

## Design Guide: TIDA-010937

## 具有数字接口的隔离式低延迟高 PWM 抑制霍尔电流检测参考设计



## 说明

此参考设计展示了一种精确的增强型隔离式双向电流检测系统，它使用 TMCS1123 精密霍尔效应电流传感器，在 3.3V 电源下通过高达  $\pm 62A$  的三相逆变器实现可靠的相电流和直流链路电流检测，过流检测时间小于 100ns。过流阈值可配置为满量程输入电流范围的 2.5 倍。具有高速 SPI 的小型 12 位模数转换器或具有高达 21MHz 时钟的  $\Delta$ - $\Sigma$  调制器可提供高抗噪性 3.3V I/O 数字接口。该接口连接到 C2000™ 或 Sitara™ MCU 等主机处理器，方便使用不同的模数转换技术对封装内霍尔传感器进行性能评估。

## 资源

[TIDA-010937](#)

设计文件夹

[TMCS1123](#)

产品文件夹

[AMC1035](#)、[ADS7043](#)、[REF2033](#)

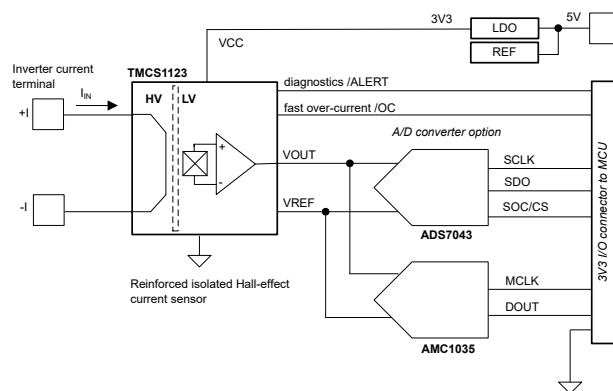
产品文件夹

[LAUNCHXL-F28379D](#)

工具文件夹



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

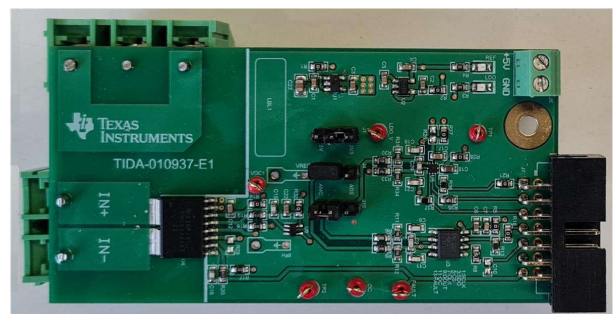


## 特性

- 高线性度、低寿命漂移、低噪声电流传感器可在  $\pm 62A$  的范围内通过调制器和 Sinc3 OSR 64 滤波器实现 9.7 有效位数 (ENOB)
- 具有  $\pm 1300V$  增强型隔离工作电压和集成型过流检测功能的精密霍尔效应电流传感器有助于降低系统成本
- 低导体电阻可更大限度减少功率损耗并降低散热要求
- 超低的模拟传播延迟 (0.6  $\mu s$ ) 有助于实现更快的电流环路和直接扭矩控制
- 不到 100ns 的快速过流响应有助于提高系统可靠性，尤其是在与开关 GaN 和 SiC-FET 逆变器搭配使用时
- 高共模瞬态抗扰度可以抑制 PWM 开关噪声，再加上高外部磁场抑制，有助于提高系统精度和可靠性

## 应用

- 交流逆变器和变频驱动器
- 单轴及多轴伺服驱动器
- 工业与协作机器人
- 直流输入 BLDC 电机驱动器
- 太阳能
- 电动汽车充电基础设施



## 1 系统说明

对于交流逆变器 and 变速驱动器等应用，隔离式电流检测在 110V 至 690V 交流输入三相逆变器中至关重要。许多子系统中都会进行电流检测，例如电机驱动系统的电机相电流、直流链路电流或制动电流，如图 1-1 中所述。精确的相电流检测等会对矢量控制的工业驱动器三相逆变器的性能产生重大影响。通常会测量直流链路电流和制动电流来检测系统故障或误接线而导致的过流或短路事件，而快速响应对于断开相关电源开关并防止进一步损坏至关重要。额外的电流检测对于诊断、监控和预测性维护非常重要，例如通过分析电机电流谐波来检测轴承磨损、估算电机温度或监测输入功率。

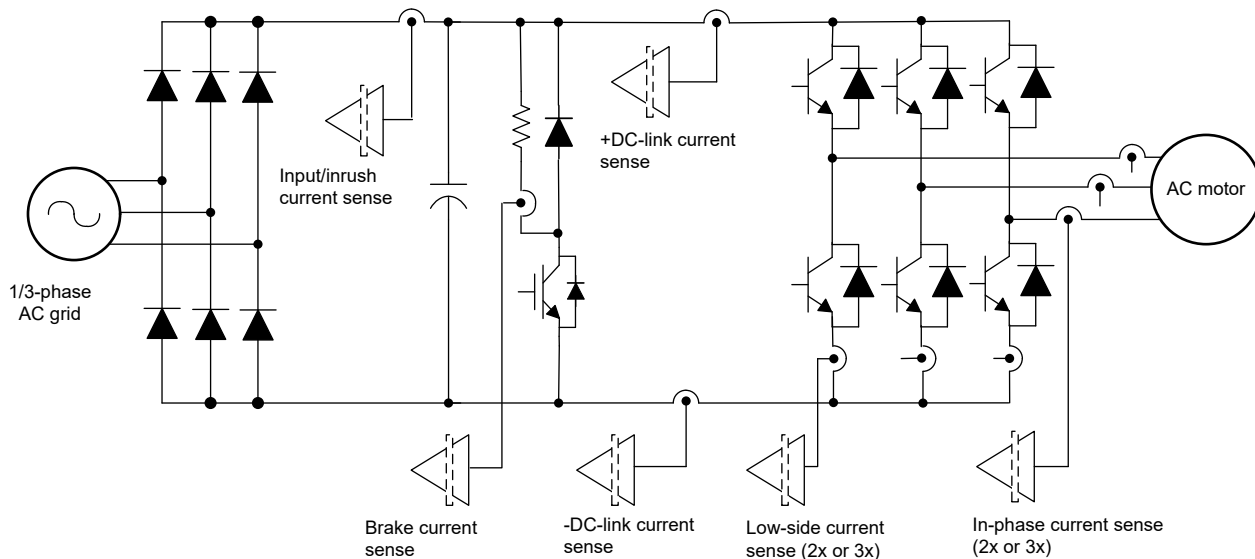


图 1-1. 三相逆变器中的电流检测选项

对于高达 100A 左右的电流范围，通常会使用 TMCS1123 等封装内霍尔效应电流传感器 IC，以及基于分流器的设计（使用 AMC1300 等隔离式放大器或 AMC1306 等隔离式调制器）。

基于直列式分流器的设计提供了高线性度、高精度和超低噪声选项，以使用三相逆变器测量电机电流。然而，这些设计需要高侧浮动电源，这在系统中并不总是可用，并且分流器的功率损耗会限制最大连续电流范围。

封装内霍尔效应电流传感器不需要高侧浮动电源并提供固有隔离。这些传感器具有非常低的导体电阻（例如 TMCS1123 为  $0.67\mu\Omega$ ）以及固有隔离。TMCS1123 等霍尔效应电流传感器通常具有较低的传播延迟，并包含响应速度超快的过流保护功能，因此可提供单芯片模拟电流检测选项。相反，与基于分流器的设计相比，使用霍尔效应传感器时，系统中可实现的信噪比和有效位数通常更低。

在所有需要测量高侧直流链路电流并监测是否存在过流的三相逆变器系统中，TMCS1123 器件不需要以 VDC 电压为基准的额外隔离式高侧电源，也无需分流器。因此，使用该器件可以解决系统成本问题并实现快速过流检测，过流范围高达满量程输入电流范围的 2.5 倍。

在交流逆变器和变速驱动器等应用中，TMCS1123 增强型隔离式封装内霍尔传感器有助于降低相电流检测和过流检测的系统成本。TMCS1123 的超低传播 (600ns) 可实现更高带宽的电流控制算法和更快的扭矩响应，比如直接扭矩控制、迟滞控制和快速电流环路 (FCL)，如图 1-2 所示。快速电流环路 (FCL) 将总电流控制环路延迟降低到原来的三分之一，从而实现带宽更高的闭环电流控制和更短的响应时间。

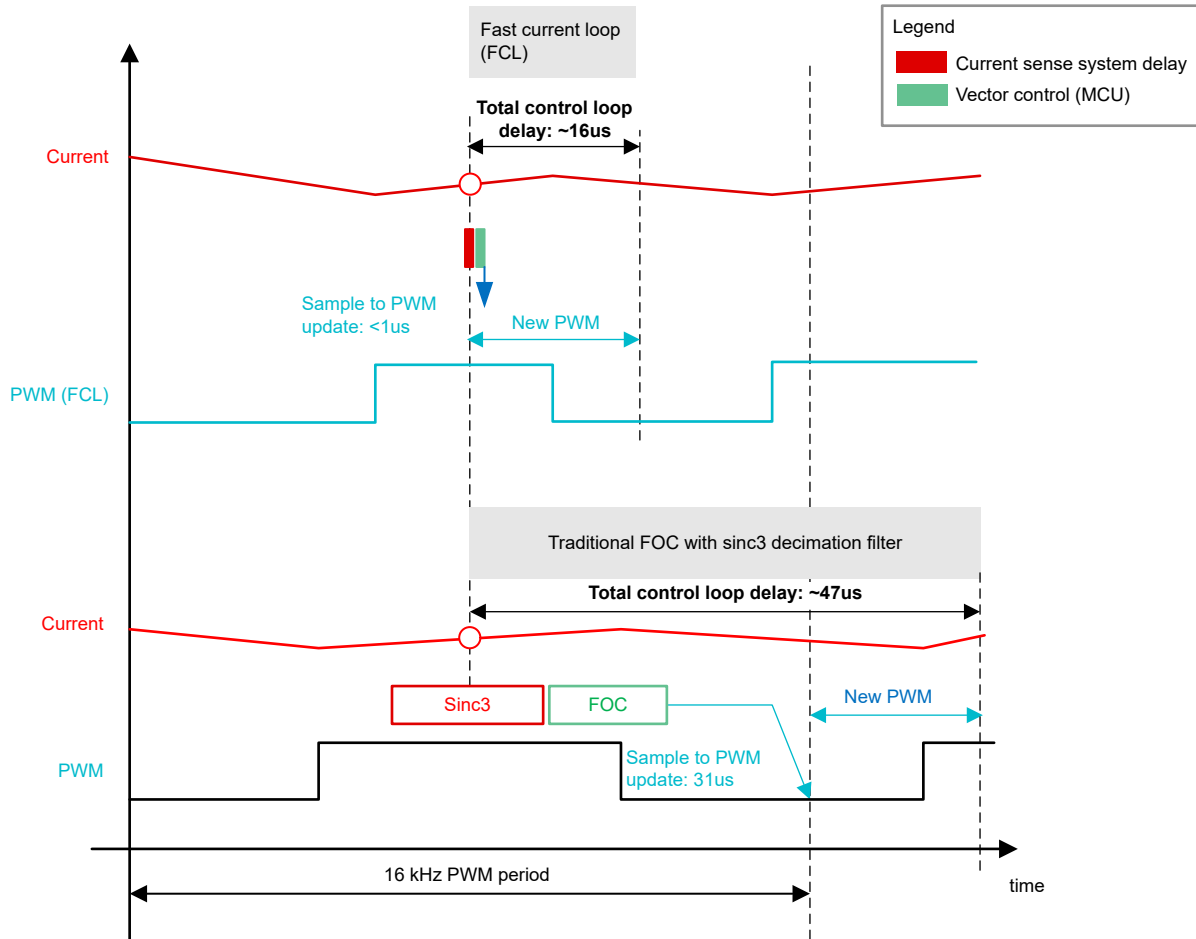


图 1-2. 快速电流环路与采用双 PWM 更新的传统电流环路控制

## 1.1 主要系统规格

参数	规格	注释
满量程输入电流范围 (FSR)	±66A (最大值)	TMCS1123B1, 3.3V
有效位数	9 ENOB (典型值)	TMCS1123B1 和 ADS7043
	9.7 ENOB (典型值)	具有 Sinc3 OSR64 滤波器的 TMCS1123B1 和 AMC1035
传播延迟	0.6μs (典型值)	TMCS1123B1
	1.6μs (典型值)	包括模数转换和串行外设接口 (SPI) 传输 (ADS7043)
	5.5μs (典型值)	包括 Sinc3 OSR64 滤波器 (AMC1035)
OC 阈值	FSR 的 2 倍	可配置为 FSR 的 0 至 2.5 倍
OC 响应时间	100ns (典型值)	
隔离等级	增强	
最大工作电压	±1300V (最大值)	在 320V <sub>DC</sub> 工作电压下进行测试
模数转换器选项	12 位 SAR ADC (ADS7043) 或 Δ-Σ 调制器 (AMC1035)	可通过跳线进行选择
MCU 接口连接器	2 × 10 接头 (2.54mm 间距), 3.3V I/O	
逻辑电源	5V ±10%	
环境温度范围	-40°C 至 125°C	在 25°C 至 85°C 之间进行测试
PCB 尺寸	43.5mm × 86.34mm	1.71 英寸 × 3.4 英寸
PCB 层堆叠	4 层	顶层和底层各有 2oz 铜

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

图 2-1 展示了此参考设计的方框图。

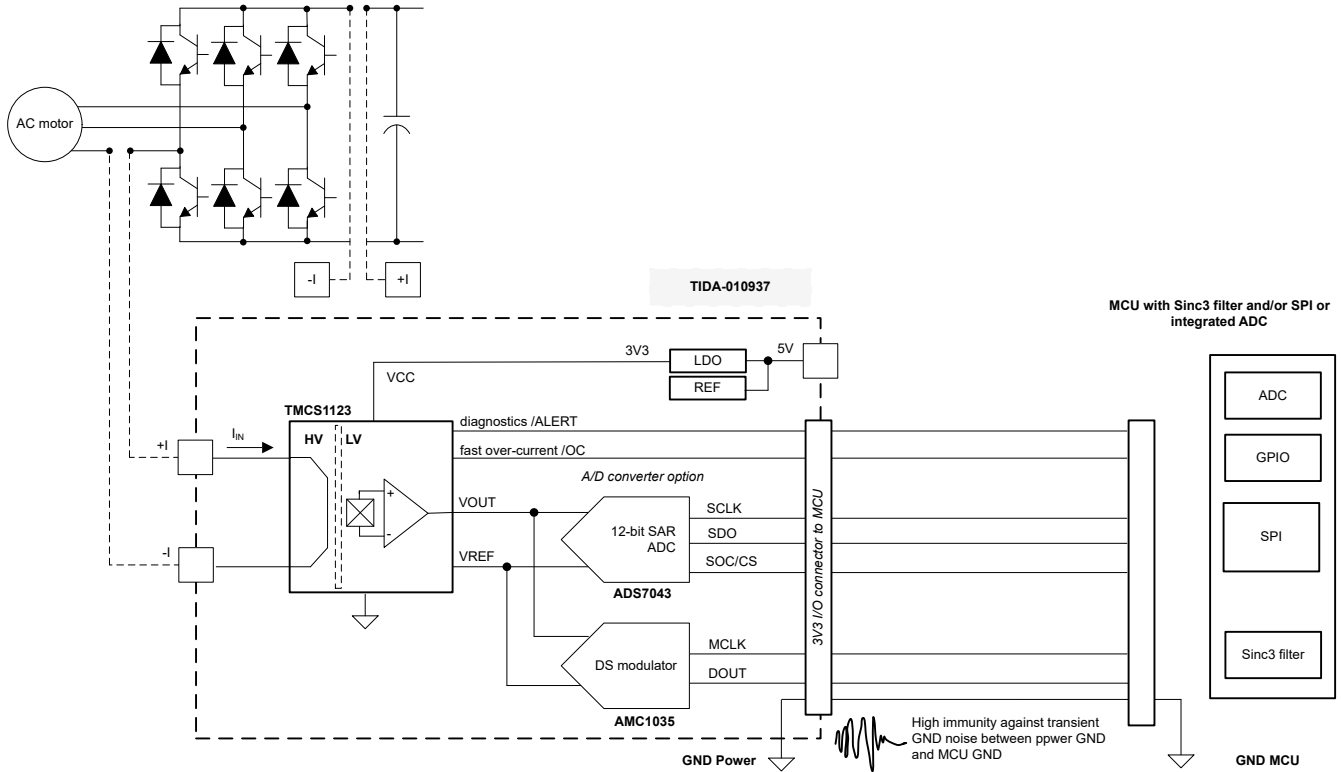


图 2-1. 系统方框图

### 2.2 设计注意事项

此参考设计可用于交流逆变器和变频驱动器等三相逆变器应用中的隔离式双向相电流检测和隔离式直流链路电流检测。可以在 3.3V 电源下使用各种灵敏度选项来评估 TMCS1123 或 TMC1126 精密霍尔效应电流传感器，其线性范围高达  $\pm 62\text{A}$ ，最大满量程范围为  $\pm 66\text{A}$ 。过流阈值可配置为高达满量程输入电流范围的 2.5 倍，并且过流信号与可选的可配置干扰滤波器用于实现快速可靠的过流检测。具有高速 SPI 的小型 12 位模数转换器或具有高达 21MHz 时钟的  $\Delta-\Sigma$  调制器可提供高抗噪性 3.3V I/O 数字接口。该接口连接到 C2000 或 Sitara MCU 等主机处理器，方便使用不同的模数转换技术对封装内霍尔传感器进行性能评估。

## 2.3 主要产品

TIDA-010937 参考设计采用德州仪器 (TI) 的以下关键器件。

### 2.3.1 TMCS1123

TMCS1123 是一款高精度、增强型隔离式霍尔电流传感器，适用于同相或直流母线电流检测和过流检测：

- 高精度、低漂移（使用寿命内为 0.5%），并具有  $\pm 16\text{A}$  至  $\pm 96\text{A}$  的宽范围可测量电流范围
- 集成过流检测、快速 OC 响应时间和传感器故障诊断，可提高系统级安全性
- 5kV 增强型隔离和  $\pm 1300\text{V}$  增强型工作电压
- 集成  $V_{\text{REF}}$ ，以通过模数转换器进行伪差分采样
- 固定的灵敏度允许 TMCS1123 使用单个 3V 至 5.5V 的电源运行，因此消除了比例式误差并提高了电源噪声抑制能力
- 工业级工作温度范围： $-40^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$

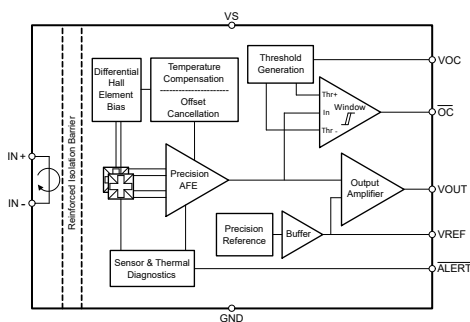


图 2-2. TMCS1123 功能方框图

### 2.3.2 ADS7043

ADS7043 是一款 1MSPS、12 位模数转换器 (ADC)，此转换器采用超小型封装且易于使用。该器件的标称 DVDD 范围 (1.65V 至 1.95V) 符合 JESD8-7A 标准。

- 支持伪差分输入和宽差分模拟输入电压范围 ( $\pm 0.825\text{V}$  至  $\pm 1.8\text{V}$ )
- 宽数字电源电压范围 (1.65V 至 3.6V)
- 1.5mm $\times$  1.5mm QFN 封装支持空间受限的设计
- 采用高速 16MHz SPI，从转换开始到 SPI 传输完成的延迟  $< 1\ \mu\text{s}$

### 2.3.3 AMC1035

AMC1035 是一款精密  $\Delta\Sigma$  调制器，采用 3.0V 至 5.5V 单电源运行，并针对电压检测进行了优化：

- 与数字滤波器结合使用时，可实现 16 位分辨率，动态范围为 87dB，数据速率为 82kSPS
- 可选曼彻斯特编码式或未编码式位流输出
- 工业级工作温度范围： $-40^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$

### 2.3.4 REF2033

REF20xx 是 ADC 的精密电压基准。出色的温度漂移 (最大 8ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ) 和高初始精度 (0.05%) 可提高信号链的精度。REF20xx 的主要特性包括：

- 用于对多个器件施加偏置的双基准输出引脚
- 8ppm/ $^{\circ}\text{C}$  的低温度漂移可提高系统精度
- 紧凑型 SOT23-5 封装可减少系统布板空间

### 3 系统设计原理

与基于分流器的设计相比，TMCS1123 等霍尔效应电流传感器为在三相逆变器中实现增强型隔离式电流检测和过流检测提供了多项优势。无需分流器，也不需要隔离式偏置电源，因此可降低系统成本并节省 PCB 空间。另一个优势是 600ns 的超低模拟信号传播延迟 (TMCS1123) 和快速过流检测 (<0.5  $\mu$ s)，其过流阈值最高可达满量程输入电流范围的 2.5 倍。

表 3-1. 隔离式半导体电流检测设计简要比较

参数	TMCS1123	AMC1300	AMC1306M05	AMC23C11
说明	霍尔效应传感器	隔离式放大器	隔离式调制器	隔离式比较器
ENOB (典型值)	$\leq 10^{(1)}$	$\leq 11$	$> 12^{(2)}$	不适用
传播延迟	0.6 $\mu$ s	1.7 $\mu$ s	4.8 $\mu$ s <sup>(2)</sup>	不适用
接口	模拟	模拟	数字	数字
需要隔离式电源	否	是	是	是
OC 响应时间	0.1 $\mu$ s	2.4 $\mu$ s	1.2 $\mu$ s <sup>(3)</sup>	300ns

(1) ENOB 通常取决于满量程范围，具体请参阅表 3-2

(2) 具有 Sinc3 OSR 64 抽取滤波器时

(3) 具有 Sinc3 OSR 8 抽取滤波器时

与基于分流器的设计相比，采用封装内霍尔效应传感器时的信噪比与霍尔传感器的满量程电流范围成正比，因为以输入为基准的噪声密度与器件灵敏度无关，因此与输入电流范围无关。表 3-2 概述了计算得出该器件在满量程范围内的有效噪声带宽 (ENOB)，这些数据是在 250kHz 截止频率和 1.22 砖墙因数下估算得出的。

表 3-2. 各个 TMCS1123 器件型号的 ENOB 估算值

参数	TMCS1123B1A	TMCS1123B2A	TMCS1123B3A
输入噪声密度	170 $\mu$ A/ $\sqrt$ Hz	170 $\mu$ A/ $\sqrt$ Hz	170 $\mu$ A/ $\sqrt$ Hz
FSR (最大值)	$\pm 66$ A	$\pm 33$ A	$\pm 22$ A
SNR (直流)	57dB	51dB	47dB
ENOB (直流)	9.2	8.2	7.6



### 3.1 霍尔效应电流传感器原理图设计

TMCS1123 提供  $\pm 1300V$  增强型工作电压，间隙和爬电距离为  $\geq 8mm$ 。当使用 3.3V 电源供电时，TMCS1123Bx 的零电流输出为 1.65V，因此适用于双向电流检测，其单极满量程模拟输出为 0V 至 3.3V。TMCS1123Bx 每种型号具有不同的灵敏度，采用 3.3V 电源，并支持  $\pm 10.3A$  至  $\pm 62A$  的宽电流测量范围。

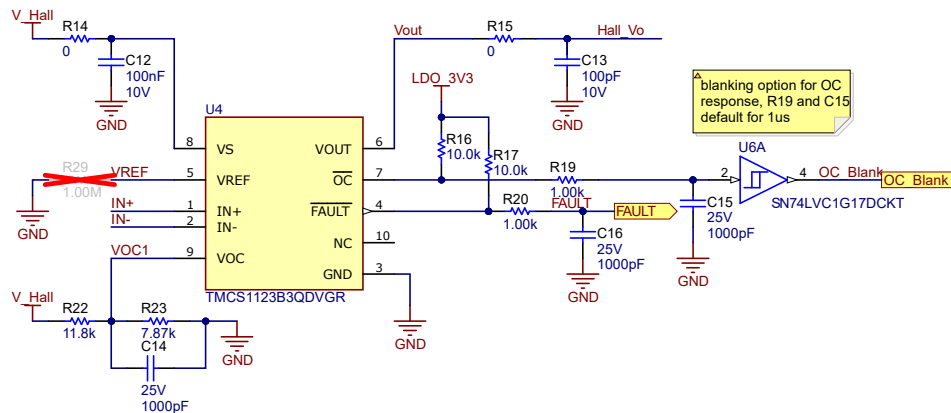


图 3-1. 霍尔传感器 TMCS1123 原理图

在此参考设计中，TMCS1123B1 用于直流和交流噪声测试，B3 版本用于抗噪、过流检测和延迟测试。对于 B1 版本，灵敏度为 25mV/A，线性输入电流范围为  $\pm 62A$ 。对于 B3 版本，灵敏度为 75mV/A，线性输入电流范围为  $\pm 20.7A$ 。VREF 引脚输出恒定的 1.65V 电压，可连接到 ADC 的负输入端，并形成伪差分输入，这有助于提高抗噪性能。

OC 和 FAULT 引脚均为开漏输出，因此需要一个上拉电阻器。在此设计中，OC 引脚和 FAULT 引脚通过 10k $\Omega$  上拉电阻器连接到 3.3V 电源。对于 OC 引脚，施密特触发器 SN74LVC1G17 用于滤除噪声并避免误触发，R19 和 C15 用于消隐噪声，而默认延迟  $t_d$  可使用方程式 1 计算：

$$t_d = R_{19}C_{15} = 1\mu s \quad (1)$$

V<sub>OC</sub> 用于设置过流检测阈值。V<sub>OC</sub> 可以使用方程式 2 来计算：

$$V_{OC} = \frac{S \times I_{OC}}{2.5} \quad (2)$$

其中

- S 是霍尔传感器的灵敏度。对于 TMCS1123B1，S = 25mV/A，而对于 TMCS1123B3，S = 75mV/A
- I<sub>OC</sub> 是过流阈值。

为了设置 40A 的阈值，V<sub>OC</sub> 需要为 1.2V。

电阻分压器 R<sub>22</sub> 和 R<sub>23</sub> 的计算公式为方程式 3：

$$\frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} = \frac{V_{OC}}{V_s} \quad (3)$$

选择 7.87k $\Omega$  作为 R<sub>23</sub> 时，R<sub>22</sub> 需要为 13.77k $\Omega$ 。



### 3.2 模数转换器

对于模数转换，此设计使用 SAR ADC ADS7043 和  $\Delta$ - $\Sigma$  调制器 AMC1035，并比较了两种转换方法中 TMCS1123 的性能。0  $\Omega$  电阻器和跳线用于选择两个 ADC 中的哪一个处于活动状态并连接 TMCS1123 霍尔效应传感器的输出端。

跳线 J<sub>4</sub> 和 J<sub>10</sub> 用于选择信号路径。J<sub>4</sub> 用于选择 TMCS1123 的 V<sub>REF</sub> 路径；J<sub>10</sub> 用于选择 TMCS1123 的输出电压路径。对于 J<sub>4</sub> 和 J<sub>10</sub>，连接 J<sub>1</sub> 和 J<sub>2</sub> 会将信号连接到 AMC1035，几连接 J<sub>2</sub> 和 J<sub>3</sub> 则会将信号连接到 ADS7043。

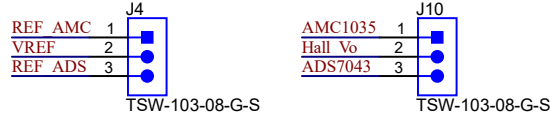


图 3-2. 信号路径选择跳线

#### 3.2.1 $\Delta$ - $\Sigma$ 调制器

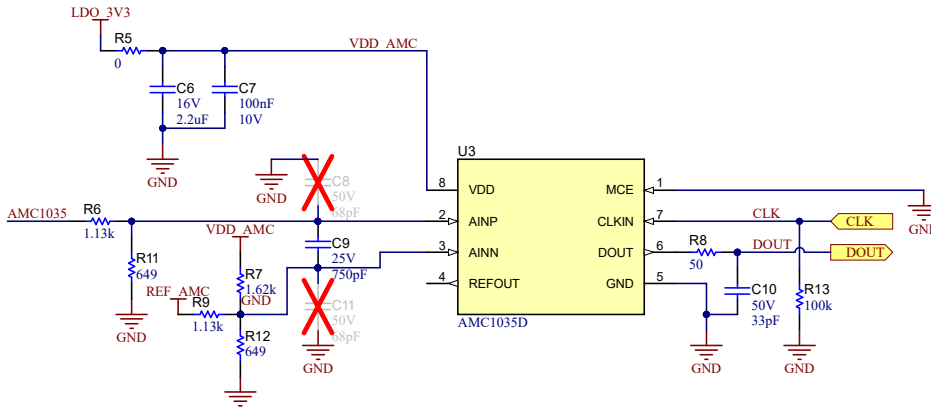


图 3-3. AMC1035 原理图

##### 3.2.1.1 共模电压限制

当 TMCS1123 的输出端直接连接到 ADC 输入端时，需要满足相应 ADC 的共模输入电压范围，以免影响 ADC 的性能。

对于 AMC1035，共模输入电压范围为 -0.8V 至 0.9V，差分输入电压范围为 -1V 至 1V。需要一个额外的电阻分压器。IN<sub>+</sub> 和 IN<sub>-</sub> 是电阻分压器的输入电压，K 是电阻分压器分压比。可使用方程式 4 和方程式 5 来计算 K 值范围。

$$-1V < K \times (IN_+ - IN_-) < 1V \quad (4)$$

$$-0.8V < \frac{K \times (IN_+ - IN_-)}{2} < 0.9V \quad (5)$$

差分电压 (IN<sub>+</sub> - IN<sub>-</sub>) 在 -1.65V 至 1.65V 范围内，共模电压 (IN<sub>+</sub> + IN<sub>-</sub>)/2 在 0.825V 至 2.475V 范围内，因此 K 需要小于 0.364。使 K 等于 0.36 并选择 649  $\Omega$  作为 R<sub>11</sub> 和 R<sub>12</sub>，因此 R<sub>6</sub> 和 R<sub>9</sub> 需要为 1.13k  $\Omega$ 。

##### 3.2.1.2 输入滤波

要进一步降低系统的高频噪声，可使用外部抗混叠输入滤波器。

R<sub>6</sub>、R<sub>11</sub>、R<sub>9</sub>、R<sub>12</sub> 和 C<sub>9</sub> 构成了 AMC1035 的输入滤波器。选择 500kHz 作为滤波器带宽，以在 10MHz 处提供 26dB 衰减。电阻和电容的计算公式为方程式 6：

$$\frac{1}{2\pi(R_6 // R_{11} + R_9 // R_{12})C_9} = BW \quad (6)$$

$R_6$ 、 $R_9$ 、 $R_{11}$  和  $R_{12}$  通过节 3.2.1.1 计算得出，通过这些值代入方程式 6，可以计算出  $C_9$  为 750pF。

### 3.2.1.3 用于连接 MCU 的接口

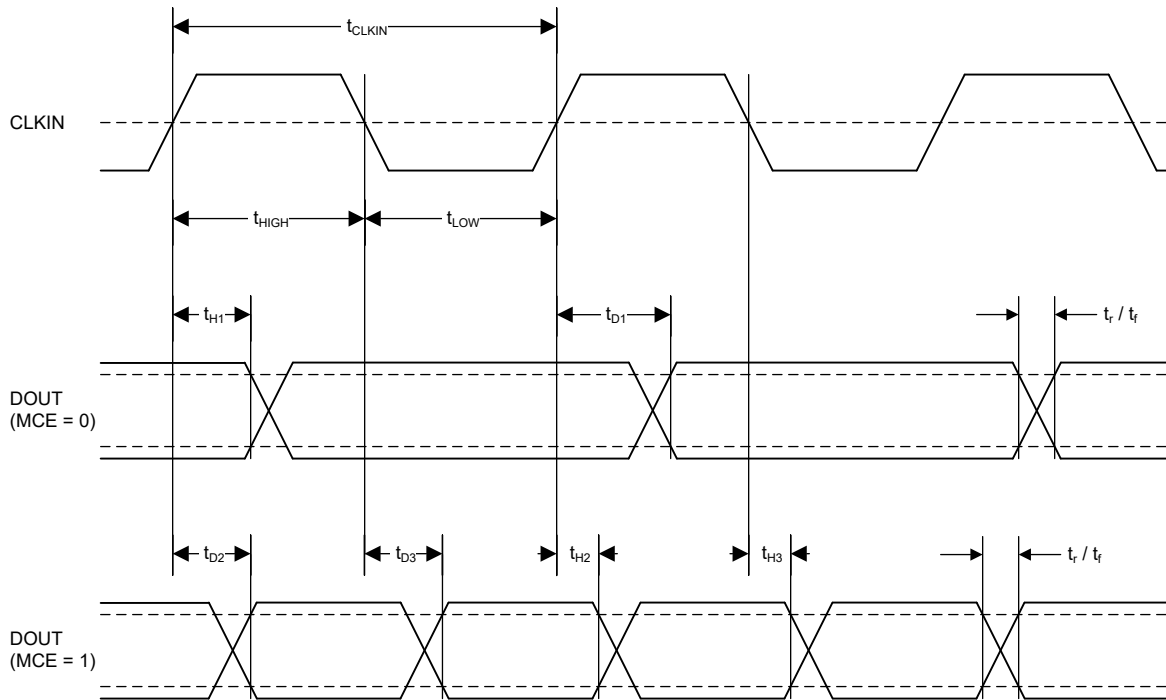


图 3-4. AMC1035 数字接口

AMC1035 连接到 F28379D 的 SDFM 模块，CLK 是 AMC1035 的输入引脚，并通过 100kΩ 下拉电阻器接地。DOUT 是输出引脚，R8 是 50Ω 线路端接电阻器，而 C10 是用于控制信号压摆率的可选电容器。

### 3.2.2 12 位 SAR ADC

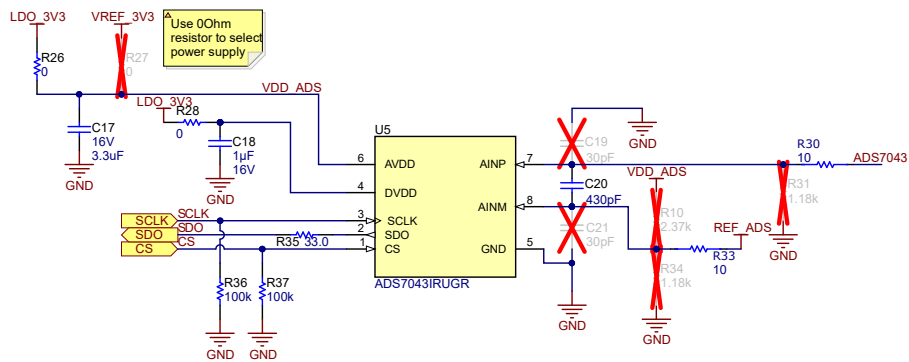


图 3-5. ADS7043 原理图

### 3.2.2.1 共模电压限制

ADS7043 是一款伪差分输入 ADC，负输入范围为 1.55V 至 1.75V ( 3.3V 电源 )，正输入范围为 - 0.1V 至 3.4V。TMCS1123 的 1.65V  $V_{REF}$  和 0V 至 3V  $V_{OUT}$  对于 ADS7043 来说是可以接受的，无需额外的电阻分压器。

在  $V_{REF}$  不可用时， $R_{10}$  和  $R_{34}$  组成一个可选的电阻分压器，而在具有较高输出范围的霍尔传感器连接到 ADC 时， $R_{30}$  和  $R_{31}$  组成一个可选的电阻分压器。默认情况下， $R_{10}$ 、 $R_{31}$  和  $R_{34}$  未焊接在电路板上。

### 3.2.2.2 输入滤波

ADS7043 还需要抗混叠输入滤波器。在图 3-4 中， $R_{30}$ 、 $R_{33}$  和  $C_{20}$  构成了输入滤波器。与 AMC1035 类似，可以使用方程式 7 计算电阻器和电容器：

$$\frac{1}{2\pi(R_{30} + R_{33})C_{20}} = BW \quad (7)$$

当滤波器带宽选择 500kHz，并且使用 430pF 差分电容器作为  $C_{20}$  时， $R_{30}$  和  $R_{33}$  需要为 10  $\Omega$ 。

### 3.2.2.3 用于连接 MCU 的接口

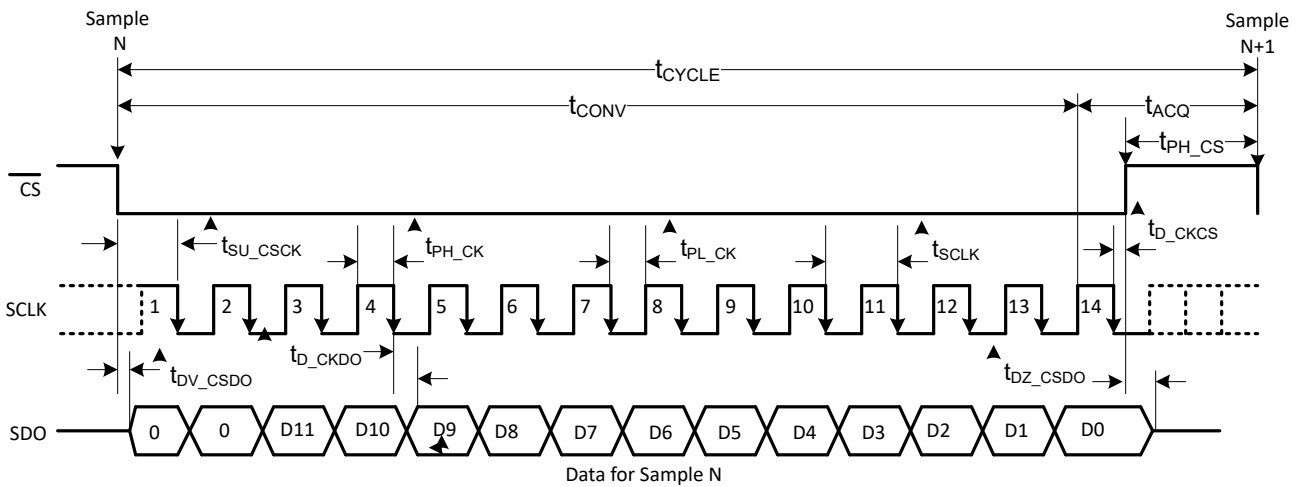


图 3-6. ADS7043 SPI

ADS7043 通过 SPI 连接到 F28379D。SCLK 和 CS 引脚构成 ADS7043 的输出端口，因此使用了 100k $\Omega$  下拉电阻  $R_{36}$  和  $R_{37}$  来避免悬空和获取无效数据。SDO 是 ADS7043 的输出引脚，其上放置了一个 33  $\Omega$  端接电阻器以提供信号完整性。

图 3-6 展示了 ADS7043 SPI 波形。在 SPI 传输期间，CS 首先被拉低，然后传输开始。SDO 输出数字信号，其中前两位设置为 0，接着是 12 位转换结果。然后 CS 被上拉，并且传输停止。

### 3.3 电源和基准电压

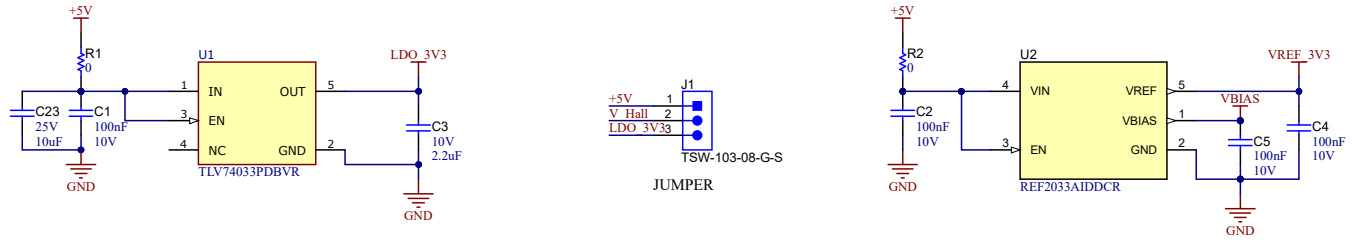


图 3-7. 电源原理图

本设计使用 TLV74033 和 REF2033 为电路板上的器件供电。对于 TLV74033，该器件接受高达 5.5V 的输入电压并为 TMCS1123、ADS7043 和 AMC1035 电源生成 3.3V 电源轨。需要两个并联电容器  $C_{23}$  ( $10\ \mu\text{F}$ ) 和  $C_1$  ( $100\text{nF}$ ) 来实现噪声去耦，另外还需要一个输出电容其  $C_3$  ( $2.2\ \mu\text{F}$ ) 来确保稳定运行。

对于 REF2033，该器件由外部 5V 电源供电并生成精确的 3.3V 输出。这种方法可以是为 ADS7043 供电并用作 ADC 基准的选项；相反，如果霍尔传感器不提供基准输出，该器件可连接到 ADS7043 和 AMC1035 的负输入引脚，从而形成伪差分输入。与 TLV74033 类似，需要使用  $C_2$  ( $100\text{nF}$ ) 来实现去耦，另外要使用  $C_4$  和  $C_5$  ( $100\text{nF}$ ) 来确保稳定运行。

TMCS1123 可接受 3V 至 5.5V 的电源电压。在此设计中，TLV74033 的外部 5V 和 3.3V 输出设计用于传感器的电源。 $J_1$  用于选择霍尔传感器的电源。

## 4 硬件、软件、测试要求和测试结果

### 4.1 硬件要求

图 4-1 和图 4-2 所示为印刷电路板 (PCB) 顶视图和底视图，其中包含主要器件、输入电流和用于连接 MCU 的 I/O 连接器，以及用于配置设计的跳线。

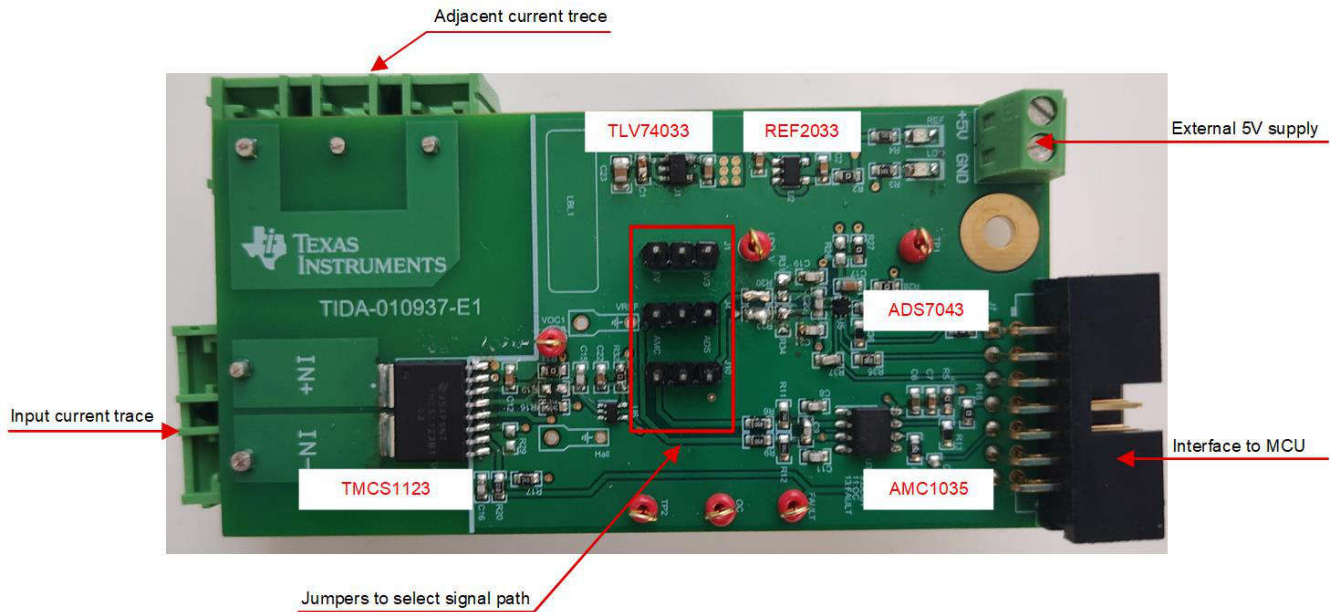


图 4-1. TIDA-010937 PCB 顶视图

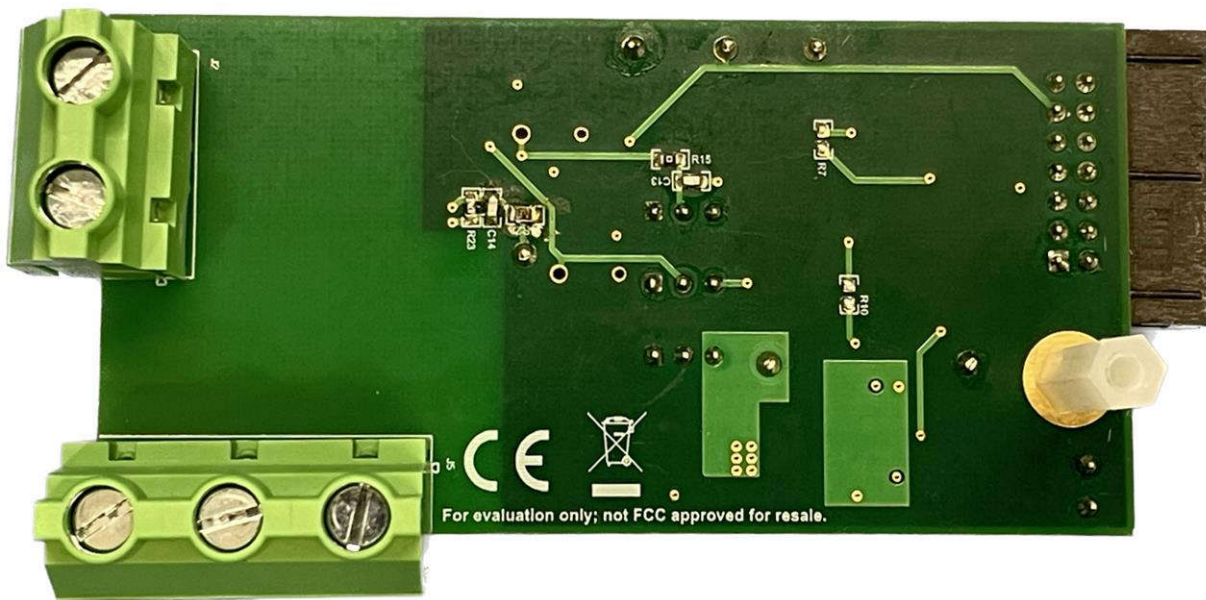


图 4-2. TIDA-010937 PCB 底视图

表 4-1 和表 4-2 介绍了其接头和默认跳线设置。

**表 4-1. 默认电阻器和跳线设置**

接头、电阻器	跳线、电阻器设置
J1	连接到 3.3V 电源
J4	连接到 ADS7043
J10	连接到 ADS7043
R26、R27	组装 R27 以从 REF2033 选择 3.3V 电源

**表 4-2. 主机 MCU 接口 J7**

接头	信号	I/O
J7-1	ADS7043 的 SCLK	3.3V 输入
J7-3	来自 ADS7043 的 SDO	3.3V 输出
J7-5	ADS7043 的 CS	3.3V 输入
J7-7	AMC1035 的 CLK	3.3V 输入
J7-9	来自 AMC1035 的 DOUT	3.3V 输出
J7-11	来自 TMCS1123 的 OC	3.3V 输出
J7-13	来自 TMCS1123 的 FAULT	3.3V 输出

## 4.2 软件要求

TI 内部测试软件旨在验证 TMS320F28379D 器件的 TIDA-010937 设计。该软件使用了相应的 LaunchPad™ 开发套件。该软件不可供公众使用。如需 C2000 软件支持，请参阅[适用于 C2000™ 的 MotorControl 软件开发套件 \(SDK\)](#) 和适用于 C2000™ 微控制器的 [TI E2E™ 设计支持论坛](#)。



### 4.3 测试设置

表 4-3 列出了用于测试此参考设计的测试设备。图 4-3 显示了测试设置。

表 4-3. 测试设备

测试设备	器件型号
高速示波器	MSO4104B
单端探头	P2220
电流探针	CP8030H
直流电源	GPS-4303C
高压直流电源	6260-600
直流电子负载	IT8501
信号发生器	AFG3252
万用表	34401A
热处理室	VT4002
热成像仪	TIS55

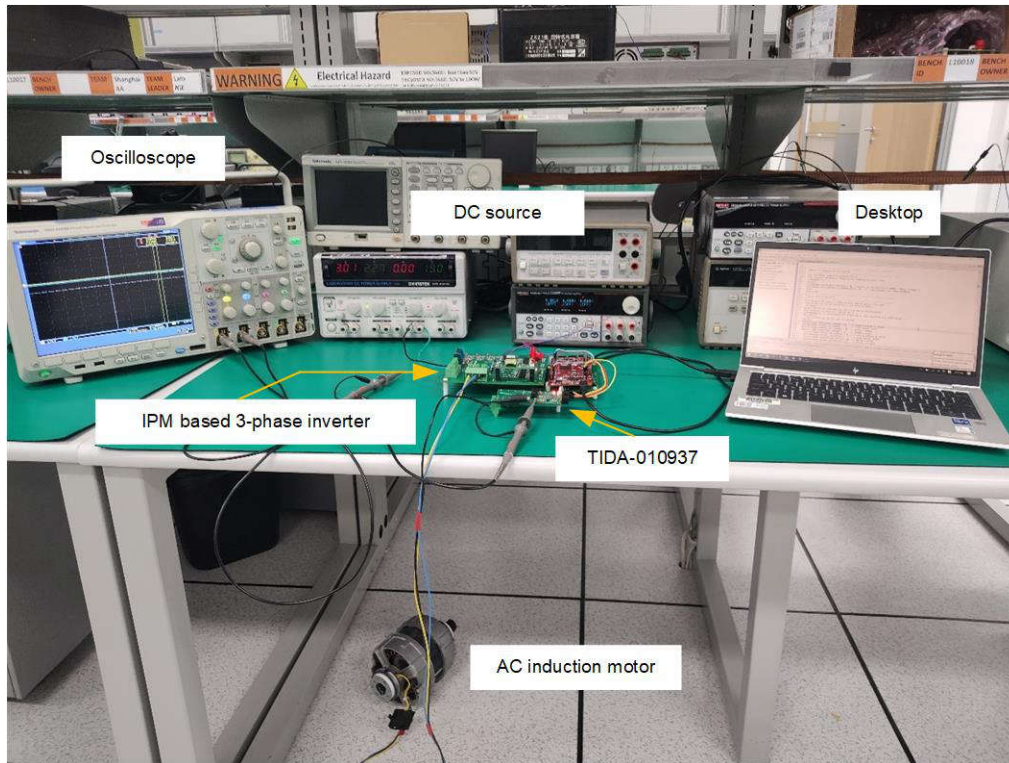


图 4-3. 测试设置

#### 4.3.1 注意事项

此参考设计是一种使用 TMCS1123 的增强型隔离式同相电流检测设计，适用于三相逆变器。输入共模电压最高可达  $600V_{DC}$ ；因此，PCB 可能会承受超过  $60V_{DC}$  和  $25V_{AC}$  的电压，因此在测试时必须格外小心。

此参考设计仅用于在实验室环境中探索 TI 的相关技术，并只能由具备高压工作资质的专业工程师使用。在测试之前和测试期间，用户必须确保遵守适当的高压安全预防措施。接通电源期间，请勿直接处理任何裸露的端子（高压或其他）。所有连接都必须在参考设计断电且未上电的情况下完成。即使在  $25^{\circ}C$  左右的室温下工作时，PCB 表面的某些元器件也可能会达到  $100^{\circ}C$  以上的温度。PCB 会添加高温警告符号。请勿触摸 PCB，因为接触会导致烫伤。在 PCB 断电后，请让 PCB 冷却一段时间，然后再处理电路板。



警告



危险！高压。将该电路板连接到带电的导线时可能会发生电击。该电路板仅能由具备高压工作资质的专业人员小心处理。为安全起见，强烈建议使用具有过压和过流保护功能的隔离式测试设备。

警告



表面高温！接触会导致烫伤。请勿触摸！

警告



请勿在无人照看的情况下使该电路板通电。

## 4.4 测试结果

### 4.4.1 直流性能

直流性能测试主要关注将 Sinc<sup>3</sup> OSR64 滤波器与 2000 MCU 搭配使用并使用 SAR ADC ADS7043 或  $\Delta$ - $\Sigma$  调制器 AMC1035 时的有效输出噪声性能。此测试中在模数转换之后测量 TMCS1123B1 和 TMCS1123B3 版本的有效输出噪声并计算 ENOB。对于 TMCS1123B1，满量程范围为  $\pm 66\text{A}$ ；对于 TMCS1123B3，满量程范围为  $\pm 22\text{A}$ 。

#### 4.4.1.1 模数转换后的输出电压噪声和 ENOB

直流噪声测量在 0A 电流条件下执行，具体操作是使用 ADS7043 和 AMC1035 以 10kHz 的频率对 TMCS1123 的输出电压进行采样，然后将采样的电压转换为有效的输入电流。图 4-4 至图 4-7 展示了模数转换后 TMCS1123 的有效输出噪声。与使用 SAR ADC 相比，使用  $\Delta$ - $\Sigma$  调制器 AMC1035 时的有效输出噪声较低，因为 Sinc<sup>3</sup> OSR 64 滤波器具有 80kHz 的截止频率，因此本底噪声降低。

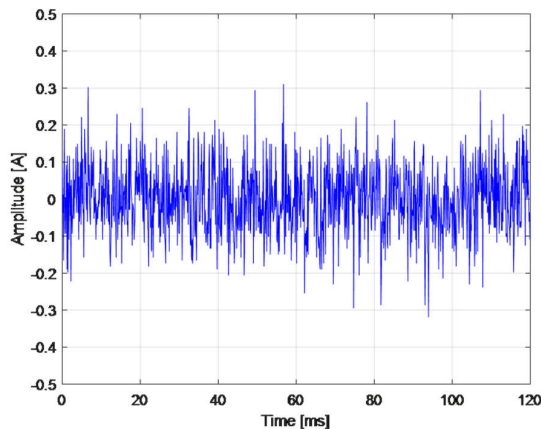


图 4-4. 0A 输入条件下模数转换后的 TMCS1123B3 有效噪声 (ADS7043)

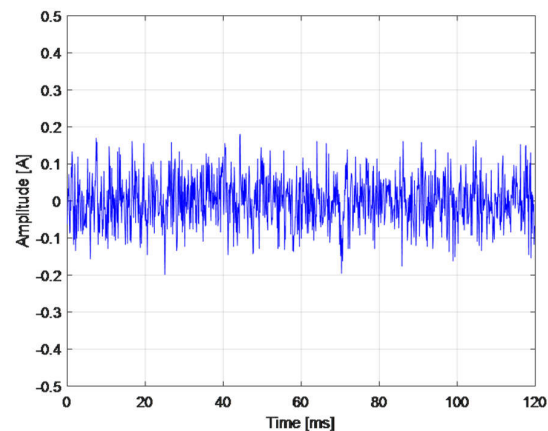


图 4-5. 0A 输入条件下模数转换后的 TMCS1123B3 有效噪声 (AMC1035, Sinc<sup>3</sup> OSR64)

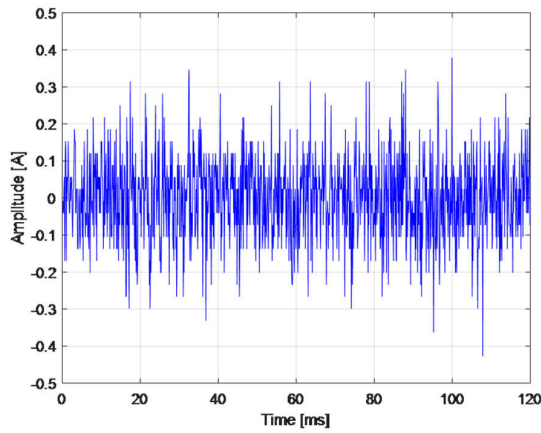


图 4-6. 0A 输入条件下模数转换后的 TMCS1123B1 有效噪声 (ADS7043)

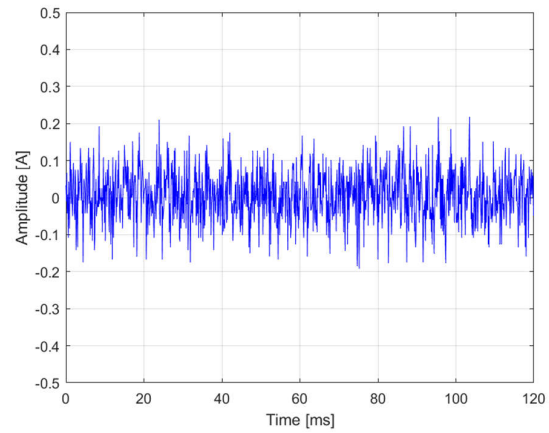


图 4-7. 0A 输入条件下模数转换后的 TMCS1123B1 有效噪声 ( AMC1035 , Sinc<sup>3</sup> OSR64 )

根据噪声均方根 (RMS) 值计算得出 ENOB，结果如表 4-4 中所列。

比较使用 ADS7043 时 TMCS1123B3 和 TMCS1123B1 器件的噪声结果。B1 版本的输入噪声 RMS 为 110.13mA，比 B3 版本大 20%，但 B1 版本的满量程范围是其 3 倍，因此 B1 的 ENOB 是 8.93 位，比 B3 版本高 1.4 位。

比较 ADS7043 和 AMC1035 器件的结果。使用 Sinc 滤波器有助于显著降低 B1 和 B3 版本的噪声。与 ADS7043 对应的结果相比，使用 TMCS1123B1 和 AMC1035 时，64 倍 OSR Sinc<sup>3</sup> 滤波器可以帮助减少 38% 的噪声并提供 0.7 位 ENOB。

表 4-4. ENOB 测试结果

器件	TMCS1123B3 (±22A)		TMCS1123B1 (±66A)	
	ADS7043	AMC1035 Sinc <sup>3</sup> OSR = 64	ADS7043	AMC1035 Sinc <sup>3</sup> OSR = 64
输出噪声 RMS/mA	91	64	105	68
SNR /dB	48	51	56	60
ENOB ( 直流 ) /位	7.6	8.1	9.0	9.7

#### 4.4.1.2 线性度和温漂

在实际系统中，环境温度通常会发生显著变化。传感器的增益和失调电压也会随温度的变化而变化，从而导致测量误差增加。校准是提高测试精度所必需的。在本节中，漂移测试在 25°C 和 85°C 下完成，并仅根据 25°C 下的测试数据进行校准。

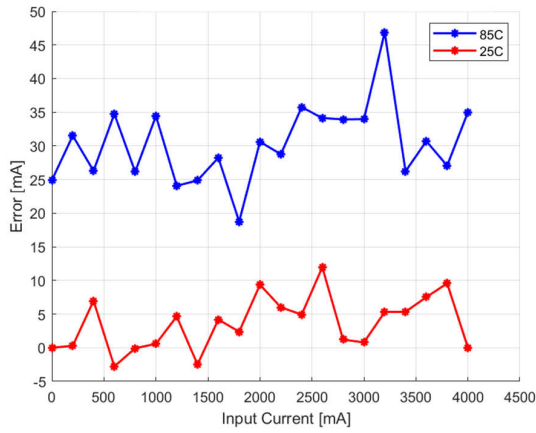


图 4-8. 25°C 下校准后的线性误差

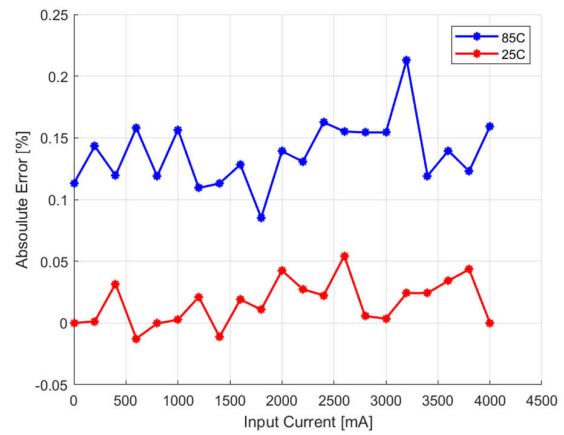


图 4-9. 25°C 下校准后的绝对误差

每个测试点记录了 1200 个样本，并进行了均值计算以滤除噪声影响。在 25°C 下，校准后的最大线性误差为 12mA，这意味着绝对误差为 0.058%。当温度上升到 85°C 时，偏移上升到 27mA。校准后的最大误差是 46.9mA，这意味着绝对误差为 0.23%。可以使用方程式 8 来计算温漂。

$$\text{offset drift} = \frac{\Delta \text{offset}}{\Delta T} = \frac{27\text{mA} \times 75\text{mV/A}}{60^\circ\text{C}} = 33.7\mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad (8)$$

温漂接近数据表中的最大值 (35  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )，这是因为被测芯片是一个工程样品，经过单温度点修整。量产器件经过多温度点修整，有助于显著提高漂移性能。

#### 4.4.2 交流性能

交流性能测试主要关注小输入电流下的 SNR 以及输入电流与输出电压之间的延迟。为了测试这些项目，这里使用 OPA541 构建了一个电压至电流转换器，以便通过信号发生器生成电流波。对于 SNR 测试，生成了 50Hz、1.5A 峰值正弦电流；对于延迟测试，生成了 10kHz、3A 峰值方波电流。图 4-10 展示了测试设置方框图。

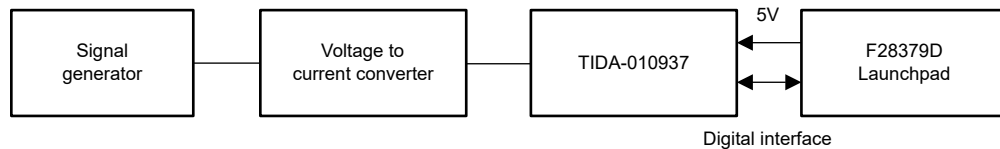


图 4-10. 交流性能测试设置

##### 4.4.2.1 SNR 测量

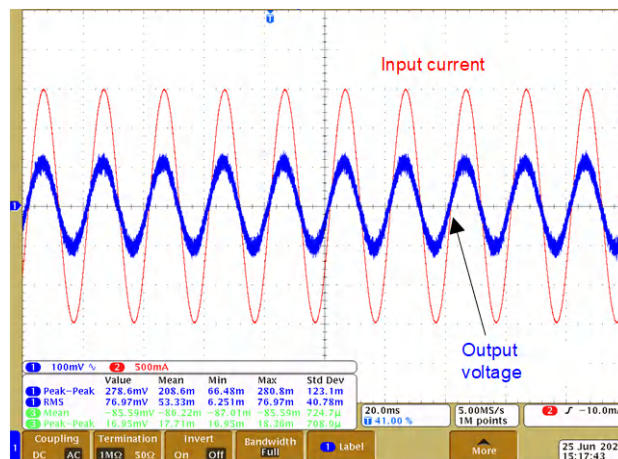


图 4-11. 输入电流和输出电压波形 (B3 版本)

通过调节信号发生器的输出，功率放大器板输出 1.5A、50Hz 正弦电流并将该电流注入 TMCS1123。在图 4-11 中，红色曲线表示输入电流的波形，蓝色曲线表示 TMCS1123 的输出电压。

在 1.5A 正弦输入电流条件下，测得的有效信噪比约为 23.6dB。当整个满量程范围为  $\pm 22A$  时，SNR 约为 47dB，ENOB 为 7.5 位。使用 AMC1035 和 Sinc<sup>3</sup> OSR 64 滤波器 (80kHz 截止频率) 进行的测量数据表明，与使用 SAR ADS7043 时的测量结果相比，SNR 和 ENOB 分别高 2.6dB 和 0.4 位。由于具有更高的满量程范围，B1 版本的 ENOB 要比 B3 版本高 1.1 位，而 TMCS1123 输入噪声密度几乎相同。

**表 4-5. 低输入电流条件下的 SNR 和 ENOB 测试**

器件	TMCS1123B3 ( $\pm 22A$ )		TMCS1123B1 ( $\pm 66A$ )	
	ADS7043	AMC1035 Sinc <sup>3</sup> OSR=64	ADS7043	AMC1035 Sinc3 OSR=64
<b>1.5A 时的 SNR/dB</b>	23.6	26.3	20.5	24.1
<b>FSR 时的 SNR/dB</b>	47.0	49.6	53.4	57.0
<b>ENOB (交流) /位</b>	7.5	7.9	8.6	9.2

#### 4.4.2.2 延迟测试

延迟是驱动系统中的一个重要参数，实际相电流和采样电流之间的延迟会影响电流环路的带宽，进而影响系统的响应时间和稳定性。为了更好地显示 TMCS1123 的输入电流和输出电压，我们向 TIDA-010937 中注入了 10kHz、3A 的方波电流。使用示波器的持久性模式来捕获 50% 输入与 50% 输出之间的延迟。

图 4-12 展示了 50% 输入电流与 50% 输出电压之间的延迟，其值为 300ns。电流探头和电压探头的失配带宽也会产生约 200ns 的延迟，因此 TMCS1123 的总延迟约为 500ns。

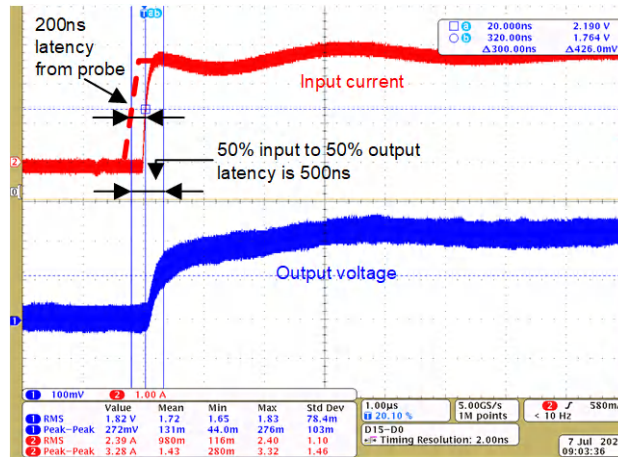


图 4-12. TMCS1123 输入电流和对应的输出电压

#### 4.4.3 PWM 抑制

对于基于 IGBT 的三相逆变器，在 PWM 开关期间，相电流会受到高达  $10\text{ kV}/\mu\text{s}$  的大共模电压瞬变影响，这会严重影响电流传感器的精度。因此，PWM 抑制也称为共模瞬态抗扰度 (CMTI)，是提供精确电流测量所需的一项重要参数。为了测试 TMCS1123 的 PWM 抑制性能，我们使用了一个三相逆变器、320V<sub>DC</sub> 母线 (TIDA-010025) 和一个交流电机。TIDA-010937 上的 TMCS1123 连接到三相逆变器的 U 相，并且 C200 MCU 上的软件配置为使用 ADS7043 数据转换器在 1200 个 PWM 周期内对相电流进行采样。同时，从 PWM 周期开始到 PWM 周期结束，持续地调整 ADC 的转换开始时间，使片上系统 (SoC) 的每个新 PWM 周期以 60ns 步长增加。这意味着在一个 PWM 周期内进行 16MHz 的等效采样电流测量。为了确保在 1200 个 PWM 周期 (10kHz PWM 周期) 内电流保持不变，电流被设置为 3A 直流。测试设置如图 4-13 所示。

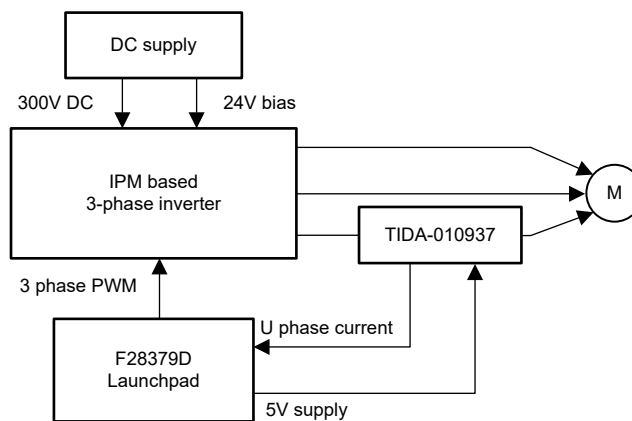


图 4-13. TMCS1123 PWM 抑制测试设置

在图 4-14 中，蓝色曲线是示波器的输出电压波形，红色曲线是使用电流探头测得的 TMCS1123 输入电流。TIDA-010025 会输出 3A 的平均直流电流。出现较小瞬态噪声尖峰的原因是示波器对 IGBT 逆变器 PWM 开关很敏感。

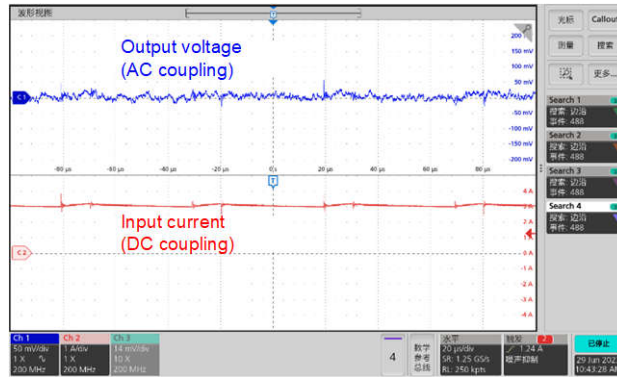


图 4-14. 使用示波器测量 TMCS1123 的输出电压和输入电流

图 4-15 显示了相电流测量（蓝色为使用 ADS7043 SAR ADC 时的测量数据，如前所述）。蓝色曲线是使用时间触发的 ADS7043 测得的 U 相电流波形，如前文所述（16MHz 等效采样速率），红色曲线是 U 相电压波形。TMCS1123 输出上在 PWM 开关期间没有振铃；因此，TMCS1123 在 PWM 开关期间也能保持高精度。

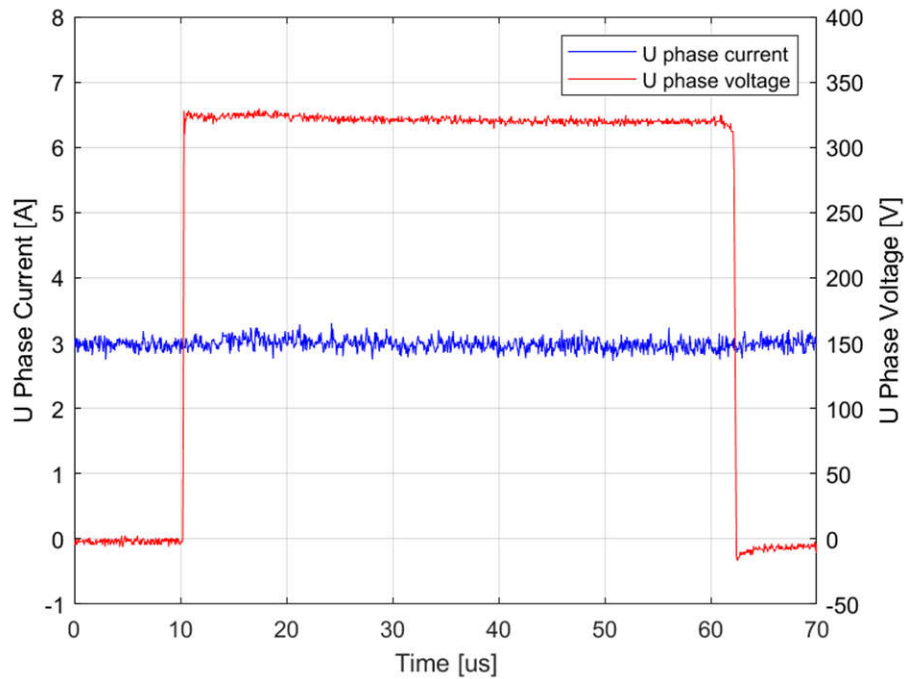


图 4-15. 使用时间触发的 ADS7043 ADC 在一个 PWM 周期采样而得出的 TMCS1123 电流



#### 4.4.4 过流响应

为了生成高电流脉冲，我们使用了基于 GaN 的半桥电路 LMG3422EVM。测试设置的总体布局图如图 4-16 所示。

LMG3422EVM 具有两个 LMG3422 600V GaN 场效应晶体管 (FET)，在半桥配置中集成了驱动器和保护，具有所有必要的偏置电路和逻辑或电源电平转换。GaN 半桥产生了高压摆率输出电压脉冲，并使用了电流限制电阻器来设置输出电流的峰值。

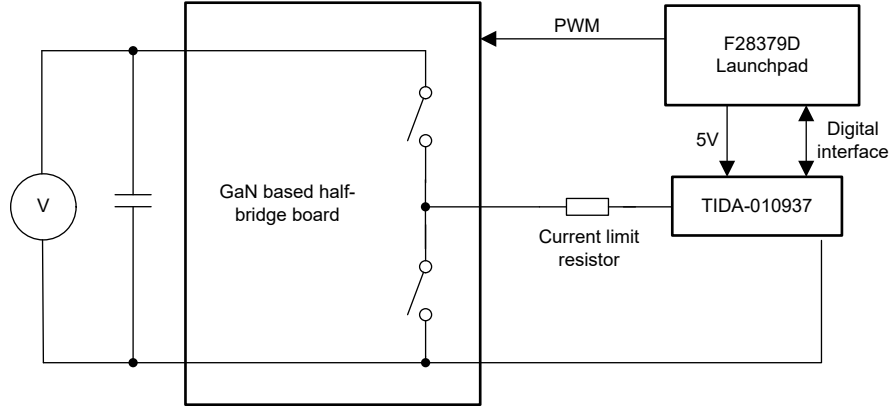


图 4-16. 过流响应测试设置

为了验证 OC 阈值，我们调整了直流母线电压，以将所需的峰值电流注入 TMCS1123。图 4-17 和图 4-18 中显示了相应结果。信号  $V_{OUT}$  是 TMCS1123 霍尔传感器的模拟输出电压。 $V_{OC}$  是模拟输入，可将过流阈值设置为 37A。OC 是低电平有效的数字输出，该输出在检测到过流时变为低电平。当峰值电流为 36.8A 时，不触发 OC，当电流增加到 37.2A 时，将触发 OC，因此阈值约为 37A。

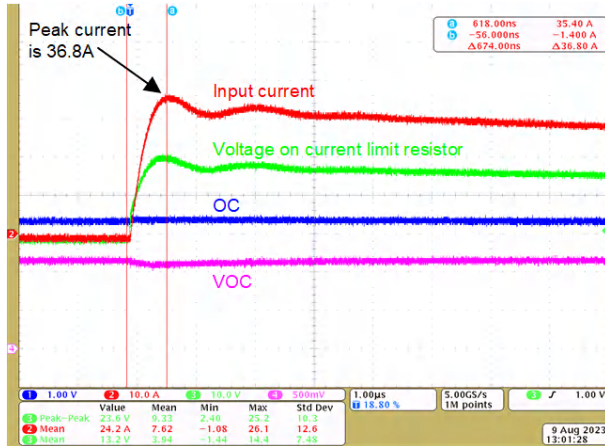


图 4-17. OC 阈值检查 (峰值电流 = 36.8A)

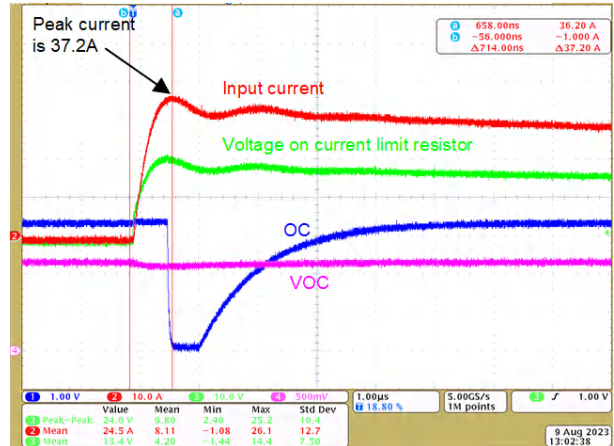


图 4-18. OC 阈值检查 (峰值电流 = 37.2A)



接下来，持续增大峰值电流并观察 OC 波形。在图 4-19 中，峰值电流为 37.2A，当电流达到 36.8A 时，将触发 OC。在图 4-20 中，峰值电流为 57.6A，当电流达到 37.2A 时，将触发 OC。电流上升期间， $V_{OC}$  略有下降，从 1.2V 降至 1.16V，这意味着理论阈值从 40A 降至 38.7A。实际阈值为 37A，在数据表中的阈值容差范围内。该测试表明 TMCS1123 的过流响应时间非常快，在电流达到阈值时会立即触发 OC。

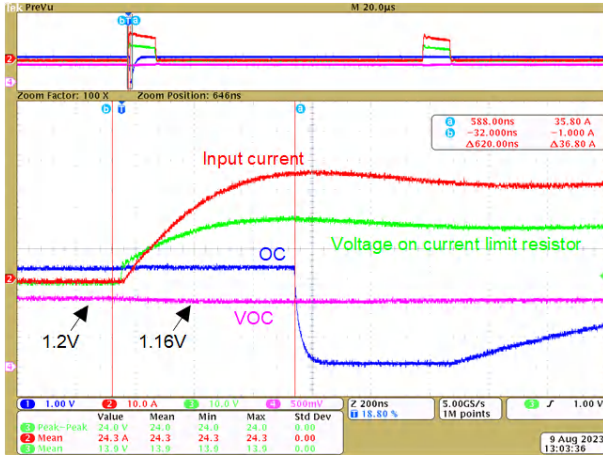


图 4-19. OC 响应测试 (峰值电流 = 37.2A)

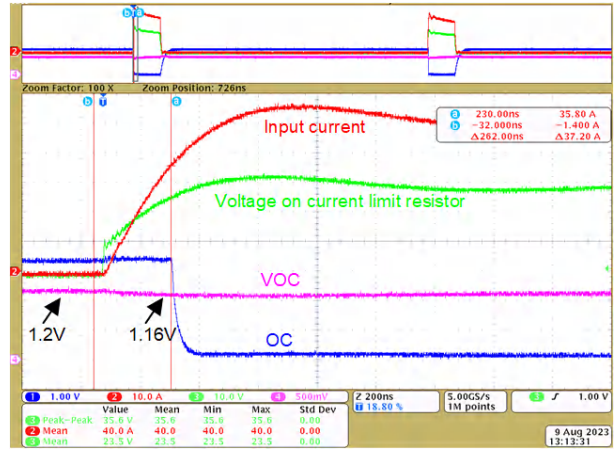


图 4-20. OC 响应测试 (峰值电流 = 57.6A)

观察发生 OC 事件后的 TMCS1123 输出电压行为，结果图 4-21 如所示。 $V_{OUT}$  在发生 OC 事件后开始下降 68ns。

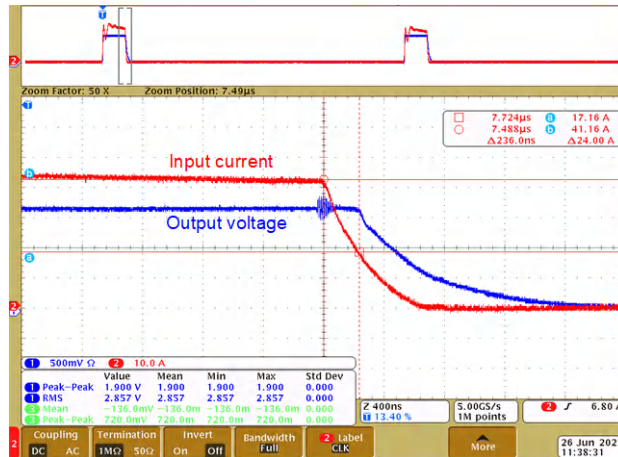


图 4-21. 发生 OC 事件后的  $V_{OUT}$  恢复时间

#### 4.4.5 相邻电流抑制

对于相邻电流抑制测试，测试设置与 OC 响应测试类似。详细信息请参阅节 4.4.4。唯一的区别是向图 4-22 所示的相邻迹线注入了 40A 电流脉冲，以模拟磁场干扰。

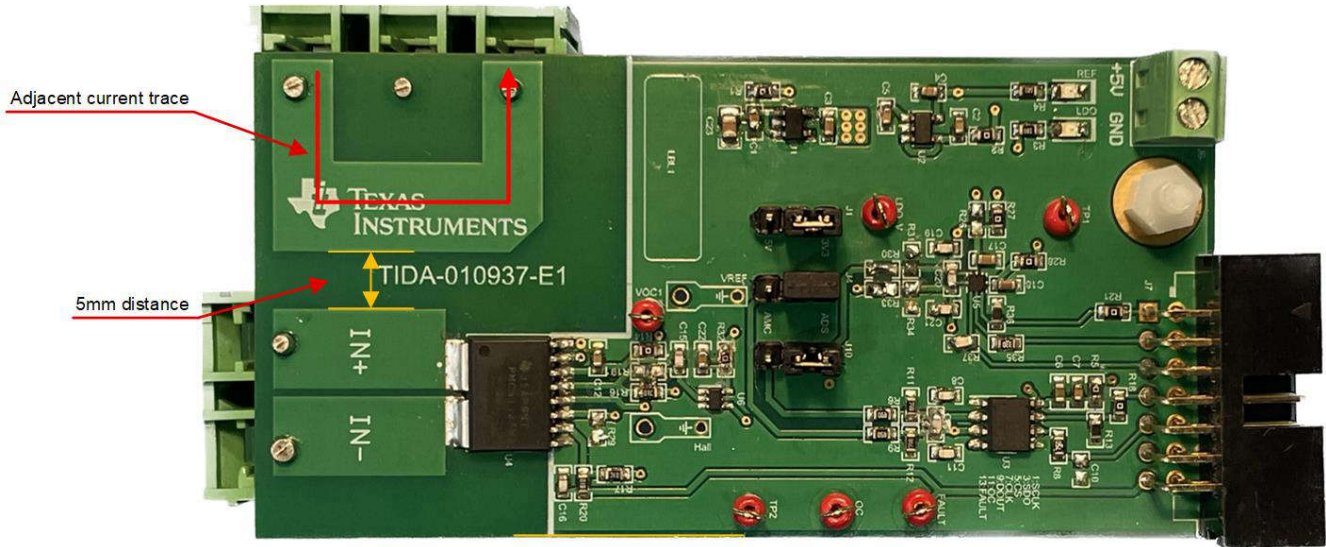


图 4-22. 相邻电流迹线

从图 4-23 可以看出，40A 的峰值输入相邻电流对输出电压没有影响。在相邻电流的上升沿和下降沿，输出电压没有受到明显的干扰。输出电压由 TMCS1123 的输出噪声决定。

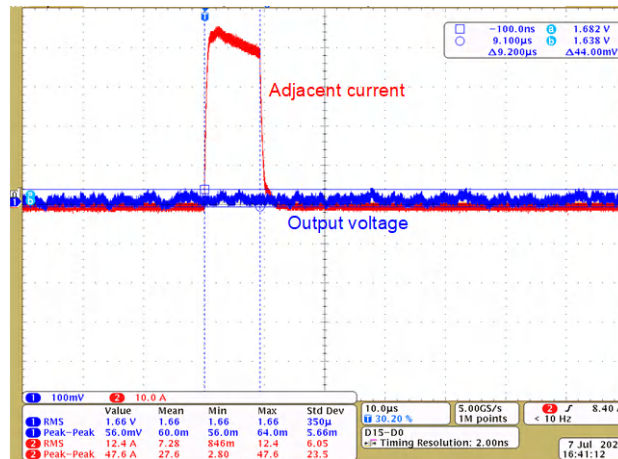


图 4-23. 相邻电流和输出电压

#### 4.4.6 电源抑制比

电源噪声通常会在霍尔传感器的输出电压上增加额外的噪声，从而导致传感器的精度降低。电源抑制比 (PSRR) 是霍尔传感器的一个重要参数。在 PSRR 测试中，我们向 TMCS1123 电源电压中注入了 300mV、100kHz 峰峰值纹波。TMCS1123 的输出电压纹波表明该器件可以抑制电源纹波。此测试中使用了直流电源和信号发生器来生成此纹波。方框图如图 4-24 中所示。

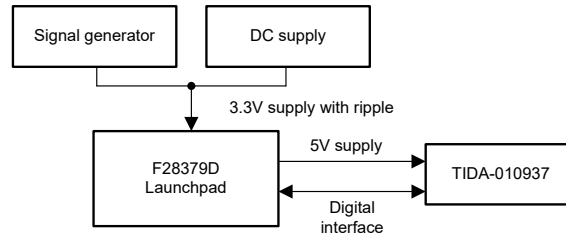


图 4-24. PSRR 测试设置

在图 4-25 中，紫色曲线是注入的电压纹波，峰峰值为 320mV 且频率为 100kHz。示波器图显示 TMCS1123 的基准电压  $V_{REF}$  和输出电压  $V_{OUT}$  具有相同的频率纹波。记录 100ms 内的  $V_{REF}$  和  $V_{OUT}$ ，测量 100ms 波形的峰峰值，并将该值与无电源纹波下的结果进行比较。

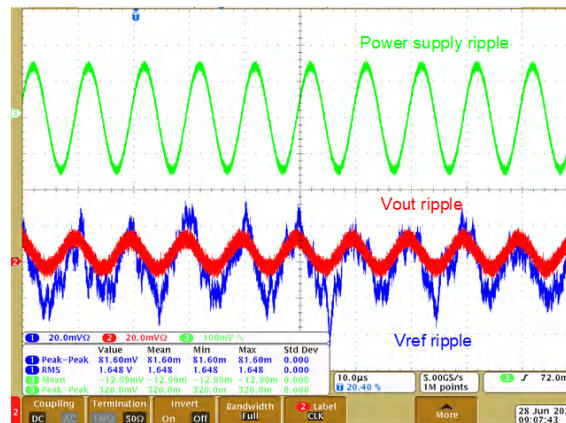


图 4-25. 电源纹波、基准电压、输出电压波形

图 4-26 和图 4-27 中显示了相应结果。

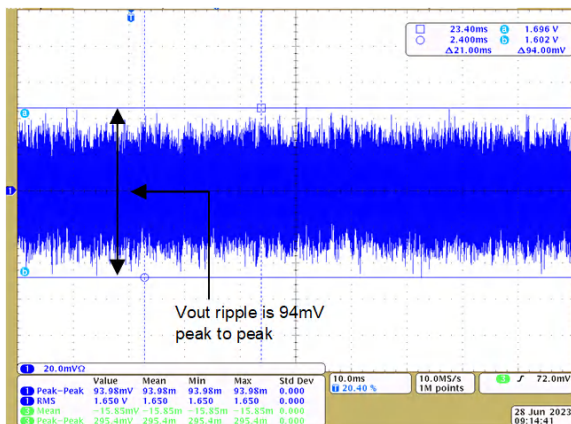


图 4-26. 高电源电压纹波条件下 TMCS1123 输出电压与 GND 间的关系

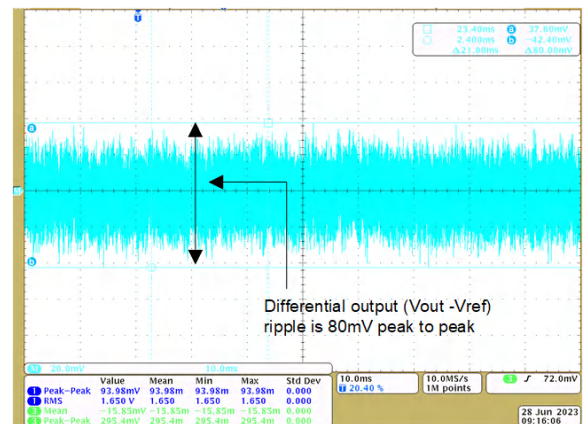


图 4-27. TMCS1123 输出电压与  $V_{REF}$  高电源电压纹波间的关系



增加电源纹波后， $V_{OUT}$  的纹波为  $94mV_{PP}$ ， $V_{OUT} - V_{REF}$  的差分输出电压纹波为  $80mV$ ，差分输出帮助 TMCS1123 降低了电源纹波带来的输出噪声并提高了测量精度。

绘制 ADS7043 和 AMC1035 的采样数据图，如图 4-28 至图 4-31 所示。

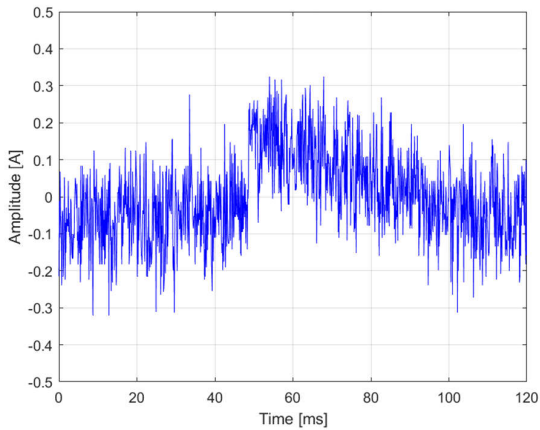


图 4-28. 有电源电压纹波时的输出噪声 (使用 ADS7043 以 10kHz 的频率进行采样)

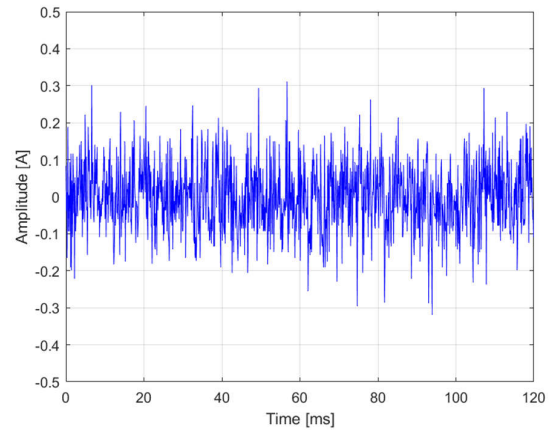


图 4-29. 无电源电压纹波时的输出噪声 (使用 ADS7043 以 10kHz 的频率进行采样)

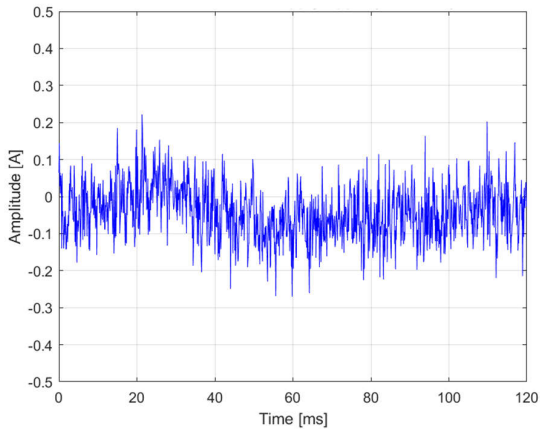


图 4-30. 有电源电压纹波时的输出噪声 (使用 AMC1035 以 10kHz 的频率进行采样)

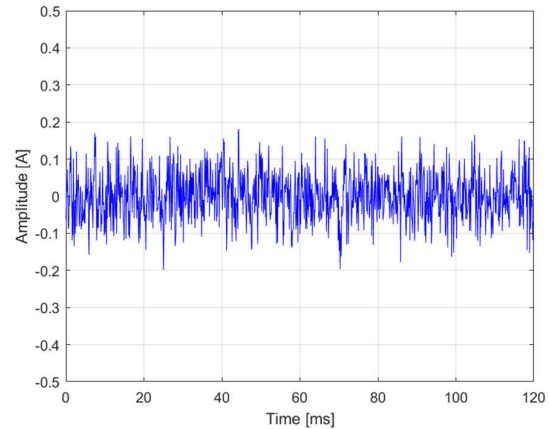


图 4-31. 无电源电压纹波时的输出噪声 (使用 AMC1035 以 10kHz 的频率进行采样)

对于 ADS7043，峰峰值噪声在  $600mA$  附近，而对于 AMC1035，该值在  $450mA$  附近。这些结果与节 4.4.1.1 中的直流噪声测试结果一致。使用  $\Delta - \Sigma$  调制器可以进一步降低电源纹波的影响。

结果显示了信号频率 ( $100kHz$ ) 高于采样频率 ( $10kHz$ ) 时导致了频谱混叠。

#### 4.4.7 数字接口

对于 ADS7043，使用 SPI 协议进行数据传输。数字接口波形如图 4-32 所示。当 CS 被下拉时，帧传输开始。10MHz 时钟信号由 MCU 生成。然后，ADS743 先发送 2 位零，接着发送 12 位转换结果。所有信号都在 TIDA-010937 的输出连接器上进行测量。

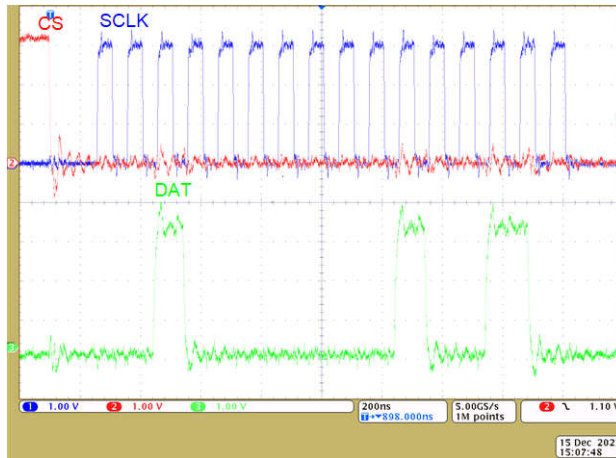


图 4-32. ADS7043 数字接口时序

图 4-33 显示了 AMC1035 数字接口波形。在此参考设计中，F28379D 提供连续的 20MHz 时钟信号。在 0V 差分输入信号条件下，AMC1035 会输出由 1 和 0 组成的比特流，且该比特流 50% 的时间处于高电平，50% 的时间处于低电平。所有信号都在 TIDA-010937 的输出连接器 J7 上进行测量。

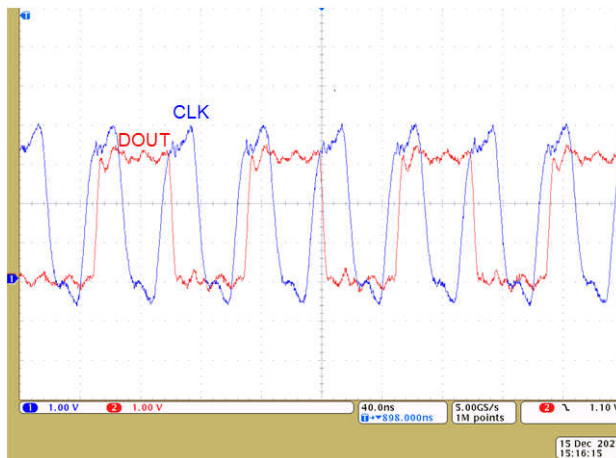


图 4-33. AMC1035 数字接口时序

## 5 与竞争对手器件的性能比较

本节基于 TIDA-010937 电路板，分析了竞争对手的霍尔传感器电流。竞争对手的器件是与 TMCS1123B3 引脚兼容的器件，但带宽仅为 120kHz，线性测量范围为  $\pm 15A$ 。本节详细分析了这两种器件的性能并进行了比较。

### 5.1 有效位数

有关噪声测试的详细信息，请参阅节 4.4.1.1。对于直流 ENOB，测试了 0A 输入条件下的等效输入电流噪声并计算了 ENOB。通过记录 ADC 的转换结果，可以计算 SNR 和 ENOB。表 5-1 展示了测试结果。

表 5-1. 噪声和直流/交流 ENOB 比较

器件		TMCS1123B3		竞争对手的器件	
带宽		250kHz		120kHz	
满量程范围		$\pm 22A$		$\pm 18A$	
ADC		ADS7043	AMC1035 Sinc <sup>3</sup> 64OSR	ADS7043	AMC1035 Sinc <sup>3</sup> 64OSR
直流性能	RMS/mA	91	64	89	66
	SNR/dB	48	51	46	49
	ENOB/位	7.6	8.1	7.3	7.8

TMCS1123B3 的线性测量范围为  $\pm 20.7A$ ，满量程范围为  $\pm 22A$ 。线性范围占满量程的 94.1%，竞争对手器件的线性测量范围为  $\pm 15A$ ，满量程范围为  $\pm 18A$ 。线性范围最多占满量程范围的 83.3%。

即使 TMCS1123 的带宽 (250kHz) 高于竞争对手器件的带宽 (120kHz)，但输入电流噪声却几乎相同，这意味着 TMCS1123 的噪声密度要低于竞争对手的器件。添加额外的滤波器电路可以进一步提高 TMCS1123 的精度。

### 5.2 延迟

有关延迟测试的详细信息，请参阅节 4.4.2.2。向 TIDA-010937 注入 10kHz、3A 的峰值方波电流，并测量 50% 输入和 50% 输出之间的延迟。测试结果如图 5-1 和图 5-2 所示。

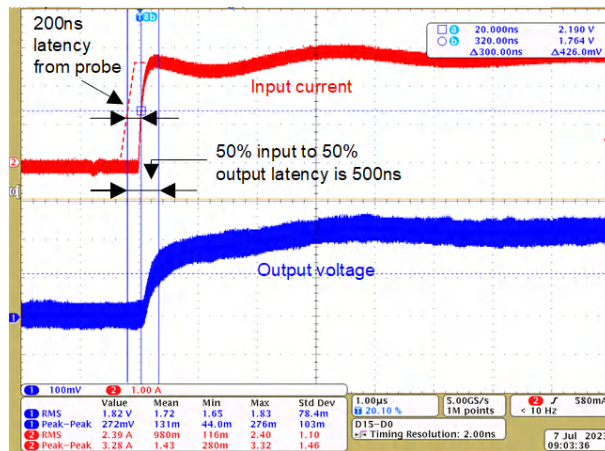


图 5-1. 延迟测试 (TMCS1123B3)

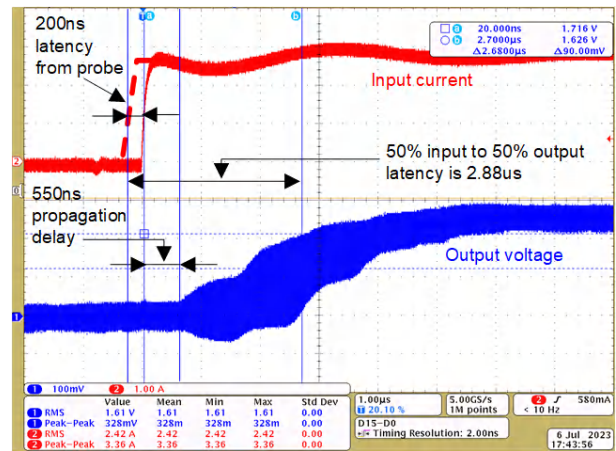


图 5-2. 延迟测试 (竞争对手的器件)

图 5-1 显示了 TMCS1123 在延迟方面具有显著优势。延迟低至 300ns，可提供更高频率的电流检测，并且不会影响系统控制带宽。对于竞争对手的器件，延迟由两部分组成：一部分是高达 550ns 的传播延迟，另一部分是零到 50% 的延迟，约为 2.1  $\mu s$ 。

另外，示波器的持久性模式表明，竞争对手的器件在输入电流的上升沿期间会产生很大的振铃，而 TMCS1123 的输出电压更平滑，专为高 di/dt 应用而设计。

### 5.3 PWM 抑制

有关 PWM 抑制测试的详细信息，请参阅节 4.4.3。通过持续增大 ADC 采样点位置，记录了电流传感器在一个 PWM 周期内的输出电压。测试结果如图 5-3 和图 5-4 所示。

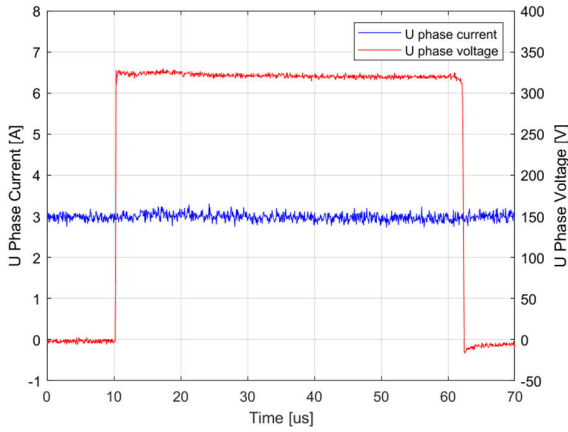


图 5-3. PWM 抑制测试 (TMCS1123B1)

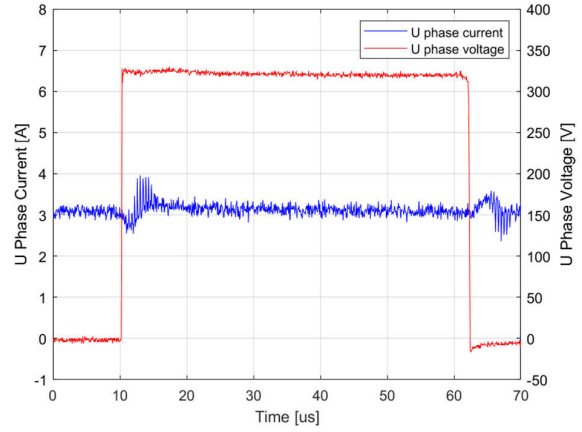


图 5-4. PWM 抑制测试 (竞争对手的器件)

在开关期间，竞争对手的器件会输出较大的尖峰噪声，如果转换为等效输入电流，则高达 1A，而 TMCS1123 对共模瞬态具有极大的抗扰度。更高的 CMTI 可提供准确的采样结果，尤其是在小占空比情况下。



## 6 设计和文档支持

### 6.1 设计文件

#### 6.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010937](#) 中的设计文件。

#### 6.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010937](#) 的设计文件。

#### 6.1.3 PCB 布局建议

有关布局建议，请参阅 [TMCS1123 具有 ±1.3kV 增强型隔离工作电压、过流检测和环境磁场抑制功能的精密 250kHz 霍尔效应电流传感器](#) 数据表。

##### 6.1.3.1 布局图

要下载布局图，请参阅 [TIDA-010937](#) 的设计文件。

### 6.2 工具与软件

#### 工具

适用于 C2000™ Delfino™ MCU 的 F28379D LaunchPad™ 开发套件  
LAUNCHXL-F28379D 是一款适用于 TI MCU LaunchPad™ 开发套件生态系统中 TMS320F2837xD、TMS320F2837xS 和 TMS320F2807x 产品的低成本评估和开发工具，该工具与各种 BoosterPack 插件模块兼容。该 LaunchPad 开发套件的扩展版本支持连接两个 BoosterPack。该 LaunchPad 开发套件提供标准化且易于使用的平台，供您在开发下一个应用时使用。

#### 软件

适用于 C2000™ 的 MotorControl 软件开发套件 (SDK)  
适用于 C2000™ 微控制器 (MCU) 的 MotorControl SDK 包含一套全面的软件基础架构、工具和文档，旨在尽可能地缩短基于 C2000 实时控制器的电机控制系统开发时间，可适用于各种三相电机控制应用。该软件包括在 C2000 电机控制评估模块 (EVM) 和针对工业驱动器、机器人、电器和汽车应用的 TI 参考设计上运行的固件。MotorControl SDK 包含高性能电机控制应用在开发和评估等各阶段所需的所有资源。

### 6.3 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[TMCS1123 具有 ±1.3kV 增强型隔离工作电压、过流检测和环境磁场抑制功能的精密 250kHz 霍尔效应电流传感器数据表](#)

### 6.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的 [使用条款](#)。

### 6.5 商标

C2000™, Sitara™, TI E2E™, LaunchPad™, and Delfino™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 7 作者简介

**YUFENG ZHANG** 是德州仪器 (TI) 工业系统电机驱动器团队的结构工程师，负责为工业驱动器指定并开发参考设计。

**MARTIN STAEBLER** 是德州仪器 (TI) 工业系统电机驱动器团队的高级技术人员，负责为工业驱动器指定并开发参考设计。

## 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