。

MUX 的最大电阻为 230 $\Omega$ 。该值将会使保持电容值达到最大可能值（即，40nF 左右），前提是能在 110 $\mu$ s 内实现 16 位精度。

实际稳定时间延长（例如，在输出阶段）的其中一个因素是电荷共享和重新分配。由于 MUX 开关使得 DAC 输出（及相应的低 MUX 输入电容）和保持电容短路，因此 MUX 输入电容上的部分电荷会被重新分配到更高的保持电容上。这将导致 DAC 输出发生短暂变化，DAC 输出将通过正常的稳定过程驱动二者恢复所需的输出。在 MUX 输入电容可以忽略不计的情况下，可能将在一阶稳定时间外加一个 DAC 稳定时间内结束。如果使用 DAC 稳定曲线并假定补偿电容为 0pF，则对于 20V 步长，最差情况下会增加 200 $\mu$ s。因此，至少应该从 750 $\mu$ s 的通道时段中为采样时间分配 300 $\mu$ s。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 11. S&H 电路模型

需要使用单位增益缓冲器和电压跟随器来将负载与保持电容隔离，并为阻性负载提供驱动。

现在，请确保该值中的电压漂移所导致的误差在可接受范围内。保持电容有三条泄漏路径：

1. 泄漏到放大器输入
2. 通过电容寄生电阻泄漏
3. 通过 MUX 悬空输出泄漏



考虑各泄漏路径取最大泄漏电流的最坏情况，并假设此最坏情况持续整个保持时间，假设电容电压亦取最大值 ( $\pm 10V$ )。

在最坏情况下，OPA188 在整个温度范围内（最高达  $125^{\circ}C$ ）的输入泄漏为  $\pm 8nA$ 。尽管标称电流预计为  $1nA$  左右，但假设在最高温度达  $85^{\circ}C$  的温度范围内的电流限制为  $\pm 2nA$ 。

**表 4. OPA188 输入偏置电流**

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$I_B$ 输入偏置电流			$\pm 160$	$\pm 1400$	pA
	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$			$\pm 8$	nA
$I_{OS}$ 输入失调电流			$\pm 320$	$\pm 2800$	pA
	$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$			$\pm 4$	nA

对于 MUX36S08，我们比较关注断开状态下的输出泄漏电流，该值在感兴趣的温度范围内为  $\pm 0.5nA$  左右。

**表 5. MUX36S08 输出泄漏电流**

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$I_{S(OFF)}$ 输入泄漏电流	开关状态为断开， $V_S = \pm 10V$ , $V_D = \pm 10V^{(1)}$		-0.04	0.001	0.04	nA
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$	-0.15		0.15	
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$	-1.90		1.90	
$I_D$ 输出泄漏电流	开关状态为断开， $S = \pm 10V$ , $D = \pm 10V^{(1)}$		-0.10	0.005	0.10	nA
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$	-0.50		0.50	
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$	-2.00		2.00	
	开关状态为闭合， $D = \pm 10V$ , $S =$ 悬空		-0.10	0.008	0.10	nA
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$	-0.50		0.50	
		$T_A = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$	-3.30		3.30	

<sup>(1)</sup> 当  $V_S$  为正值时， $V_D$  则为负值，反之亦然。

对于容值较小的电容 ( $< 47nF$ )，假设有一个  $10G\Omega$  电阻与保持电容并联，这将导致大约  $1nA$  的泄漏电流。

之前所提到的最坏情况下的泄漏值不一定是同号，它们有可能相互抵消一部分。但是，为了估计最坏情况下的漂移，假设它们是同号。这时可得到最坏情况下的泄漏电流值为  $3.5nA$  左右。

这种泄漏所引起的电压漂移可以用公式 4 来计算，前提是假设泄漏电流在  $5.5ms$  ( $6ms - 0.5ms$ ) 的保持时间内恒定。

$$\Delta V_H = \frac{I_{LEAKAGE} \times \Delta t_{HOLD}}{C_H} \quad (4)$$

如果使用  $40nF$  的保持电容，则将导致大约  $480\mu V$  的电压漂移。该值其实被夸大了，这将在测量中一目了然。使用一个较小的  $22nF$  电容，这是由于稳定时间被认为是实现所需速度和精度较为关键的因素。这将会导致大约  $1mV$  的最大偏移。但是测量显示偏移要小得多，并且来自 MUX 和运放的泄漏在较高的温度下会相互抵消一部分。为了避免这种情况，把  $0.5mV$  设置为泄漏电流造成的最大电压偏移。

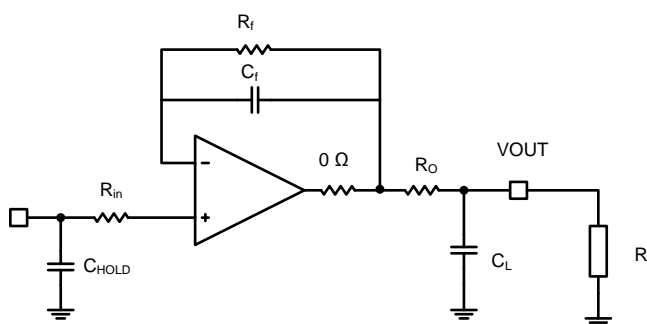
测量结果证明，漂移误差对于所有通道都是恒定的，与输出电压无关。因此该误差可被看作是系统的一个偏移误差常量。

来自 MUX 开关的电荷注入为  $0.5pC$ ，考虑到由于泄漏引起的电荷变化，该值可忽略不计。由于泄漏电流引起的电荷变化在  $20pC$  左右。

由于保持电容已经确定，并且通过回顾稳定时间和负载电容之间的关系图 图 9，假设  $CMP = 0F$  补偿，关系图表明在 36V 的电源电压跨度内，当负载电容为 3pF（MUX 关闭）时，对应于 5V 步长的保持时间为 10 $\mu$ s。在稳定时间主要呈线性的假设之下外推，当以 20V 为步长（ $\pm 10V$ ），且供以较低的电源电压 30V（ $\pm 15V$ ），预计的 DAC 稳定时间将会是该值的 5 倍左右。在 25 $^{\circ}C$  下预计的 DAC 稳定时间值为 50  $\mu$ s。该数值应该被非常谨慎的对待，因为没有与这种情况相关的特性数据，而且对于全温度范围应留有一定的裕量。由 DAC 输出串联电阻和 MUX 输入电容构成的 RC 滤波器的时间常量大约为 50ps，因此和本征 DAC 稳定时间相比，一阶稳定的 11RC 时间可忽略不计。

### 6.3 缓冲器电路

图 12 所示的有源电压跟随器（单位增益放大器）用于为保持电容进行缓冲以及提供负载驱动能力。输入电阻和反馈电阻 ( $R_{in}$  和  $R_f$ ) 帮助输入阻抗与运放匹配，并降低输入偏置电流（不过这很微小，因为 OPA188 的偏置电流已然很低）。在输入瞬变非常快的情况下，反馈电阻还有助于防止输入保护电路接通。对于高容性负载，反馈电阻 ( $C_f$ ) 可能会有利于保持单位增益缓冲器的稳定性。电路板上接入的实际电路并没有  $C_f$ ，它作为通用电路的占位符，以适用于不同类型的运放。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 12. 缓冲器电路

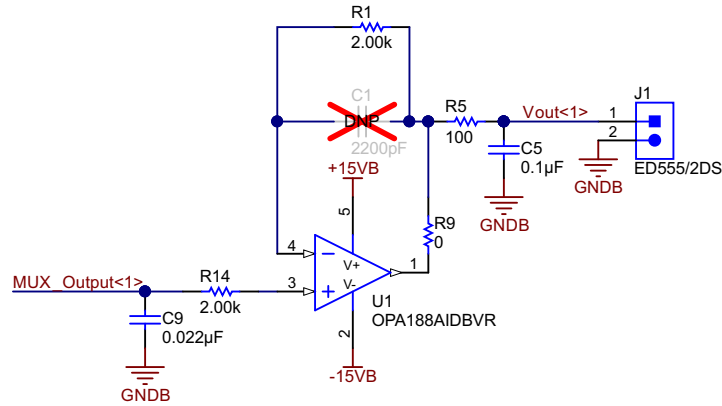
隔离电阻  $R_O$  主要将高容性负载（用负载电容  $C_L$  表示）与运放隔离。高容性负载可能影响低增益放大器的稳定性。但是，输出电阻会增加输出阻抗。电压输出的输出阻抗由于潜在的分压影响，将会导致增益误差。如果输出阻抗已知，这种增益误差可以使用增益校准来纠正。表 6 给出了仿真结果，用以根据不同的隔离电阻值来确定最大容性负载。准则是要保证增益裕量好于 4 到 5dB。请注意，100nF 限制是由 750 $\mu$ s 内的稳定时间所限定，因此可以使用更高的容性负载来延长扫描周期。在测试一节，使用 100 $\Omega$  隔离电阻，100nF 容性负载和空载输出。

注： 0 $\Omega$  的实际测量结果表明，最大稳定负载为 5nF。

表 6. 仿真的隔离电阻  $R_O$  与容性负载  $C_L$

隔离电阻 ( $\Omega$ )	最大容性负载 (nF)
0	5
10	20
20	40
100	100

RC 滤波器的另一个作用是限制噪声带宽，不过 OPA188 的输出噪声相当低，因此这不是很严重的问题。RC 滤波器的  $R = 100\Omega$ ， $C = 0.1\mu F$ ，因此 3dB 带宽为 16kHz 左右。此带宽内的整体噪声不到  $1.5\mu V_{pp}$ ，这与任何范围内的 1 LSB 值相比是可以忽略不计的。输出串联电阻  $R_O$  可提供部分短路保护。这对于未使用任何保护的运放来说很有益处，不过 OPA188 已有短路限流器。

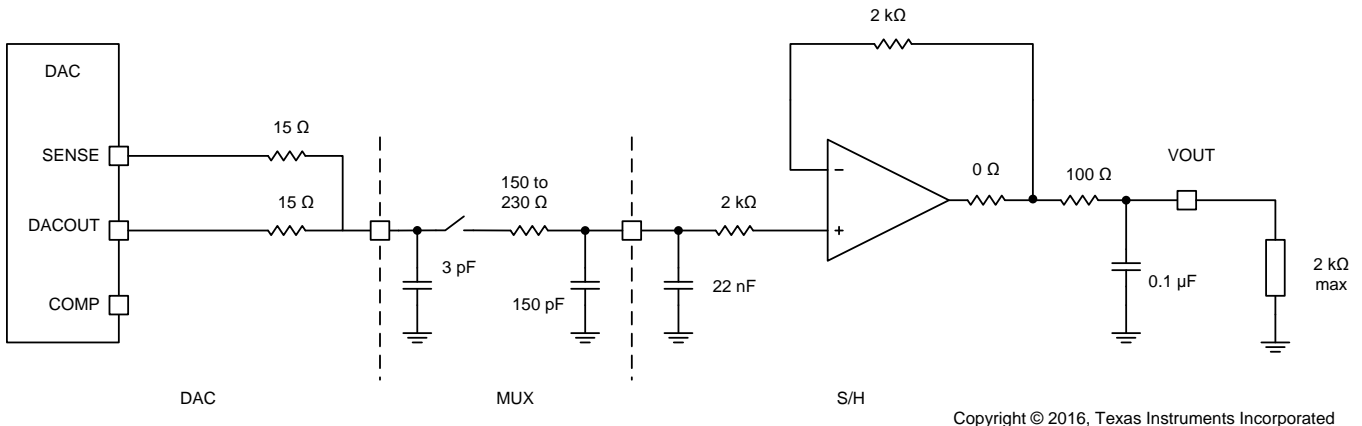


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 13. 缓冲电路原理图

### 6.4 信号路径模型

到目前为止已选择的设计组件可组合成一个信号路径模型（如图 14 所示），用于仿真和验证电路性能。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 14. 信号路径模型（100Ω 隔离电阻）

信号路径模型的仿真结果如图 15 和图 16 所示。

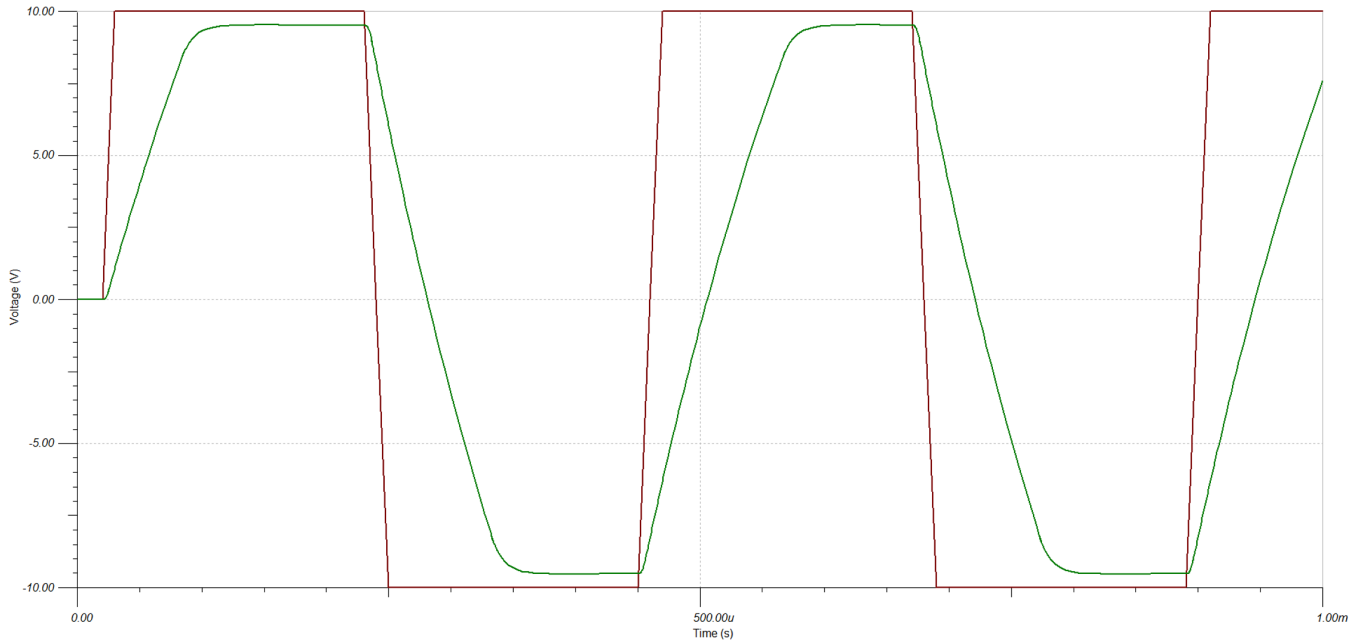


图 15. 显示 DAC 输出和缓冲器输出的瞬态仿真

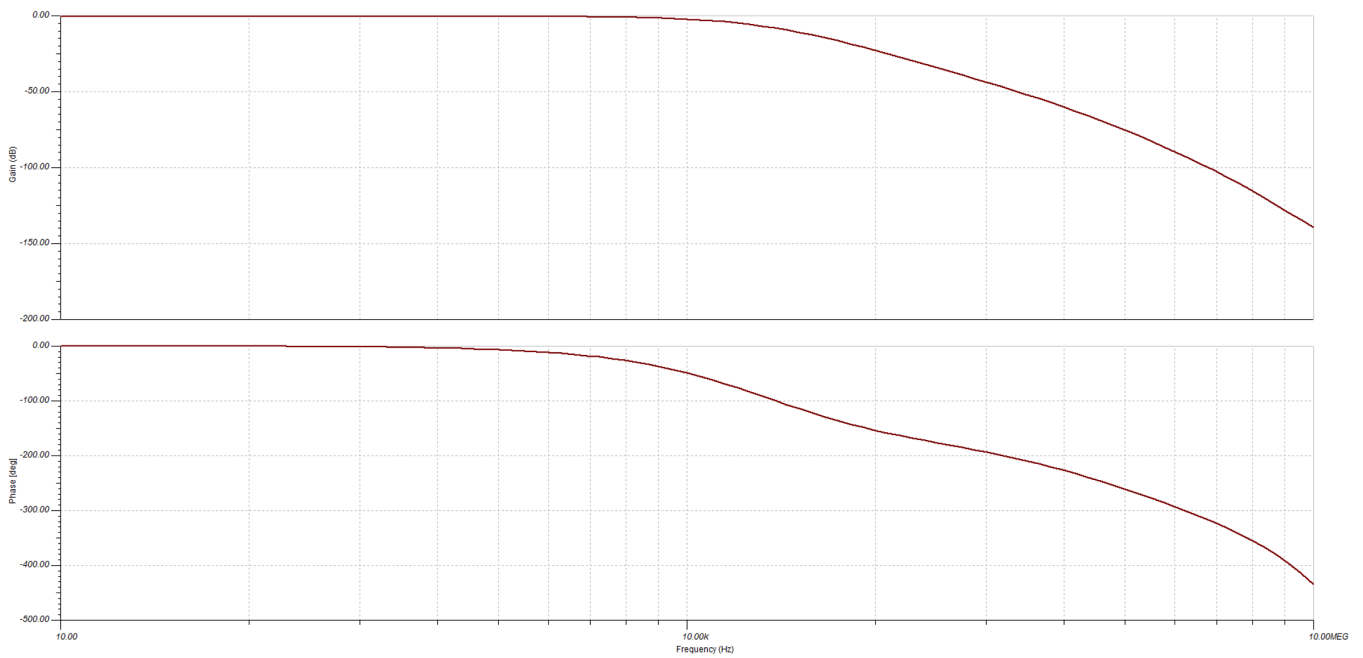


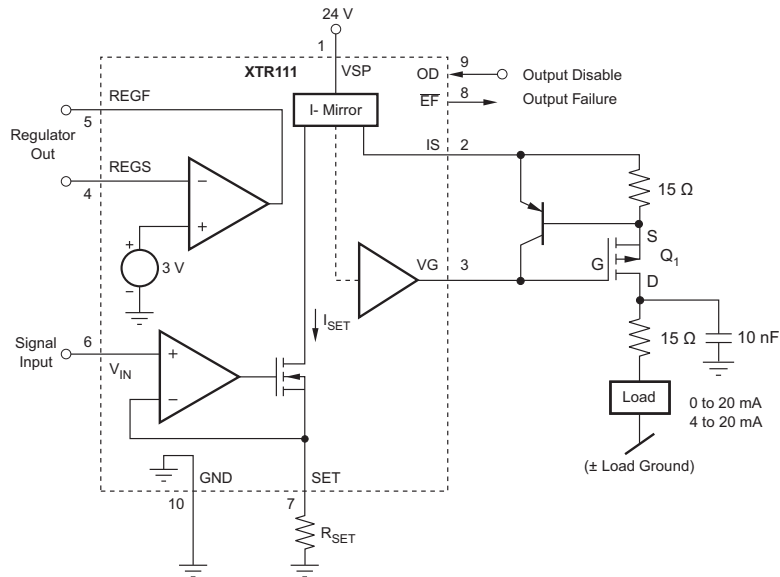
图 16. “S&H”和缓冲器电路的交流传递函数

### 6.5 4mA 至 20mA 调节器电路

XTR111 是一款精密电压至电流转换器，适用于标准 4mA 至 20mA 电流回路。该器件用于驱动外部 P-MOSFET，确保高输出阻抗和宽的电压范围（电压余量仅为电源电压以下 2V），同时使 MOSFET 的热耗散远离转换器芯片，从而获得高目标精度。

图 17 所示器件主要由一个高阻抗输入缓冲器和一个电流镜组成。电流镜外接一个基准电阻，通过输出缓冲器驱动外部 MOSFET 的栅极。

此外，还有一个辅助可调稳压器可供附加电路使用，以及一个输出禁用引脚（默认使能）和一个输出故障状态引脚。该器件的电源电压范围为 8V 至 40V，输入电压最高可达 12V。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 17. XT111 框图

XTR111 的转换增益通过  $R_{SET}$  值设置。

$$I_{OUT} = 10 \frac{V_{VIN}}{R_{SET}}$$

(5)

输入信号应由 DAC8760 通过 MUX36S08 输出直接驱动。可选择下列两种方案来生成 4mA 至 24mA 电流：

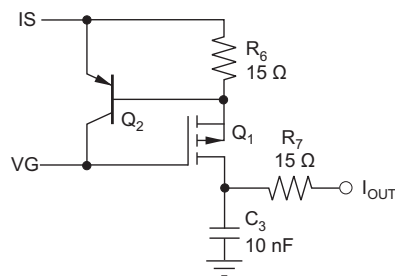
1.  $V_{IN}$  范围最高达 5V；在这种情况下需要大约 5mA/V 的增益，对应的  $R_{SET}$  为 2k $\Omega$ 。
2.  $V_{IN}$  范围最高达 10V；在这种情况下需要大约 2.5mA/V 的增益，对应的  $R_{SET}$  为 4k $\Omega$ 。

选择第一种方案时，输入存在如下限制：

- 对于 4mA， $V_{IN} = 0.8V$
- 对于 20mA， $V_{IN} = 4V$
- 对于 24mA（过驱动）， $V_{IN} = 4.8V$

为了获得最大分辨率，DAC 范围应设置为 0 至 5V。在分辨率要求不高的情况下，仍可以使用其他范围。例如，使用 -10V 至 10V 的范围时意味着只有四分之一被使用，这相当于分辨率减少 2 位。

请注意，当外部 FET 被强制为低阻抗时，XTR111 内部不会提供电流限制。这种情况下，需要使用外部限流器来保护器件，防止其在发生短路或负载较低的情况下遭受过量电流。图 18 显示了数据表中推荐的一个可行电路（栅极控制限流器）。当有过量的电流流过 Q1 时，反馈电阻 R6 上的电压会升高并使 Q2 导通，从而限制 MOSFET 的栅源电压和电流。15 $\Omega$  的串联电阻 (R6) 会将电流限制在 33mA 或 37mA，具体取决于温度。关于其他限流电路，请参见 XTR111 数据表 (SBOS375)。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 18. 外部限流电路

添加 Q2 和 R6 后，仍需要留出时间让外部 MOSFET 的栅极放电。为此添加了 C3 和 R7，这两个元件还会限制外部失真脉冲的斜度。

图 19 显示了其中一条通道的电压至电流转换器电路。

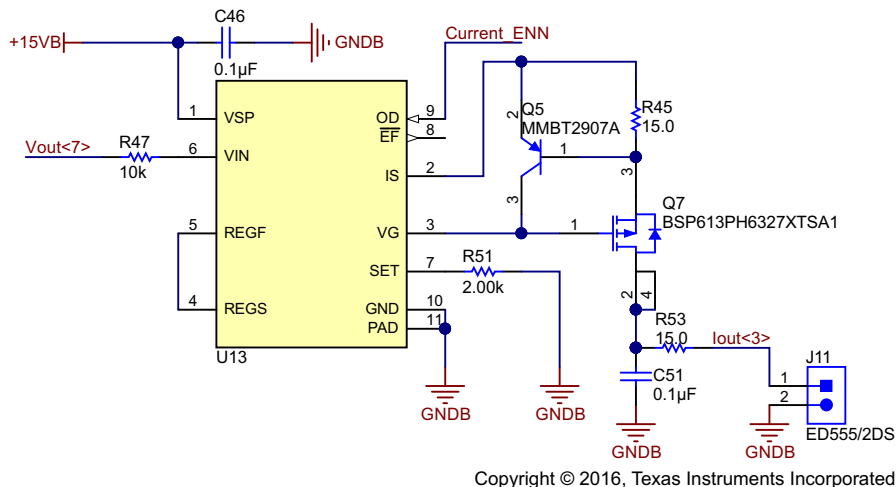


图 19. XTR111 原理图

- VSP 与 15V 电源相连，GND 和散热用 PAD 与接地相连。
- REGF 与 REGS 短接；此电路中未使用内部稳压器。故障输出保持悬空。
- 根据 XTR111 数据表的推荐使用 BSP170P 外部 P-MOSFET。不得将 VIS 拉至（VSP 电源电压 - 6.5V）以下。内部钳位保护该节点，此内部钳位电路的最大电流限制为 50mA。此电路将通过外接限流电路进行补偿，后者还会为 IS 节点提供电压和电流保护。
- 电流保护电路使用 MMBT2907A 60V PNP 晶体管。该电路将输出电流限制在 40mA 以下，低于 XTR111 的最大电流 (50mA)。

请务必仔细检查 Q5 的集电极泄漏电流，否则会导致输出电流误差。不过，这是一个系统误差，可通过初始校准进行补偿。然而，如果此电流误差低于 1µA，则主要是由 R<sub>SET</sub> 导致。

- R51 (2kΩ) 用作 R<sub>SET</sub>，以将电路的增益设置为 5mA/V（上文所讨论）。请注意，V<sub>SET</sub> 不得超过 14V，因为该引脚不具备过压保护。
- R51 精度对于输出电流精度至关重要。如果电阻存在 0.1% 的误差，直接会导致输出误差增加 0.1%。设计目标是将此误差视为电流输出误差的主要因素。请记住，误差是相对于输出值而言，这意味着当相对于 FS 来说时百分比会更低。
- Current\_ENN（不使能或禁用）通过模块连接器连接到控制器。此节点为高电平时将禁用电流输出。请注意，本设计中的所有电流转换器禁用引脚连接在一起。借助各禁用引脚，可以在部分输出不使用的情况下节省更多的功率。
- V<sub>IN</sub> 是一个高阻态输入（标称值为 2.5GΩ/30pF）。如果器件上电之前发生过压、欠压或输入有效，则串联 R47 (10KΩ) 电阻以保护钳位电路。建议使用 2kΩ 或更高的 R<sub>SET</sub>，以抵消偏置电流。R47 为 0603 5% 电阻。
- 在持续大约 100µs 的输出稳定过程中，C51 = 0.51µF 对于减少电流纹波是至关重要的。搭配输出负载电阻使用时，会极大地减少纹波。如果有较多纹波需要抑制，可以额外执行滤波（有关详细信息，请参见 XTR111 数据表）。
- 滤波电容 C51 和旁路电容 C46 均为 0603 陶瓷 X7R，10%，50V 电容。

TI 参考设计 TIPD155 (TIDU434) 展示了如何使用 XTR300 来实现组合式电压和电流输出，从而满足所有输出对于 bipolar 或组合式输出的需求。

## 6.6 精度和误差估计

通过添加所有误差源，可以估计系统未经调整时的总体精度。最坏情况下的范围（0 至 5V）被视为 S&H 泄漏，因为泄漏是恒定的（请参见 6.2 节），这意味着较低范围受到的影响更大。此误差估算中使用数据表中的最大值，如图 20 所示。电压输出的总误差在 0.02% 以下，低于电流输出的总误差（即 0.03%）。

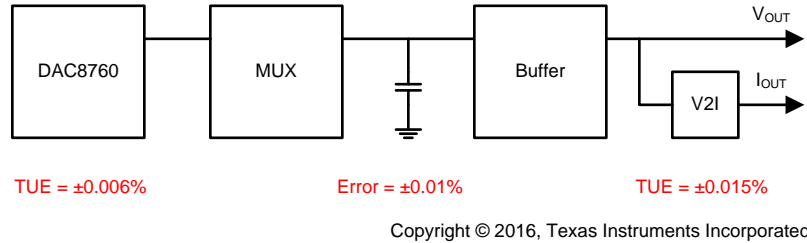


图 20. 系统误差估计

电压缓冲器的输出阻抗将增加误差，如果输出负载已知，则可以通过增益校准来校正。在 2kΩ 负载条件下，10Ω 的输出阻抗会导致 0.5% 的误差。电流输出所连接的保护电路（TVS 和钳位二极管）也会增加系统的总误差。在 20mA 最大电流条件下，电流输出级的最大泄漏电流为 10μA 的保护二极管会导致 0.05% FS 误差。输出电流的值越低，保护电路中泄漏电流的影响越大。如果需要更高的相对精度，那么在选择保护器件时需要注意。

## 6.7 控制器接口

路由到控制器的信号包括

- SPI 信号：LATCH、SCLK、DIN、SDO 和本地 GND
- MUX 通道选择信号：Channel\_Sel[2:1]
- MUX 使能引脚：MUX\_EN
- 电压至电流转换器禁用引脚：Current\_ENN
- DAC ALARM 信号

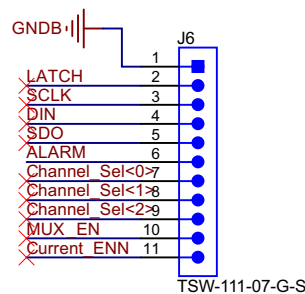


图 21. 控制器接口原理图

在实际应用中，转换器的所有故障输出可以连接在一起；当需要单独使能每个电流输出时，也可以单独连接。因此，为了能够单独控制四个电流输出，至少需要四个其他控制引脚，这意味着需要 15 根控制线。如果所有故障输出引脚均单独连接，那么控制器需要 18 根控制线。



## 7 控制器固件

选用 MSP430FR4133 EVM 来控制 S&H 输出模块。本部分以 MUX 为例，简要描述了如何初始化并准备 MSP430 以驱动 DAC。关于 MSP430 编程的更多详细信息，请参见下列文档：

- MSP430FR4xx 用户指南 [8]
- MSP430FR413x 数据表 [7]
- [MSP430FR4133 LaunchPad EVM](#)
- [MSP430 DriverLib](#)

### 7.1 连接

表 7 给出了 MSP430 和 S&H 模块接口引脚之间的连接。

表 7. MSP430 和 TIDA-00760 模块间的连接

TIDA-00760	MSP430
LATCH	P5.0
SCLK	P5.1 (SCL)
DIN	P5.2 (MOSI)
SDO	P5.3 (MISO)
S0 (Channel_SEL<0>)	P1.3
S1 (Channel_SEL<1>)	P1.4
S2 (Channel_SEL<2>)	P1.5
MUX_EN	P1.0
Current_ENN	3.3V 电源

端口 5 可配置为与用作 SPI 主器件的内部 USCI\_B 相连。MUX 通过 GPIO 端口 1 来控制。

### 7.2 配置

SPI 通信速率为 1Mbps。USCI\_B 单元用作 SPI 主器件。SMCLK 用作 USCI\_B 单元的输入时钟，该单元的运行频率为 4MHz。通过定时器中断扫描通道。使用以 UP\_MODE 模式运行的 Timer\_A 来触发该中断。为了使编码清晰，使用了 1 $\mu$ s 的内部时间基准，这意味着内部时钟为 1MHz。定时器输入也使用同一 SMCLK。

使用 32MHz 内部基准时钟作为基准来生成 SMCLK。使用 FLL 来保证稳定后的频率精度。

### 7.3 初始化

初始化过程中将使用以下库。MSP430 头文件包含控制器的相关定义；而 DAC8760 头文件则包含 DAC8760 各种模式和配置的定义（指定常量），并且可以定制。Driverlib 是一种高层库，不但方便对 MSP430 进行编程，而且支持在 MSP430 系列器件之间移植代码。

```
#include <stdint.h>
#include <msp430.h>
#include "DAC8760.h"
#include "driverlib.h"

int main(void)
{
    WDT_A_hold(WDT_A_BASE);
    PMM_unlockLPM5();
}
```

主函数应首先保持看门狗定时器 (WDT) 以防止运行过程中重启，并解锁输出端口以便能够切换端口模式。

```
initPorts();
initClocks(4000000); // Config clocks. MCLK=SMCLK=FLL=4MHz
initTimers();
DAC8760_Setup((DAC8760_RANGE_M10V_P10V + DAC8760_OUTEN),0,0,0); // Config
while (1){ __no_operation(); }
```

端口、时钟和定时器应在配置 DAC 范围之前初始化，然后进入 no\_operation 循环。下文更为详细地介绍了初始化过程。

### 7.3.1 端口

端口 5 用作外设输出端口，而端口 1 和引脚 P5.0 则用作输出端口。所有其他引脚可设为低电平输出端口，以避免引脚悬空。GPIO\_set 函数在 driverLib 中定义。

```
#define GPIO_ALL    GPIO_PIN0|GPIO_PIN1|GPIO_PIN2|GPIO_PIN3| \
                    GPIO_PIN4|GPIO_PIN5|GPIO_PIN6|GPIO_PIN7

GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P1, GPIO_ALL);
GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P1, GPIO_ALL);

GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P5, GPIO_PIN0);
GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P5, GPIO_PIN0);

GPIO_setAsPeripheralModuleFunctionOutputPin(
    GPIO_PORT_P5,
    GPIO_PIN1 + GPIO_PIN2 + GPIO_PIN3,
    GPIO_PRIMARY_MODULE_FUNCTION
);
GPIO_setOutputLowOnPin(GPIO_PORT_P4, GPIO_ALL);
GPIO_setAsOutputPin(GPIO_PORT_P4, GPIO_ALL);
...
```

### 7.3.2 时钟

时钟初始化函数以 SMCLK 频率（单位 Hz）作为参数，通过配置 SMCLK 频率设置时钟基准。CS\_init 函数在 driverLib 中定义。

```
void initClocks(uint32_t mclkFreq)
{
    CS_initClockSignal(
        CS_FLLREF,
        CS_REFOCLK_SELECT,
        CS_CLOCK_DIVIDER_1);

    CS_initClockSignal(
        CS_ACLK,
        CS_REFOCLK_SELECT,
        CS_CLOCK_DIVIDER_1);

    CS_initFLLSettle(
        mclkFreq/1000,
        mclkFreq/32768);
}
```

## 7.4 DAC 和 SPI 主器件设置

DAC8760\_Setup 函数对 SPI USCI\_B 进行初始化，并根据需要写入配置寄存器。

```

void DAC8760_Setup (uint16_t controlReg, uint16_t configurationReg, uint16_t
gainCalReg, uint16_t zeroCalReg)
{
    DAC8760_SPISetupMaster();
    DAC8760_Reset();
    DAC8760_Nop();
    DAC8760_WriteReg (controlReg, DAC8760_WRITE_CONTROL_REGISTER);
    DAC8760_WriteReg (configurationReg, DAC8760_WRITE_CONFIGURATION_REGISTER);
    DAC8760_WriteReg (gainCalReg, DAC8760_WRITE_GAIN_CALIBRATION_REGISTER);
    DAC8760_WriteReg (zeroCalReg, DAC8760_WRITE_ZERO_CALIBRATION_REGISTER);
}

void DAC8760_SPISetupMaster(void)
{
    EUSCI_B_SPI_initMasterParam param = {0};
    param.selectClockSource= EUSCI_B_SPI_CLOCKSOURCE_SMCLK;
    param.clockSourceFrequency = 4000;
    param.desiredSpiClock = 1000;
    param.msbFirst= EUSCI_B_SPI_MSB_FIRST;
    param.clockPhase= EUSCI_B_SPI_PHASE_DATA_CAPTURED_ONFIRST_CHANGED_ON_NEXT;
    param.clockPolarity = EUSCI_B_SPI_CLOCKPOLARITY_INACTIVITY_LOW;
    param.spiMode = EUSCI_B_SPI_3PIN;

    EUSCI_B_SPI_initMaster(EUSCI_B0_BASE, &param);
    EUSCI_B_SPI_enable(EUSCI_B0_BASE);
}

void DAC8760_Reset (void)
{
    uint8_t outData[3];
    outData[0] = DAC8760_WRITE_RESET_REGISTER;
    outData[2] = DAC8760_RESET;

    DAC8760_SPIWrite (outData, RcvData);
}

void DAC8760_Nop (void)
{
    uint8_t outData[3];
    outData[0] = DAC8760_WRITE_NOP_REGISTER;
    DAC8760_SPIWrite (outData, RcvData);
}

```

## 7.5 DAC SPI 写操作

DAC8760\_WriteReg 函数比较重要，它负责将一个 SPI 字（24 位）写入指定的 DAC8760 寄存器。

```
#define DAC8760_LATCH_PORTOUT    P5OUT

void DAC8760_WriteReg (uint16_t writeValues, uint8_t address)
{
    uint8_t outData[3];

    outData[0] = address;

    // Switch Endianess
    outData[1] = writeValues >> 8;
    outData[2] = writeValues & 0xff;

    DAC8760_LATCH_PORTOUT &= ~DAC8760_LATCH_PIN;

    EUSCI_B_SPI_transmitData ( EUSCI_B0_BASE, outData[0] );
    EUSCI_B_SPI_transmitData ( EUSCI_B0_BASE, outData[1] );
    EUSCI_B_SPI_transmitData ( EUSCI_B0_BASE, outData[2] );
    while (EUSCI_B_SPI_isBusy(EUSCI_B0_BASE))
        __no_operation();

    // Load DAC registers input.
    // A rising edge on the Latch pin loads the input shift register data into the
    DAC
    DAC8760_LATCH_PORTOUT |= DAC8760_LATCH_PIN;
}
```

## 7.6 定时器

Timer\_A 用作扫描周期的时钟。该定时器使用以 SMCLK 为基准时钟的 initTimers() 函数进行初始化，并通过 4 分频获得 1MHz 的内部基准。通过 timerPeriod = 750 将单通道周期设为 750 $\mu$ s。更改此值可以测试其他通道时隙。timerPeriod 也可用于测试压降，方法是将定时器周期延长以加大电压漂移值。

```
void initTimers(void)
{
    Timer_A_initUpModeParam initUpParam={0};
    initUpParam.clockSource = TIMER_A_CLOCKSOURCE_SMCLK;
    initUpParam.clockSourceDivider = TIMER_A_CLOCKSOURCE_DIVIDER_4; // 4M input
    initUpParam.timerPeriod = 750; // this is the single channel time slot
    initUpParam.timerInterruptEnable_TAIE = TIMER_A_TAIE_INTERRUPT_DISABLE;
    initUpParam.captureCompareInterruptEnable_CCR0_CCIE =
        TIMER_A_CCIE_CCR0_INTERRUPT_ENABLE;
    initUpParam.timerClear = TIMER_A_DO_CLEAR;
    initUpParam.startTimer = false;

    Timer_A_initUpMode( TIMER_A0_BASE, &initUpParam );

    Timer_A_initCompareModeParam initCompParam={0};
    initCompParam.compareRegister = TIMER_A_CAPTURECOMPARE_REGISTER_1;
    initCompParam.compareInterruptEnable =
        TIMER_A_CAPTURECOMPARE_INTERRUPT_DISABLE;
    initCompParam.compareOutputMode = TIMER_A_OUTPUTMODE_OUTBITVALUE_LOW;
    initCompParam.compareValue = 60;

    Timer_A_clearTimerInterrupt( TIMER_A0_BASE ); // Clear TA0IFG
    Timer_A_clearCaptureCompareInterrupt(
        TIMER_A0_BASE,
        TIMER_A_CAPTURECOMPARE_REGISTER_0+TIMER_A_CAPTURECOMPARE_REGISTER_1 );

    Timer_A_startCounter(
        TIMER_A0_BASE,
        TIMER_A_UP_MODE
    );
}
```

## 7.7 扫描周期实现

扫描周期在定时器中断处理程序中编码。只要触发中断（即，时间达到设定的 750 $\mu$ s），处理器就会执行以下操作：

1. 将 MUX EN 引脚置为无效。
2. 增加通道号（达到最大通道号时从头开始循环）。
3. 将所需的输出值写入 DAC。
4. 设置 MUX 通道。
5. 等待足够长的时间直到 DAC 稳定。
6. 使能 MUX。

等待过程通过 `delay_cycles` 函数完成，即使用基准时钟 (32 MHz) 的周期时间。1000 个周期约等于 30 $\mu$ s，足以满足本例需要。

用户可将所需模块功能放在扫描周期代码部分。这部分代码没有明确的标准写法。下面示例给出了将不同静态值写入不同通道的代码。`test_dacval` 写入 `test_ch`，`other_dacval` 写入其他通道。

```

#define max_ch 8 // maximum channels to sweep upon
#define max_ch_limit max_ch+1
#define test_ch 2 // set to the desired channel
static int8_t channel=0;
static int16_t dacval=0;
#define test_dacval 0x0000 //set to the desired dacval
#define other_dacval 0xFFFF //set to the desired dacval

#pragma vector=TIMER0_A0_VECTOR
__interrupt void CCR0_ISR (void)
{
    P1OUT &= ~GPIO_PIN0;
    channel++;
    if (channel>=max_ch_limit) channel=1;
    if (channel==test_ch) dacval=test_dacval; else dacval=other_dacval;
    DAC8760_WriteReg (dacval, DAC8760_WRITE_DATA_REGISTER);
    MUX_SET(channel);
    __delay_cycles(1000);
    P1OUT |= GPIO_PIN0;
}
    
```

由于仅使用 TIMER0\_A0 中断，因此最好将未使用的中断与 `no_operation` 关联，如下面代码所示。

```

#pragma vector=USCI_A0_VECTOR
#pragma vector=USCI_B0_VECTOR
... // fill in all unused interrupts
__interrupt void UNUSED_HWI_ISR (void)
{
    __no_operation();
}
    
```

图 22 和图 23 显示了控制信号 (MUX\_EN、Latch 和 SPI CLK) 随时间的变化以及 750 $\mu$ s 通道时隙的各个组成部分。这里只展示 DATA 寄存器写操作。如果写入范围设置或校准数据, 则应延长定时部分并缩短 260 $\mu$ s 的 S&H 部分。

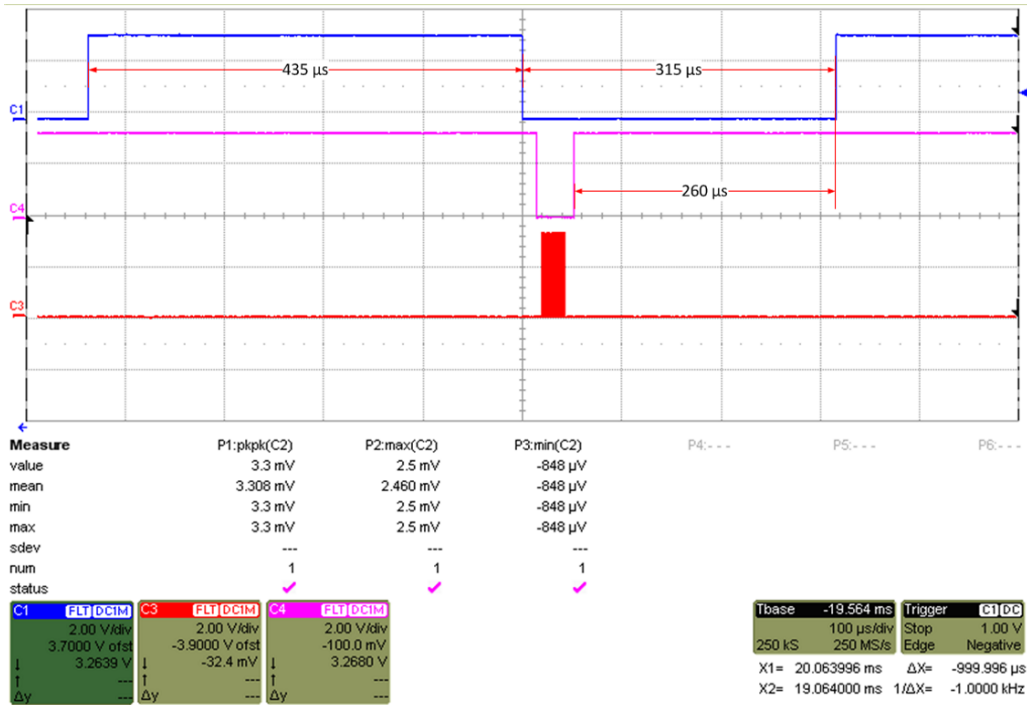


图 22. 单个通道更新周期。C1: MUX\_EN, C4: LATCH, C3: SPI\_CLK

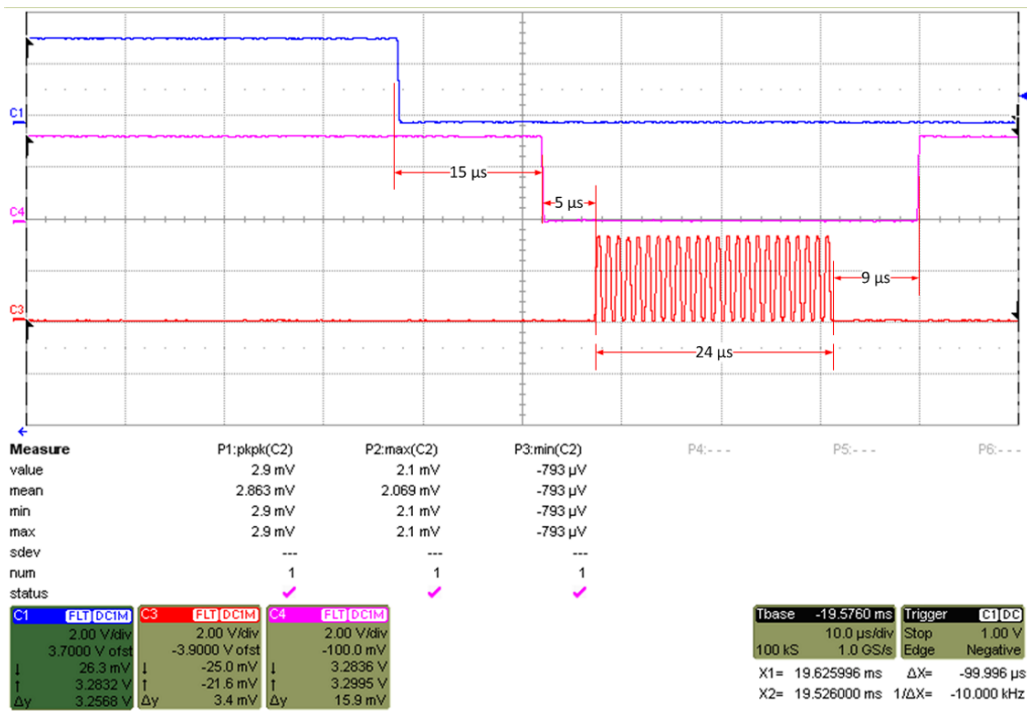


图 23. DAC 数据寄存器更新 (放大后)

## 7.8 电流输出通道

电流输出要求为 0-20mA 或 4-20mA。由于电压到电流转换阶段的增益为 5 mA/V，为了获得最佳分辨率（如 4.5 节 所讨论），输出范围应设为 0 到 5V；对于 4mA 到 20mA 的电流范围，输出应限制在 0.8V 到 4V。

```
DAC8760_Setup((DAC8760_RANGE_0V_5V + DAC8760_OUTEN),0,0,0);
```

可以定义转换函数将电流转换为 DAC 编码。0V 的编码是 0x0000，0.8V 的编码是 0x28F5，4V 的编码是 0xC000，5V 的编码是 0xFFFF。

超限可以通过直接向 DAC 数据寄存器中写入大于 0xC000 的值实现。



## 8 测试装置和过程

为了测量 TIDA-00670 参考设计的性能，需通过 Agilent E3631A 电源为模块提供  $\pm 15V$  供电。通过使用 Code Composer Studio™ v6.0 编程的 MSP430FR4133 LaunchPad 进行控制管理。动态测量通过使用 LeCroy Wavesurfer 454 数字示波器来完成，高精度测量通过使用 HP34401A 数字万用表来完成。

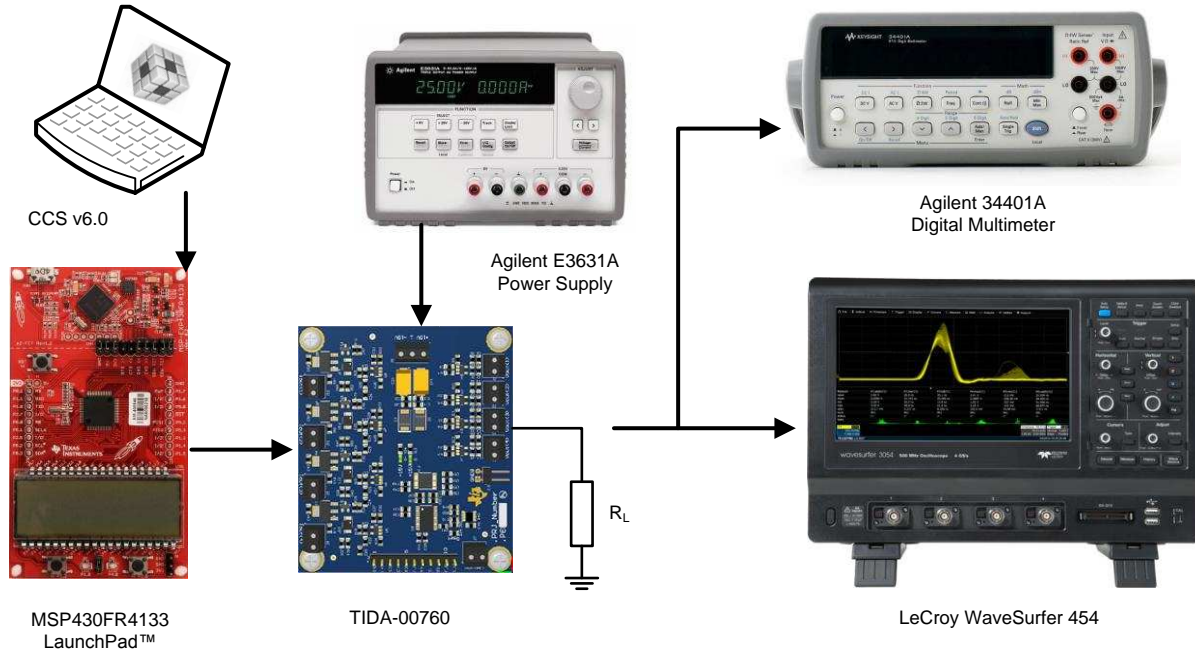


图 24. TIDA-00760 测试装置

模块测试包括：

- 功能测试：此测试通过测试不同的 DAC 范围、动态 DAC 变化和 MUX 通道变化来保证设计的基本功能。
- 分辨率和单调性：此测试保证 DAC 传递函数在整个输出范围内的单调性。在此测试中，将记录最小和最大输出值。MUX 通道是固定且静态的，DAC 输出在整个范围或部分范围内斜升。

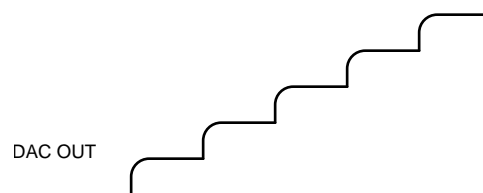


图 25. 模块单调性测试

- 静态输出的精度（各输出的精度值相同）：此测试在对所有通道使用相同输出值的情况下扫描 MUX 通道，并测量通道的精度。此测试不涉及 DAC 输出和采样电路的稳定时间，仅显示保持电容的漂移和 MUX 开关的回馈噪声。

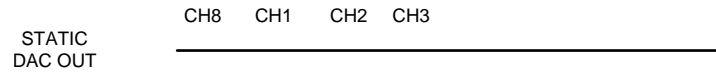


图 26. 静态输出测试下的 DAC 输出

- 通道间误差：检查不同通道的输出，并比较误差以得到通道不匹配度。
  - 不同输出值：扫描静态 DAC 输出；记录下不同输出值的通道误差。
  - 不同 DAC 范围：针对不同的 DAC 范围执行之前的误差测量。通常情况下，DAC 范围越大，误差和不匹配度越高。
- 静态输出精度（各输出的精度值不同）：在此测量中，所有的通道都是静态的；不过被测通道与其他所有通道都不同。这里展示了 DAC 稳定的性能。图 27 显示了两种选定 CH1 值的情况。这两种情况之间的差值为 DAC 满量程。被测通道和其他通道的实际值对精度的影响可通过更改这些值来测得。

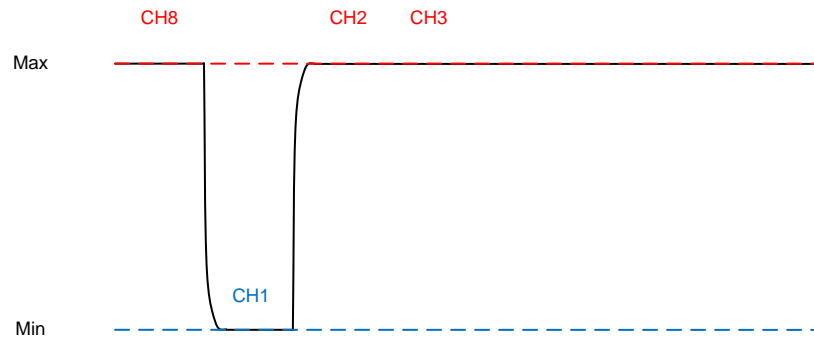


图 27. 输出测试下的 DAC 输出（通道 1 与其他通道都不同）

- 满量程摆幅输出的稳定时间：在此测试中，被测通道的输出值发生 DAC 满量程切换，其余所有通道的输出值均为静态值。这表明 S&H 电路能够处理通道电压输出的满量程变化。该测试中也测量稳定时间。

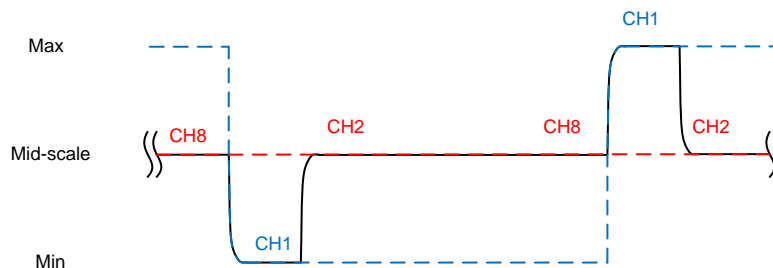


图 28. 满量程摆幅输出测试下的 DAC 输出

- 邻近通道对静态输出的串扰：在此测量中，除了被测通道是静态的之外，其余所有通道都在 DAC 输出的最小值和最大值之间切换。这表明串扰对 MUX 隔离和残留电荷以及采样电路和 DAC 输出稳定性能都有影响。

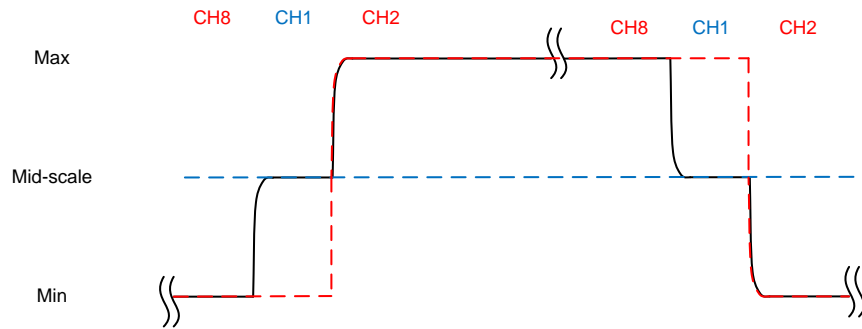


图 29. 串扰输出测试下的 DAC 输出

## 9 测试结果

### 9.1 单调性

第一个基本测试使用选定的静态通道检查 DAC 的单调性和线性度。测试结果显示了静态 DAC 和 S&H 缓冲器的性能，不包括 MUX 动态切换。

DAC 输入编码在 0x0000 和 0xFFFF 之间变化以覆盖满量程范围。图 30 显示了电压输出的变化，而图 31 显示了电流输出（负载为 500Ω）在 0x0000 到 0xC000 范围内（约等于 0 到 20mA）的变化。

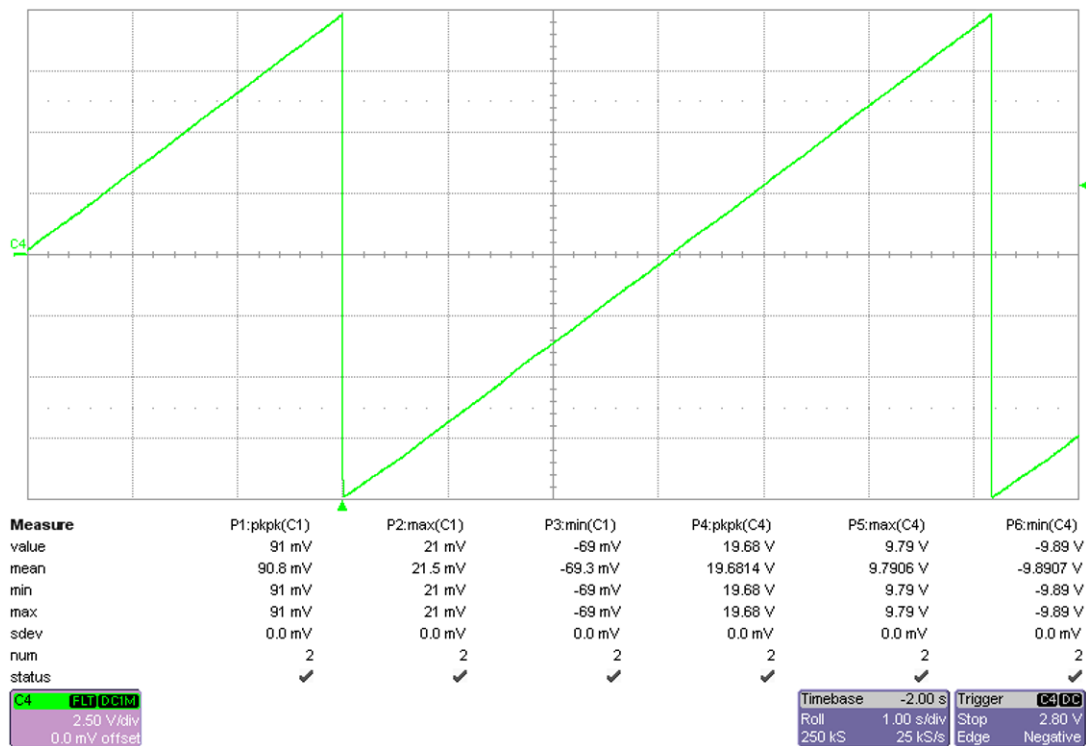


图 30. 单调性检查（电压输出）

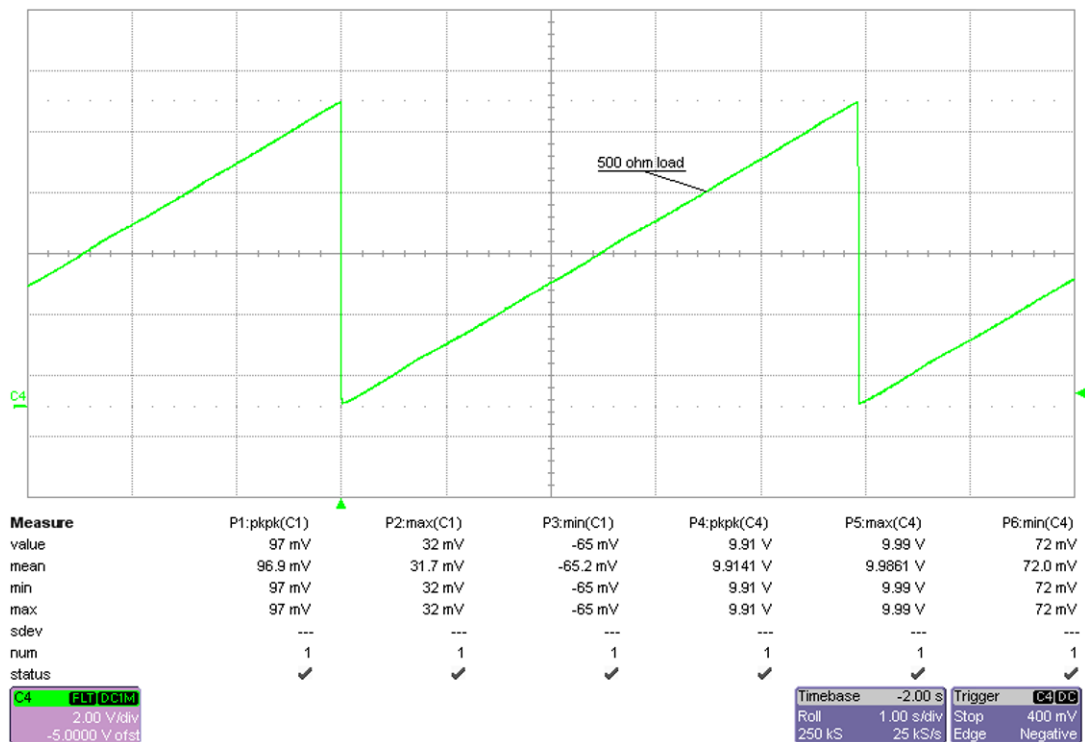


图 31. 单调性检查（电流输出）

在此范围内，示波器的精度不足以保证测得准确的最小值和最大值。下文将介绍如何更为精确地测得最小输出值和最大输出值。

## 9.2 静态输出精度

在此测试中，将分别采用以下两种条件，以 6ms/8 通道的目标速度对 MUX 通道进行扫描。

1. 所有通道都设置为相同的 DAC 输出值。
2. 被测通道设为 FS 范围内的最大值，其他通道设为满量程范围内的最小值。

此测试揭示了 S&H 电路泄漏的影响，不包括 S&H 的动态性能。第一个条件仅涉及保持电容电压的漂移，不包括 DAC 的稳定时间；而第二个条件引入了 MUX 开关回馈噪声和 DAC 稳定时间对性能的影响。这两种情况下的性能几乎没有差别。图 32 分别显示了输入 FS 最小值，FS 最大值和零编码时的静态输出波形。请注意，这里测得的噪声主要是示波器的噪声。从图中可以看到，切换通道时未出现尖峰或噪声。

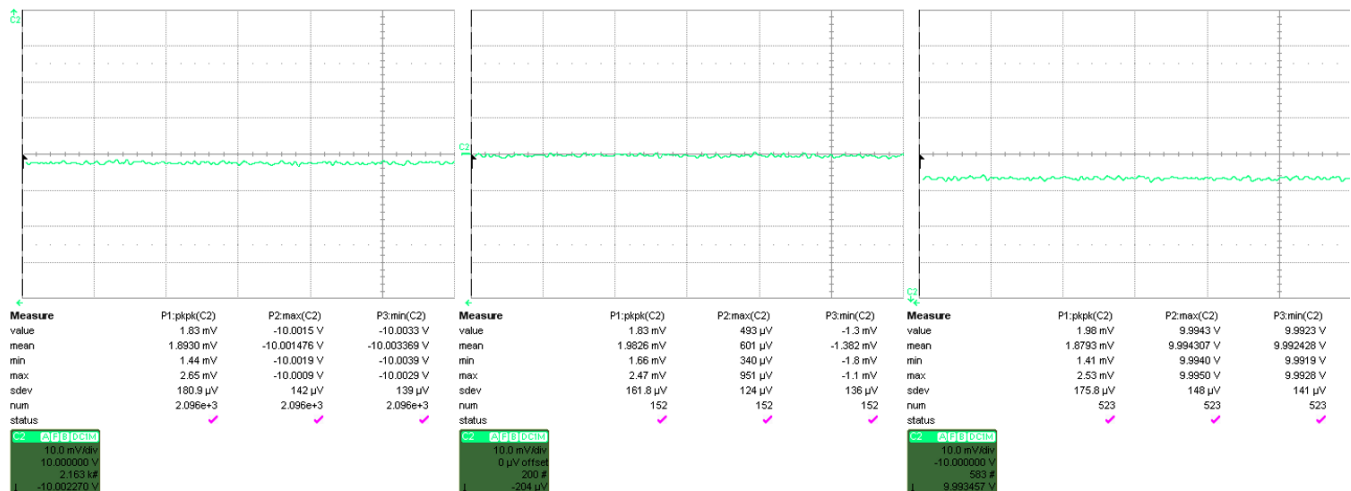


图 32. 各范围限制条件下的静态输出电压

数字万用表测得的精确结果如下：

表 8. 25°C 时 -10V 至 10V 的电压输出值

DAC 编码	理想值 (V)	测量值	误差 (mV)	误差 %
0x0000	-10	-10.003V	-3	-0.015
0x6666	-2	-2.0013V	-1.3	-0.0065
0x8000	0	-0.692mV	-0.692	-0.0034
0xB000	3.7527	3.7503V	-2.4	-0.012
0xFFFF	10	10.0013V	4.3	0.0065

表 9. 25°C 时 0 至 25mA 的电流输出值 (500Ω 电阻)

DAC 编码	理想值 (mA)	理想值 (V)	测量值 (m)	误差 (mV)	误差 % (20mA 范围)
0x0000	0	0	-0.504	-0.504	0.00504
0x6666	10	5	5.0047	4.7	0.047
0xB000	17.18	8.5938	8.6042	10.4	0.104
0xCCCC	20	10	10.0127	12.7	0.127
0xFFFF	25	12.5	12.515	15	

另外，也对通道间误差进行了测量；示例测量结果表明，通道 2 和其他通道之间的误差可以忽略不计。由于所有通道都是一样的，因此这不属于系统误差，而不过仅仅是部件间的差异和不同通道电路之间的无源部件容差。

表 10. 通道间误差 (电压)

通道	理想值	测量误差 (mV)	误差 %
2 与 1	0	0.04	0.0002
2 与 3	0	0.16	0.0008
2 与 4	0	0.14	0.0007

通过使用温控范围在  $-35^{\circ}\text{C}$  到  $85^{\circ}\text{C}$  的温度箱，测试了不同温度下的精度。

表 11.  $-35^{\circ}\text{C}$  时  $-10\text{V}$  至  $10\text{V}$  的电压输出值

DAC 编码	理想值 (V)	测量值	误差 (mV)	误差 %
0x0000	-10	-10.001V	-1.000	-0.00500
0x8000	0	-0.250mV	-0.250	-0.00125
0xFFFF	10	10.0008V	0.800	0.00400

表 12.  $85^{\circ}\text{C}$  时  $-10\text{V}$  至  $10\text{V}$  的电压输出值

DAC 编码	理想值 (V)	测量值	误差 (mV)	误差 %
0x0000	-10	-9.9952V	4.8	0.0240
0x8000	0	3.9mV	3.9	0.0195
0xFFFF	10	10.0045V	4.5	0.0225

### 9.3 稳定时间

输出稳定时间是输出负载电容的函数。在  $100\Omega$  RC 输出电阻、 $200\text{nF}$  负载电容、没有阻抗负载的情况下，满量程 ( $-10\text{V}$  至  $10\text{V}$ ) 正向阶跃稳定时间不到  $200\mu\text{s}$  (如图 33 所示)，负向阶跃稳定时间不到  $160\mu\text{s}$  (如图 34 所示)。这些图片还显示了因电荷共享而接通 MUX 时 DAC 输出的变化。这不会对稳定时间造成很大影响。在整个温度范围内测得的稳定时间在  $200\mu\text{s}$  以内。

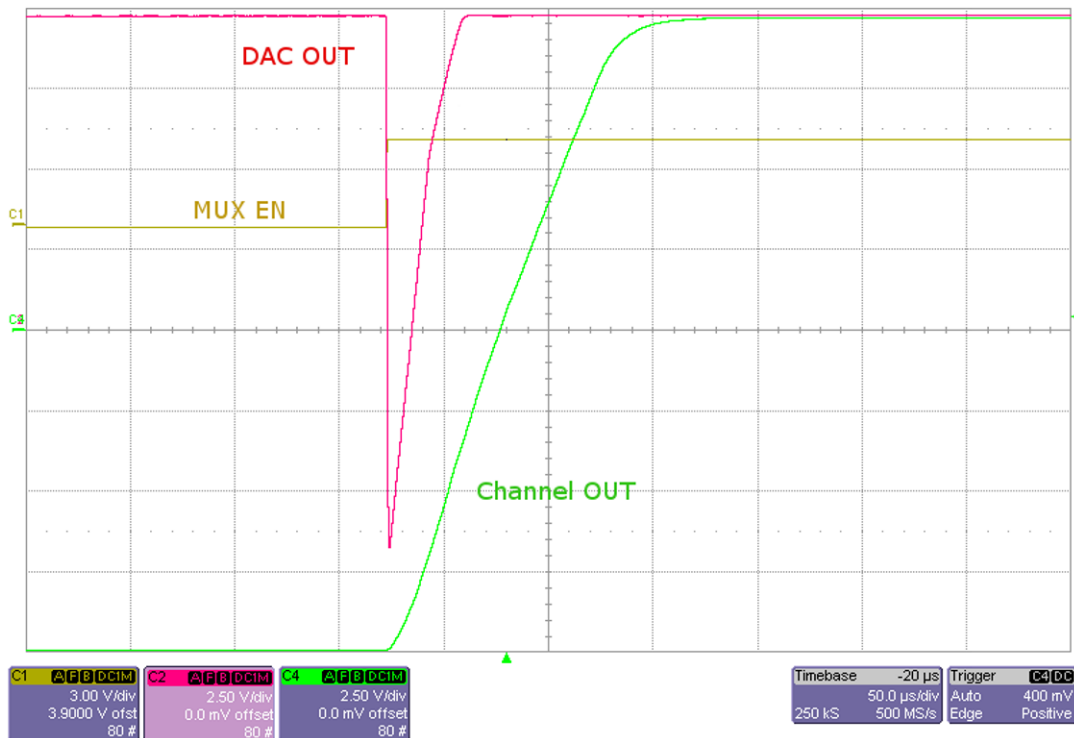


图 33. 正向阶跃输出上升时间

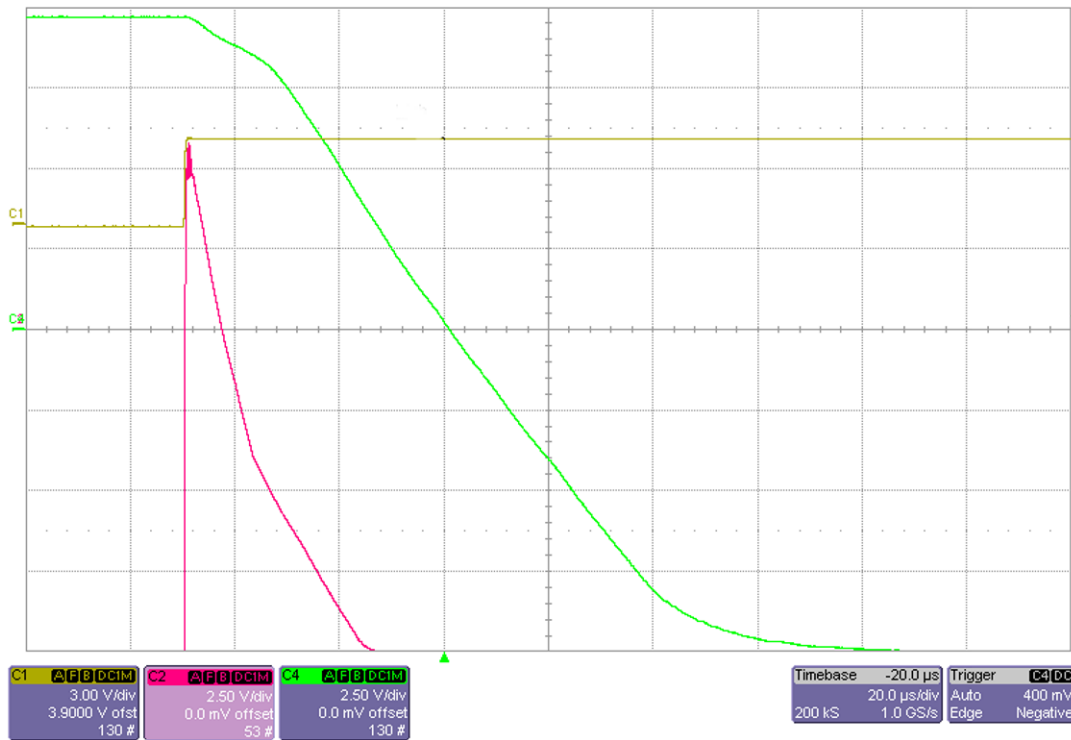


图 34. 负向阶跃输出稳定时间

DAC 的稳定时间更短；从图 35 和图 36 中可以看出，正向阶跃和负向阶跃的测量结果都在 120 $\mu$ s 以内。根据 6.2 节的预测，通常可在 50 $\mu$ s 内达到稳定。

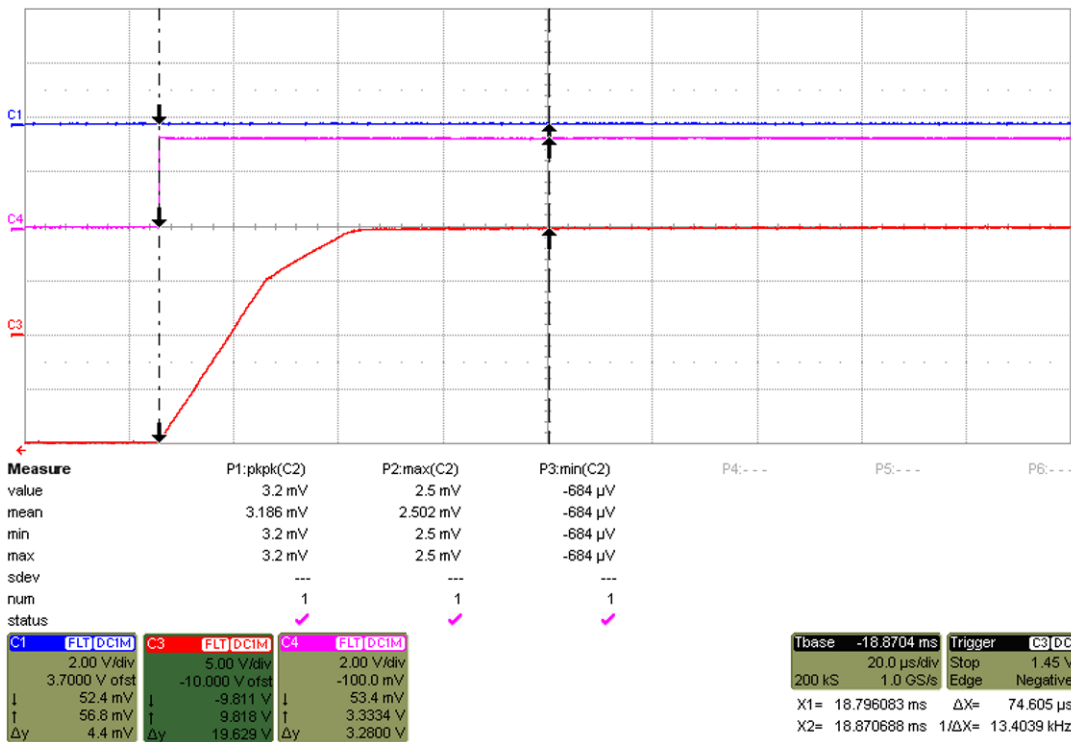


图 35. DAC 正向阶跃稳定时间



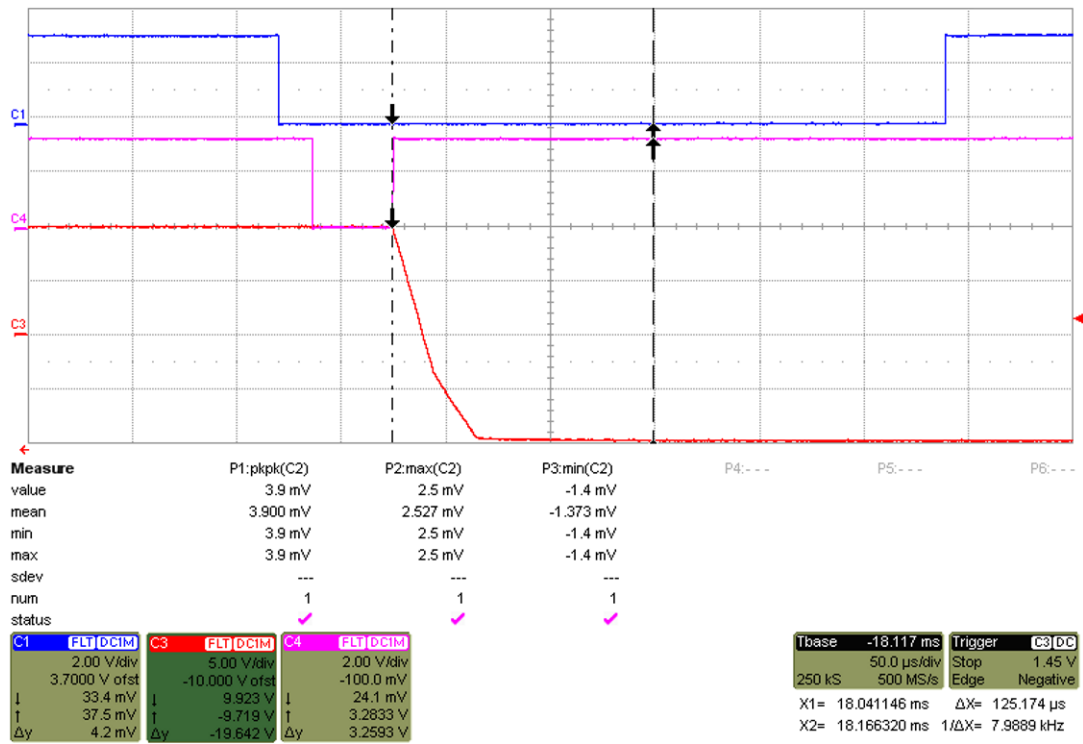


图 36. DAC 负向阶跃稳定时间

图 37 显示了动态测试结果，即单条通道输出电压的满量程摆幅。

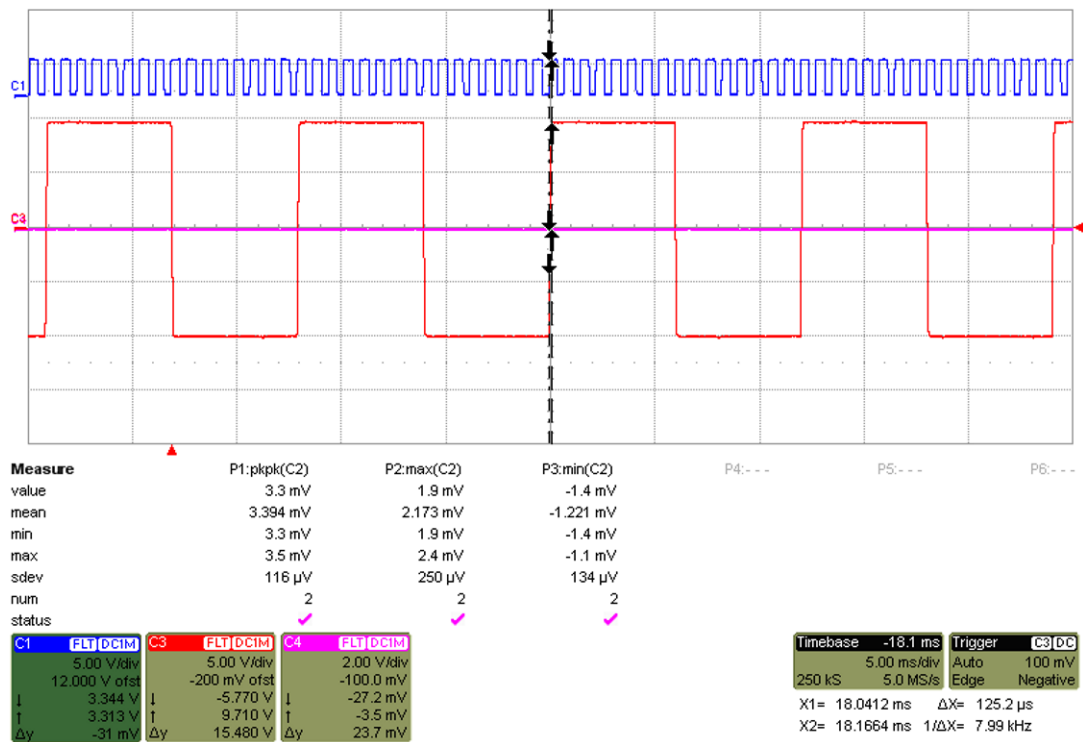


图 37. 满量程摆幅下的电压输出

## 9.4 保持电容的压降率

由于在 5.5ms 的保持时间内输出变化很小，示波器上几乎看不到任何变化。为了能看到由于泄漏带来的变化，保持时间延长到了 440ms。测得的压降率为  $20\text{mV} / 440\text{ms} = 45\text{mV/s}$ 。这意味着，5.5ms 通道时隙中的压降约为  $250\mu\text{V}$ 。测量结果显示，此数值不会随输出电压的变化而变化。此数值远低于 14 位 0 到 5V 范围（电流输出）的  $1\text{LSB} = 300\mu\text{V}$  和 15 位 -10V 到 10V 范围（电压输出）的  $1\text{LSB} = 600\mu\text{V}$ 。

测量结果显示，85°C 温度下的压降较低，这归结于保持电容的泄漏特性。温度较高时，电容和运放输入中的正向泄漏电流也会随之增大，这在某种程度上对来自 MUX 悬空输出的较高负向泄漏电流进行了补偿。这就是使用这种 S&H 电路带来的好处。

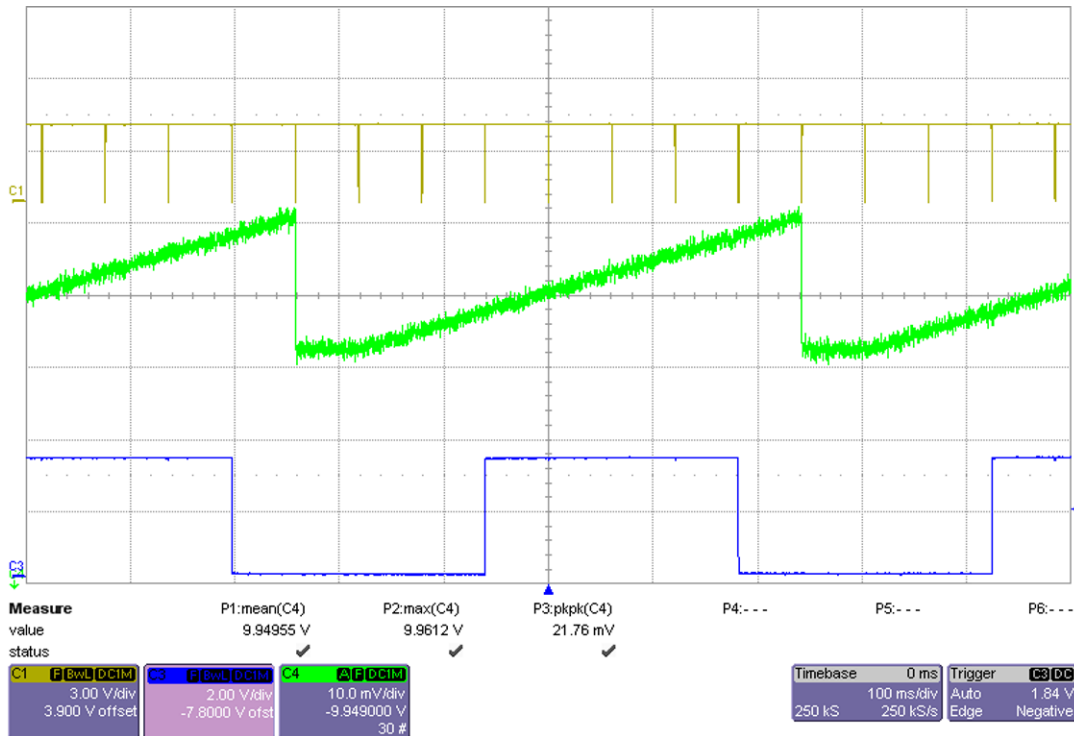


图 38. 25°C 时的压降率（延长保持时间后）

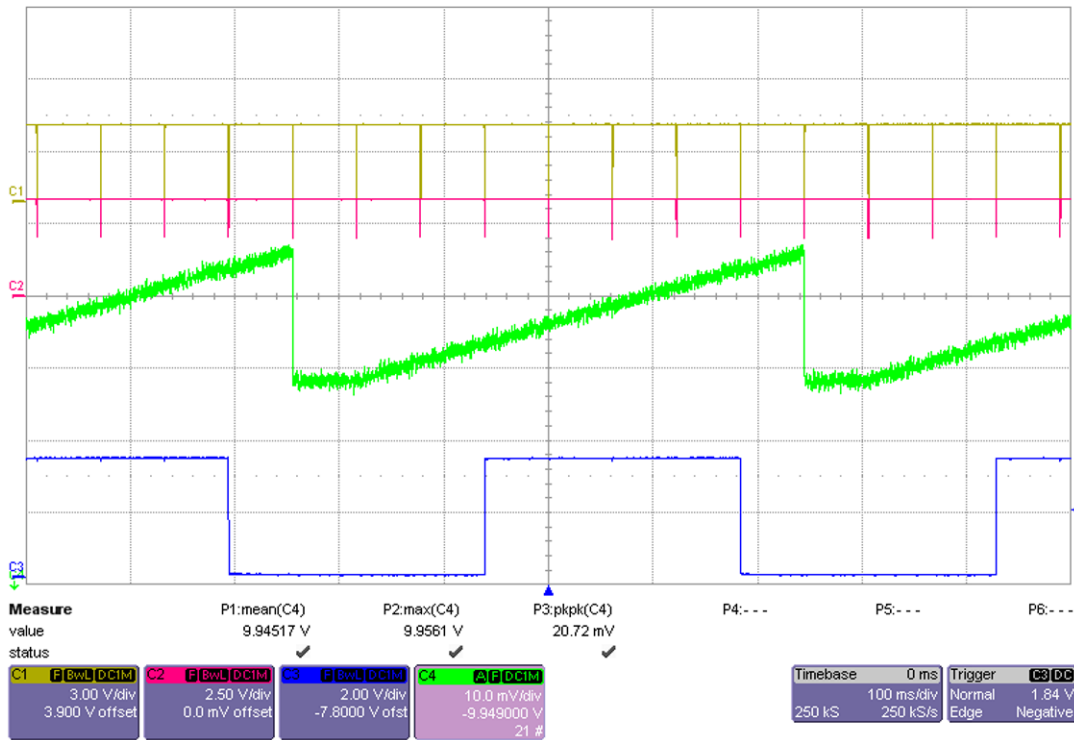


图 39. -35°C 时的压降率

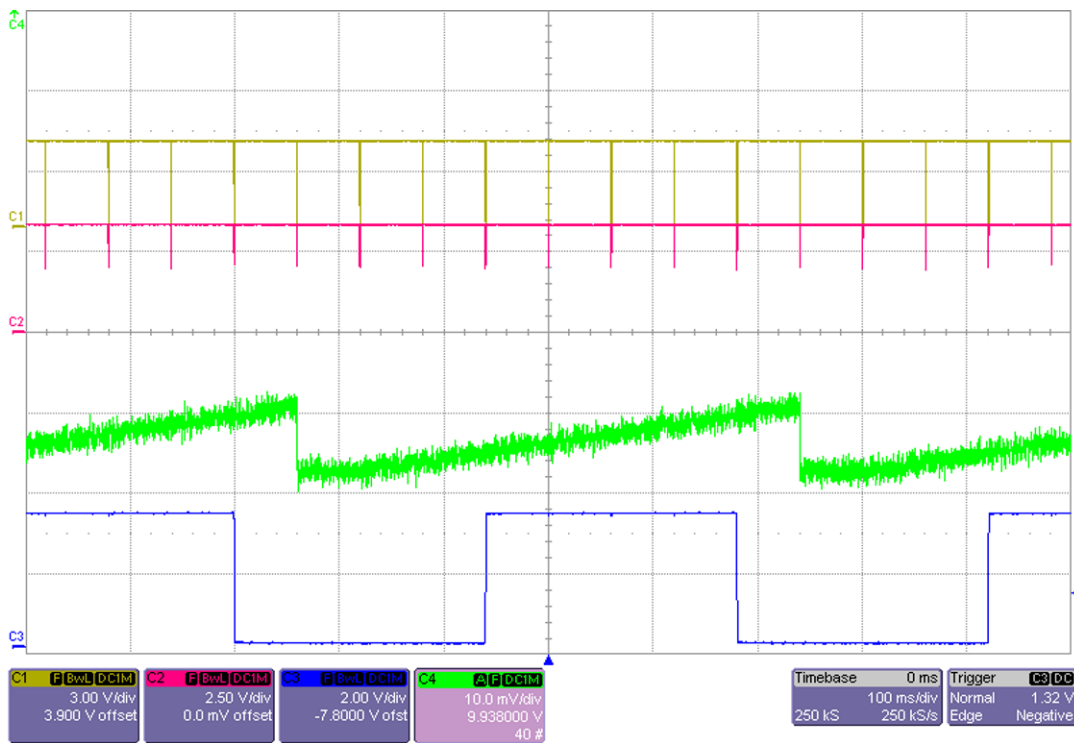


图 40. 85°C 时的压降率

## 9.5 串扰

串扰测量结果显示，邻近通道发生满量程切换时对静态输出平均值的影响很小。表 13 比较了以下两种情况下

-10V 到 10V 范围内的 0V 输出测量结果：一种情况是邻近通道同样在 0V 电平处于静态；另一种情况是邻近通道发生  $\pm 10V$  切换。测量值几乎不受影响。

表 13. 串扰对静态输出的影响

0x8000 输入	平均值 ( $\mu V$ )	最小值 ( $\mu V$ )	最大值 ( $\mu V$ )	标准差 ( $\mu V$ )
无串扰	-255	-300	-211	15
有串扰	-237	-290	-180	15

从图 41 中可以看出，静态通道输出上几乎没有因为邻近通道切换而出现尖峰。示波器在每个大约  $100\mu s$  的短时间段内的测量结果为  $\pm 3.5mV$  左右。不要忽略由于示波器精度的原因而产生的误差。 $-85dB$  的 MUX 通道间隔离会在转换过程中产生  $\pm 1.2mV$  左右的尖峰。对于任何依赖电压输出平均值的过程或传感器来说，这些短时间的尖峰可以忽略不计，这一点在表 13 中可以得到证实。

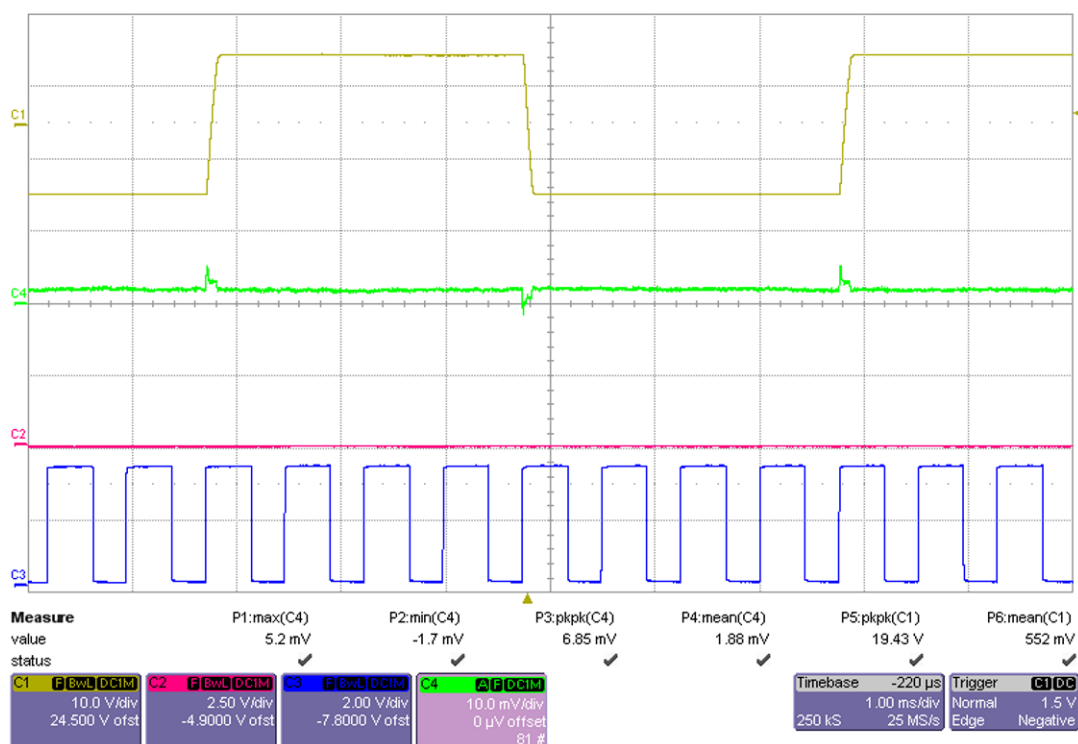


图 41. 受邻近切换通道影响的静态通道的波形

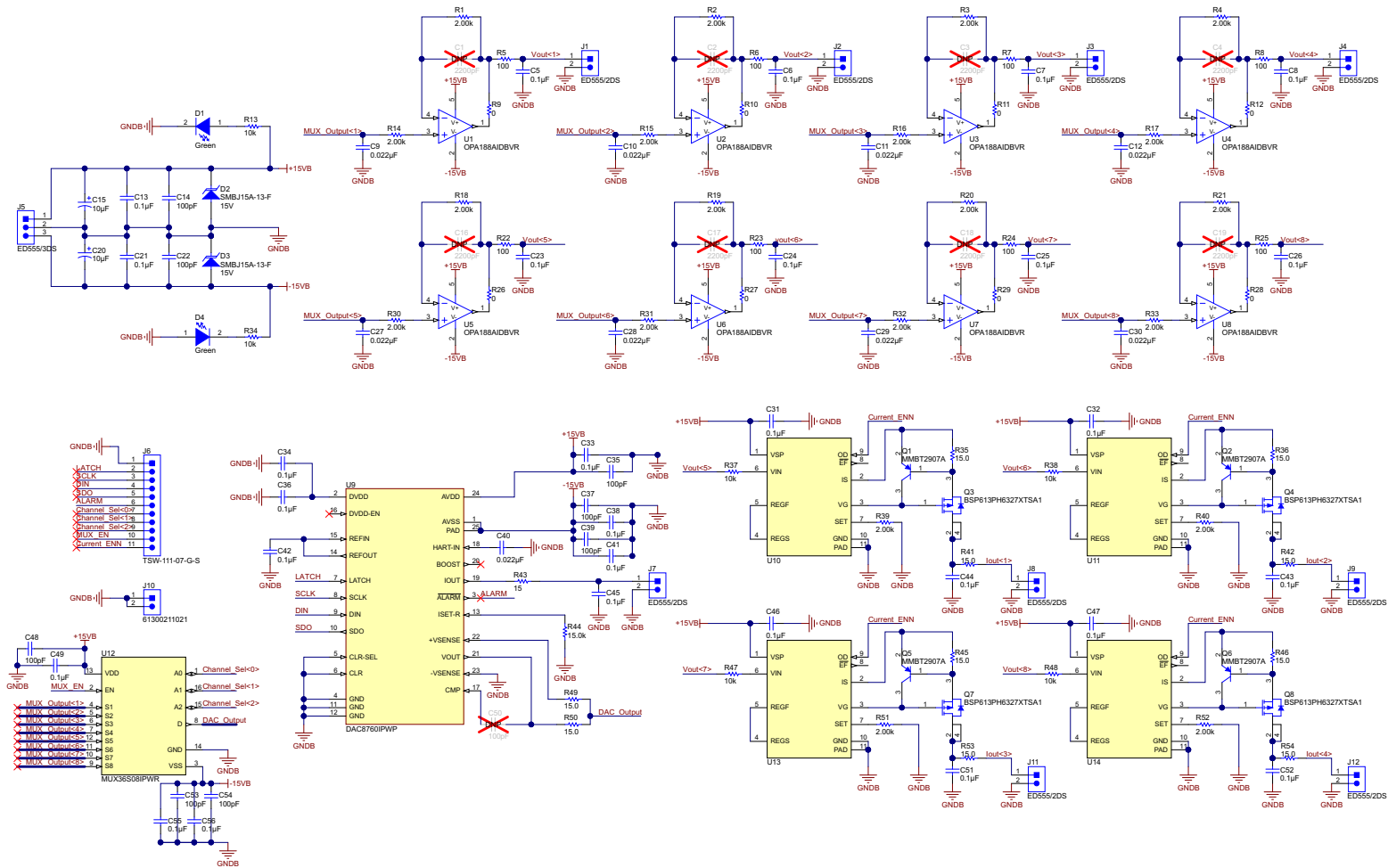
## 9.6 功耗

在所有电流转换器接通、没有任何负载、扫描周期为  $8ms$  的情况下，电源电压为  $15V$  时模块的电流消耗为  $17mA$ ，电源电压为  $-15V$  时模块的电流消耗为  $8mA$ 。因此， $15V$  电压下的总电流为  $25mA$ ，对应的功耗为  $375mW$ 。对于满载模块，每个电流输出（每条通道最大  $20mA$ ）和电压输出（每条通道最大  $10V / 2k\Omega = 5mA$ ）都将计算在内。

## 10 设计文件

### 10.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 TIDA-00760 的设计文件。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 42. TIDA-00760 原理图

## 10.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM), 请参见 [TIDA-00760](#) 的设计文件。

表 14. BOM

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
1	C5, C6, C7, C8, C13, C21, C23, C24, C25, C26, C31, C32, C33, C34, C36, C38, C41, C42, C43, C44, C45, C46, C47, C49, C51, C52, C55, C56	28	0.1 $\mu$ F	GRM188R71H104KA93D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 0.1 $\mu$ F, 50V, +/-10%, X7R, 0603	0603
2	IPC81	1		TIDA-00760	任意制造商	印刷电路板	
3	H5, H6, H7, H8	4		1902C	启斯东 (Keystone)	六角螺柱, 0.5"L #4-40, 尼龙	螺柱
4	J1, J2, J3, J4, J7, J8, J9, J11, J12	9		ED555/2DS	On-Shore Technology	引脚块, 6A, 3.5mm 间距, 2-Pos, TH	7.0x8.2x6.5mm
5	J5	1		ED555/3DS	岸上科技 (On-Shore Technology)	引脚块, 6A, 3.5mm 间距, 3-Pos, TH	10.5mm x 8.2mm x 6.5mm
6	D2, D3	2	15V	SMBJ15A-13-F	Diodes Inc.	二极管, TVS, 单向, 15V, 600W, SMB	SMB
7	D1, D4	2	绿色	LTST-C190KGKT	Lite-On	LED, 绿光, SMD	1.6x0.8x0.8mm
8	C15, C20	2	10 $\mu$ F	293D106X9050E2TE3	威世斯普拉格 (Vishay-Sprague)	电容, 钽, 10 $\mu$ F, 50V, +/-10%, 0.8 $\Omega$ , SMD	7343-43
9	H1, H2, H3, H4	4		NY PMS 440 0025 PH	BandF 紧固件供应商	机械螺钉, 圆头, #4-40 x 1/4, 尼龙, Philips 盘形头	螺钉
10	C40	1	0.022 $\mu$ F	C1608X7R1H223K	TDK	电容, 陶瓷, 0.022 $\mu$ F, 50V, +/-10%, X7R, 0603	0603
11	C9, C10, C11, C12, C27, C28, C29, C30	8	0.022 $\mu$ F	C0603X223K5RACTU	基美 (Kemet)	电容, 陶瓷, 0.022 $\mu$ F, 50V, +/-10%, X7R, 0603	0603
12	C14, C22, C35, C37, C39, C48, C53, C54	8	100pF	06035A101JAT2A	AVX	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	0603
13	J6	1		TSW-111-07-G-S	申泰 (Samtec)	插头, 100mil, 11x1, 金, TH	11x1 插头
14	J10	1		61300211021	伍尔特电子 (Würth Elektronik)	插头, 2.54mm, 2x1, 金, R/A, TH	插头, 2.54mm, 2x1, R/A, TH

**表 14. BOM (continued)**

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
15	Q1, Q2, Q5, Q6	4	60V	MMBT2907A	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	晶体管, PNP, 60V, 0.8A, SOT-23	SOT-23
16	Q3, Q4, Q7, Q8	4	-60V	BSP613PH6327XTSA1	英飞凌科技 (Infineon Technologies)	MOSFET, P 沟道, -60V, -2.9A, SOT-223	SOT-223
17	R1, R2, R3, R4, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21, R30, R31, R32, R33, R39, R40, R51, R52	20	2.00k	CPF0603B2K0E	TE 互联 (TE Connectivity)	电阻, 2.00kΩ, 0.1%, 0.063W, 0603	0603
18	R5, R6, R7, R8, R22, R23, R24, R25	8	100	CRCW0603100RFKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 100Ω, 1%, 0.1W, 0603	0603
19	R9, R10, R11, R12, R26, R27, R28, R29	8	0	CRCW06030000Z0EA	威世达勒	电阻, 0, 5%, 0.1W, 0603	0603
20	R13, R34, R37, R38, R47, R48	6	10k	CRCW060310K0JNEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 10kΩ, 5%, 0.1W, 0603	0603
21	R35, R36, R41, R42, R45, R46, R49, R50, R53, R54	10	15.0	CRCW060315R0FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 15.0, 1%, 0.1W, 0603	0603
22	R43	1	15	RPC2512JT15R0	Stackpole Electronics.	电阻 15Ω 1W 5% 2512	2512
23	R44	1	15.0k	RT0603BRD0715KL	国巨 (Yageo America)	电阻, 15.0kΩ, 0.1%, 0.1W, 0603	0603
24	U1, U2, U3, U4, U5, U6, U7, U8	8		OPA188AIDBVR	德州仪器 (TI)	高精度、低噪声、轨到轨输出、36V、零漂移运算放大器, DBV0005A	DBV0005A
25	U9	1		DAC8760IPWP	德州仪器 (TI)	适用于 4-20mA 电流回路的单通道 16 位可编程电路输出和电压输出数模转换器应用, PWP0024J	PWP0024J
26	U10, U11, U13, U14	4		XTR111AIDGQT	德州仪器 (TI)	精密电压至电流转换器/发送器, DGQ0010D	DGQ0010D
27	U12	1		MUX36S08IPWR	德州仪器 (TI)	具有故障保护的 8 通道单端多路复用器, PW0016A	PW0016A

**表 14. BOM (continued)**

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
28	C1, C2, C3, C4, C16, C17, C18, C19	0	2200pF	GRM1885C1H222JA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 2200pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	0603
29	C50	0	100pF	06035A101JAT2A	AVX	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	0603
30	FID1、FID2、FID3	0		不可用	不可用	基准标记。没有需要购买或安装的元件。	不适用



### 10.3 Altium 项目

要下载 Altium 项目的文件，请参见 [TIDA-00760](#) 的设计文件。

### 10.4 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00760](#) 的设计文件。

### 10.5 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00760](#) 的设计文件。

## 11 参考资料

1. 德州仪器 (TI) TIDA-00118 设计指南 《适用于可编程逻辑控制器 (PLC) 的 16 位模拟输出模块参考设计》 (文献编号: [TIDU189](#))
2. 德州仪器 (TI) TIDA-00231 设计指南, 《适用于具有输出通道保护的可编程逻辑控制器模拟输出模块的自适应电源》 (文献编号: [TIDU709](#))
3. 德州仪器 (TI) TIPD190 设计指南 《通过 EMC/EMI 测试的双线制 4-20mA 发送器参考设计》 (文献编号: [TIDUA07](#))
4. 德州仪器 (TI) TIDA-00123 设计指南 《采用 Tiva C 系列 ARM® Cortex™-M4 MCU 的可编程逻辑控制器 (PLC) I/O 模块前端控制器》 (文献编号: [TIDU191](#))
5. 德州仪器 (TI) TIPD155 设计指南 《双通道灌/拉组合电压&电流输出、隔离式、已通过 EMC/EMI 测试的参考设计》 (文献编号: [TIDU434](#))
6. 德州仪器 (TI) TIPD142 设计指南 《实现高精度输出的采样和保持毛刺脉冲降低参考设计》 (文献编号: [TIDU022](#))
7. 德州仪器 (TI) MSP430FR4133 数据表 《MSP430FR413x 混合信号微控制器》 (文献编号: [SLAS865](#))
8. 德州仪器 (TI) MSP430FR4133 用户指南 《MSP430FR4133 LaunchPad™ 开发套件 (MSP-EXP430FR4133)》 (文献编号: [SLAU595](#))
9. 德州仪器 (TI) TINA-TI SPICE 仿真器快速入门指南 《TINA-TI™ 使用入门》 (文献编号: [SBOU052](#))
10. 德州仪器 (TI) 《Code Composer Studio 嵌入式软件 IDE》 ([产品页面](#))

## 12 关于作者

**VITO SHEN** 是德州仪器 (TI) 上海公司 MNC FAE 团队的一名现场应用工程师, 致力于为工业领域的客户提供技术支持。Vito 熟悉多种不同的模拟类产品系列, 能够为工业领域的客户提供最有力的支持。Vito 于 2012 年获得中国上海交通大学电路与系统专业硕士学位。

**AHMED NOEMAN** 是德州仪器德国分公司的系统工程师, 致力于开发适用于工业应用的参考设计 解决方案。Ahmed 在模拟和射频电路设计、AMS 验证、CAD 以及多个领域的应用和系统工程方面有多年的经验, 具体 包括射频收发器, 时钟和 PLL, 存储系统等等。Ahmed 拥有埃及艾因夏姆斯大学的电子工程硕士学位。

## 修订版本 A 历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

<b>Changes from Original (March 2016) to A Revision</b>	<b>Page</b>
• 已更改 自预览页面 .....	1

## 关于 TI 参考设计的重要声明

德州仪器 (“TI”) 公司的参考设计仅供协助设计人员 (“设计人员”) 开发包含 TI 产品的系统。TI 未执行任何测试, 在已发布的文档中针对特定参考设计所专门描述的测试除外。

TI 提供参考设计以及任何其他技术、应用或设计建议、质量特性、可靠性数据或其他信息或服务并不会扩展或更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明, TI 提供此类参考设计或其他信息, 也不会产生任何额外的义务或责任。

TI 保留对其参考设计或其他信息进行更正、增强、改进以及其他更改的权利。

设计人员理解并同意, 设计人员仍要对设计其系统和产品时运用的独立分析、评估和判断负责, 同时全权负责保证其产品的安全性以及其产品 (以及用于设计人员此类产品的所有 TI 产品) 符合适用的所有法律法规以及适用的其他要求。设计人员表示, 对于其应用, 已具备创建或实施相关防护措施所需的所有专业知识, 能够 (1) 预料故障引发的危险后果; (2) 监视故障及其后果; (3) 降低可能引发危害的故障的几率并采用适当的措施。设计人员同意, 在使用或分发包含 TI 产品的任何系统之前, 设计人员应对此类系统进行全面测试, 并按此类 TI 产品在此类系统中的预期用途对 TI 产品的功能进行全面测试。设计人员不可将任何 TI 产品用于关乎性命的医疗设备, 除非已由各方获得授权的管理人员签署专门的合同对此类应用专门作出规定。关乎性命的医疗设备是指出现故障会导致严重身体伤害或死亡的医疗设备 (例如生命保障设备、心脏起搏器、心脏除颤器、人工心脏泵、神经刺激器以及植入设备)。此类设备包括但不限于, 美国食品药品监督管理局认定为 III 类设备的设备, 以及在美国以外的其他国家或地区认定为同等类别设备的所有医疗设备。

设计人员仅在开发包含 TI 参考设计中确定的 TI 产品的最终产品时, 才有权使用、复制及修改独立的 TI 参考设计。然而, 不会明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式授予其他任何 TI 知识产权的许可, 也不会授予 TI 或其他任何第三方的任何技术或知识产权的许可, 包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何组合设备、机器或流程相关的其他知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息不能构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用参考设计或前述的其他信息可能需要获得第三方专利权或其他知识产权的许可, 或 TI 的专利权或 TI 其他知识产权的许可。

TI 参考设计及其他前述信息均按“原样”提供, 并且可能包含错误。对于参考设计或参考设计的使用, TI 拒绝作出任何明示或暗示的担保或保证, 包括但不限于对准确性或完整性、所有权、任何常见故障担保以及试销性的任何暗示担保、对特定用途的适用性以及不侵犯任何第三方的知识产权进行保证。

对于任何索赔, 包括但不限于任何关于 TI 参考设计中所述产品的任何组合或基于此组合的侵权索赔, TI 不应承担任何责任, 也不应为设计人员提供辩护或赔偿。对于与参考设计或使用参考设计相关或由参考设计或使用参考设计而造成的任何实际、直接、特殊、附带、间接、惩罚性、偶发、从属或惩戒性损害, 不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害, TI 概不负责。

TI 半导体产品标准销售条款 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) 适用于封装的集成电路产品的销售。其他条款可能适用于其他类型 TI 产品及服务的使用或销售。

对于因设计人员不遵从本声明所述条款和内容导致的任何损害、成本、损失和/或债务, 设计人员应承担全部责任, TI 及其代表不承担任何责任。

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 © 2016 德州仪器半导体技术 (上海) 有限公司

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 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, 并有权根据 JESD48 最新标准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 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。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。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件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 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版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中 TI 信息的重要部分, 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。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	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.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/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应用处理器	<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>

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated