

# TI 参考设计 面向隔离式低功耗应用的电源和数据传输参考设计



## TI 参考设计

TIDA-00459 可提供一种用于对需要进行隔离式数据传输和电源转换的传感器发送器和其他应用进行设计和评估的完整的解决方案。本设计基于 LaunchPad™ 的外形尺寸，为通过隔离栅传输数据提供一种独特的节能方法。本设计采用高效的板载隔离式 DC/DC 转换器，因此可用于低功耗应用以及输入功率预算受限的应用（例如 4mA 至 20mA 回路供电系统）。

## 设计资源

<a href="#">TIDA-00459</a>	设计文件夹
<a href="#">MSP430FR5969</a>	产品文件夹
<a href="#">TPS60402</a>	产品文件夹
<a href="#">TPS62125</a>	产品文件夹
<a href="#">TPS715A33</a>	产品文件夹
<a href="#">TIDA-00245</a>	工具文件夹
<a href="#">TIDA-00349</a>	工具文件夹
<a href="#">TIDA-00167</a>	工具文件夹
<a href="#">TIDA-00189</a>	工具文件夹



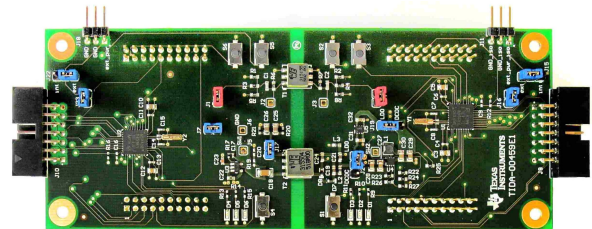
请咨询我们的 E2E 专家  
[WEBENCH® 设计中心](#)

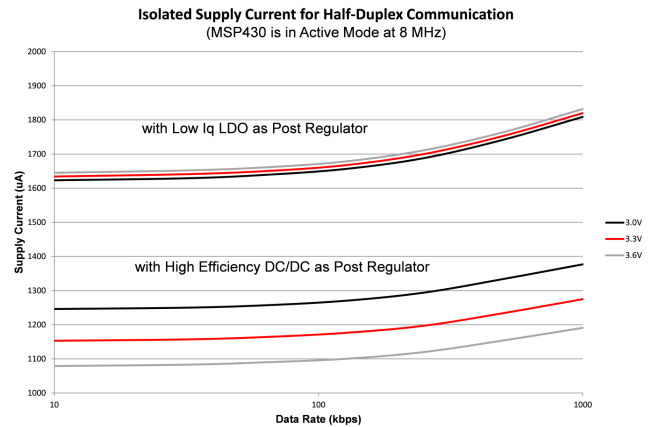
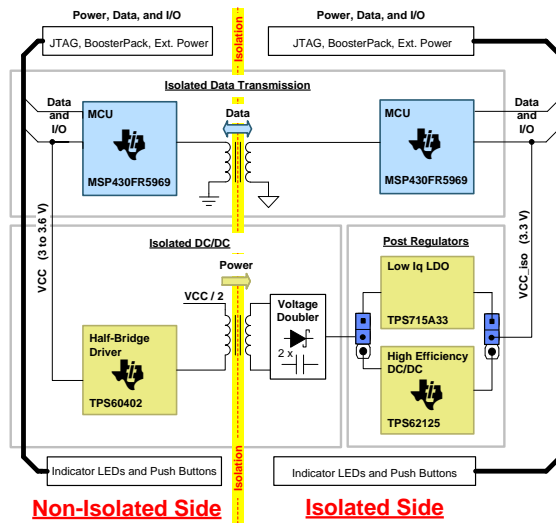
## 设计特性

- 低功耗隔离式单线双向数据传输，速率最高可达 1Mbps
- 输出电压为 3.3V 的高效、无光电耦合器隔离式 DC/DC 转换器
- 完全适合 3V 到 3.6V 输入以及高达 10mA 的负载电流
- 电路板采用 LaunchPad 外形尺寸，可轻松进行配置，并可通过 BoosterPack™ 接插模块进行扩展
- 隔离侧和非隔离侧可灵活选用多种电源选项和可编程微控制器 (MCU)

## 特色应用

- 工厂自动化和过程控制
- 由回路供电的 4mA 至 20mA 发送器、其他传感器以及现场发送器
- 楼宇自动化
- 便携式仪表





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 系统主要技术规范

表 1. 系统主要技术规范

参数	技术规范	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{CC}$	电源电压范围	3		3.6	V
$T_A$	自然通风工作温度范围	-40		85	°C
$f_{\text{系统}}$	处理器频率 (最高 MCLK 频率)			16	MHz

表 2. 隔离式数据传输路径

参数	技术规范	最小值	典型值	最大值	单位
数据传输速率				1	Mbps
选用低 Iq 低压降 (LDO) 作为后置稳压器, 进行半双工通信时的系统总电流	两个中央处理器 (CPU) 在 8MHz 频率下都处于激活模式并且电压为 3.3V 时双向通信速率为 1MBaud		2750		$\mu\text{A}$
选用高效 DC/DC 作为后置稳压器, 进行半双工通信时的系统总电流	两个 CPU 在 8MHz 频率下都处于激活模式并且电压为 3.3V 时双向通信速率为 1MBaud		2200		$\mu\text{A}$
选用低 Iq LDO 作为后置稳压器时的待机电流	系统在 LPM0 模式下处于待机状态并在电压为 3.3V 时准备接收数据		605		$\mu\text{A}$
	系统在 LPM3 模式下处于待机状态并在电压为 3.3V 时准备接收数据		175		$\mu\text{A}$
选用高效 DC/DC 作为后置稳压器时的待机电流	系统在 LPM0 模式下处于待机状态并在电压为 3.3V 时准备接收数据		530		$\mu\text{A}$
	系统在 LPM3 模式下处于待机状态并在电压为 3.3V 时准备接收数据		195		$\mu\text{A}$
选用低 Iq LDO 作为后置稳压器时的关断电流	电压为 3.3V 时的系统关断电流		112		$\mu\text{A}$
选用高效 DC/DC 作为后置稳压器时的关断电流	电压为 3.3V 时的系统关断电流		150		$\mu\text{A}$
铁电随机存取存储器 (FRAM) 写入速度				8	MBps

表 3. 总电源路径

隔离式 DC/DC + 低 Iq LDO 作为后置稳压器					
参数	技术参数	输出电压 <sup>(1)</sup>			单位
		最小值	典型值	最大值	
VOUT_LDO		3.135	3.300	3.465	V
参数	技术参数	典型输出电压/典型效率			单位
		T <sub>A</sub> = -40°C	T <sub>A</sub> = 25°C	T <sub>A</sub> = 85°C	
VOUT_LDO/η	VIN = 3V, J19_IOUT = 10μA	3.325/9.4	3.334/9.8	3.328/7.6	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 100μA	3.323/39.4	3.332/40.3	3.324/36.5	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 1mA	3.321/58.3	3.329/58.6	3.319/57.6	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 10mA	3.317/61.1	3.321/61.2	3.309/60.9	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 10μA	3.324/6.5	3.335/6.9	3.328/5.4	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 100μA	3.323/30.1	3.332/31.2	3.324/27.6	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 1mA	3.321/47.9	3.329/48.3	3.319/47.2	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 10mA	3.317/50.9	3.322/51.0	3.309/50.7	V/%
隔离式 DC/DC + 高效 DC/DC 作为后置稳压器					
参数	技术参数	输出电压 <sup>(1)</sup>			单位
		最小值	典型值	最大值	
VOUT_DCDC		3.200	3.333	3.469	V
参数	技术参数	典型输出电压/典型效率			单位
		T <sub>A</sub> = -40°C	T <sub>A</sub> = 25°C	T <sub>A</sub> = 85°C	
VOUT_DCDC/η	VIN = 3V, J19_IOUT = 10μA	3.334/8.1	3.326/7.9	3.324/6.1	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 100μA	3.333/43.0	3.325/43.3	3.323/38.1	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 1mA	3.332/74.4	3.323/76.3	3.321/76.1	V/%
	VIN = 3V, J19_IOUT = 10mA	3.332/73.6	3.324/74.3	3.321/74.6	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 10μA	3.336/5.8	3.326/5.8	3.324/4.4	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 100μA	3.335/35.6	3.325/36.0	3.324/30.6	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 1mA	3.333/72.5	3.324/74.3	3.322/72.8	V/%
	VIN = 3.6V, J19_IOUT = 10mA	3.333/76.5	3.323/77.5	3.321/77.8	V/%

<sup>(1)</sup> 取决于所用后置稳压器的数据手册技术规范

表 4. 隔离式 DC/DC

参数		注释			
转换器类型		初级侧采用半桥转换器，次级侧采用倍压器			
回路控制		开环，无光电耦合器			
变压器绝缘介电强度		正常，1500V 交流电压下为 1 分钟，1875V 交流电压下为 1 秒			
参数	技术参数	值			单位
		最小值	典型值	最大值	
VCC_IN	输入电压范围	3.0		3.6	V
参数	技术参数	典型输出电压/典型效率			单位
		T <sub>A</sub> = -40°C	T <sub>A</sub> = 25°C	T <sub>A</sub> = 85°C	
J24_VOUT/η <sub>Isolated</sub> DC/DC	VIN = 3 V, J24_IOUT = 10μA	5.6/16.0	5.8/18.5	5.5/12.7	V/%
	VIN = 3V, J24_IOUT = 100μA	4.8/58.5	5.0/63.0	5.2/59.6	V/%
	VIN = 3V, J24_IOUT = 1mA	4.6/81.4	4.8/85.1	5.0/86.9	V/%
	VIN = 3V, J24_IOUT = 10mA	4.1/75.4	4.2/77.3	4.2/78.0	V/%
	VIN = 3.6V, J24_IOUT = 10μA	7.0/14.4	7.3/16.5	6.7/11.0	V/%
	VIN = 3.6V, J24_IOUT = 100μA	5.9/55.4	6.1/59.0	6.3/54.0	V/%
	VIN = 3.6V, J24_IOUT = 1mA	5.7/82.6	5.9/85.9	6.1/87.0	V/%
	VIN = 3.6V, J24_IOUT = 10mA	5.2/79.5	5.3/81.1	5.3/81.8	V/%

表 5. 后置稳压器

参数		注释			
后置稳压器类型		低 I <sub>q</sub> LDO 或高效 DC/DC；可通过跳线进行选择			
J24_VIN		输入电压；与隔离式 DC/DC 的输出电压 (J24_VOUT) 相等			
低 I <sub>q</sub> LDO					
参数	技术参数	值 <sup>(1)</sup>			单位
		最小值	典型值	最大值	
VIN_operating	工作输入电压范围	3.6		24	V
I <sub>q</sub>	接地引脚电流		3.2	5.8	V
VOUT	输出电压 (VIN > 4.3V)	3.135	3.3	3.465	V
V <sub>Do</sub>	压降电压 (I <sub>O</sub> UT = 10 mA; VOUT = VOUT <sub>(NOM)</sub> - 0.1V)		84	140	V
η	效率	请参见节 7.1.5			
高效 DC/DC					
参数	技术参数	值 <sup>(1)</sup>			单位
		最小值	典型值	最大值	
VIN_operating	工作输入电压范围	3		17	V
VIN_startup	转换器启动的 VIN	4.122	4.32	4.535	V
VIN_stop	转换器停止的 VIN	3.012	3.133	3.283	V
VOUT	输出电压	3.2	3.333	3.469	V
η	效率	请参见节 7.1.4			

<sup>(1)</sup> 取决于所用后置稳压器的数据手册技术规范

## 2 系统描述

本参考设计的主要用途是提供一种高效的低功耗解决方案，通过对电源路径和数据传输路径进行隔离，避免信号调节和双向数据传输应用中的接地回路问题。

由于接地电位差在工厂自动化、过程控制、楼宇自动化、能量采集和便携式仪器等各种不同应用中广泛存在，某些传感器（如热电偶传感器）和信号调节电路必须与地进行电流隔离。对于此类隔离式传感器发送器，电源路径和数据传输路径都必须进行隔离（图 1）。

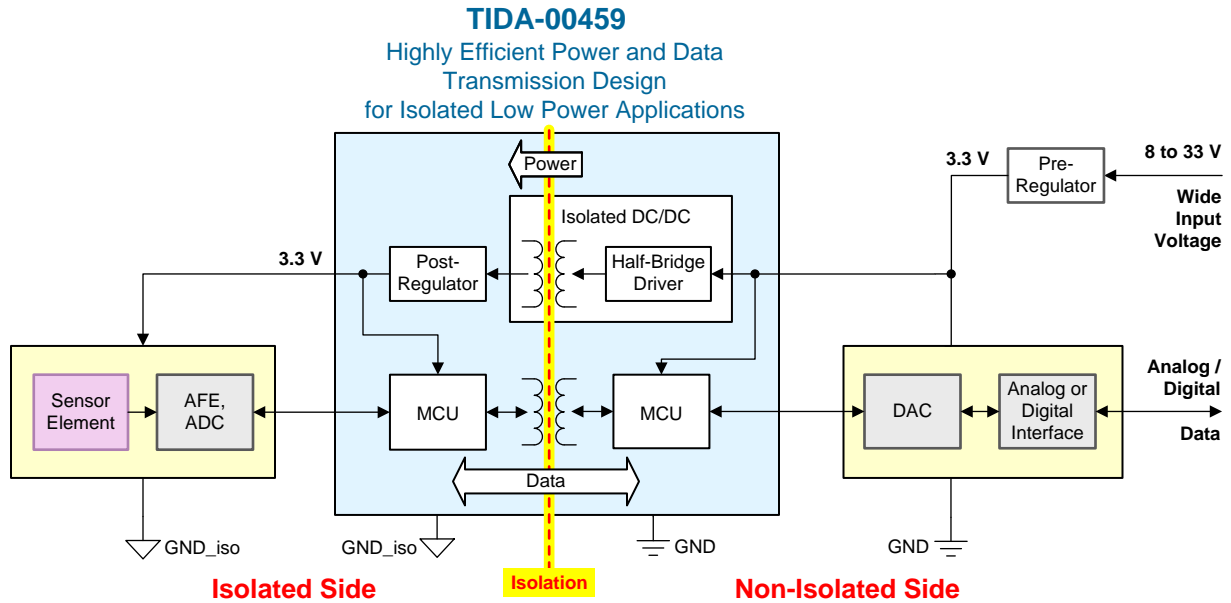


图 1. TIDA-00459 用于隔离式传感器发送器系统

上述应用中的数据传输路径可以是单向路径也可以是双向路径，双向路径更具挑战。

对于不仅隔离式传感器侧要发送数据而且主机也要传输数据（如向隔离式传感器侧传输配置数据）的系统，需要采用双向通信。此类解决方案面临的主要挑战是在工业标准传感器发送器内其尺寸受限，并且如果是回路供电系统，则总电流消耗受限。

单线制接口对于满足空间和功耗限制条件至关重要。在实际应用中，一个 **MCU**（放置于隔离侧）负责信号调节（线性化、校准和数据采集程序），另一个 **MCU**（放置于非隔离侧）负责通信（如果采用可寻址远程转换器高速通道 (HART) 或比 **4mA** 至 **20mA** 通信更为复杂的通信）并向隔离式传感器侧发送不同配置。

另一项挑战则与此类应用功耗较低（通常从数十毫瓦低至亚毫瓦范围）相关。虽然已为输出功率范围高于数百毫瓦的高效隔离式 **DC/DC** 转换器提供各种解决方案 [1]，但所需隔离式电源解决方案需要在比前述低得多的功率时仍具备独特的高效率。较高的电源效率可支持输入功率或输入电流预算受限的应用，例如由回路供电的 **4mA** 至 **20mA** 发送器或由总线供电且总线功率受限的应用。

图 1 所示为一种典型的完全隔离式传感器发送器系统，其中 TIDA-00459 位于非隔离式系统侧，由 3.3V 非隔离式预稳压电源轨供电。此后，TIDA-00459 用于为隔离侧的信号调节和信号处理系统供电。由 TIDA-00459 生成的 3.3V 隔离式电源轨稳压性能良好，无需在隔离侧额外使用 3.3V 后置稳压器。

TIDA-00459 的电流隔离基于变压器实现，其本身的使用寿命要长于光电耦合器隔离器。工业设备的运行时间通常要比消费类电子设备长得多。因此，保持 15 年以上的有效隔离非常重要。因此，对于在发送器和接收器之间需要进行电流隔离的系统，通常选用变压器作为耦合元件。

TIDA-00459 实现了数据传输路径和电源路径在系统隔离侧和非隔离侧之间的功能性隔离。本参考设计还可用于所用变压器具备充分功能性隔离的类似应用。对于其他应用场合，可能需要对变压器进行更改，以满足更为严格的隔离要求。

3 框图

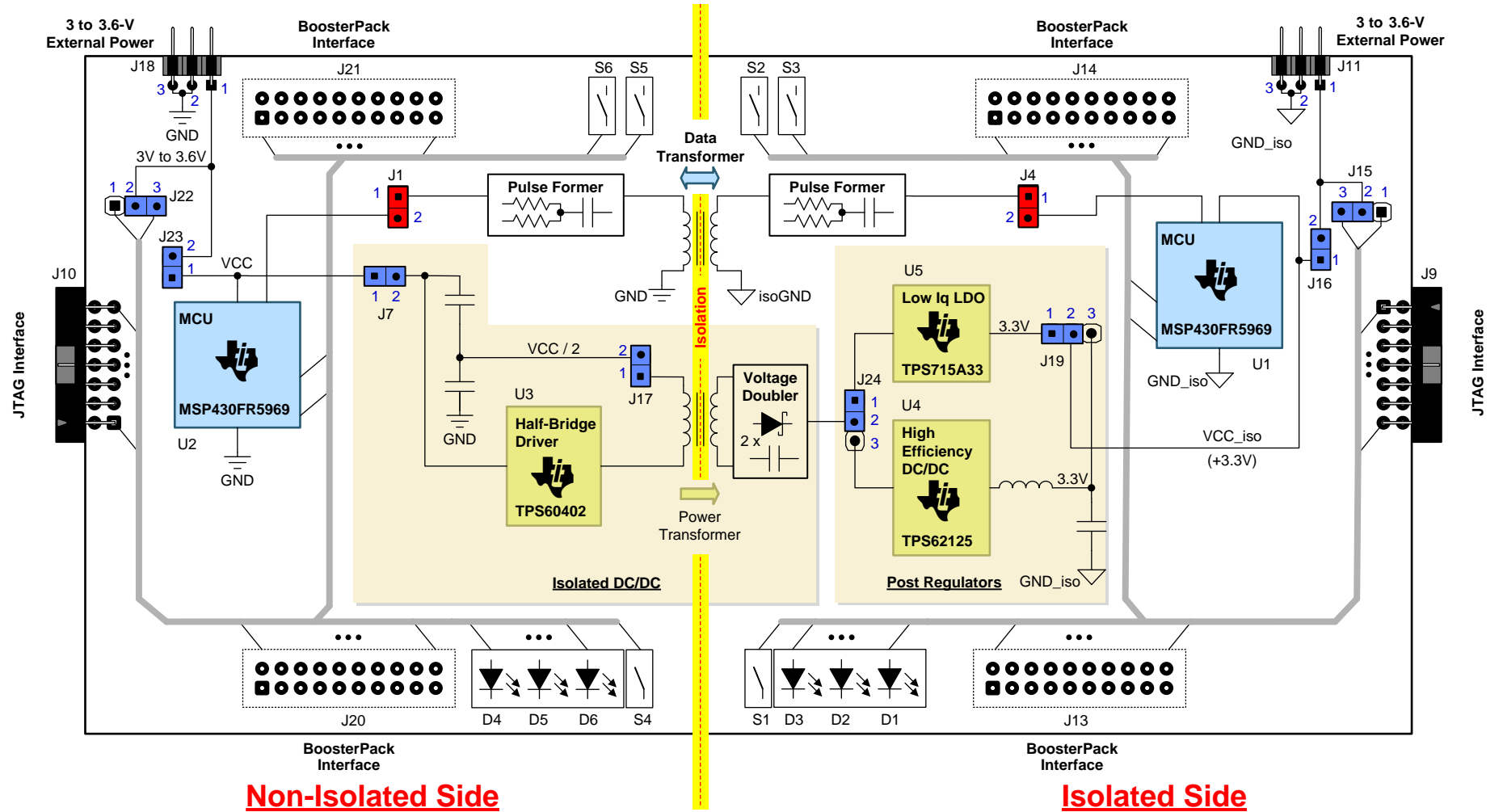


图 2. TIDA-00459 框图

图 2 给出了 TIDA-00459 的框图。该参考设计由以下几部分组成：

- 隔离式双向数据传输路径
- 隔离式电源路径
- 外设和接口组件

该框图分为隔离侧和非隔离侧，彼此之间通过隔离栅进行隔离。两侧均配有专用接地端（非隔离侧为 GND，隔离侧为 GND\_iso）。

#### 隔离式双向数据传输路径

本参考设计提供一种使用单一隔离组件（即脉冲变压器）将数字数据跨越隔离边界从一个 MCU 发送至另一 MCU 的方法。此类变压器具备稳定可靠、低功耗和低成本特性，因此在工业应用中通常使用此类变压器跨越隔离边界。此类解决方案面临的首要挑战是在传感器发送器（工业标准）内其尺寸受限，并且如果是回路供电系统，则总电流消耗受限。

对于 MCU，选用 MSP430FR5969 的原因在于该器件采用超低功耗 (ULP) 系统架构、集成比较器以及采用集成通用异步收发器 (UART) 模块进行隔离式数据传输。

#### 隔离式电源路径

此参考设计的电源路径由非隔离侧的插头 J7 延伸至隔离侧的插头 J19。非隔离侧的输入电压采用 3.3V 电源轨，其电压范围为 3V 至 3.6V，可由 JTAG 接口 (J10) 或连接器 J18 提供。隔离栅由隔离式 DC/DC 的电源变压器跨越。隔离式 DC/DC 的初级侧采用半桥拓扑，次级侧采用倍压器。半桥电路以固定频率运行，其占空比固定为 50%。它采用开环控制方法，以使用光电耦合器探针。本参考设计在隔离侧提供两种不同的后置稳压器供用户选择：低 Iq LDO (U5) 以及高效 DC/DC (U4)。通过简单的跳线设置 (J24 和 J19) 即可选择所需的后置稳压器。电源路径隔离侧的输出电压是经过稳压的 3.3V，其负载电流最高可达 10mA。该电压用于为隔离侧的 MCU (U1) 供电。此 3.3V 隔离式稳压电源轨连接至连接器 J11 和 BoosterPack 连接器 J13，用于为隔离侧的外部电路（传感器元件、模拟前端 (AFE)、模数转换器 (ADC) 等）供电，如图 1 所示。

#### 外设和接口组件

为演示相关功能，TIDA-00459 的硬件还包括两侧的 BoosterPack 连接器。BoosterPack 接插模块可帮助用户扩展硬件功能并添加无线连接、电容式触控、温度感测、显示等功能（如需详细信息，请访问 [www.ti.com/boosterpack](http://www.ti.com/boosterpack)）。设计文件包括设计注意事项、框图、原理图、物料清单 (BOM)、板层图、Altium 文件、光绘文件和 MSP430™ 固件。



### 3.1 重点产品

#### 3.1.1 MSP430FR5969

TIDA-00459 参考设计采用 MSP430 ULP 铁电 RAM (FRAM) 平台。MSP430 将独特的嵌入式 FRAM 和整体 ULP 系统架构相结合，支持创新人员以较少的能源预算提升性能。FRAM 的写入速度比闪存快得多并且耐用性几乎无限，这意味着在远程传感器中，可以更频繁地写入数据从而提升数据精度，或者可以将数据存储更长的时间。由于无需电荷泵，FRAM 可在写入期间降低平均功耗和峰值功耗。与对 FRAM 执行读取操作相比，对 FRAM 执行写入操作无需设置过程或更多功耗。读取 FRAM 的流耗已包含在激活模式的流耗中。

这种可逐位编程的存储器可以方便程序员存储数据或程序。而且，写入前无需预擦除存储器段等操作。FRAM 的另一项优势体现在安全性方面。FRAM 因采用独特的构造而具有安全性更高的固有特性，而且去分层操作对其无效。FRAM 还可免受  $\alpha$  粒子辐射和趋肤效应 (SER) 的影响。FRAM 与静态 RAM (SRAM) 存在以下两种主要区别：

- FRAM 是非易失性存储器，也就是说，储存的内容在掉电后不会丢失。
- MSP430 器件上的嵌入式 FRAM 可以以 8MHz 的最高速度进行（读取或写入）访问。

与 MSP430 闪存相比，FRAM 具备以下优势：

- 简单易用
- 无需执行设置或准备操作（如解锁控制寄存器）
- 未分段，可对每一位单独执行擦除、写入和寻址操作。
- 在写入前无需擦除
- 允许低功耗写入访问（无需电荷泵）
- 在整个电压范围内（1.8V 至 3.6V）都可执行写入操作
- 可以以接近 8MBps 的速度写入（包括擦除时间在内的最大闪存写入速度约为 14kBps）

与对 FRAM 执行读取操作相比，对 FRAM 执行写入操作无需更多功耗。读取 FRAM 的流耗已包含在激活模式的流耗中。表 6 汇总了 FRAM 相对于其他存储器技术的优势。

表 6. FRAM 的优势

技术参数	FRAM	SRAM	闪存
写入一个字的速度	125ns	< 125ns	85 $\mu$ s
擦除时间	无需预擦除	无需预擦除	擦除 512 字节需 23ms
可逐位编程	是	是	否
耐写次数	每个擦除周期可写入 $10^{15}$ 次	不适用	每个擦除周期可写入 $10^{15}$ 次
非易失性	是	否	支持
内部写入电压	1.5V	1.5V	12V 至 14V（需使用电荷泵）

特性：

- 嵌入式微控制器
  - 时钟频率高达 16MHz 的 16 位精简指令集计算机 (RISC) 架构
  - 电源电压范围宽（1.8V 至 3.6V；最低电源电压受限于电源电压监控器 (SVS) 电平。）
- ULP 模式经过优化
  - 工作模式：大约 100 $\mu$ A/MHz

- 待机（采用低功耗振荡器 (VLO) 的 LPM3）：0.4 $\mu$ A（典型值）
- 实时时钟 (LPM3.5)：0.25 $\mu$ A（典型值；RTC 由 3.7pF 晶振提供时钟。）
- 关断 (LPM4.5)：0.02 $\mu$ A（典型值）
- ULP FRAM
  - 容量高达 64KB 的非易失性存储器
  - ULP 写操作
  - 支持快速写入，每个字只需 125ns（4ms 内写入 64KB）
  - 统一标准存储器 = 程序 + 数据 + 存储都处于单个空间
  - 耐写次数达  $10^{15}$  次
  - 抗辐射和非磁性
- 智能数字外设
  - 32 位硬件乘法器 (MPY)
  - 三通道内部直接存储器访问 (DMA)
  - 带有日历和报警功能的 RTC
  - 5 个 16 位定时器，每个定时器具有多达 7 个捕捉/比较寄存器
  - 16 位循环冗余校验器 (CRC)
- 高性能模拟
  - 16 通道模拟比较器
  - 12 位模数转换器 (ADC)，具有内部基准、采样保持功能以及多达 16 条外部输入通道
- 多功能 I/O 端口
  - 所有引脚都支持电容触控功能，无需外部组件
  - 可按位、字节和字进行访问（成对访问）
  - 所有端口均可从 LPM 进行边沿可选唤醒
  - 所有端口均具有可设定的上拉电阻或下拉电阻
- 代码安全性和加密
  - 128 位或 256 位高级加密标准 (AES) 安全加密和解密协处理器
  - 用于随机数生成算法的随机数种子
- 增强型串行通信
  - eUSCI\_A0 和 eUSCI\_A1 支持
    - 支持自动波特率检测的 UART
    - IrDA 编码和解码
    - 数据传输速率高达 10Mbps 的串行外设接口 (SPI)
  - eUSCI\_B0 支持
    - 支持多从器件寻址的 I<sup>2</sup>C
    - 数据传输速率高达 8Mbps 的 SPI
  - 硬件 UART 和 I<sup>2</sup>C 引导加载程序 (BSL)
- 灵活的时钟系统

- 具有 10 个可选厂家调整频率的固定频率数控振荡器 (DCO)
- 低功耗低频内部时钟源 (VLO)
- 32kHz 晶振 (LFXT)
- 高频晶振 (HFXT)
- 开发工具和软件
  - 采用 EnergyTrace™++ 技术开发套件 (MSP-TS430RGZ48C) 的免费专业开发环境

如需获得完整的模块说明, 请参见《MSP430FR58xx、MSP430FR59xx、MSP430FR68xx 和 MSP430FR69xx 系列器件用户指南》(文献编号: [SLAU367](#))

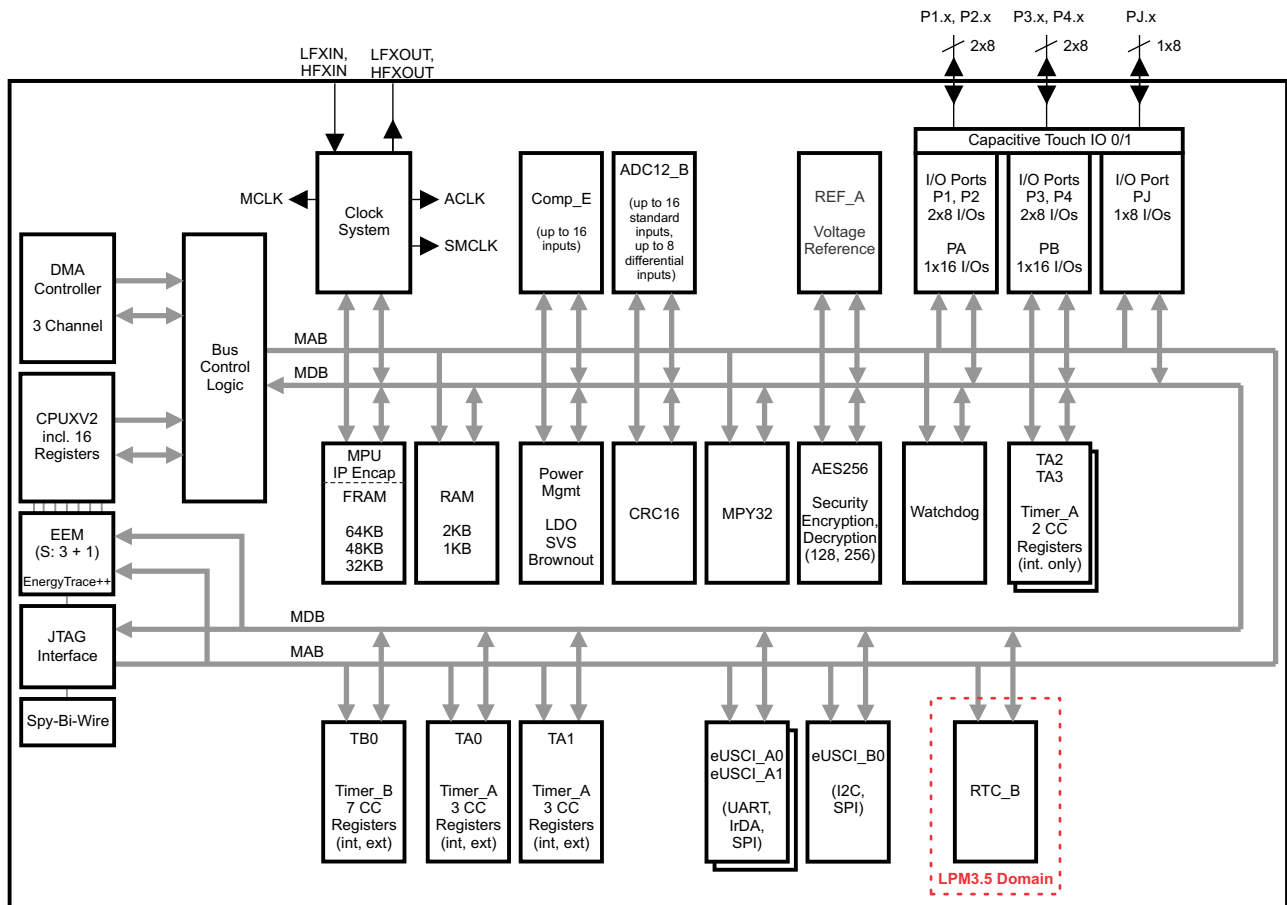


图 3. MSP430FR5969 框图

MSP430 ULP FRAM 产品组合由多种采用 FRAM 的器件集合、ULP 16 位 MSP430 CPU 和针对不同应用的智能外设组成。Comparator\_E (COMP\_E) 和 eUSCI\_A 模块用于此应用。

COMP\_E 模块支持精密斜坡 ADC、电源电压监控以及外部模拟信号监控功能。COMP\_E 具备以下特性:

- 反向和非反向引脚输入复用器
- 针对比较器输出的可由软件选择的 RC 滤波器
- 为定时器\_A 的捕获输入提供的输出端
- 端口输入缓冲的软件控制。
- 中断功能

- 可选择的基准电压发生器和电压迟滞发生器
- 共用基准的基准电压输入
- ULP 比较器模式
- 支持低功耗运行的中断驱动测量系统

增强型通用串行通信接口 A (eUSCI\_A) 采用一个硬件模块支持多个串行通信模式。本设计采用 UART 模式。UART 模式的特性包括:

- 7 或 8 位具有奇、偶或无奇偶校验的数据
- 独立的发送和接收移位寄存器
- 独立的发送和接收缓冲寄存器
- 最低有效位 (LSB) 优先或最高有效位 (MSB) 优先的数据发送和接收
- 多处理器系统中内置空闲线和地址位通信协议
- 针对从 LMPx 模式中自动唤醒的接收器开始边沿检测 (不支持从 LPMx.5 唤醒)
- 具有针对分数波特率支持调制的可编程调制波特率
- 状态标志的错误检测和抑制
- 地址检测的状态标志
- 针对接收、发送、起始位已接收和发送完成的独立中断能力

### 3.1.2 TPS60402

在本 TIDA-00459 参考设计中, TPS60402 [6] 用于一种改进方法中, 驱动开环隔离式 DC/DC 电源变压器 T2。选择该器件的原因是其具备多个集成场效应晶体管 (FET), 这些集成 FET 的尺寸符合此类低功耗应用的要求并可用作半桥驱动器。此外, TPS60402 配有内部振荡器, 可为半桥 FET (Q1 和 Q2) 生成占空比为 50% 的互补控制信号, 如图 4 所示。最后, 该器件的静态电流较低, 这是将其用于本设计的必要条件之一。

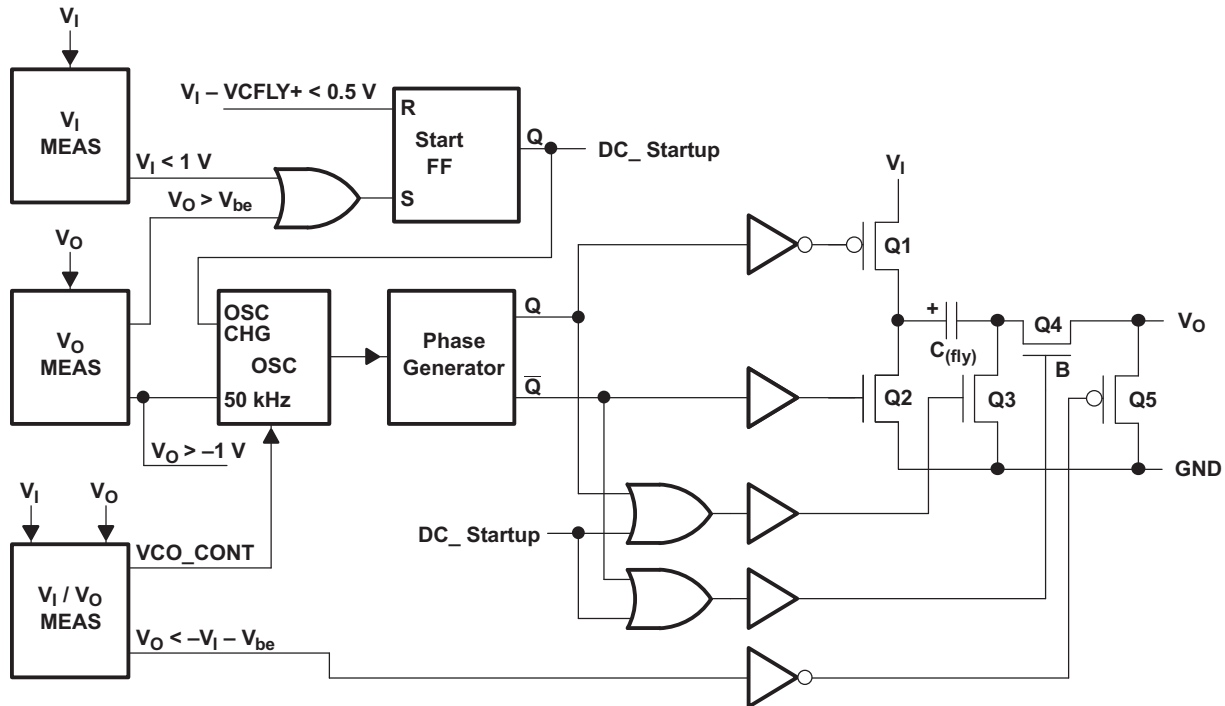


图 4. TPS60400 系列器件 — 功能框图

TPS60400 系列器件适用的主要有益规范总结如下:

- 输入电压范围为 1.6V 至 5.5V
- 小型 5 引脚 SOT23 封装
- 集成开关 (FET)
- 内部固定频率振荡器 (适用于 TPS60401 至 TPS60403)
- 多种开关频率各不相同的型号, 如表 7 所示
- 器件的静态电流可低至 65 $\mu$ A

表 7. TPS60400 系列器件 — 器件型号

参数	TPS60400	TPS60401	TPS60402	TPS60403
开关频率 (典型值)	可变开关频率 50kHz 至 250kHz	20kHz	50kHz	250kHz
静态电流 (典型值)	125 $\mu$ A	65 $\mu$ A	120 $\mu$ A	425 $\mu$ A

TPS60402 是 TPS60400 系列器件的成员之一。TPS60402 开关频率为 50kHz, 可实现效率和解决方案尺寸之间的合理权衡。

### 3.1.3 TPS715A33

TPS715A33 [2] 是一款低  $I_q$  LDO，用作用户可选的两个后置稳压器之一，该器件通过开环隔离式 DC/DC 的非稳压输出生成稳压性能良好的 3.3V 电源轨。这款基于 LDO 的后置稳压器可实现所需后置稳压操作，是目前为止最为简单易用和最具成本效益的方案。选择这款器件的原因在于其输入电压范围较宽、静态电流 ( $I_q$ ) 较低且与负载无关以及可指定其输出电压精度降至 0mA。选择具有 3.3V 固定输出电压的型号旨在简化设计并消除外部电压设置电阻额外容差和温度漂移，额外容差和温度漂移在选用可调型号时可能需要使用（请参见图 5 和图 6）。

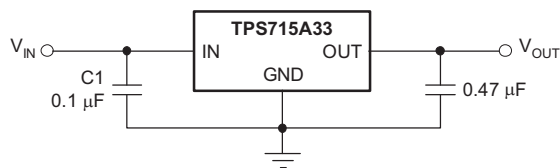


图 5. 典型应用电路  
(固定电压型号)

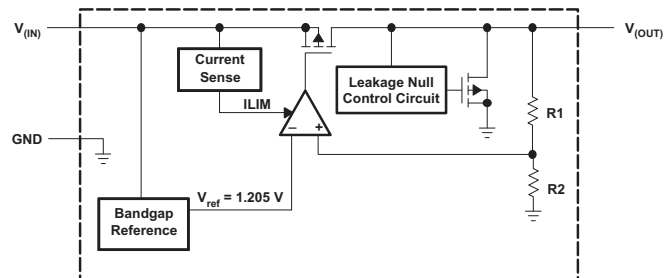


图 6. 功能框图  
(固定电压型号)

TPS715A 低压降稳压器 (LDO) 具备输入电压高、压降电压低、运行功耗低以及微型封装等诸多优势。该器件可在 2.5V 至 24V 的输入电压范围内运行，与所有电容 ( $> 0.47\mu\text{F}$ ) 搭配使用时均可保持稳定。该器件将较高的最大输入电压与优异的功耗特性相结合，非常适用于工业和汽车行业应用。P 型金属氧化物半导体 (PMOS) 导通元件充当阻值较低的电阻。低压降电压直接与负载电流成正比，负载电流为 80mA 时，其典型值为 670mV。低静态电流 (典型值为  $3.2\mu\text{A}$ ) 在整个输出负载电流范围内 (0mA 至 80mA) 几乎恒定不变。TPS715A 可采用适用于高功耗的  $3\text{mm} \times 3\text{mm}$  封装，也可以采用适用于手持和超便携式应用的  $2\text{mm} \times 2\text{mm}$  小封装。 $3\text{mm} \times 3\text{mm}$  封装也可作为一种非磁性封装应用于医疗成像应用。

特性:

- 24V 最大输入电压
- 电流为 80mA 时低静态电流为  $3.2\mu\text{A}$
- 与所有电容 ( $> 0.47\mu\text{F}$ ) 搭配使用时均可保持稳定
- 80mA 指定电流
- 提供固定电压和可调电压 (1.2V 至 15V) 型号
- 特定电流限值
- 采用  $3\text{mm} \times 3\text{mm}$  和  $2\text{mm} \times 2\text{mm}$  小外形尺寸无引线 (SON) 封装
- 指定结温范围为  $-40^\circ\text{C}$  至  $125^\circ\text{C}$

### 3.1.4 TPS62125

TPS62125 [3] 是一款高效 DC/DC 降压转换器，用作用户可选的另一个后置稳压器，该器件可通过开环隔离式 DC/DC 的非稳压输出生成稳压性能良好的 3.3V 电源轨。使用此开关稳压器后，整个电源路径的总电源转换效率几乎比使用低 Iq LDO 高 30%（请参见图 44 至图 47）。选择此降压转换器的原因在于其输入电压范围宽、欠压锁定 (UVLO) 和迟滞用户可以编程、能够以 100% 占空比运行以及电源输出正常（请参见图 7）。

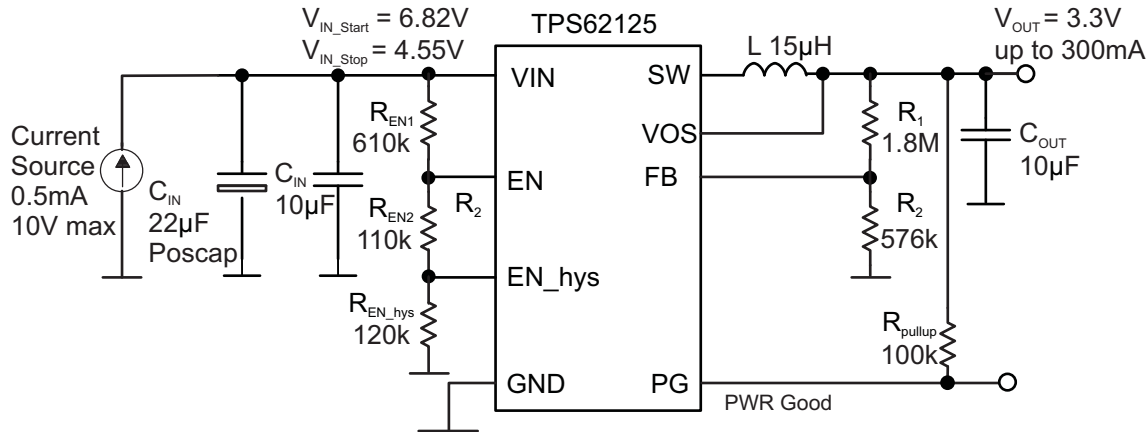


图 7. 由通过 0.5mA 电流源充电的储能电容供电运行的 TPS62125

若 DC/DC 转换器由电流预算受限的输入源供电，用户可编程的 UVLO 和迟滞有助于此转换器顺利启动。为 DC/DC 转换器供电时，输出电压与输出电流相关的此类电源较为敏感。隔离式 DC/DC 可视为此类输入源，原因是其输出电压在负载极低或无负载时会升高（请参见图 52 至图 55）。

建议采用的最高电源电压为 17V，该电压可提供足够的裕度，即使无负载条件下由隔离式 DC/DC 供电时也是如此。TPS62125 的功能集因其出色的高效率进一步得到补充，甚至对于亚毫安至 10mA 或更高的低输出电流范围也是如此，如图 8 所示。

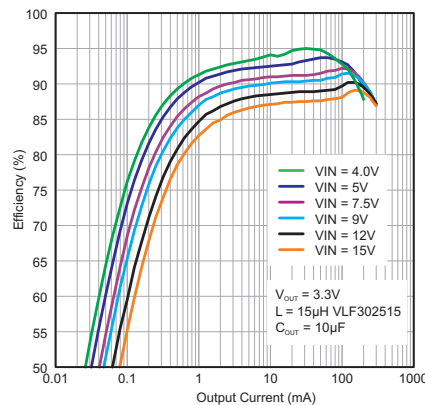


图 8. 效率与输出电流间的关系曲线 ( $V_{OUT} = 3.3V$ )



TPS62125 是一款高效同步降压转换器，已针对输出电流最高达 300mA 的低功耗和超低功耗应用进行了优化。该器件具备 3V 至 17V 的宽输入电压范围，可支持四节碱性电池、1 节至 4 节锂离子电池串联配置以及由 9V 至 15V 供电的应用。该器件具备一个精密的低功耗使能比较器，其可用作输入电源电压监视器 (SVS)，以满足系统特定的上电和断电要求。该使能比较器仅消耗 6 $\mu$ A 静态电流并具备典型值为 1.2V 的精确阈值以及可调迟滞。借助此特性，该转换器能够从由太阳能板或者电流回路等高阻抗源供电的储能电容中提取电能来生成电源轨。凭借其 DCS-Control™ 机制，该转换器可在节能模式下运行，从而在整个负载电流范围内保持最高效率。在轻负载时，该转换器可以脉频调制 (PFM) 模式运行并在负载电流较高时自动无缝转换至脉宽调制 (PWM) 模式。DCS-Control 机制已针对 PFM 模式下的低输出纹波电压进行了优化，从而最大限度地降低输出噪声并获得优异的交流负载稳压性能。开漏电源正常输出表示正在对输出电压进行稳压。

特性：

- 宽输入电压范围：3V 至 17V
- 具有可调节阈值/迟滞的输入 SVS
- 宽输出电压范围：1.2V 至 10V
- 静态电流典型值为 13 $\mu$ A
- 关断电流典型值为 350nA
- 无缝转换节能模式
- DCS-Control 机制
- 低输出纹波电压
- 开关频率最高可达 1MHz
- 在较宽的 VIN 和 VOUT 范围内保持最高效率
- 100% 占空比模式
- 电源正常开漏输出
- 输出放电功能
- 采用 2 × 2mm<sup>2</sup> 8 引脚小型 SON 封装

## 4 系统设计原理

### 4.1 采用 MSP430FR5969 的隔离式数据传输

用于数据传输的 UART 方波通过 eUSCI\_A 模块生成。发送器的直流分量被电容阻隔，因此变压器仅传输 UART 方波的交流分量，从而使脉冲序列通过次级绕组。之后，需要从次级绕组的脉冲序列中恢复方波。为恢复此信号，使用 MSP430FR5969 内部的 Comparator\_E。Comparator\_E 具有为输出信号生成迟滞的功能，该迟滞用于从脉冲序列中恢复方波。MSP430 的端口引脚 P1.1 与传输电路相连。该引脚复用比较器输出 COUT 和比较器输入 C1 等多个功能。如果 MSP430 配置为收发器，则该引脚配置为 COUT；如果 MSP430 配置为接收器，则该引脚配置为 C1。由于变压器是对称器件（尤其是匝数比为 1:1 的变压器）并且电路呈对称排布，因此通过其中的数据流很容易逆推。一般而言，针对 T1/E1 电信应用开发的变压器非常适合作为电流隔离式工业发射器的接口元件。表 8 列出了建议采用的几种现成的变压器。

表 8. 变压器

制造商	部件编号	最低电感 (μH)	隔离
伍尔特电子 (Würth Elektronik)	750315105	400	1500V AC
伍尔特电子 (Würth Elektronik)	750315155	400	1500V AC
线艺 (Coilcraft)	S5394-CLB	400	1500V AC

图 9 所示为隔离式数据传输的功能方框图。

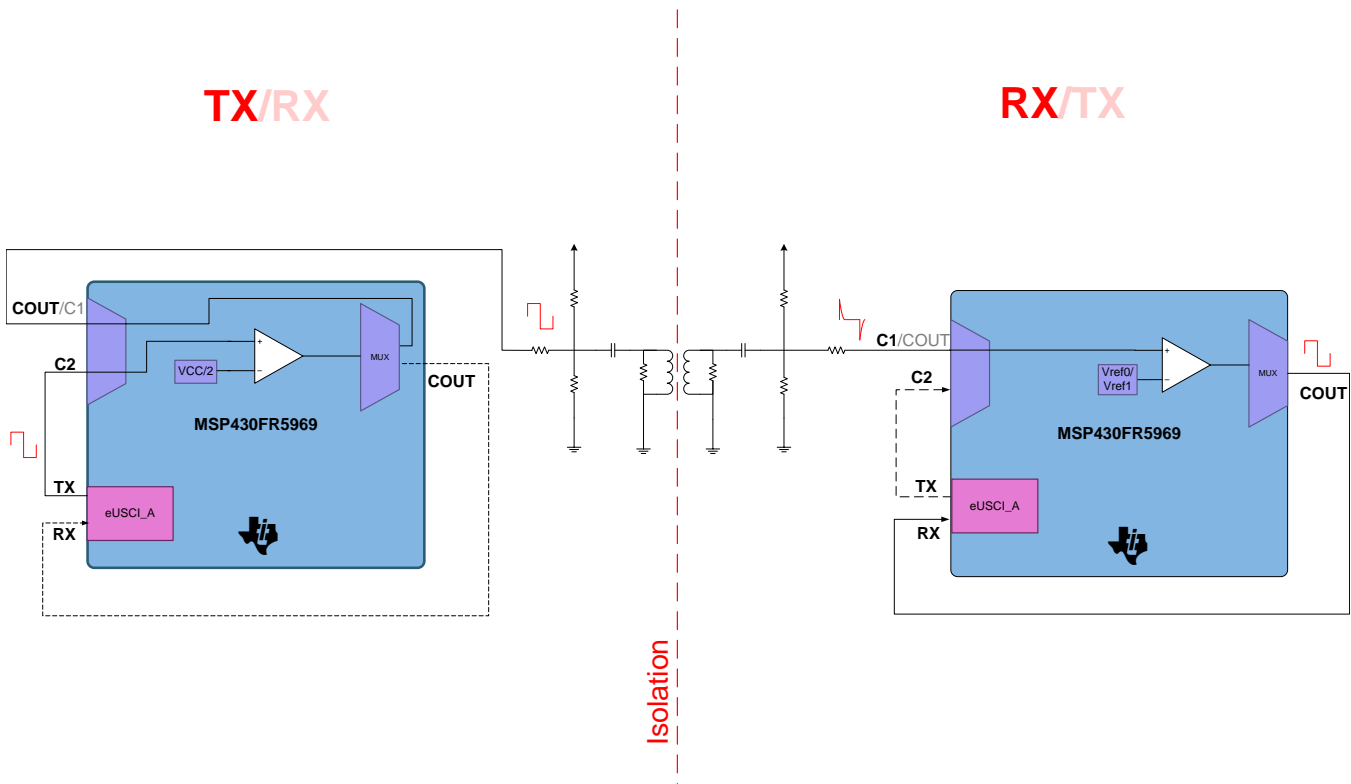


图 9. TIDA-00459 隔离式数据传输的功能方框图

### 4.1.1 接收数据

如果 MSP430 处于接收模式，与发送电路相连的 P1.1 引脚配置为比较器输入 C1。比较器输出 COUT 映射至另一引脚 P3.5，该引脚在外部与 UART RX 引脚相连（请参见图 10）。

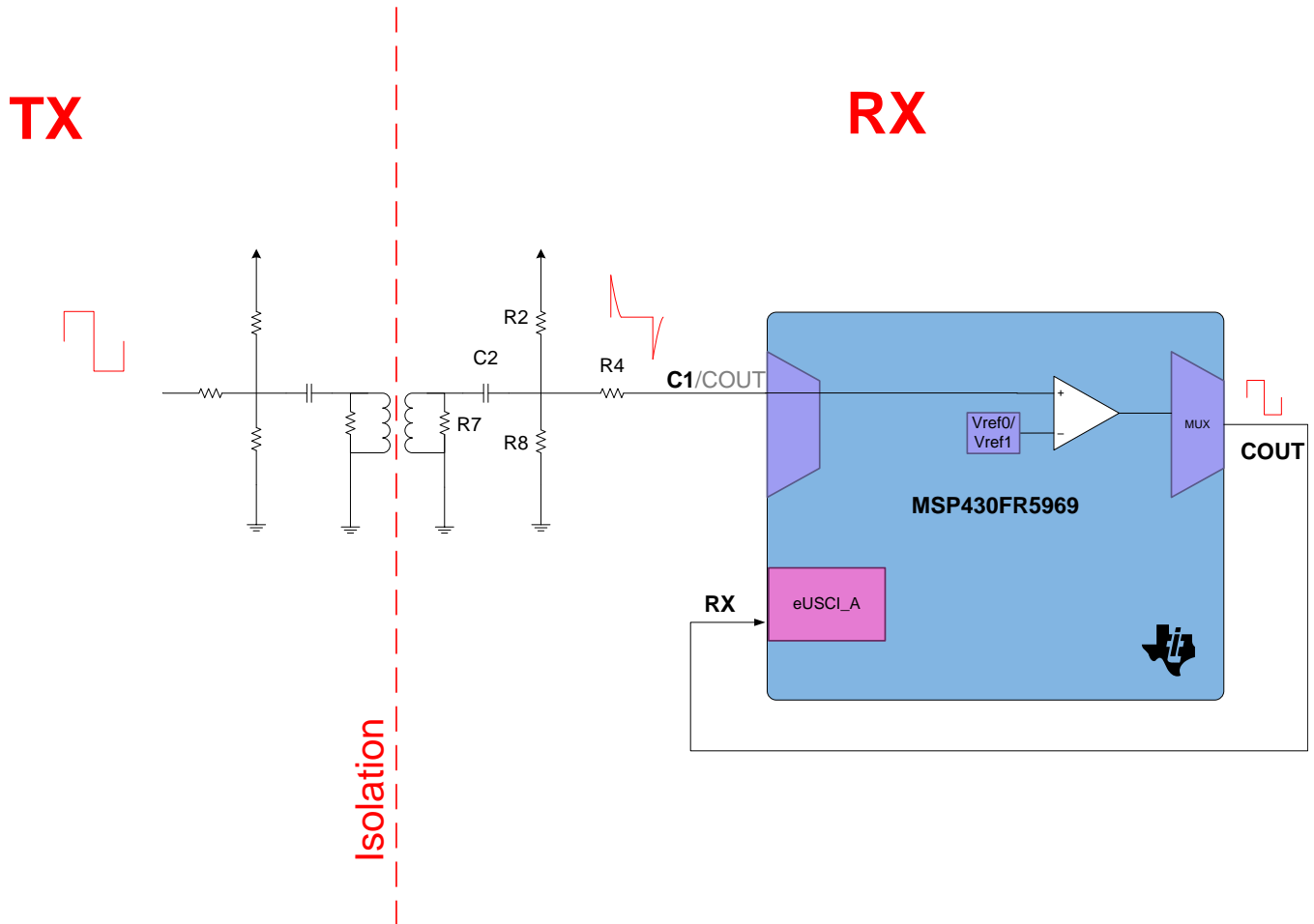


图 10. 接收框图

MSP430 的内部比较器具有两种不同的基准电压  $V_{ref0}$  和  $V_{ref1}$ 。比较器的输出信号  $COUT$  为 1 时使用  $V_{ref1}$ ， $COUT$  为 0 时使用  $V_{ref0}$ 。这可在不使用外部组件的情况下生成迟滞。如果正向脉冲的幅值超出比较器的阈值  $V_{ref0}$ ， $COUT$  变为高电平。这种新的  $COUT$  状态将一直持续，直至次级绕组出现反极性脉冲并超出比较器的阈值  $V_{ref1}$ 。 $COUT$  将变为低电平并在出现另一正向脉冲前一直保持该状态。如果不发送任何数据并且不生成任何脉冲，比较器输入的电压将为  $V_{CC}/2$ 。由于  $V_{ref0}$  高于  $V_{CC}/2$  并且  $V_{ref1}$  低于  $V_{CC}/2$ ，比较器输出  $COUT$  将保持其状态，直至在反方向出现脉冲。图 11 所示为比较器的输出信号随比较器输入  $C1$  的脉冲而变化的情况。接收器侧比较器  $COUT$  的输出信号再次与发送器侧的  $TX$  信号相似。此后，此  $COUT$  信号馈入  $eUSCI_A$  模块的  $RX$  引脚，而  $eUSCI_A$  模块用于对  $UART$  协议进行解码。

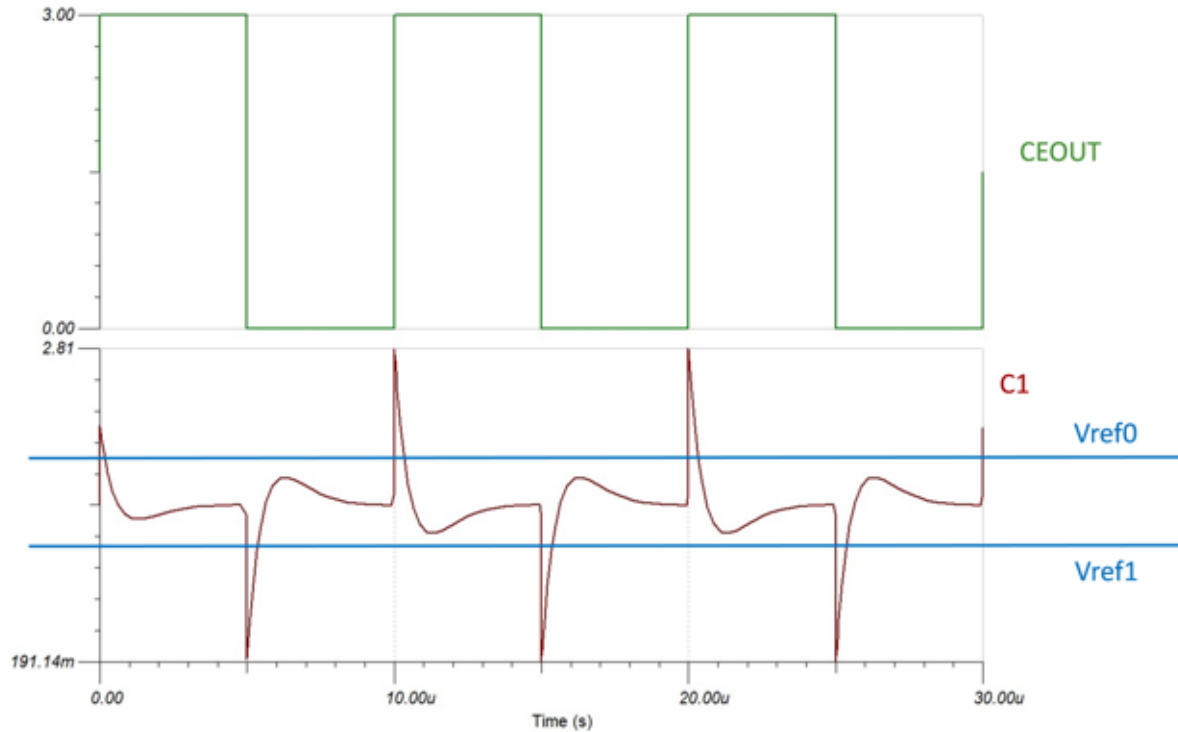


图 11. 比较器输入和输出信号

### 4.1.2 发送数据

在该电路中，当不发送任何数据时，相连 MCU 引脚的默认 VCC 电平为 VCC/2。由于 MSP430 的 I/O 引脚的电压不得为负电压，因此必须确保负向脉冲不会降至 0V 以下。但如果将近似于 VCC/2 的电压施加于数字互补金属氧化物半导体 (CMOS) 的栅极，产生的寄生电流将在引脚内由 VCC 流向 GND。如果输入电压接近该栅极的转换电平，就会产生寄生电流。由于 eUSCI 模块的 TX 引脚是数字 CMOS 的栅极，因此不得直接与发送电路相连，否则寄生电流将在引脚内部由 VCC 流向 GND。但对于 P1.1/COUT/C1 引脚，可禁用端口引脚缓冲器从而消除寄生电流。因此，P1.1/COUT/C1 引脚与发送电路相连。对于发送操作，P1.1 配置为比较器输出 COUT，而 eUSCI 模块的 TX 信号与比较器输入引脚 C2 相连（请参见图 12）。比较器的反相输入作为基准与 VCC/2 相连。此后，比较器输出信号 COUT 直接随引脚 C2 的 TX 信号变化而变化。为发送数据，eUSCI\_A 模块采用 UART 模式。发送器的直流分量被电容阻隔，因此只将 TX 方波的交流分量传输至变压器的次级绕组。

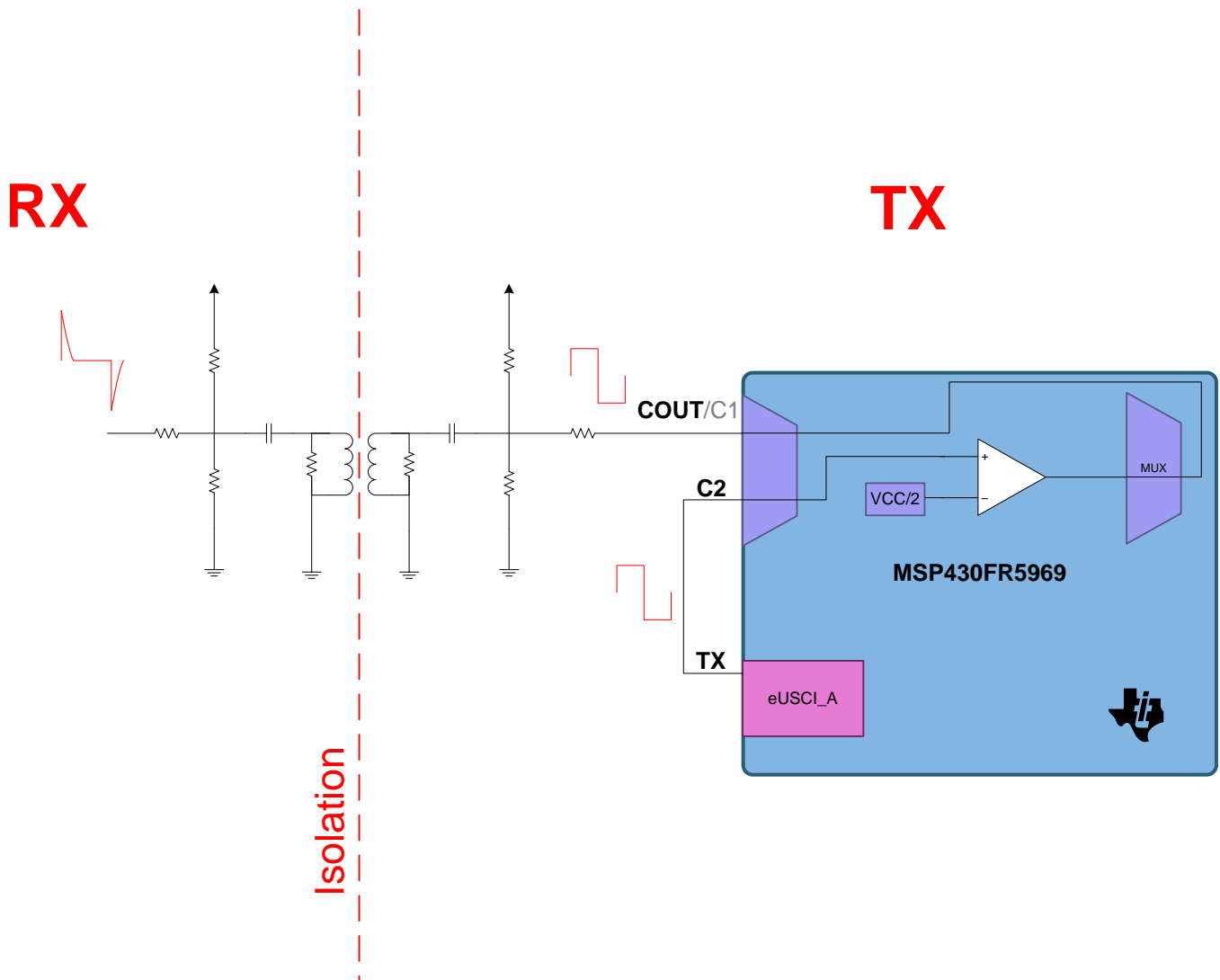


图 12. 发送框图

如果 MSP430FR5969 隔离的一侧配置为 RX 并且另一侧的 MSP430FR5969 配置为 TX，则可在不发生延迟的状态下沿一个方向持续传输数据（请参见图 13）。图中的蓝绿色信号是所发送的数据，绿色信号是隔离的另一侧所接收的信号。

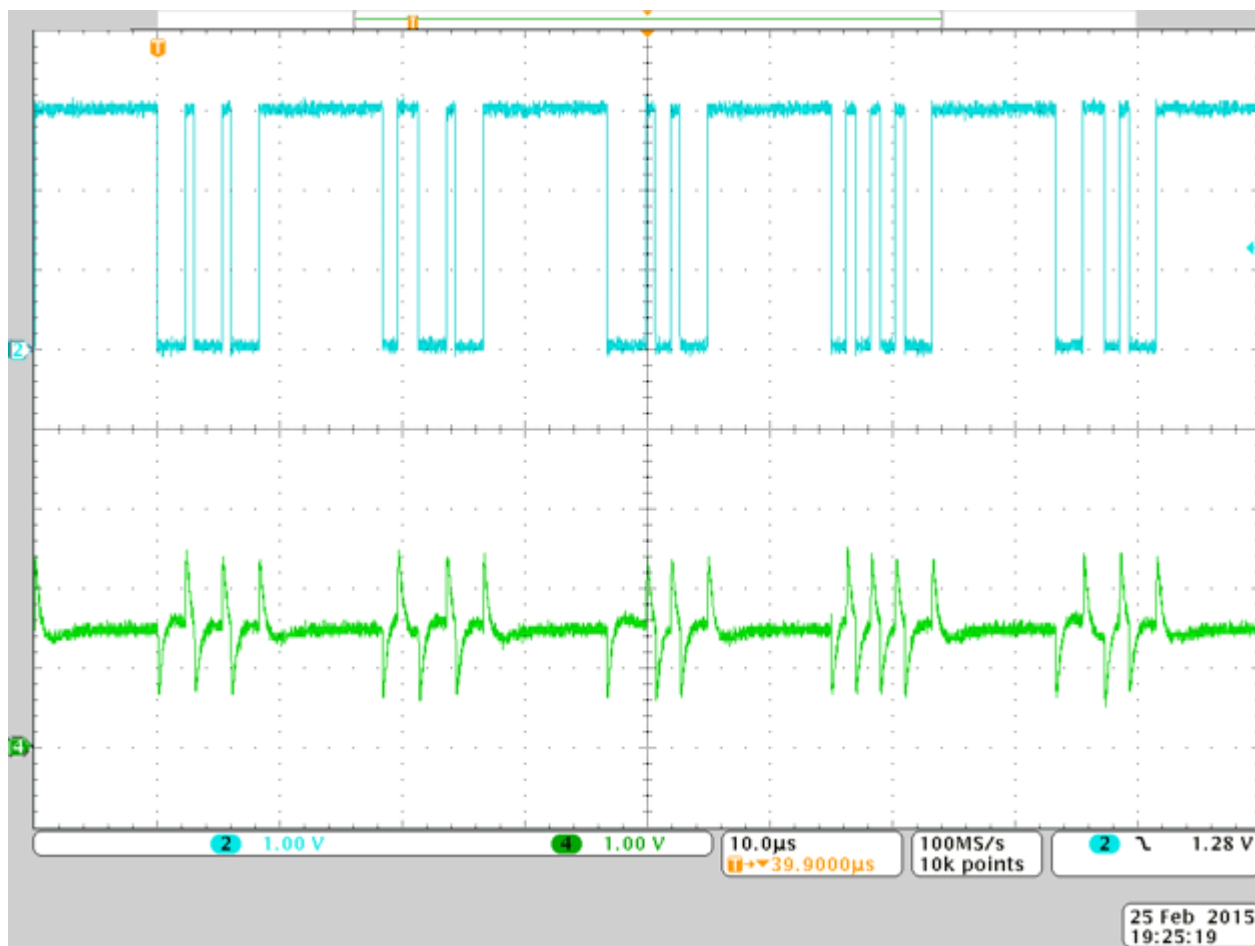


图 13. 发送数据

### 4.1.3 半双工数据通信

由于所用变压器是对称器件（匝数比为 1:1）并且电路呈对称排布，因此可进行双向数据传输。唯一需要考虑的是将 MSP430FR5969 引脚的配置由发送更改为接收，反之亦然。将引脚配置由发送更改为接收之前，必须先对电容 C1 或 C2 放电且电压需要稳定在  $V_{CC}/2$  才能进行接收。该操作耗时不到  $10\mu\text{s}$ 。之后，即可启动另一方向的数据传输（请参见图 14）。如果 CPU 以 8MHz 频率运行，相当于需要约 80 个 CPU 周期。因此，此时间不应是个问题，因为接收完最后一个字节后，通常需要花费较多的 CPU 周期将接收到的字节处理完毕，然后才启动新的传输过程。这段空闲时间仅在更改通信方向时才需要考虑。图 14 给出了延迟。蓝色信号从隔离一侧的蓝绿色信号中恢复，而紫色信号从隔离另一侧的绿色信号中恢复。蓝绿色和绿色信号都是 C1/COUT 引脚上的信号。蓝色和紫色信号都是 eUSCI 输入上的信号。

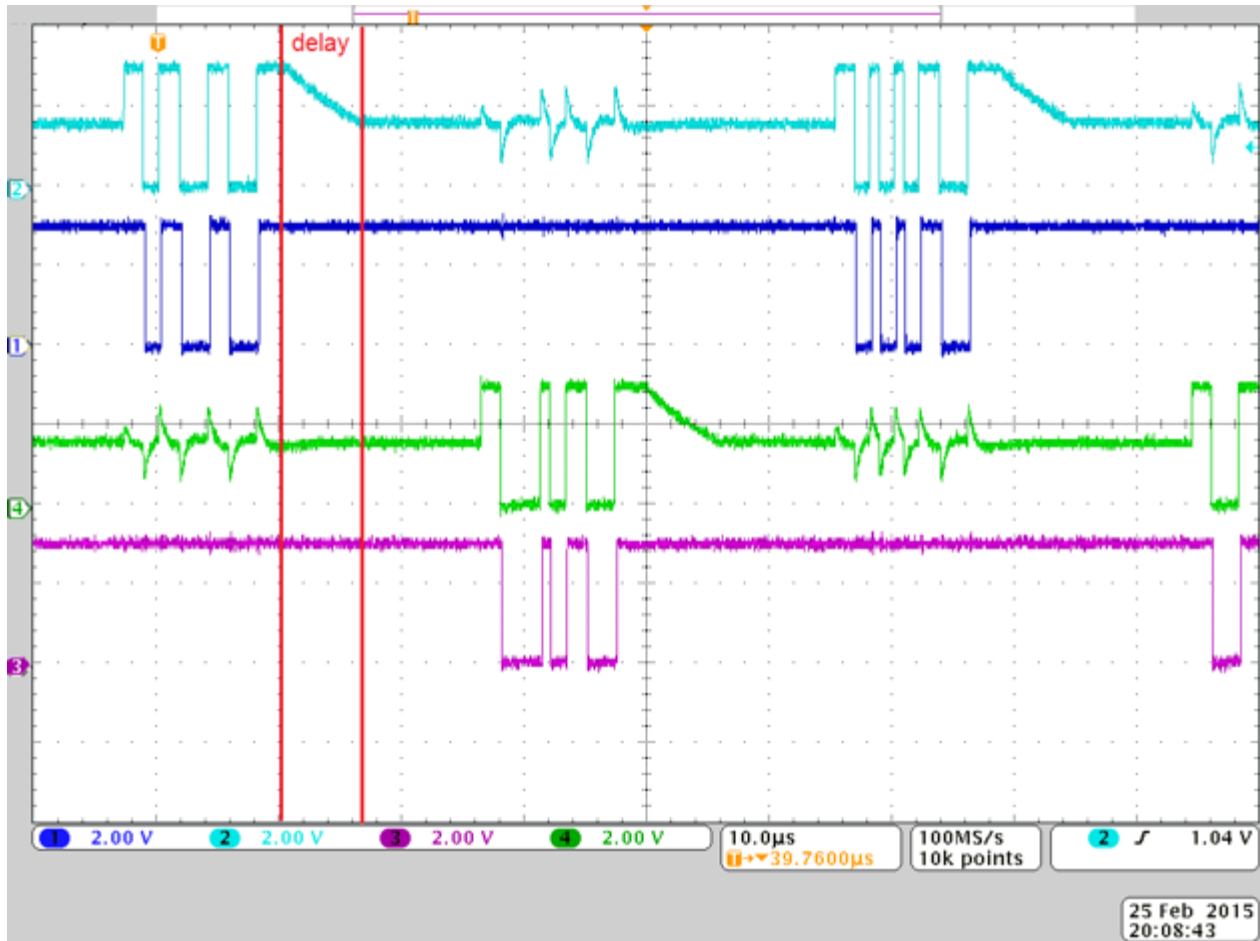


图 14. 半双工数据通信

#### 4.1.4 自动波特率检测以及中断和同步序列特性

eUSCI 模块的自动波特率 (ABR) 检测特性可实现对隔离两侧的波特率进行匹配。对于 ABR 检测，数据帧之前是由中断和同步域组成的同步序列。当 11 个或更多的连续 0（空格）被接收到时会检测到一个中断。如果中断长度超过 21 位的时间，中断超时错误标志 UCBTOE 将被置位。如图 15 所示，中断域之后为同步域。

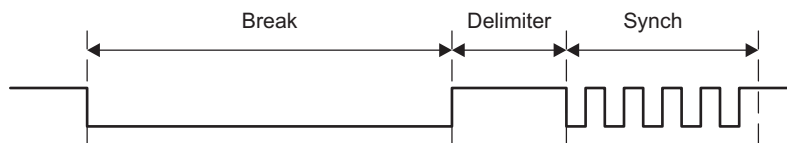


图 15. ABR 检测 — 中断/同步序列

同步域包含字节域内的数据 055h（请参见图 16）。同步基于测得的该模式第一个和最后一个下降沿之间的时间。测量的结果传送至波特率控制寄存器。

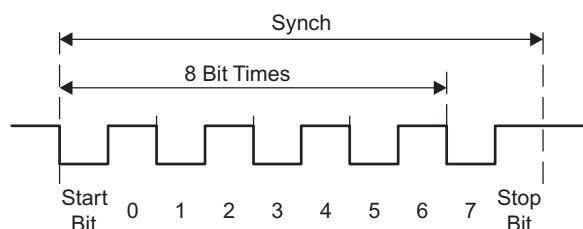


图 16. ABR 检测 — 同步域

中断域可用于检测新一帧的开始。在该模式下，UCDORM 位用于控制数据接收。当 UCDORM 置 1 时，所有字符将被接收但不会传送至 eUSCI 接收缓冲区 UCA0RXBUF，而且不会生成中断。当 UCDORM 置 0 时，在支持 ABR 检测的 UART 模式下，仅中断域和同步域的组合会将 UCRXIFG 置 1。检测到中断/同步域后，会将中断/同步域后的字符传送至 UCA0RXBUF 且 UCRXIFG 中断标志置 1。当一个中断/同步域被接收时，为继续接收数据用户必须用软件置 1 UCDORM。如果 UCDORM 保持置位状态，只有在接受下一个中断/同步字段后字符才能被接收。该特性可大幅提升噪声环境中通信的稳定性。此外，MSP430FR5969 还具备一个硬件循环冗余校验 (CRC) 模块 (CRC16)。CRC16 根据一系列输入的数据值生成签名，因此可用于数据校验。CRC16 模块签名基于 CRC-CCITT 标准。



图 17 所示为使用 ABR 检测以及中断/同步序列特性之后发送一个数据字节的通信的一段截图。

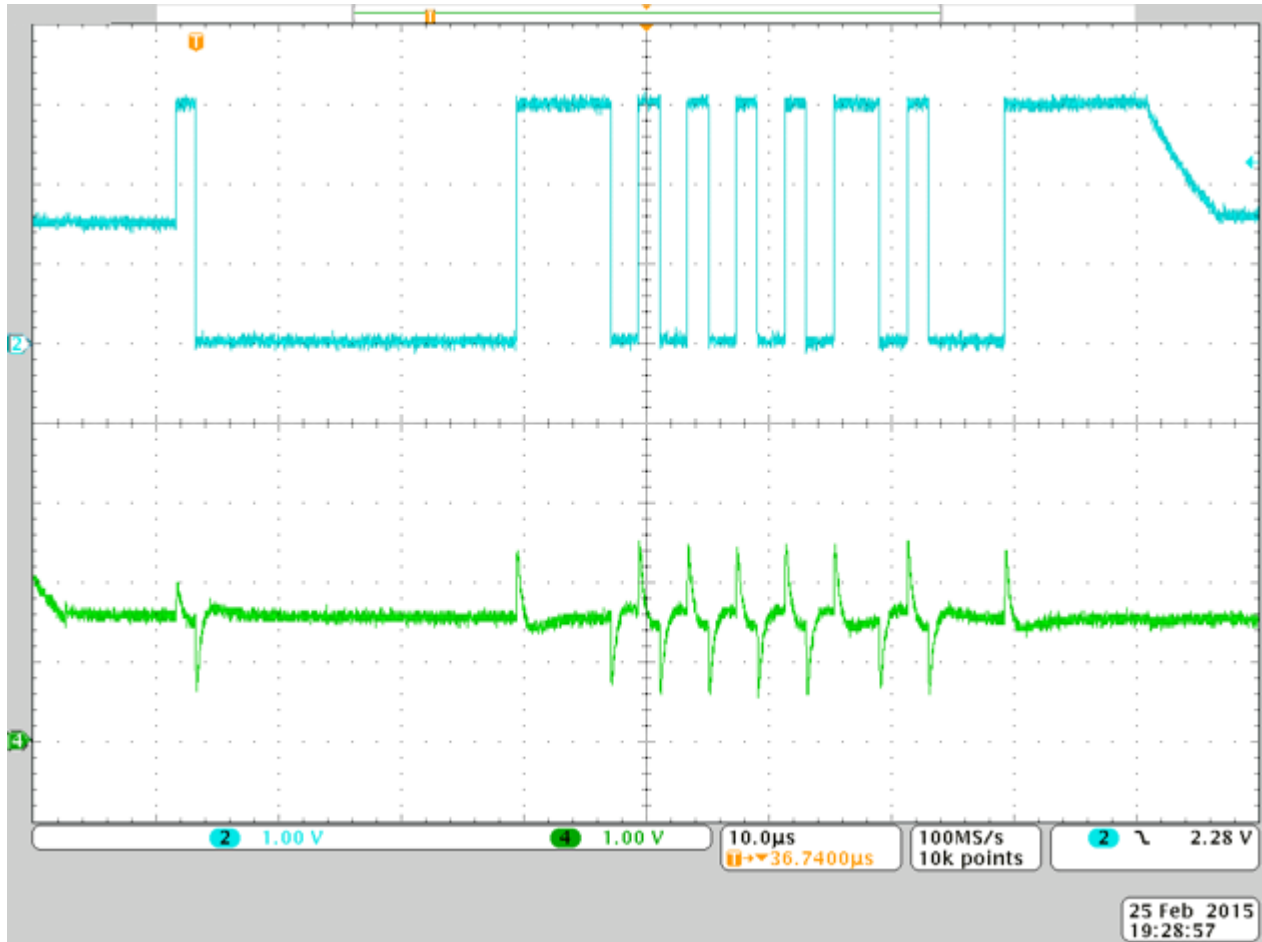


图 17. ABR 检测 — 中断/同步序列再加一个数据字节

## 4.2 使用支持端口映射功能的 MSP430 进行隔离式数据传输

端口映射控制器用于在数字功能和端口引脚之间进行灵活、可重新配置的映射。端口映射控制器由用户软件配置。如果将支持端口映射功能的 MSP430（如 MSP430F5172）用于隔离式数据传输，eUSCI 模块的 TX 功能可直接映射到与比较器输入 C1 相同的引脚。这有助于简化半双工数据传输，因为只有数据接收过程需要使用比较器。（请参见图 18）。

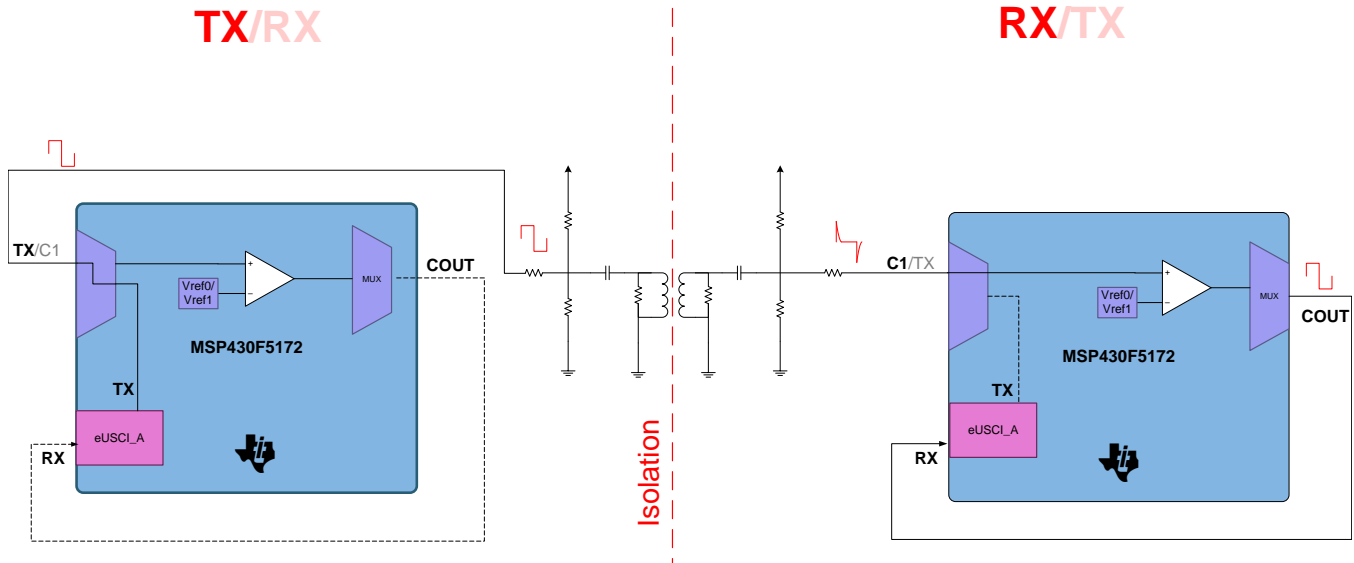


图 18. 采用 MSP430F5172 的隔离式数据传输

### 4.3 隔离式电源转换

如3节所述，整个电源路径由隔离式 DC/DC 转换器和两个不同的后置稳压器组成。所用后置稳压器可由用户自行选择。

#### 4.3.1 隔离式 DC/DC 转换器

隔离式 DC/DC 转换器采用 3.3V VCC\_IN，该电压可随其输入电压 VIN 在 3V 和 3.6V 之间变化，且转换器将其转换为隔离式 VOUT（在图 19 中标记为 VOUT\_isoDCDC）。

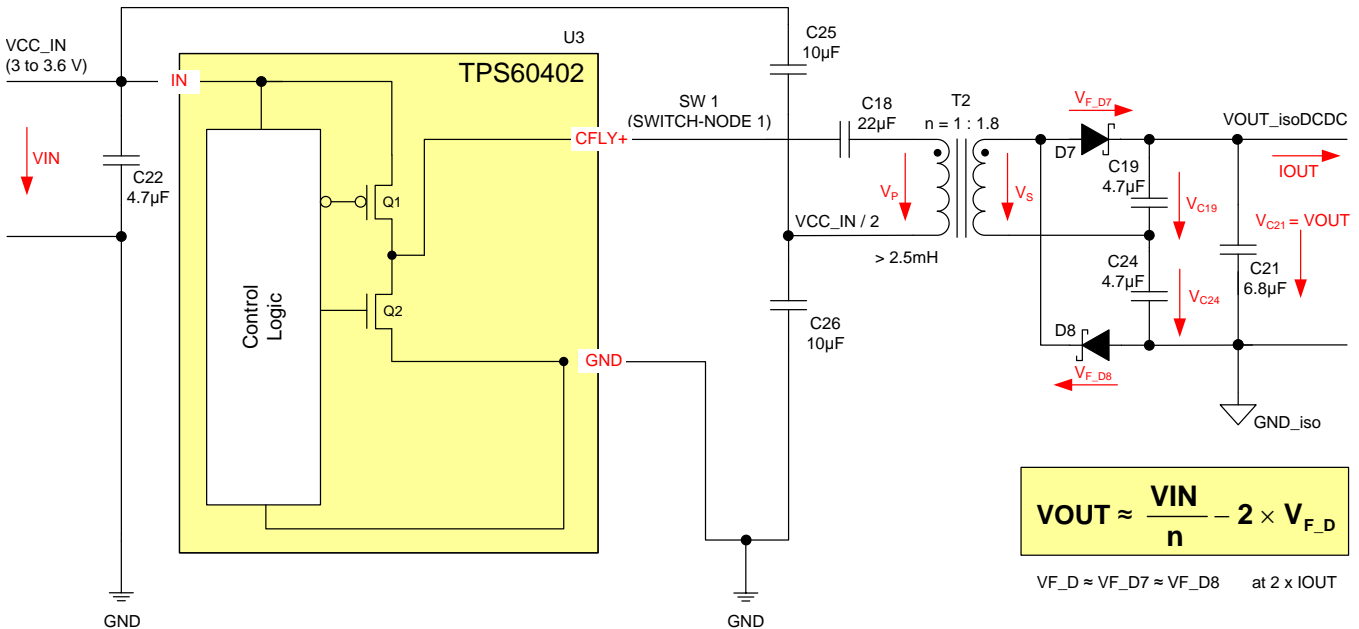


图 19. 隔离式 DC/DC 的简化电路原理图

C22 用作输入旁路电容。C25 和 C26 是电容分压器的电容，可为变压器初级绕组的其中一端提供值为 VCC/2 的固定电压。初级绕组的另一端由半桥驱动器内的集成半桥级进行驱动。C18 用作隔直电容，可用于阻隔初级绕组的任何直流电压，否则会导致变压器磁芯发生磁通泄漏和饱和。变压器 T2 是该设计的主要无源组件，可实现初级侧（非隔离侧）和次级侧（隔离侧）之间的隔离。变压器的构造决定了隔离类别，本设计中采用功能性隔离。

有关选择电源拓扑结构和组件、工作原理以及设计步骤的完整详细信息，请参见 TI 相关参考设计 TIDA-00349 [7] 和 TIDA-00167 [8]。在选择和实现隔离式 DC/DC 的拓扑结构和设计时，始终秉承了“以超低输出功率实现最高效率”这一目标。

为充分利用变压器并实现高效率，本参考设计在初级侧采用开环控制方法和半桥拓扑。半桥变压器 T2 的初级绕组在变压器磁芯迟滞曲线的双向都以 50% 的固定占空比进行驱动。50% 的固定占空比和开环控制方案可确保隔离式 DC/DC 转换器始终以最优工作状态运行，即变压器初级侧到次级侧的能量传输在整个开关频率下持续进行。因此，隔离式 DC/DC 的输出电压 VOUT 主要取决于其输入电压 VIN、变压器匝数比 n 以及二极管 D7 和 D8 的正向电压 VF,D。

除了优化磁芯利用率，半桥拓扑结构无需像推挽式拓扑那样使用带抽头的初级绕组。因此，半桥拓扑还可确保优化初级绕组铜芯的利用率。

为进一步实现以超低功率水平实现最高效率的目标，应最大限度地降低所有损耗。对于几乎所有面向低功耗隔离式 DC/DC 转换器的带有集成功率金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 的集成电路 (IC)，其静态电流过高（数百微安至几毫安）而最终无法实现高效率。更糟糕的是，在多数情况下，静态电流甚至由不进行切换的器件指定。这些器件开始切换后，其开关损耗会使效率显著升高或降低。开关频率越高，开关损耗越大（这将导致效率降低）。因此，与使用数百 kHz 相比，数十 kHz 的开关频率更为适用。

虽然较低的开关频率可降低开关损耗，但 TIDA-00349 参考设计 [7] 的第 5.3 节详细介绍了另一项挑战：以较低的开关频率运行时，代表磁化电感  $L_m$  的变压器初级绕组认为整个初级绕组电压  $V_{Lm} \approx V_p$ （施加相当长的时间）。这将导致  $\int V_{Lm} dt$ （也称 V-s 积）较大。隔离式 DC/DC 所用的变压器需要在不发生饱和的情况下承受该 V-s 积。图 21 对此进行了详细说明。

图 21 中的灰色迟滞曲线也称为 B-H 曲线，用于描述传感器自身磁芯材料的特征。曲线斜率代表磁导率，在本例中为  $\mu$ 。按照《磁件设计手册》[9] 第 1 章所述进行“轴变换”，当横轴用于表示流经特定电感的电流时，纵轴也可用于表示施加到此特定电感的 V-s。该特定电感在这种情况下是变压器的磁化电感  $L_m$ ，也可由迟滞曲线的斜率表示。此时，横轴专门表示磁化电流  $I_m$ 。A 和 A' 之间的蓝色曲线表示所谓的局部磁滞回路，这是实际应用所采用的实际偏移范围。

如果施加的 V-s 积（或磁通密度 B）超出一定限值（红色虚线），则曲线将由线性变为非线性。若进一步增加施加的 V-s，将显著增大磁化电流。电感特性将逐渐减弱，最终仅保留绕组的铜电阻。磁化电流显著增大还将导致实际变压器简化模型所用的理想变压器模块的初级侧发生短路（图 20）。

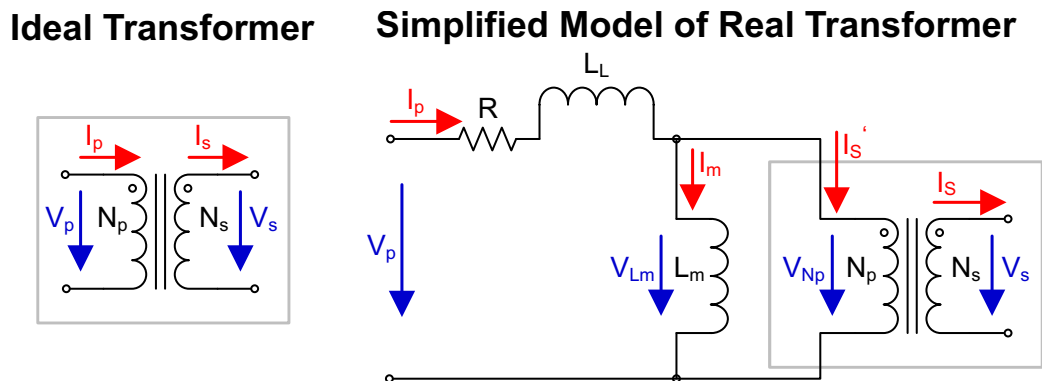


图 20. 理想变压器与实际变压器简化模型的对比

只要对磁化电感施加电压即会产生这种效果，无论施加的电压多小都是如此。问题的关键在于施加电压的时间。这一点解释了变压器可传输交流信号但无法传输直流信号的原因。

即使是交流信号，如果超出特定电感的 V-s 限值也会产生这种效果。如果电压幅值过大或施加电压的时间过长（例如以低频下运行时），就会发生此类超出限值的情况。交流信号叠加直流电压时也会发生这种超出限值的情况。为避免出现这种情况，需要平衡对电感施加的 V-s（或磁芯中的磁通）。因此，某一方向的任何正向 V-s 偏移均需要由相反方向的等值偏移来抵消。否则会发生磁通泄漏，导致磁芯提前或延迟进入饱和状态。

若添加隔直电容（图 19 中的 C18），可有效应对和避免半桥拓扑中潜在的磁通泄漏现象，这是优于推挽式拓扑的一项显著优势。

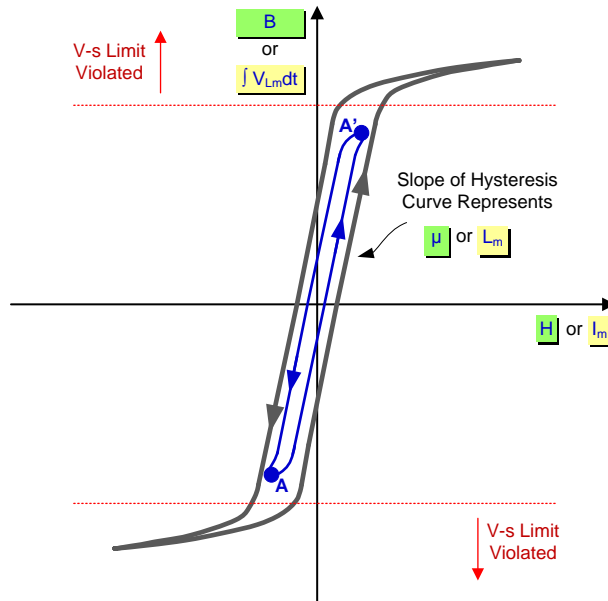


图 21. 铁氧体迟滞曲线与特定电感之间的关系

施加的  $V\text{-}s$  积仅可通过缩短集成开关的导通时间  $t_{ON}$  或分别降低对磁化电感施加的电压  $V_{Lm}$  和  $V_p$  来降低。导通时间由开关频率确定，约为开关周期的 50%。施加的电压  $V_p$  由输入电压  $V_{CC\_IN}$  确定。在所施加的电压  $V_p$  方面，使用半桥拓扑驱动变压器同样优于推挽式拓扑：半桥拓扑用于驱动初级绕组的电压仅为  $V_{CC\_IN}$  的一半，而推挽式拓扑需要施加整个输入电压进行驱动。与使用同一开关频率工作的推挽式拓扑相比，这可将半桥配置下所用变压器的  $V\text{-}s$  性能降至一半。

另一方面，如果仅为变压器 T2 的初级绕组施加一半的  $V_{CC\_IN}$ ，传输至次级绕组的电压也将为减半。调整变压器的匝数比  $n$  或次级侧使用的整流器拓扑，可对此进行补偿。

由于隔离式 DC/DC 的输出电压需要为后续的 3.3V 后置稳压器提供足够的余量，因此需要额外对此输出电压进行升压。若仅通过修改变压器匝数比来实现上述升压效果并对以  $V_{CC\_IN}/2$  驱动变压器初级绕组进行补偿，可能会提高传感器设计的复杂程度。可能需要增加匝数甚至次级绕组的层数，从而增大绕组的铜电阻并使得初级侧和次级侧之间的耦合和容量下降。

因此，该设计采用倍压器拓扑对次级侧进行整流，以补偿初级侧的半电压驱动。倍压器由 D7、D8、C19 和 C24 组成。修改变压器的匝数比可满足对于后置稳压器余量电压的需要并可对二极管的正向压降及电路寄生元件的其他损耗进行补偿。在本设计的特殊情况下，初级侧与次级侧的匝数比  $n$  选定为 1:1.8，产生的余量电压足以支持两种后置稳压器在所有负载和温度条件下以完整动态性能运行。

### 4.3.1.1 隔离式 DC/DC 转换器 — 设计公式

本节介绍用于选择隔离式 DC/DC 转换器的变压器和二极管的设计公式。选择组件时需要将足够的裕量考虑在内，而且具体的值需要通过实际测量进行确认，以查看寄生元件和非理想电路性能所产生的影响并根据结果对选择的电路和组件进行相应调整。更多详细信息，请参见 TIDA-00349 参考设计 [7] 的相应章节。

隔离式 DC/DC 转换器的基本电压转换如公式 1 所示。它非常清晰地描述了隔离式 DC/DC 转换器的输出电压与输入电压的相关性。二极管的正向电压是造成损耗以及输出电压与输出电流和温度之间存在相关性的主要因素之一。所有这些相关性均为不含控制机制的开环转换器的典型特性。

$$V_{OUT\_isoDCDC} = \frac{V_{CC\_IN}}{n} - 2 \times V_{F\_D} \quad (1)$$

其中

- $V_{OUT\_isoDCDC}$  是隔离式 DC/DC 的输出电压
- $V_{CC\_IN}$  是隔离式 DC/DC 的输入电压
- $V_{F\_D}$  是二极管 D7 和 D8 在隔离式 DC/DC 的输出电流 IOUT 加倍时的正向压降
- $n$  是变压器 T2 初级侧和次级侧的匝数比

---

注：这是定义匝数比唯一一种方法。一些文献或变压器制造商以完全相反的形式定义匝数比，即次级绕组与初级绕组的匝数比。

---

二极管 D7 和 D8 需根据其反向电压、平均正向电流以及重复正向电流进行选择。其正向电压、反向电流、二极管电容和反向恢复时间应尽可能小，以最大程度地提高效率。进行决策时，需要考虑两个二极管在极限温度下的性能。

$$V_{R_D} = V_{OUT\_isoDCDC} + V_{F\_D} \quad (2)$$

其中

- $V_{R_D}$  是二极管 D7 和 D8 所需的最低反向电压。

$$I_{F(AV)} = I_{OUT} \quad (3)$$

其中

- $I_{F(AV)}$  是二极管 D7 和 D8 所需的最低平均正向电流。

$$I_{FRM\_D} > 2 \times I_{OUT} \quad (4)$$

其中

- $I_{FRM\_D}$  是二极管 D7 和 D8 所需的最低重复正向峰值电流。

若对公式 1 进行变换并已知二极管在相应电流水平下的正向电压，可计算变压器所需的匝数比。在最糟糕的条件下，公式 1 可变换为：

$$n = \frac{VCC\_IN\_min}{VOUT\_isoDCDC\_min + 2 \times V_{F\_D\_max\_T\_min}} \quad (5)$$

其中

- $VOUT\_isoDCDC\_min$  是为确保后置稳压器正常运行所需的隔离式 DC/DC 输出电压的最小值
- $VCC\_IN\_min$  是隔离式 DC/DC 可用的最低输入电压
- $V_{F\_D\_max\_T\_min}$  是当隔离式 DC/DC 的输出电流  $I_{OUT}$  加倍时，二极管 D7 和 D8 在最低温度下的最高正向压降
- $n$  是变压器 T2 初级侧和次级侧的匝数比

为了避免变压器饱和，变压器必须能够承受本设计中可能出现的最大 V-s 积。

$$Vt > \frac{VCC\_IN\_max}{4 \times f\_min} \quad (6)$$

其中

- $Vt$  是使变压器在整个温度范围内正常运行而不发生饱和的 V-s 积。
- $VCC\_IN\_max$  是可能施加于隔离式 DC/DC 的最高输入电压
- $f\_min$  是最低开关频率；对于 TPS60402 器件为 30kHz

除了 V-s 积之外，变压器的另一个关键设计参数是磁化电流  $I_m$ 。该电流不会导致能量由初级侧传输至次级侧，但会在初级侧电路中循环，从而产生导通损耗和开关损耗。这对于隔离式 DC/DC 转换器的轻负载效率尤为重要。 $I_m$  的规范最终允许计算初级绕组的磁化电感  $L_m$  值。

磁化电流的最大峰峰值和均方根 (RMS) 值可按公式 7 和公式 8 进行计算。

$$I_{m\_pp\_max} = \frac{VCC\_IN\_max}{4 \times f\_min \times L_{m\_min}} = \frac{Vt\_max}{L_{m\_min}} \quad (7)$$

$$I_{m\_rms\_max} = \frac{I_{m\_pp\_max}}{2 \times \sqrt{3}} = \frac{Vt\_max}{2 \times \sqrt{3} \times L_{m\_min}} = \frac{VCC\_IN\_max}{8 \times \sqrt{3} \times f\_min \times L_{m\_min}} \quad (8)$$

其中

- $L_{m\_min}$  是在多数情况下适用于最低温度的磁化电感最小值
- $V_{t\_max}$  是驱动变压器的最大 V-s 积
- $I_{m\_pp\_max}$  是磁化电流的最大峰峰值 (三角波)
- $I_{m\_rms\_max}$  是磁化电流的最大 RMS 值 (三角波)

对公式 7 进行变换可得公式 9, 变换后的公式可计算使磁化电流始终低于其最大目标值的最小磁化电感。

$$L_{m\_min} = \frac{VCC\_IN\_max}{4 \times f\_min \times I_{m\_pp\_max}} = \frac{Vt\_max}{I_{m\_pp\_max}} \quad (9)$$

请注意, 变压器磁芯的磁属性与温度之间存在一定相关性。在计算  $L_{m\_min}$  时, 应通过施加足够裕量将此因素考虑在内。



### 4.3.1.2 隔离式 DC/DC 转换器 — 电路实现方案

图 19 仅给出了隔离式 DC/DC 转换器的简化电路原理图。电路板实现的实际电路如图 22 所示。该电路添加了下列附加组件并进行了微调，以简化测试并支持用户根据具体需求进行修改：

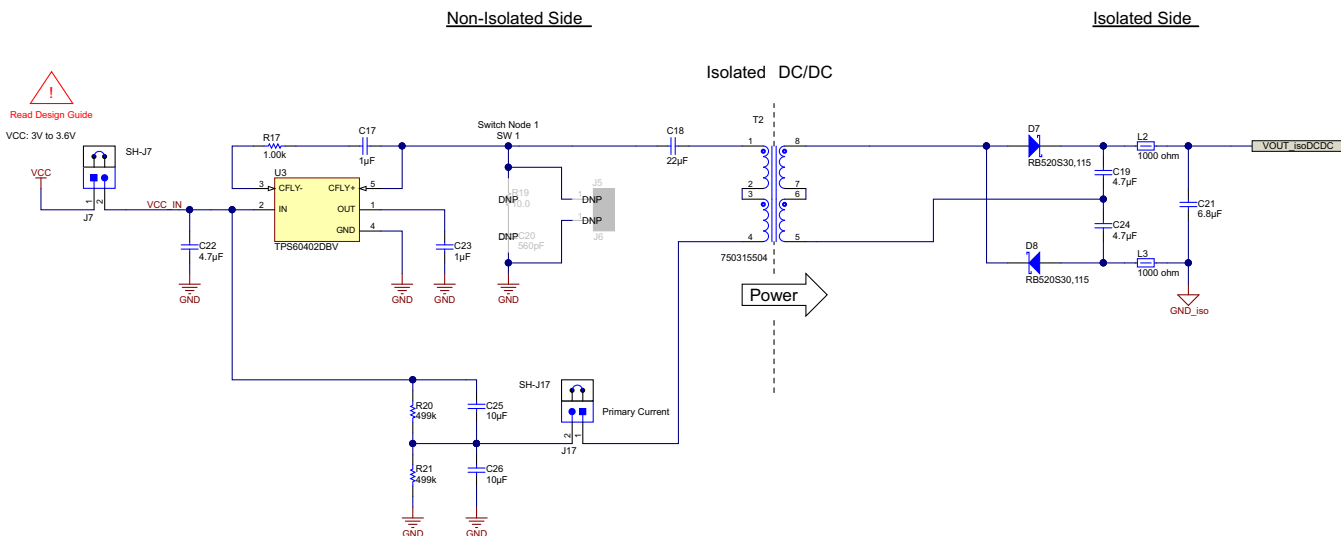


图 22. 隔离式 DC/DC — 实际实现方案

- C17、C23 和 R17：TPS60402 的 OUT 引脚（引脚 1）需要施加负电压以确保正常运行。这是因为该器件的主要用途是用作反向电荷泵。因此，C17 可视为电荷泵的飞跨电容、C23 可视为其获得负电压所需的输出电容、R17 用于降低与 TPS60402 内部电荷泵运行相关的峰值电流。与 TPS60402 数据手册中介绍的标准应用相比，该电路除了添加了 R17，还降低了 C17 和 C23 的电容值。
- 插头 J17 将标准电流探针与自制适配器相结合，提供了一种测量变压器初级侧电流的简易方法（图 23）。自制适配器必须插入插头 J17，而非相应跳线 SH-J17。



图 23. 用于测量初级侧电流的电流探针与自制适配器组合

- R19 和 C20 是缓冲电路的占位元件，在开关节点 (SW1) 处电压波形的峰值超出 TPS60402 CFLY+ 引脚额定电压的情况下需要使用该电路。缓冲电路可针对电路中某节点降低其峰值、抑制可能产生的振铃效应并降低辐射噪声，但会以降低电源转换效率为代价。

由于该隔离式 DC/DC 由最高 3.6V 的电压通过 VCC\_IN 供电，因此超出 TPS60402 额定电压的可能性较低。测得的 SW1 电压波形已证实这一点；SW1 处始终未观察到峰值（请参见图 29）。因此，尚未应用这些元件。如果需要使用这些元件，则应分别进行测试以评估缓冲电路的效率及其对 DC/DC 转换效率的影响。给定的值均为占位值，必须根据具体情况进行调整。选择电容 C20 的值时，通常要确保与不含 C20 的情况相比，开关节点的振铃频率可在 C20 的作用下减半。R19 必须短路（或使用 0Ω 电阻）以找出合适的 C20 值。如果已找到最合适的电容值并且 C20 选用具有最佳电容值的电容，可更改 R19 值以获得降低振铃和效率最高之间的最佳折衷。

必须将示波器探针（高阻抗、低电容）与可行的最短接地导线相连以此完成测试。

J5 和 J6 的插头引脚未使用，而是使用电路板上标记为“SW1”和“GND”的相应过孔作为测试点和 GND 连接，以插入示波器探针的尖端和接地弹簧。图 24 给出了标准 10:1 示波器探针示例，该探针带有一个探针尖端帽、一根较长的接地线以及一个弹簧夹（位于图 24 左侧）。由于使用此类标准探针测量开关稳压器时会拾取噪声，效果非常差。该图右侧所示为完全相同的探针，但移除了接地线和探针尖端帽。接地线替换为接地弹簧，可确保以最短的方式进行接地连接并可避免拾取噪声。图 25 所示为 PCB 上标记为 SW1 和 GND 的专用过孔，探针尖端及其接地弹簧需要与此相连。

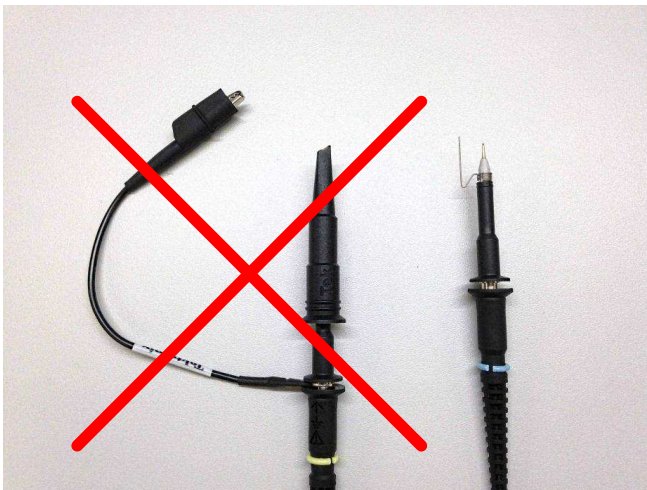


图 24. 带有较长接地线和弹簧夹的探针与采用接地弹簧的探针

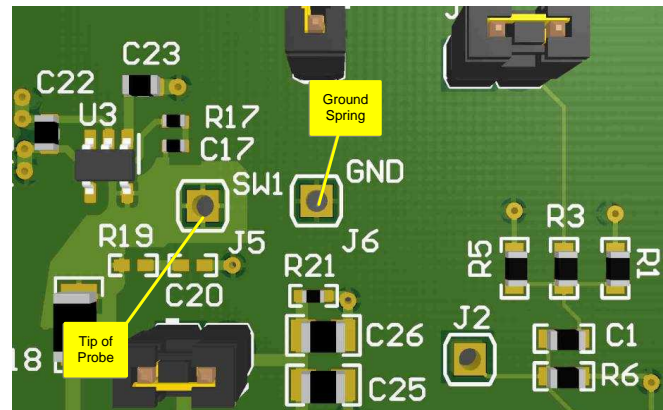


图 25. SW1 的测试装置 — 连接探针尖端和接地弹簧的专用过孔

使用标准探针配置与使用带有接地弹簧的改进型探针测得的同一开关节点信号，分别如图 27 和图 29 所示。使用标准探针获得的波形存在峰值和振铃（图 27 中以红色圆圈突出显示），与此相比，后一种方法获得的波形噪声更少。实际测量装置分别如图 26 和图 28 所示。

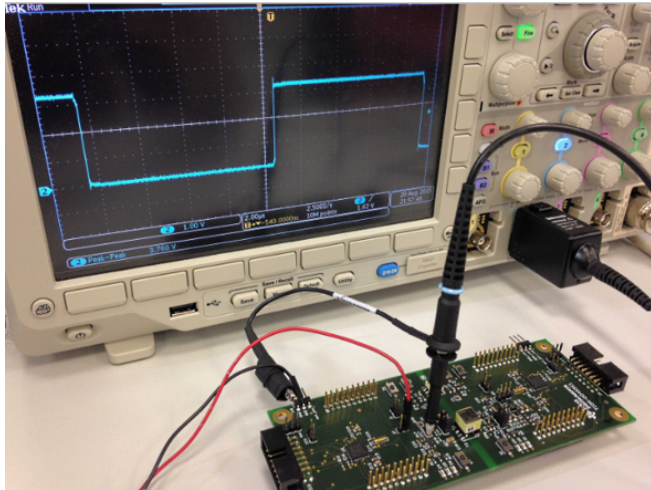


图 26. SW1 的测试装置 — 开关节点电压；使用带有长接地线和弹簧夹的探针

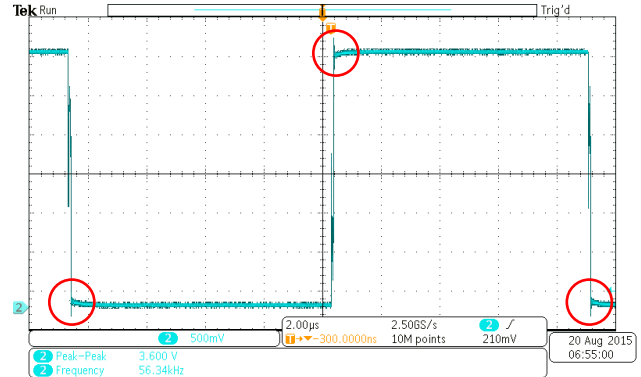


图 27. SW1 — 使用带长接地线和弹簧夹的探针测得的开关节点电压波形

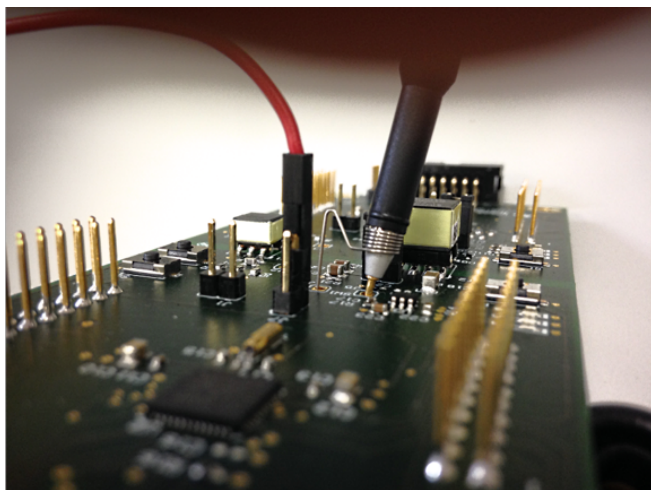


图 28. SW1 的测试装置 — 使用带接地弹簧的探针测量开关节点电压

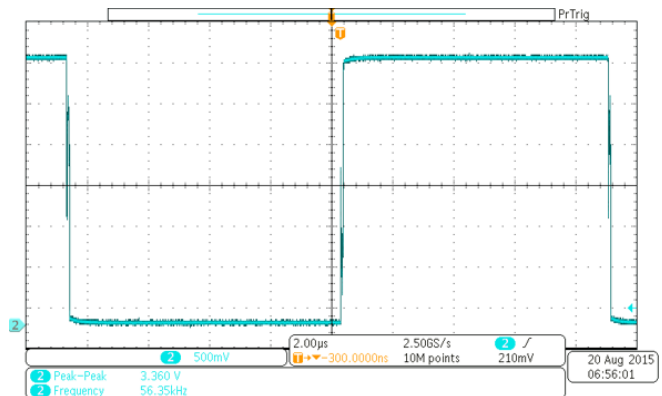


图 29. SW1 — 使用带接地弹簧的探针测得的开关节点电压波形

- R20 和 R21 用于使电容分压器 C25 和 C26 保持平衡，从而抵消其可能存在的容差。
- L2 和 L3 是铁氧体磁珠，用于滤除高频噪声（隔离式 DC/DC 开关频率的尖峰）。高频噪声在电容 C19 + C24 处可以出现，但电容 C21 应避免高频噪声的影响。

### 4.3.2 后置稳压器

该设计支持用户根据 TPS62125 (U4) 开关稳压器选择将作为低 Iq LDO (U5) 的 TPS715A33 或高效 DC/DC 转换器作为后置稳压器解决方案

(请参见图 30)。只要 LDO 解决方案与开关稳压器解决方案相比下降的效率在可接受范围内, 该解决方案便是迄今为止最为简单的后置稳压器实现方案。

后置稳压器由隔离式 DC/DC 转换器的非稳压输出 VOUT\_isoDCDC 供电。两种稳压器都可在其输出 VOUT\_LDO 或 VOUT\_DCDC 端提供稳压性能良好的 3.3V 稳定电压。该设计的输出电流可高达 10mA。

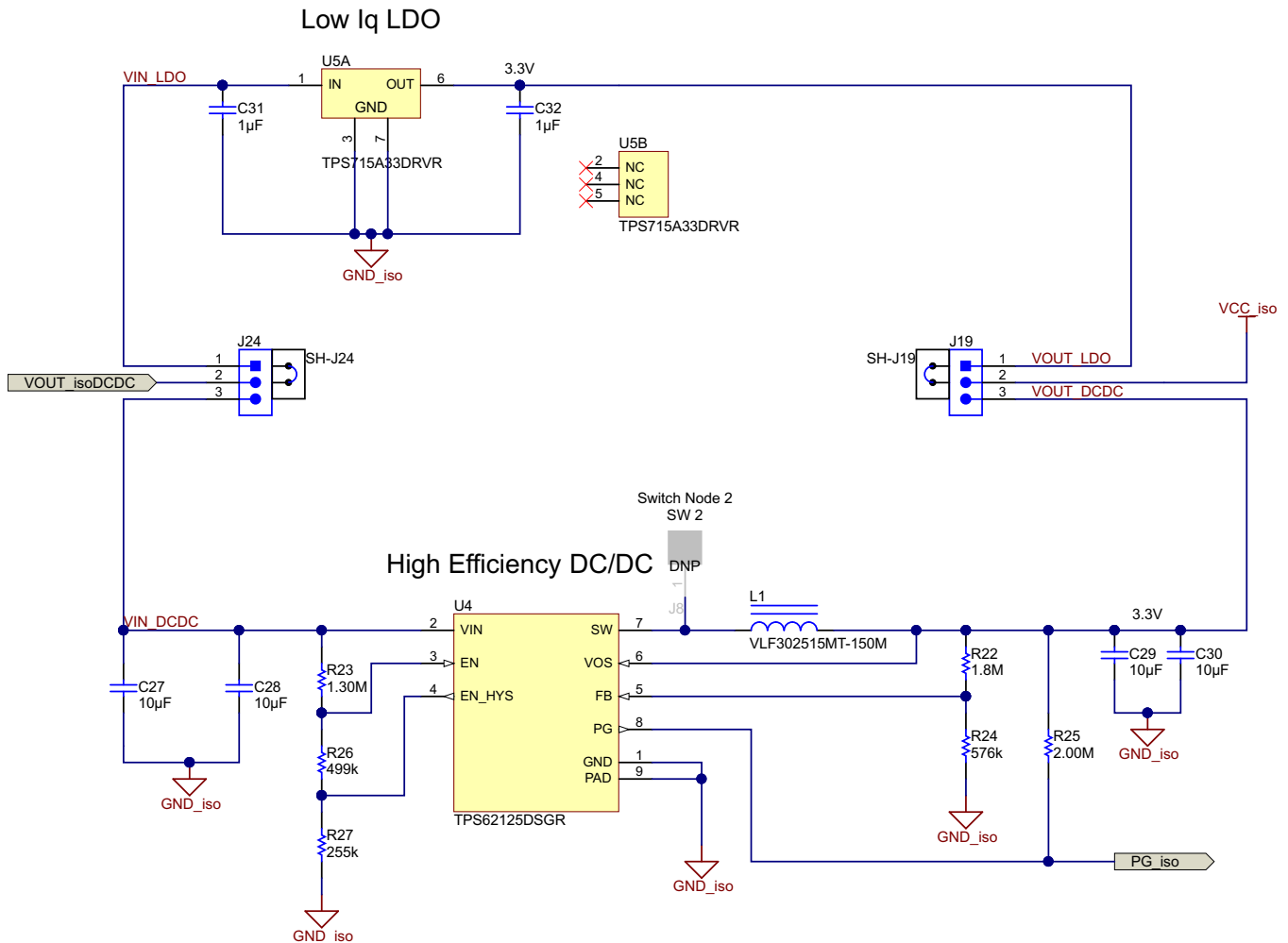


图 30. 后置稳压器 — 实际实现方案

通过简单的跳线设置可选择所需的后置稳压器。跳线 J24 将隔离式 DC/DC 转换器的输出与所选后置稳压器的输入  $V_{IN\_LDO}$  或  $V_{IN\_DCDC}$  相连。所选后置稳压器的 3.3V 输出通过跳线 J19 与非隔离侧的  $V_{CC\_iso}$  相连。适用于不同电源选项的详细跳线设置 (包括跳线 J15 的设置) 在 5.2 节 和表 11 进行介绍。

### 4.3.2.1 低 Iq LDO — 电路实现方案

TPS715A33 在图 30 的电路原理图中标识为 U5A 和 U5B，其中 U5A 表示 LDO 功能，而 U5B 代表器件未连接的引脚。所用的 LDO 是电压为 3.3V 的固定型号，无需额外使用任何电阻来设置输出电压。与电压可调型号不同，3.3V 固定电压器件无需考虑外部电压设置电阻的容差和温度系数。数据手册给出了所用 3.3V 型号在整个输入电压范围（4.3V 至 24V）、输出电流范围（0mA 至 80mA）和运行结温范围（-40°C 至 125°C）内的输出电压精度规范。此电路设计遵循该数据手册中的相关指南和建议。

#### 外部电容

C31 和 C32 是 LDO 输入和输出的旁路电容。已选择 1 $\mu$ F X5R 电容，此电容完全符合数据手册建议采用的留有合理裕度 0.47 $\mu$ F 的要求。输入电容 C31 和输出电容 C32 的额定电压分别为 16V 和 10V，可降低直流偏置（C31 的偏置最高可达 9V 左右，C32 的偏置最高可达 3.3V 左右）对电容值的影响。这两个电容尽可能靠近 LDO 的相应引脚放置，如图 31 所示。强制要求 LDO 的输入和输出穿过旁路电容的焊盘。LDO 的 GND 引脚（U5 的引脚 3）也直接与 C31 和 C32 相连。LDO、两个旁路电容及其互连电路均放置于 PCB 的同一侧，不依赖过孔进行电气连接。过孔仅用于将电路的“GND\_iso”网络和 LDO 的 PowerPAD 与 PCB 内部的“GND\_iso”层相连。

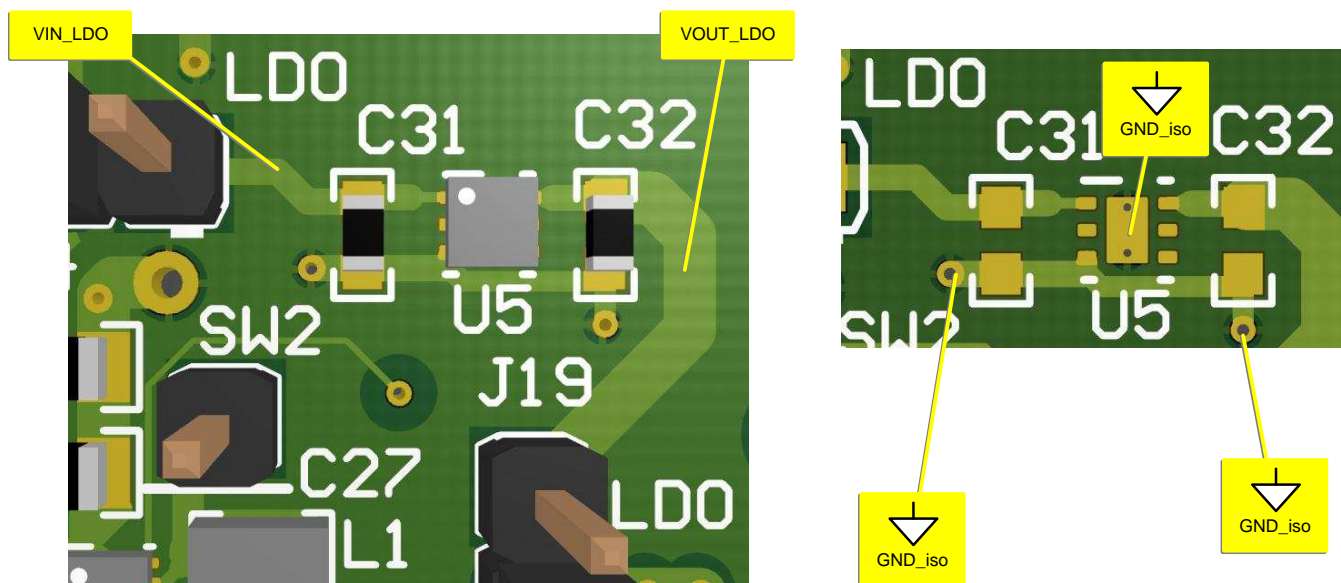


图 31. 低 Iq LDO — 电路板布局和 LDO 接地

### 压降电压

如 TPS715A 数据手册所述, 压降电压  $V_{DO}$  的规范在 LDO 的导通 FET 得到完全增强时有效。因此, LDO 在  $V_{DO}$  测试条件下更倾向于用作  $R_{DS(ON)}$  给定的 (FET) 开关, 而非真正的稳压器。在数据手册中, 给定了在 80mA 的 LDO 额定输出电流下  $V_{DO}$  在 25°C 时的典型值为 670mV, 在 125°C 时的最大值为 1.12V。对于更低的输出电流,  $V_{DO}$  可能降低, 如图 32 所示, 当输出电流为 10mA 时, 该电压在 125°C 下的典型值约为 100mV。

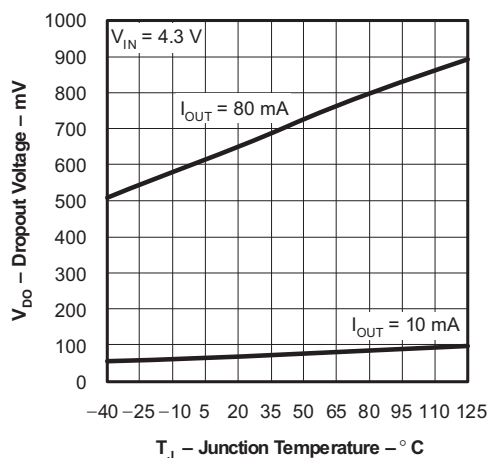


图 32. TPS715A 压降电压与结温的关系曲线

将针对 80mA 输出电流给定的同一比率  $V_{DO\_max\_125C\_80mA}/V_{DO\_typ\_25C\_80mA}$  应用于给定的 100mV 的  $V_{DO\_typ\_25C\_10mA}$ , 可估算出在 10mA 输出电流和 125°C 温度下的压降电压最大值。

$$V_{DO\_max\_125C\_10mA} \approx \frac{V_{DO\_max\_125C\_80mA}}{V_{DO\_typ\_25C\_80mA}} \times V_{DO\_typ\_25C\_10mA} = \frac{1120 \text{ mV}}{670 \text{ mV}} \times 100 \text{ mV} = 167 \text{ mV} \quad (10)$$

在公式 10 中用作  $V_{DO\_typ\_25C\_10mA}$  的 100mV 对于 LDO  $\geq 4.3V$  的输入电压有效。LDO 的  $V_{DO}$  值随着输入电压的降低而升高, 图 33 突出显示了这一点。

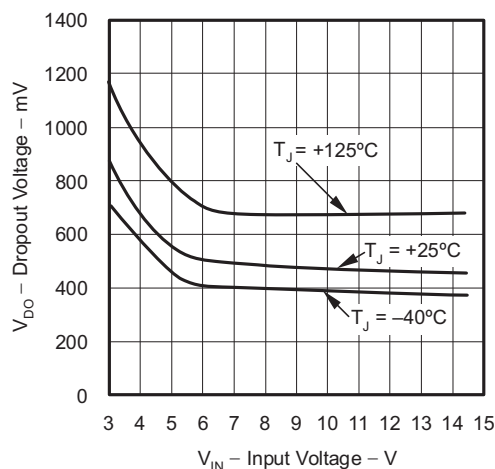


图 33. TPS715A 压降电压与输入电压的关系曲线

然而从下文来看,  $V_{DO}$  远小于余量电压 (VHR), 因此在本设计中无需进一步考虑。

### 余量电压

除了压降电压外，还存在一种所谓的余量电压  $V_{HR} = VIN - VOUT$ 。按照数据手册规定，需要考虑该电压以获得 LDO 之外的完整动态性能，即电源纹波抑制 (PSRR)。对于 TPS715A，1V 余量电压用于测量 PSRR 并获得电气特性表给定的 PSRR 规范及其数据手册中 PSRR 与频率关系图形。所需  $V_{HR}$  与输出电流相关，这一点与  $V_{DO}$  类似。由于本设计的输出电流规范为 10mA，所需的  $V_{HR}$  可从数据手册中给定的对应 80mA 输出电流的 1V 电压值进行下调。但是，由于可针对  $V_{DO}$  进行调节，因此下调电压与 IOOUT 呈非线性关系。对于本参考设计，不对此电压进行下调。

### 最低输入电压

由于本设计的主要目标应用为回路供电的 4mA 至 20mA 发送器，因此其主要目标为确保 LDO 在输出电流高达 3mA 时实现最佳动态性能。因此，在 3mA 电流水平下且温度为  $-40^{\circ}\text{C}$  时，LDO 所需的最低输入电压  $VIN\_LDO\_min_{-40C\_3mA}$  约为 4.5V，如公式 11 所示：

$$VIN\_LDO\_min_{-40C\_3mA} = V_{HR} + VOUT\_LDO\_max = 1V + 3.465V = 4.465V \approx 4.5V \quad (11)$$

该电压在  $-40^{\circ}\text{C}$  下定义，原因在于隔离式 DC/DC 的输出电压（也是 LDO 的输入电压）随温度降低而下降。这是由于隔离式 DC/DC 使用的输出二极管具有负温度系数。此外，该电压水平需要由隔离式 DC/DC 生成，即使在其最低输入电压  $VCC\_IN\_min$  为 3.0V 时也是如此（请参见图 52 中的黑色  $V_{OUT}$  曲线）。

### 功耗

LDO 的功耗  $P_D$  需要在最糟糕的条件下计算，即  $VIN\_LDO\_max_{+85C\_10mA}$ 、 $VOUT\_LDO\_min$  和  $IOOUT\_LDO\_max$ 。

$$P_D = (VIN\_LDO\_max_{+85C\_10mA} - VOUT\_LDO\_min) \times IOOUT_{LDO\_max} = (5.3V - 3.135V) \times 10mA \approx 22mW \quad (12)$$

其中

- $VIN\_LDO\_max_{+85C\_10mA}$  是在  $85^{\circ}\text{C}$  和 10mA 输出电流下施加于 LDO 的最高输入电压。该电压等于在隔离式 DC/DC 的输入电压  $VCC\_IN$  为 3.6V 以及相应温度和电流条件下对应的  $VOUT\_isoDCDC$
- $VOUT\_LDO\_min$  是在 TPS715A33 数据手册“电气特性”部分“输出电压精度”下给定的 LDO 最低输出电压
- $IOOUT\_LDO\_max$  是本设计中 LDO 的最大输出电流 (10mA)

22mW 功耗远小于 LDO 数据手册相应章节给定的额定功耗。

### 4.3.2.2 高效 DC/DC — 电路实现方案

高效 DC/DC 转换器电路遵循数据手册提供的相关建议。C27 和 C28 是输入旁路电容；C29、C30 和 L1 是输出滤波器的相应元件，均使用 TPS62125 数据手册中的表 3 给定的值。R22 和 R24 用于根据数据手册中的表 2 将输出电压设为所需的 3.3V 电压。

R23 (1.3M $\Omega$ )、R26 (499k $\Omega$ ) 和 R27 (255k $\Omega$ ) 提供了一种定义启动高效 DC/DC 转换器转换过程的精确 VIN\_DCDC 以及停止电压的简便方法。通过对这两个电压进行编程后，可针对转换器的启动和停止施加特定迟滞。使用这三个电阻的给定值，高效 DC/DC 转换器的输入电压可实现表 9 给出的启动和停止电压值。最大值和最小值基于最糟糕的情况，即使用数据手册给定的最低和最高导通和关断阈值电压并对电阻值施加  $\pm 1\%$  的容差。

表 9. VIN\_DCDC: 启动和停止电压的最小值、典型值和最大值

	最小值	典型值	最大值
VIN_DCDC_startup (V)	4.122	4.32	4.53
VIN_DCDC_stop (V)	3.012	3.133	3.283

因此，电路板布局（图 34 和图 35）遵循数据手册给出的考量因素。

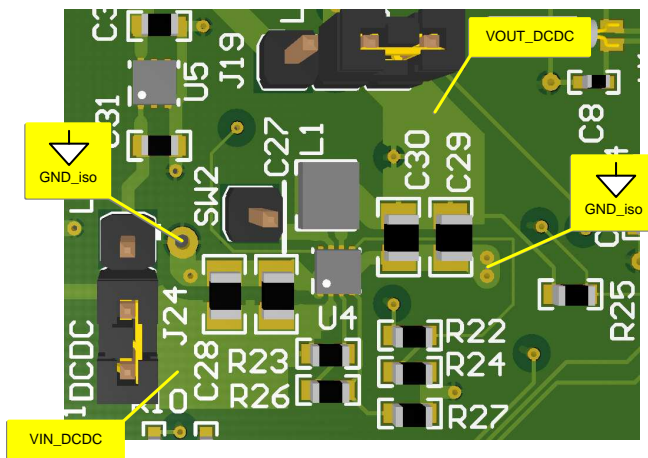


图 34. 高效 DC/DC — 电路板布局

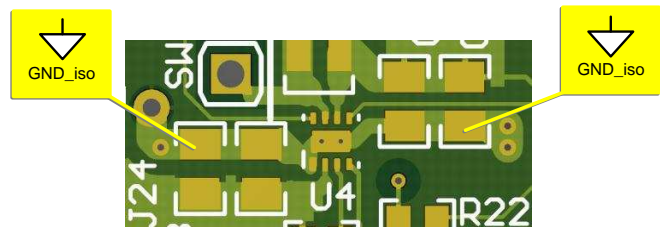


图 35. 高效 DC/DC — U4 接地

只要是敏感型测量，都要使用配有接地弹簧的探针，而非带长接地线和弹簧夹的标准探针。图 36、图 37、图 40 和图 41 提供的 SW2 – 开关节点波形可以显示产生的显著影响。前两幅图说明了无负载的情况，而后两幅图说明了 DC/DC 转换器搭载相应负载电阻而产生 10mA 输出电流的情况。图 36 中的波形使用标准探针测得，其他三幅图中的波形使用配有接地弹簧的改进型探针测得。

所有波形均在以 3.3V 电压为隔离式 DC/DC 转换器供电并选择高效 DC/DC 转换器作为后置稳压器的条件下生成。因此，VIN\_DCDC 与 VOUT\_isoDCDC 相连且与负载的相关性微乎其微。该电压随着负载电流增大而升高，符合图 53 所示的“VOUT”曲线的变化规律。

实际测试装置如图 38 所示，而图 39 清晰地指出了探针尖端和接地弹簧在电路板上的插入位置。



由于负载电流较低，高效的低功率同步降压转换器 TPS62125 将以非连续电流模式 (DCM) 运行。在所有示波器图形中均可观察到这一现象，并可通过图 36 对其进行解释说明。

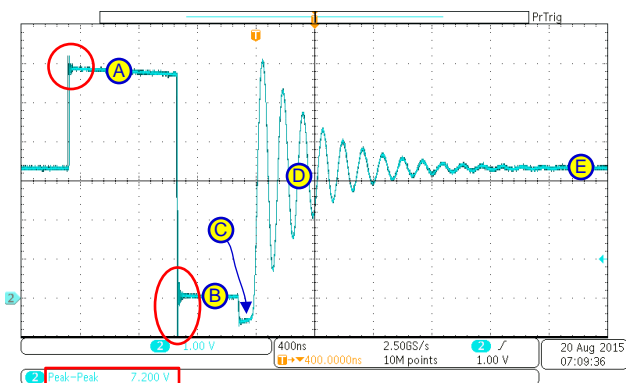


图 36. SW2 — 使用带长接地线和弹簧夹的探针测得的开关节点电压波形； $V_{CC\_IN} = 3.3V$ 、 $I_{OUT\_DCDC} = 0$ （无负载）、400ns

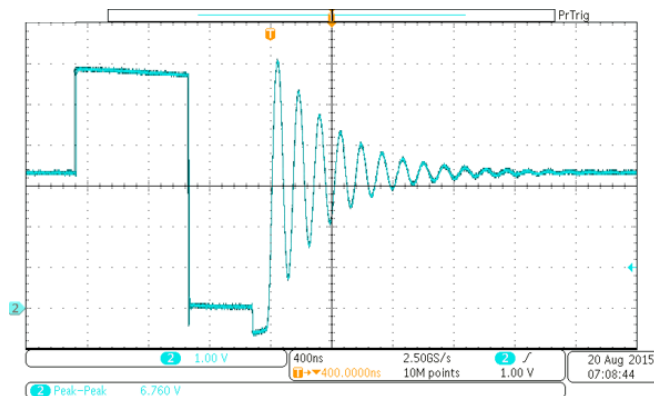


图 37. SW2 — 使用带接地弹簧的探针测得的开关节点电压波形； $V_{CC\_IN} = 3.3V$ 、 $I_{OUT\_DCDC} = 0$ （无负载）、400ns

开关噪声耦合至标准探针的长接地线，图 36 中红色圆圈标出的区域即与此相关。这些区域出现比较明显的峰值。由此产生的峰峰值电压为 7.2V，如红色矩形区域所示。使用改进型探针后，SW2 的峰峰值电压降至 6.76V，如图 37 所示。

为显示 DCM，图 36 用 A 至 E 标记了不同状态，以此提供一种思路。

- **A:** 高侧 FET（位于 VIN 引脚和 SW 引脚之间）导通。因此，VIN\_DCDC 可在开关节点 SW2 进行测量，电感电流流经高侧 FET 并升高。
- **B:** 高侧 FET 关断，同时低侧 FET（也称为同步 FET）导通。该 FET 通过其低  $R_{DS(ON)}$  地将 SW2 与 GND\_iso 相连，电感电流流经低侧 FET 并下降。
- **C:** 两侧 FET 均关断，电感电流需要流经低侧 FET 的体二极管，导致 SW2 产生与此体二极管正向电压相等的负电压。
- **D:** 两侧 FET 均关断，电感电流降为零。该电感连同与其相连的寄生电容共同构成一个谐振回路。谐振振铃是所有开关转换器在 DCM 下运行时均具备的特性，它开始出现并会随着谐振回路能量的衰减而减弱。由于使用的电感和电容值较小，能量受到限制，因此通常不会产生电磁干扰 (EMI) 问题。振铃的平均电压或直流电压等于输出电压  $V_{OUT\_DCDC}$ （与电感的另一侧相连）。
- **E:** 谐振回路的所有能量已完全耗散。振铃已经停止。两侧 FET 均关断。输出电压仍与电感相连，因此可在 SW2 观察到。

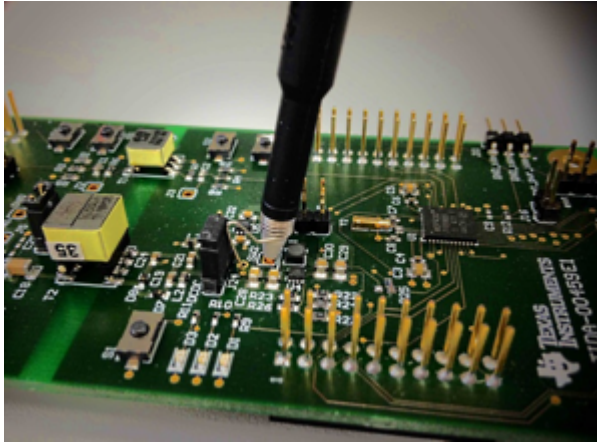


图 38. SW2 的测试装置 — 使用带接地弹簧的探针测得的开关节点电压

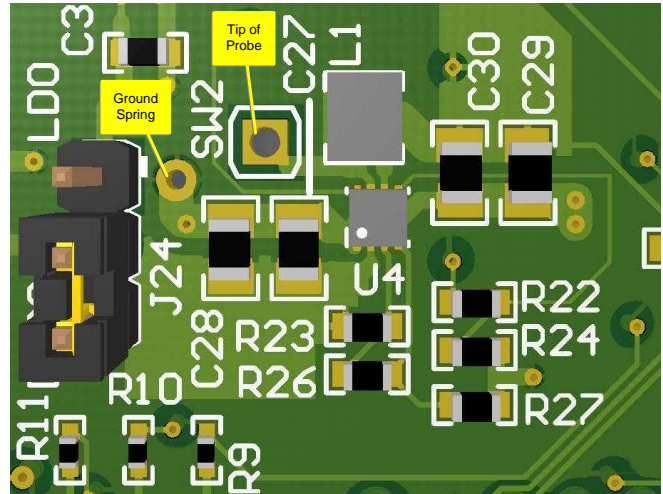


图 39. SW2 的测试装置 — 插入探针尖端和接地弹簧的专用“过孔”

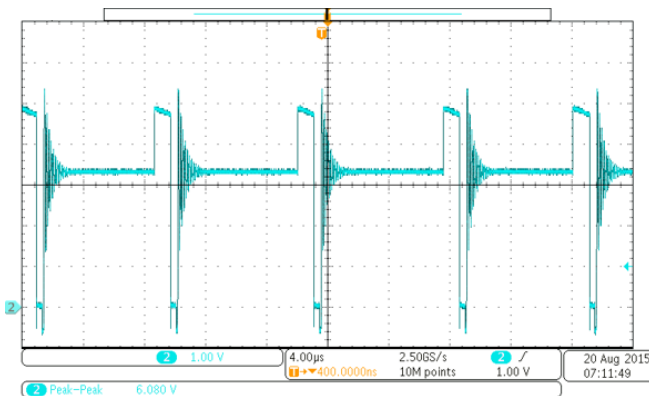


图 40. SW2 — 使用带接地弹簧的探针测得的开关节点电压波形； $V_{CC\_IN} = 3.3V$ 、 $I_{OUT\_DCDC} = 10mA$ 、 $4\mu s$

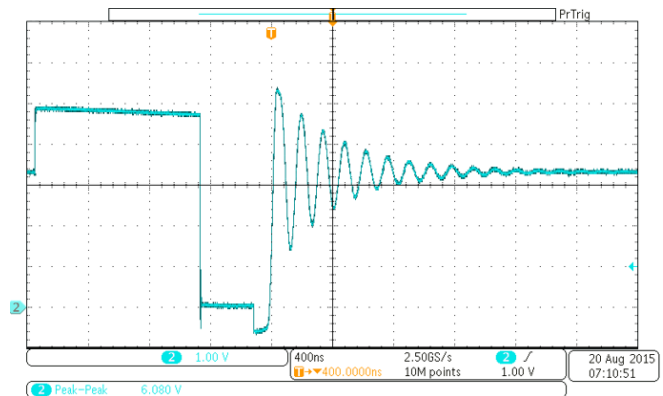


图 41. SW2 — 使用带接地弹簧的探针测得的开关节点电压波形； $V_{CC\_IN} = 3.3V$ 、 $I_{OUT\_DCDC} = 10mA$ 、 $400ns$

图 40 和图 41 所示为输出电流为 10mA 时的 SW2 波形。图 41 与图 37 类似；隔离式 DC/DC 的输出电压取决于负载，因此图 41 中状态 A 的持续时间会略微延长，状态 A 期间的电压水平将有所下降。图 40 与图 41 的条件相同，但选用的时间刻度较大，因此此时还可查看高效 DC/DC 转换器的开关频率。由于该器件在 DCM 下运行，开关频率也取决于负载电流。

## 5 硬件入门

### 5.1 插头和跳线位置

图 42 给出了 TIDA-00459 中的所有跳线。

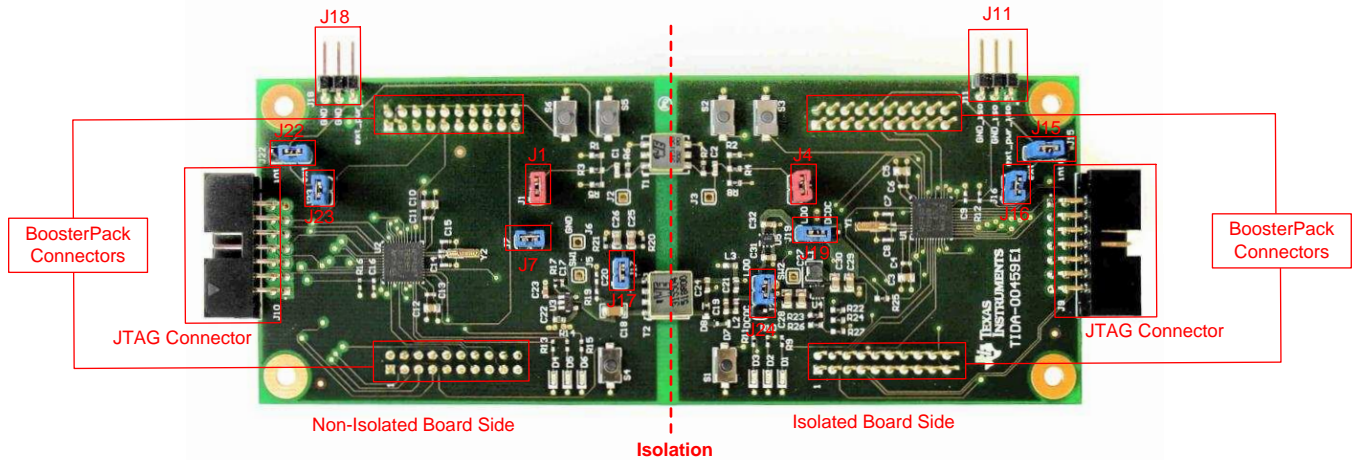


图 42. TIDA-00459 跳线位置

表 10 列出了各插头的不同功能。

表 10. 跳线功能

插头	说明
J1, J4	J1 和 J4 可用于断开电路板中两个 MSP430FR5969 与隔离电路和变压器的连接。相反，跳线可用于连接不同的隔离电路和变压器。
J7	J7 可用于测量流入隔离侧的电流。
J11	隔离式 VCC 和 GND 连接。
J15	如果隔离侧的 MSP430 不由 MSP-FET 调试器供电，确保插头 J15 的引脚 2 和引脚 3 相连。如果必须由 MSP-FET 调试器供电，确保插头 J15 的引脚 1 和引脚 2 相连。
J16	如果隔离侧由外部 VCC 或 MSP-FET 调试器供电，J16 可用于测量隔离侧的电流。
J17	J17 可用于测量电源变压器初级侧的电流。
J18	非隔离式 VCC 和 GND 连接。
J19	如果 J19 的引脚 1 和引脚 2 相连，选择将 LDO 用于隔离侧 VCC。如果 J19 的引脚 2 和引脚 3 相连，选择将 DC/DC 用于隔离侧 VCC。
J22	如果非隔离侧的 MSP430 不由 MSP-FET 调试器供电，确保 J22 的引脚 2 和引脚 3 相连。如果必须由 MSP-FET 调试器供电，确保插头 J22 的引脚 1 和引脚 2 相连。
J23	J23 可用于测量电路板的总电流。
J24	如果 J24 的引脚 1 和引脚 2 相连，则为 DC/DC 供电。如果 J24 的引脚 2 和引脚 3 相连，则为 LDO 供电。

## 5.2 电源选项

TIDA-00459 为隔离侧和非隔离侧提供了不同的电源选项。非隔离侧可由插头 J18 上的外部 VCC 或 JTAG MSP-FET 调试器供电。

隔离侧可由 LDO、高效 DC/DC、插头 J11 上的外部 VCC 或 MSP-FET 调试器供电。

如果在调试过程中使用外部电源，确保非隔离侧插头 J22 的引脚 2 和引脚 3 相连，同时隔离侧插头 J15 的相应引脚也要相连。如果未连接任何外部电源而必须使用 MSP-FET 调试器接口供电，要确保非隔离侧插头 J22 的引脚 1 和引脚 2 相连，同时隔离侧插头 J15 的相应引脚也要相连。表 11 列出了隔离侧电源选项对应的不同跳线设置。

表 11. 隔离侧电源选项

隔离侧电源选项	插头跳线放置方式		
	J15	J19	J24
由 LDO 供电	2→3	1→2	1→2
由高效 DC/DC 供电	2→3	2→3	2→3
由插头 J11 上的外部 VCC 供电	2→3	—	—
由插头 J9 上的 MSP-FET 调试器供电	1→2	—	—

## 6 固件入门

如需下载本参考设计的软件文件，请参见 <http://www.ti.com.cn/tool/cn/TIDA-00459> 上的链接。

### 6.1 软件设置

1. 在将 MSP-FET 与 PC 相连之前，请先安装 Code Composer Studio™ (CCS)。在安装 CCS 的过程中，会自动安装 USB 驱动程序。确保使用的 CCS 为最新版本；否则，USB 驱动程序可能无法识别 MSP-FET。
2. 使用提供的 USB 电缆将 MSP-FET 与 PC 的 USB 端口相连。
3. 使用 Windows® 操作系统时，以下步骤适用：
  - (a) 由于安装集成开发环境 (IDE) 的过程中已安装 USB 设备驱动程序，因此 MSP-FET 与 PC 相连后，PC 应能自动识别 MSP-FET。
  - (b) 如果尚未安装驱动程序，将启动发现新硬件 (Found New Hardware) 向导。请按照向导中的相关说明进行操作，并找到驱动程序文件。
  - (c) CCS 的默认安装路径为 C:\ti\ccsv6\ccs\_base\emulation\drivers\msp430\USB\_CDC。
4. 与 PC 相连后，MSP-FET 将执行自检。如果自检成功，则绿色发光二极管 (LED) 保持常亮。
5. 如果在调试过程中使用外部电源，要确保隔离侧插头 J15 的引脚 2 和引脚 3 相连，同时非隔离侧插头 J22 的相应引脚也要相连。如果未连接任何外部电源而必须使用 MSP-FET 调试器接口供电，要确保隔离侧插头 J15 的引脚 1 和引脚 2 相连，同时非隔离侧插头 J22 的相应引脚也要相连。
6. 使用 14 芯电缆将 MSP-FET 与 TIDA-00459 电路板非隔离侧的 JTAG 连接器 J10 相连。
7. 将 CCS 项目 (TIDA-00459) 导入 CCS。
8. 确保已注释掉 main.h 文件中的以下命令行：

```
// #define MSP430_IS_ON_ISOLATED_SIDE
```
9. 编译固件并将其下载至 TIDA-00459 电路板非隔离侧的 MSP430FR5969。
10. 使用 14 芯电缆将 MSP-FET 与 TIDA-00459 电路板隔离侧的 JTAG 连接器 J9 相连。
11. 确保已取消注释 main.h 文件中的以下命令行：

```
#define MSP430_IS_ON_ISOLATED_SIDE
```
12. 编译固件并将其下载至 TIDA-00459 电路板隔离侧的 MSP430FR5969。
13. 若要从非隔离侧启动数据传输，请按下按钮 S4。若要从隔离侧启动数据传输，请按下按钮 S1。

## 6.2 软件函数文档

文件 `swif.c` 中包含用于进行数据传输的各个函数：

- *void initCompE(void)*  
调用该函数可配置 `Comparator_E`
- *void config\_USCIA0\_UART(uint16\_t div)*  
调用该函数可将 `eUSCIA0` 模块配置为 `UART` 模式。
- *void sendByte(uint8\_t x)*  
调用该函数可发送中断/同步域外加一个字节。参数 `x` 表示待发送字节。
- *void sendByte\_RX(uint8\_t x)*  
调用该函数可发送中断/同步域外加一个字节。完成传输后，`MSP430` 再次配置为接收。参数 `x` 表示待发送字节。
- *void prepareTX(void)*  
调用该函数可将 `MSP430` 配置为发送模式。
- *void prepareRX(void)*  
调用该函数可将 `MSP430` 配置为接收模式。

## 6.3 演示软件：双向通信

如需下载软件文件，请访问 <http://www.ti.com.cn/tool/cn/TIDA-00459>。CCS 项目 `TIDA-00459_bidirectional` 是双向通信的一个示例项目。

按下按钮 `S4` 或 `S1` 即可从非隔离侧或隔离侧启动传输。传输的第一个字节的值为 `0x00`。隔离的另一侧接收到此字节后，将回送此字节。该字节的值递增 `1` 并再次发送。如果回送字节的值与所发送字节的值不同，红色 LED 将点亮以指示错误。传输 `1k` 字节后，绿色 LED 进行切换。使用按钮 `S1` 或 `S4` 可停止传输。使用按钮 `S2` 和 `S3` 或 `S5` 和 `S6` 可禁用 LED，从而测量数据传输所产生的流耗。

## 7 测试装置和测试数据

本参考设计已进行多项测试。首先对整个隔离式电源路径以及隔离式数据传输分别进行了测试，之后对整个电路板进行了测试。

### 7.1 电源路径

整个电源路径测试包括在  $-40^{\circ}\text{C}$ 、 $25^{\circ}\text{C}$  和  $85^{\circ}\text{C}$  环境温度下分别对本设计的所有电源模块进行性能评估。

- 隔离式 DC/DC
- 后置稳压器
  - 低  $I_q$  LDO
  - 高效 DC/DC

该测试通过测量并记录开环隔离式 DC/DC 输入插头 J7 上的输入电压和电流的方式执行。电源测量单元 (SMU) 1 用作可编程电源，其输出电压以  $300\text{mV}$  的增量由  $3\text{V}$  逐步增至  $3.6\text{V}$ ，用于评估在 1 节指定的整个输入电压范围内的性能。

在插头 J19 的相应引脚测量两种不同后置稳压器调节后的  $3.3\text{V}$  输出电压和电流并进行记录（请参见表 13）。该输出电流可视为后置稳压器的负载电流。设置第二个 SMU (SMU 2)，使该负载电流覆盖从  $1\mu\text{A}$  到  $10\text{mA}$  的范围。将这种较宽的输出电流范围用于本测试后，可针对适用应用中常见的不同负载状态评估电源路径的性能，从而覆盖低功耗模式（关断模式和待机模式）到最大负载状态（采用不同时钟速度的激活模式 + 其他应用特定的流耗）的范围。除了记录接口插头 J24 的电压和电流，还会记录隔离式 DC/DC 的输出与后置稳压器输入相连的情况。电流测量通过数字万用表 (DMM) 1 完成。该万用表是一款高分辨率电压表，使用  $1\Omega$  的外部精密电阻作为电流感测分流电阻。与将 DMM 配置为电流表的常规方法相比，应优先选择上述方法。若采用电流表配置，会因内部精密分流电阻较大（通常为  $5\Omega$ ）和存在保护熔丝（通常使用两个，其中一个熔丝位于 DMM 内部，另一个为可更换熔丝，位于 DMM 的后面板中）而产生较高的压降。这些保护熔丝与内部精密分流电阻串联，但并未指定其电阻。



测得输入 (J7)、输出 (J19) 和接口插头 (J24) 上的所有电压和电流后，可对整体电源路径（隔离式 DC/DC + 后置稳压器）以及各独立电源模块的性能进行评估和特性化。

表 12、表 13 和图 43 详细介绍了测试设置。其他信息将在介绍测试数据的章节提供。

表 12. 准备电路板和进行电源路径测试的基本步骤

项目	说明	注释
1	移除电路板中的所有跳线，J17 除外	实现电源路径排他性评估的基本先决条件。此后，其他所有电路模块（MCU 和数据传输电路）将与电源断开连接。
2	对电源正常的上拉电阻 R25 进行拆焊	避免本设计隔离侧的 MCU 通过 U1 的引脚 1 及其内部静电放电 (ESD) 保护结构供电
3	将 1Ω 精密电阻作为电流感测分流电阻直接与 J24 的相应引脚相连	具体使用哪些引脚取决于待评估哪种后置稳压器
4	连接所有 SMU 和 DMM，所有通道应保持浮空状态	输入保持浮空状态可确保电路板的隔离侧和非隔离侧相互之间保持隔离
5	配置 SMU 1，使其为隔离式 DC/DC 提供所需的输入电压，设置 50mA 的电流限值	该电流限值可降低浪涌电流以及因接线错误或短路造成损害的风险。
6	配置 SMU 2 以从所选后置稳压器吸收所需输出电流。对于 SMU 能够生成负输出电压的情况，确保 SD 1 与 SMU 2 的输出相连。	如果 SMU 2 吸收的电流无法达到设置的值，则在所有情况下均会生成负输出电压。例如，如果所选后置稳压器无法提供正输出电压，便会出现这种情况。外部低正向电压和低泄漏肖特基二极管 SD 1 将 SMU 2 的输出钳位为与 SD 1 的正电压相等的负电压。
7	打开 SMU 1 和两个 DMM	
8	打开 SMU 2	始终保持以下序列：在 SMU1 进一步降低后置稳压器输出在 SMU 2 的驱动下变为负值的风险之前和之后，SMU2 分别始终处于关闭和开启状态。

表 13. 选择所需稳压器进行评估

评估对象	J24			J19	
	引脚 1	引脚 2	引脚 3	引脚 1	引脚 3
低 Iq LDO	 DMM 1 低电平 DMM 2 高电平	DMM 1 高电平		SMU 2 高电平	
高效 DC/DC		 DMM 1 高电平	DMM 1 低电平 DMM 2 高电平		SMU 2 高电平



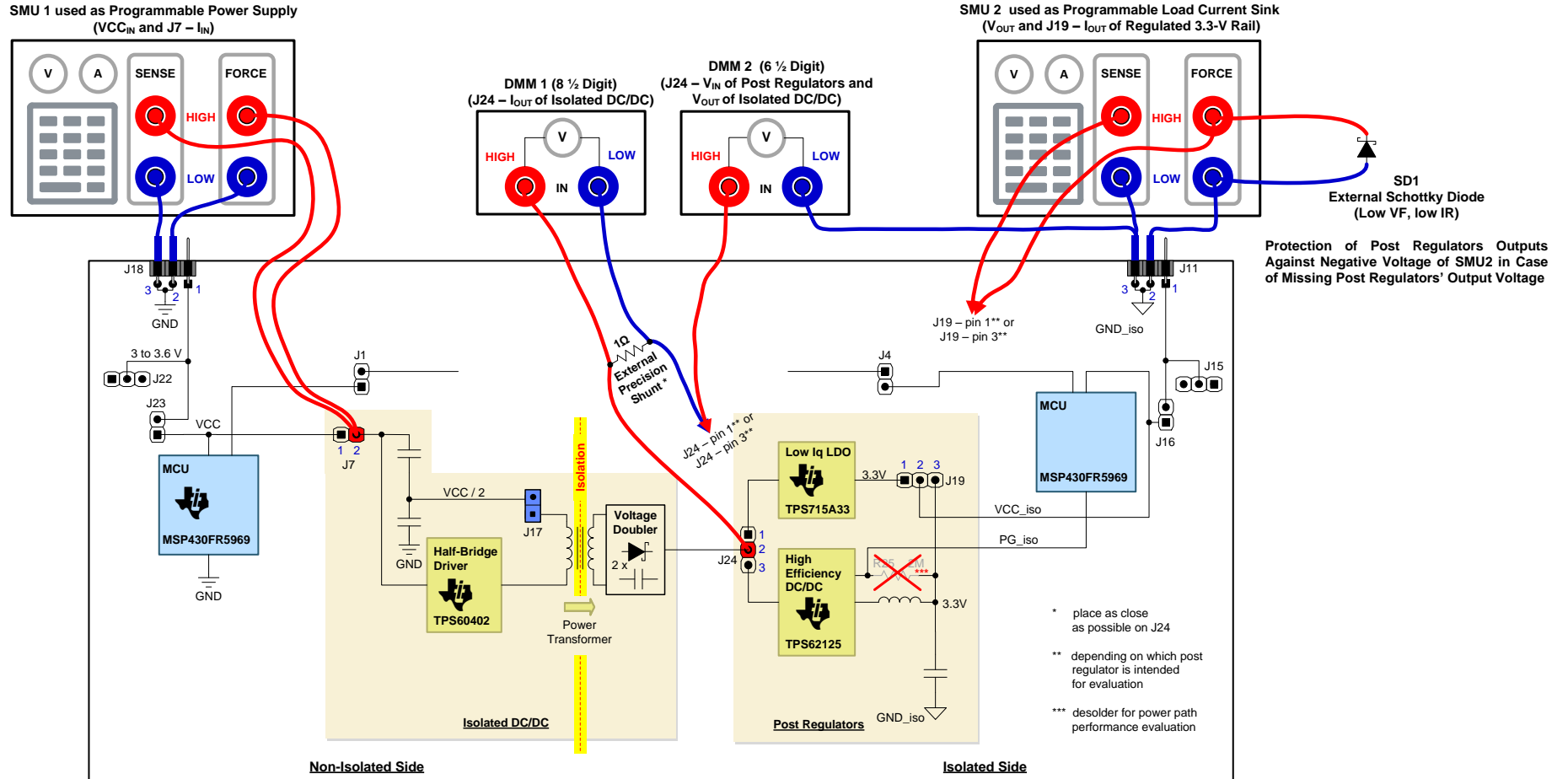


图 43. 电源路径评估的测试设置

### 7.1.1 整个电源路径的效率

图 44 至图 47 给出了从隔离式 DC/DC 的输入 (J7) 到所选后置稳压器的输出 (J19) 的整个电源路径的总效率。每幅图均包含高效 DC/DC 以及低  $I_q$  LDO 用作后置稳压器时的效率曲线，以便进行比较。这两种后置稳压器都设置为提供 3.3V 的输出电压。

在图 44 至图 46 中，所选的每种后置稳压器的三条曲线代表隔离式 DC/DC 在三种不同输入电压  $V_{CC_{IN}}$  (3V、3.3V 和 3.6V) 下的性能。使用高效 DC/DC 时的效率较高，输出电流大于 100 $\mu$ A 时尤为如此。当输出电流高于 2mA 后，效率最高可提升 30%。图 47 强调了在 3.3V 的标称输入电压下，效率与温度的相关性。

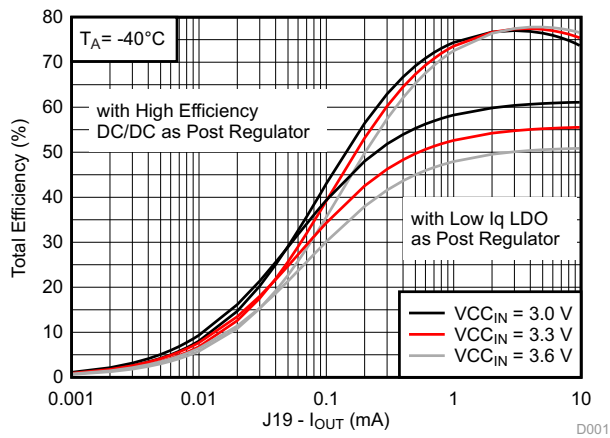


图 44.  $T_A = -40^\circ\text{C}$  时的总效率

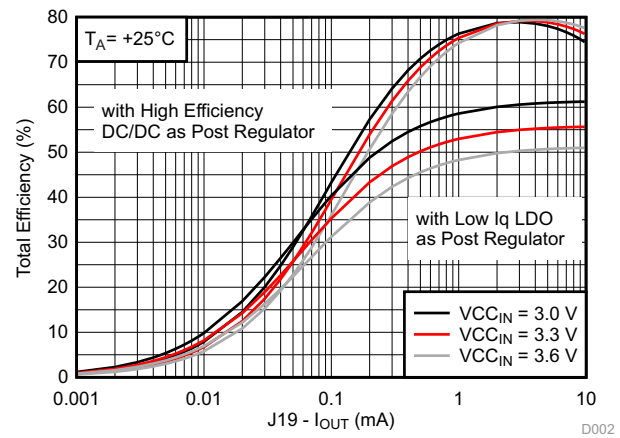


图 45.  $T_A = 25^\circ\text{C}$  时的总效率

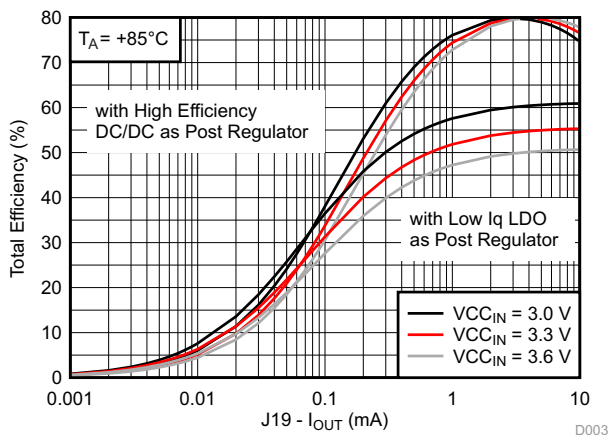


图 46.  $T_A = 85^\circ\text{C}$  时的总效率

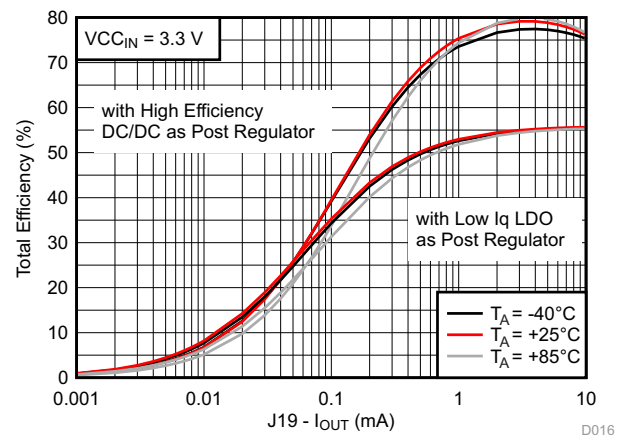


图 47.  $V_{CC_{IN}} = 3.3\text{V}$  时的总效率

7.1.2 整个电源路径的输入流耗

图 48 至图 50 给出了整个电源路径消耗的总输入电流  $J7 - I_{IN}$ 。

下列图形提供一种直观的方式来交叉检验给定输出电流对应的流耗是否仍低于特定值。对于电流预算受限的应用，例如由回路供电的 4mA 至 20mA 传感器发送器、计量应用或采用能量采集功能的系统，这种方式尤其有用。输入电流由 SMU 1 测量，馈入输入电压  $V_{CCIN}$  为 3V、3.3V 和 3.6V 的隔离式 DC/DC 转换器。J19-IOUT 是所选后置稳压器的输出电流，由作为电流接收设备的 SMU 2 进行控制。

使用实线绘制的曲线表示使用高效 DC/DC 作为后置稳压器时的总输入电流。使用低  $I_q$  LDO 作为后置稳压器的情况由其他点划线和虚线表示。图 51 强调了在 3.3V 的标称输入电压下，整个电源路径的输入流耗与温度的相关性。

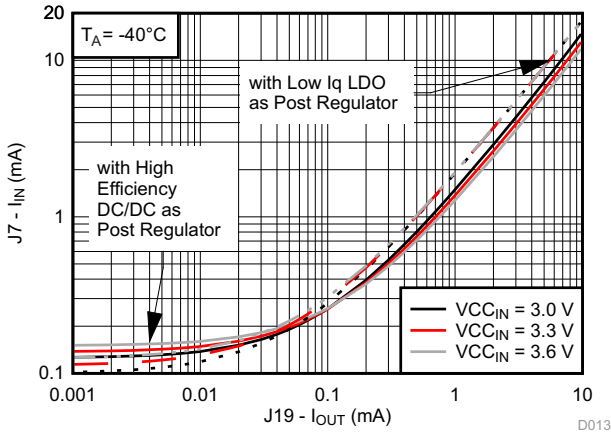


图 48.  $T_A = -40^\circ\text{C}$  时的总输入电流

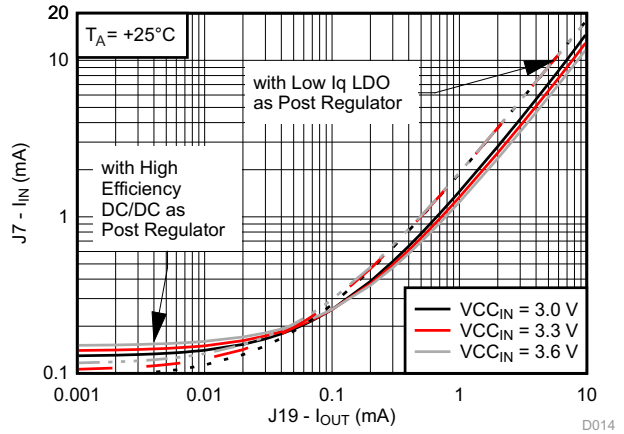


图 49.  $T_A = 25^\circ\text{C}$  时的总输入电流

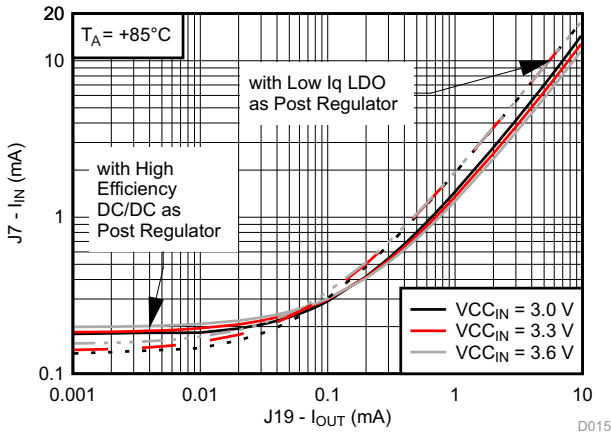


图 50.  $T_A = 85^\circ\text{C}$  时的总输入电流

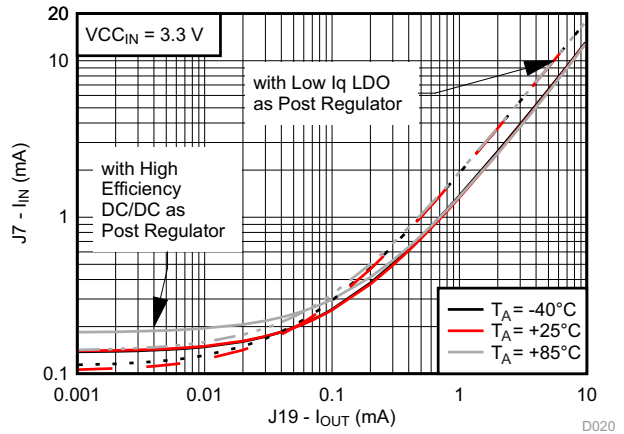


图 51.  $V_{CCIN} = 3.3\text{V}$  时的总输入电流

### 7.1.3 隔离式 DC/DC 的效率和输出电压

图 52 至图 55 给出了根据 SMU 1、DMM 1 和 DMM 2 测量结果绘制的隔离式 DC/DC 的效率和输出电压曲线。SMU 1 设置输入电压 ( $V_{CCIN}$  分别为 3V、3.3V 和 3.6V) 并测量输入电流  $J7 - I_{IN}$  以获得总输入功率。

为接入隔离式 DC/DC, 按照节 7.1.1 和节 7.1.2 介绍的方式使用电源路径。按照表 13 对 J24 和 J19 进行适当设置和配置, 将低  $I_q$  LDO 选作后置稳压器。SMU 2 用于从后置稳压器的输出灌入  $1\mu A$  至  $10mA$  的电流。在这种情况下, SMU 2 仅用于控制灌电流。SMU 2 测得的电压和电流值在这种情况下尚未使用, 因为这些测量值仅表示后置稳压器输出端的值, 而非隔离式 DC/DC 的输出电压和输入电流。

隔离式 DC/DC 的输出电流根据 DMM1 在  $1\Omega$  外部精密分流电阻两端测得的压降进行推算。隔离式 DC/DC 的输出电压 (J24-V<sub>OUT</sub>) 由 DMM 2 在低  $I_q$  LDO 的输入端测得。流经  $1\Omega$  分流电阻的电流为  $10mA$  时, 该电压与隔离式 DC/DC 输出端的实际电压略有不同, 二者相差  $10mV$ 。由于相应输出电压最低为  $4V$ , 此  $10mV$  的微小误差可以忽略不计。

隔离式 DC/DC 导出的输出电压和电流用于计算其输出功率, 最终除以前计算的输入功率计算其效率。除了效率外, 同一图形中还绘制了输出电压 (J24-V<sub>OUT</sub>) 曲线, 用于显示输出电压的负载、输入电压和温度相关性。轻负载或无负载输出电压对于选择线性或开关后置稳压器尤为重要。后置稳压器应能够在上述负载条件下承受隔离式 DC/DC 的高输出电压, 还应将足够的裕度考虑在内。

图 55 强调了在  $3.3V$  的标称输入电压下, 隔离式 DC/DC 的效率和输出电压与温度的相关性。

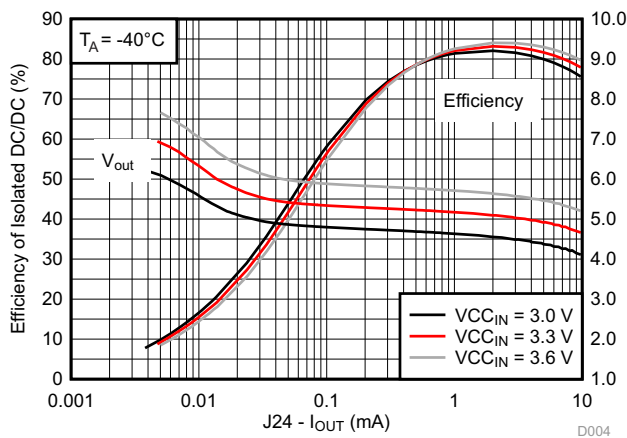


图 52.  $T_A = -40^\circ C$  时隔离式 DC/DC 的效率和输出电压

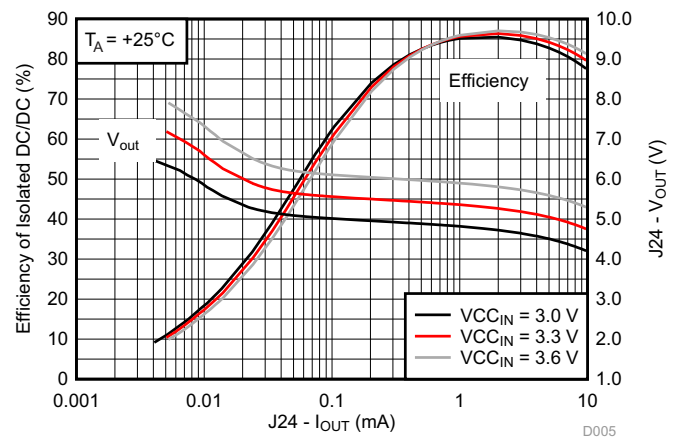


图 53.  $T_A = 25^\circ C$  时隔离式 DC/DC 的效率和输出电压

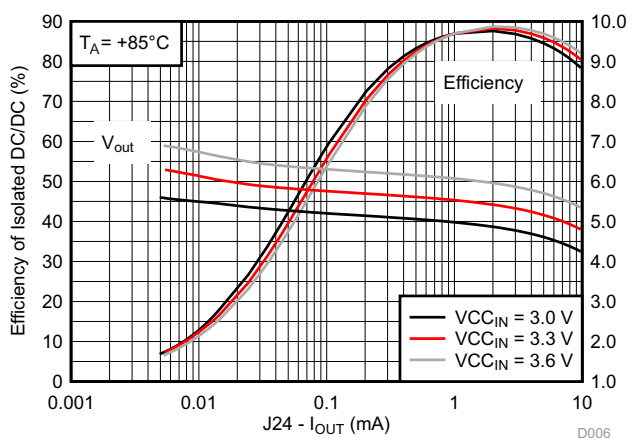


图 54.  $T_A = 85^\circ C$  时隔离式 DC/DC 的效率和输出电压

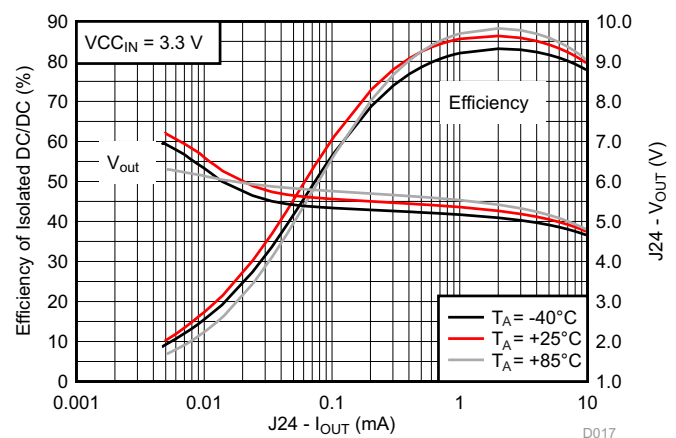


图 55.  $V_{CCIN} = 3.3V$  时隔离式 DC/DC 的效率和输出电压

#### 7.1.4 高效 DC/DC 的效率和输出电压

图 56 至图 59 给出了根据 SMU 1、DMM 1 和 DMM 2 测量结果绘制的高效 DC/DC 的效率和输出电压曲线。按照表 13 对 J24 和 J19 进行适当设置和配置，将高效 DC/DC 选作后置稳压器。

SMU 1 设置施加到 J7 引脚 2 的隔离式 DC/DC 的输入电压 ( $V_{CC_{IN}}$  分别为 3V、3.3V 和 3.6V)。SMU 2 用于从高效 DC/DC 的输出端灌入  $1\mu\text{A}$  至 10mA 的电流作为负载电流。该负载电流 (J19-IOUT) 与 SMU 2 测得的输出电压 (J19-VOUT) 搭配使用，从而计算高效 DC/DC 的输出功率。

高效 DC/DC 的输入功率已根据 DMM1 在  $1\Omega$  外部精密分流电阻两端测得的压降与输入电流的乘积进行推算。高效 DC/DC 的输入电压由 DMM 2 在 J24 的引脚 3 测得。

SMU 1 测得的 J7 的输入电压和电流值在这种情况下未直接用于创建效率曲线，因为这些测量值仅表示隔离式 DC/DC 的输入功率，而非高效 DC/DC 的输入功率。不过，这三个不同值（由 SMU 1 设置，作为  $V_{CC_{IN}}$ ）最终用于在每幅图中创建三条不同的效率和 VOUT 曲线。这三条不同曲线可用于描述与高效 DC/DC 输入电压的相关性。 $V_{CC_{IN}}$  是施加至隔离式 DC/DC 的输入电压，而非高效 DC/DC 的实际输入电压。高效 DC/DC 的输入电压与隔离式 DC/DC 的输出电压基本相等，因此会随着隔离式 DC/DC 的接入而发生变化，如图 52 至图 55 所示。该限制条件基于以下事实：已针对整个电源路径进行所有性能评估和数据收集，而非针对单个电源模块分别进行。高效 DC/DC 的实际输入电压可根据不同测试数据图形按照以下步骤近似计算：

1. 掌握以下参数和条件：环境温度  $T$ 、施加于 J7 引脚 2 的输入电压  $V_{CC_{IN}}$  以及输出负载电流 J19-IOUT。

示例： $T = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{CC_{IN}} = 3.3\text{V}$ ， $J19\text{-IOUT} = 100\mu\text{A}$

2. 根据节 7.1.4 提供的相应图形，确定给定条件下高效 DC/DC 的效率  $\eta_{\text{高效 DC/DC}}$ 。

示例：使用图 57； $\eta_{\text{高效 DC/DC}} \approx 68\%$

3. 根据节 7.1.1 提供的相应图形中“高效 DC/DC 作为后置稳压器”的相关曲线确定给定条件下整个电源路径的总效率  $\eta_{\text{总}}$ 。

示例：使用图 45； $\eta_{\text{总}} \approx 39.5\%$

4. 使用以下公式计算隔离式 DC/DC 的效率  $\eta_{\text{隔离式 DC/DC}}$ :

$$\eta_{\text{IsolatedDC/DC}} = \frac{\eta_{\text{Total}}}{\eta_{\text{High Efficiency DC/DC}}} \quad (13)$$

$$\eta_{\text{IsolatedDC/DC}} = \frac{\eta_{\text{Total}}}{\eta_{\text{High Efficiency DC/DC}}} \approx \frac{0.395}{0.68} \approx 0.58$$

5. 根据节 7.1.3 提供的图形确定高效 DC/DC 输入电压 (J24-VIN) 的近似值, 该值与图形右侧纵轴所示的 J24-VOUT 值相等。如果使用适用环境温度  $T$  和输入电压  $V_{CC_{IN}}$  对应的图形和曲线, 可在  $V_{OUT}$  曲线上根据前述步骤中计算的隔离式 DC/DC 效率  $\eta_{\text{隔离式 DC/DC}}$  对应的 J24-IOUT 值找出 J24-VIN。请参见以下示例:

- 使用图 53 的效率曲线找出  $\eta_{\text{隔离式 DC/DC}} \approx 0.58$  时的 J24-IOUT  
J24-IOUT = 90 $\mu$ A
- 使用图 53 的  $V_{OUT}$  曲线确定之前找到的 J24-IOUT 所对应的  $V_{OUT}$ :  
J24-IOUT = 90 $\mu$ A 时  $V_{OUT} \approx 5.55$ V

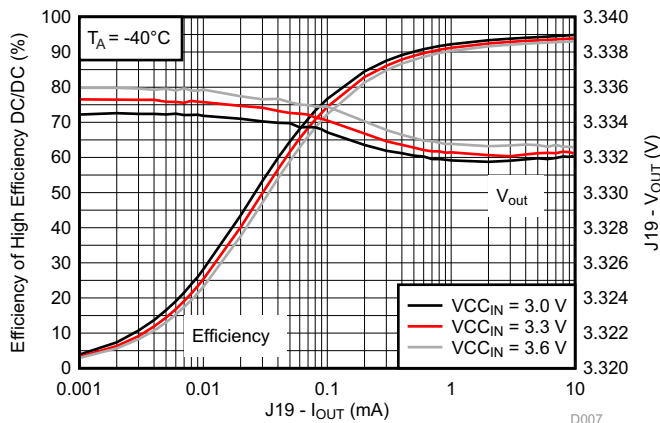


图 56.  $T_A = -40^\circ\text{C}$  时高效 DC/DC 的效率和输出电压

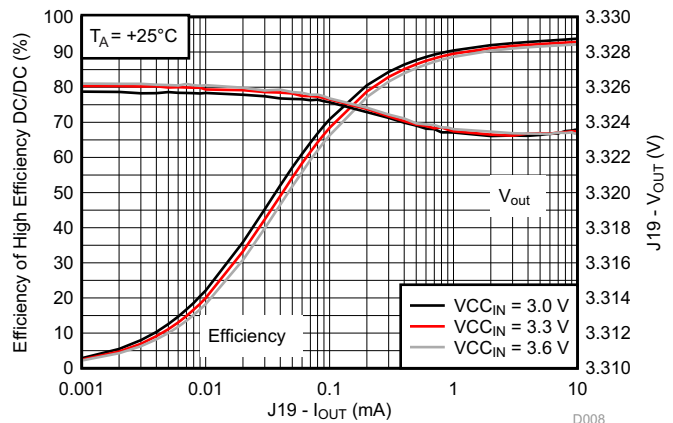


图 57.  $T_A = 25^\circ\text{C}$  时高效 DC/DC 的效率和输出电压

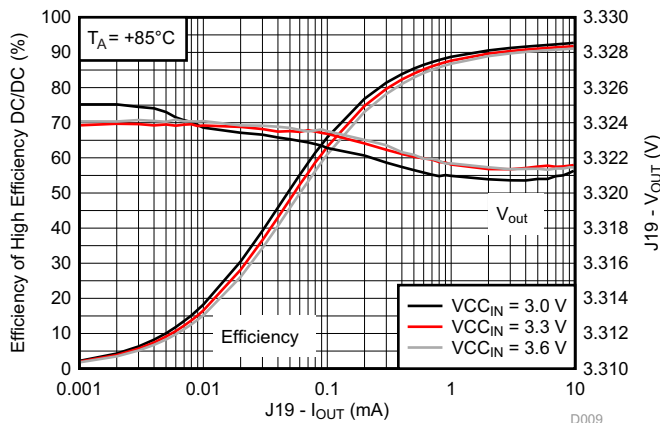


图 58.  $T_A = 85^\circ\text{C}$  时高效 DC/DC 的效率和输出电压

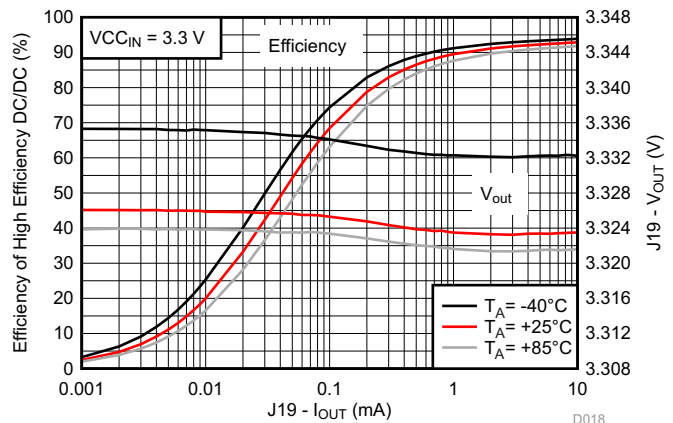


图 59.  $V_{CC_{IN}} = 3.3\text{V}$  时高效 DC/DC 的效率和输出电压

### 7.1.5 低 Iq LDO 的效率和输出电压

图 60 至图 63 给出了根据 SMU 1、DMM 1、DMM 2 和 SMU 2 测量结果绘制的低 Iq LDO 的效率和输出电压曲线。按照表 13 对 J24 和 J19 进行适当设置和配置，将低 Iq LDO 选作后置稳压器。

SMU 1 设置施加到 J7 引脚 2 的隔离式 DC/DC 的输入电压 ( $V_{CC_{IN}}$  分别为 3V、3.3V 和 3.6V)。SMU 2 用于从低 Iq LDO 的输出灌入 1 $\mu$ A 至 10mA 的电流作为负载电流。该负载电流 (J19-IOUT) 与 SMU 2 测得的输出电压 (J19-VOUT) 搭配使用，从而计算低 Iq LDO 的输出功率。

低 Iq LDO 的输入功率已根据 DMM1 在 1 $\Omega$  外部精密分流电阻两端测得的压降与输入电流的乘积进行推算。低 Iq LDO 的输入电压由 DMM 2 在 J24 的引脚 1 测得。

SMU 1 测得的 J7 的输入电压和输入电流值在这种情况下未直接用于创建效率曲线，因为这些测量值仅表示隔离式 DC/DC 的输入功率，而非低 Iq LDO 的输入功率。不过，这三个不同值（由 SMU 1 设置，作为  $V_{CC_{IN}}$ ）已用于在每幅图中创建三条不同的效率和 VOUT 曲线。这三条不同曲线可用于在一定程度上描述与低 Iq LDO 输入电压的相关性。 $V_{CC_{IN}}$  是施加至隔离式 DC/DC 的输入电压，而非低 Iq LDO 的实际输入电压。低 Iq LDO 的输入电压与隔离式 DC/DC 的输出电压基本相等，因此会随着隔离式 DC/DC 的载入而发生变化，如图 52 至图 55 所示。该限制条件基于以下事实：已针对整个电源路径进行所有性能评估和数据收集，而非针对单个电源模块分别进行。

由于低 Iq LDO 也被选作后置稳压器来创建隔离式 DC/DC 的效率和输出电压曲线（图 52 至图 55），因此与之前节 7.1.4 介绍的方法相比，近似计算低 Iq LDO 的实际输入电压更为简单直接。需要执行以下步骤：

1. 掌握以下参数和条件：环境温度 T、施加于 J7 引脚 2 的输入电压  $V_{CC_{IN}}$  以及输出负载电流 J19-IOUT。请参见以下示例：

$$T = 25^{\circ}\text{C}, V_{CC_{IN}} = 3.3\text{V}, J19\text{-IOUT} = 10\mu\text{A}$$

2. 使用节 7.1.3 提供的图形中的 VOUT 曲线确定低 Iq LDO 输入电压 (J24-VIN) 的近似值。该输入电压在以下条件时等于 J24-VOUT 值：

$$J24\_IOUT = J19\_IOUT + I_{q_{U5}} \approx J19\_IOUT + 3.2\mu\text{A} \quad (14)$$

其中， $I_{q_{U5}}$  是低 Iq LDO U5 的静态电流。TPS715A33 的数据手册 给定的 Iq 典型值为 3.2 $\mu$ A [2]

$$J24\_IOUT \approx 10\mu\text{A} + 3.2\mu\text{A} = 13.2\mu\text{A}$$

$$J24 - VIN \text{ at } 13.2\mu\text{A} \approx 6.25\text{V}$$

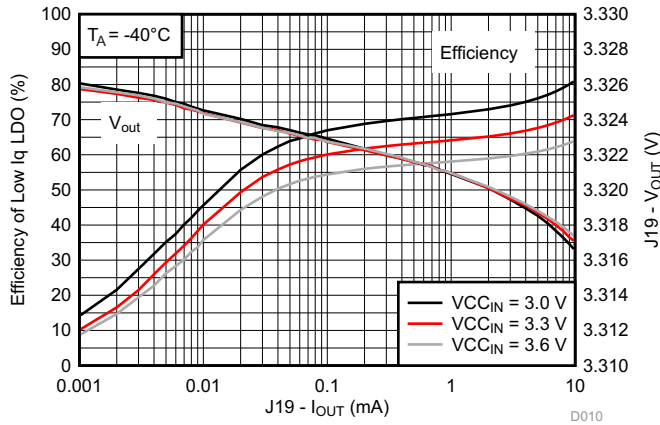


图 60.  $T_A = -40^\circ\text{C}$  时低 Iq LDO 的效率和输出电压

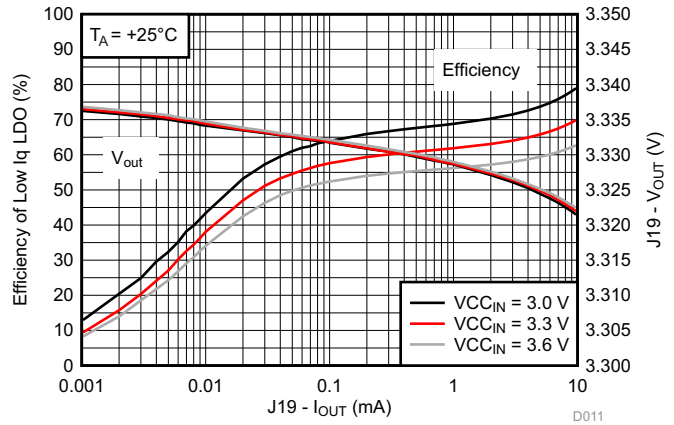


图 61.  $T_A = 25^\circ\text{C}$  时低 Iq LDO 的效率和输出电压

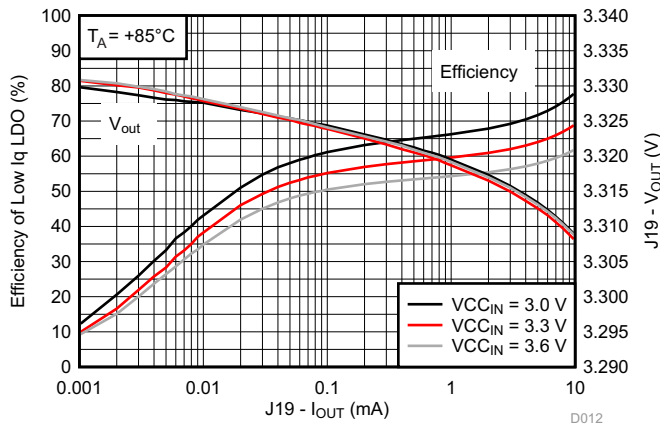


图 62.  $T_A = 85^\circ\text{C}$  时低 Iq LDO 的效率和输出电压

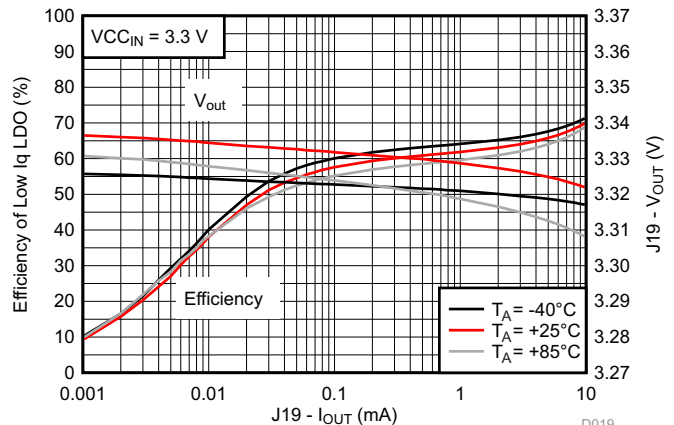


图 63.  $V_{CCIN} = 3.3\text{ V}$  时低 Iq LDO 的效率和输出电压



## 7.2 隔离式数据传输测试

### 7.2.1 功能测试

数据传输已在  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $85^{\circ}\text{C}$  的温度范围内成功进行了测试。已在单向模式和半双工模式下传输随机数据。对于半双工模式，每发送一个字节传输方向就会发生变化。测试的数据传输速率为 9.6kBaud、31.25kBaud、62.5kBaud、125kBaud、250kBaud、500kBaud 和 1MBaud。

### 7.2.2 流耗

表 14 给出了关断和待机电流的测试结果。

表 14. 待机和关断电流

参数	技术规范	非隔离侧电流	流入隔离侧的电流	系统总电流	单位
在 LPM0 模式下使用 LDO 时的待机电流	电压为 3.0V 时，系统待机且接收就绪	175.0	417.5	592.5	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时，系统待机且接收就绪	177.1	428.0	605.1	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时，系统待机且接收就绪	179.3	438.5	617.8	$\mu\text{A}$
在 LPM3 模式下使用 LDO 时的待机电流	电压为 3.0V 时，系统待机且接收就绪	22.5	141.0	163.5	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时，系统待机且接收就绪	23.8	152.3	176.1	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时，系统待机且接收就绪	25.0	163.3	188.3	$\mu\text{A}$
使用 LDO 时的关断电流	电压为 3.0V 时的系统关断电流	1.4	100.3	101.7	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时的系统关断电流	1.5	111.0	112.5	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时的系统关断电流	1.6	121.9	123.5	$\mu\text{A}$
在 LPM0 模式下使用高效 DC/DC 时的待机电流	电压为 3.0V 时，系统待机且接收就绪	175.0	363.1	538.1	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时，系统待机且接收就绪	177.1	353.2	530.3	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时，系统待机且接收就绪	179.3	346.9	526.2	$\mu\text{A}$
在 LPM3 模式下使用高效 DC/DC 时的待机电流	电压为 3.0V 时，系统待机且接收就绪	22.5	163.4	185.9	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时，系统待机且接收就绪	23.8	172.1	195.9	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时，系统待机且接收就绪	25.0	181.7	206.7	$\mu\text{A}$
使用高效 DC/DC 时的关断电流	电压为 3.0V 时的系统关断电流	1.4	136.6	138.0	$\mu\text{A}$
	电压为 3.3V 时的系统关断电流	1.5	147.5	149.0	$\mu\text{A}$
	电压为 3.6V 时的系统关断电流	1.6	159.5	161.1	$\mu\text{A}$

图 64 所示为整个系统在半双工模式下的流耗。两个 MSP430FR5969 均处于激活状态，且 CPU 以 8MHz 频率运行。通信持续以双向进行。发送一个字节，然后该字节从隔离另一侧回送。

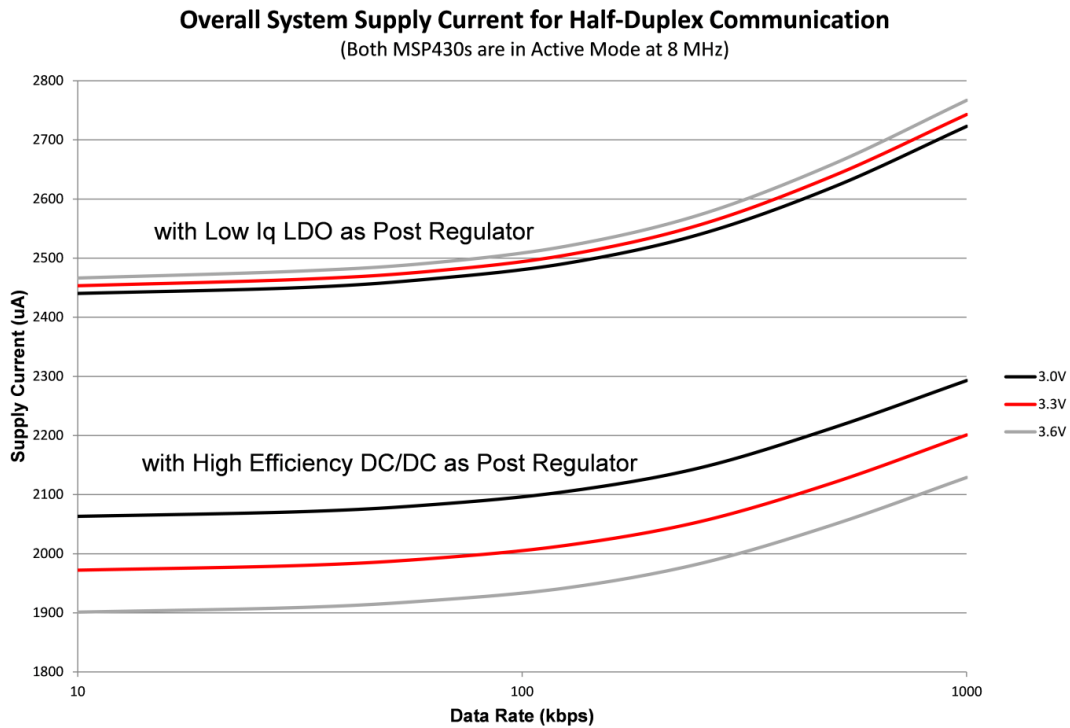


图 64. 系统电源总电流

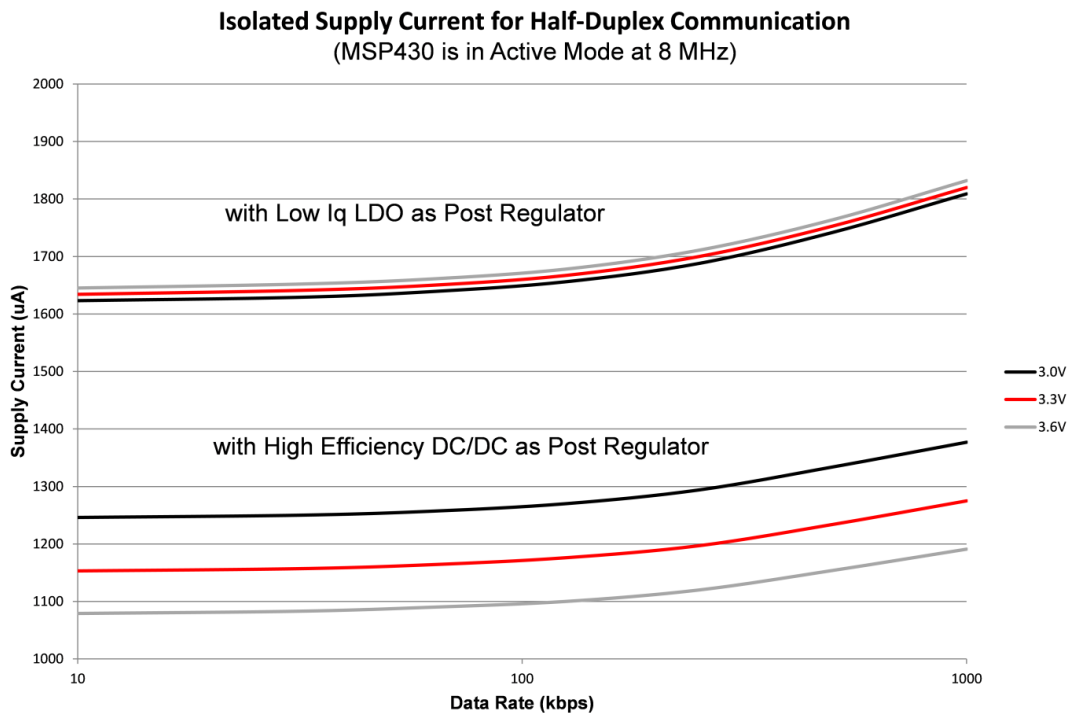


图 65. 隔离式系统电源电流

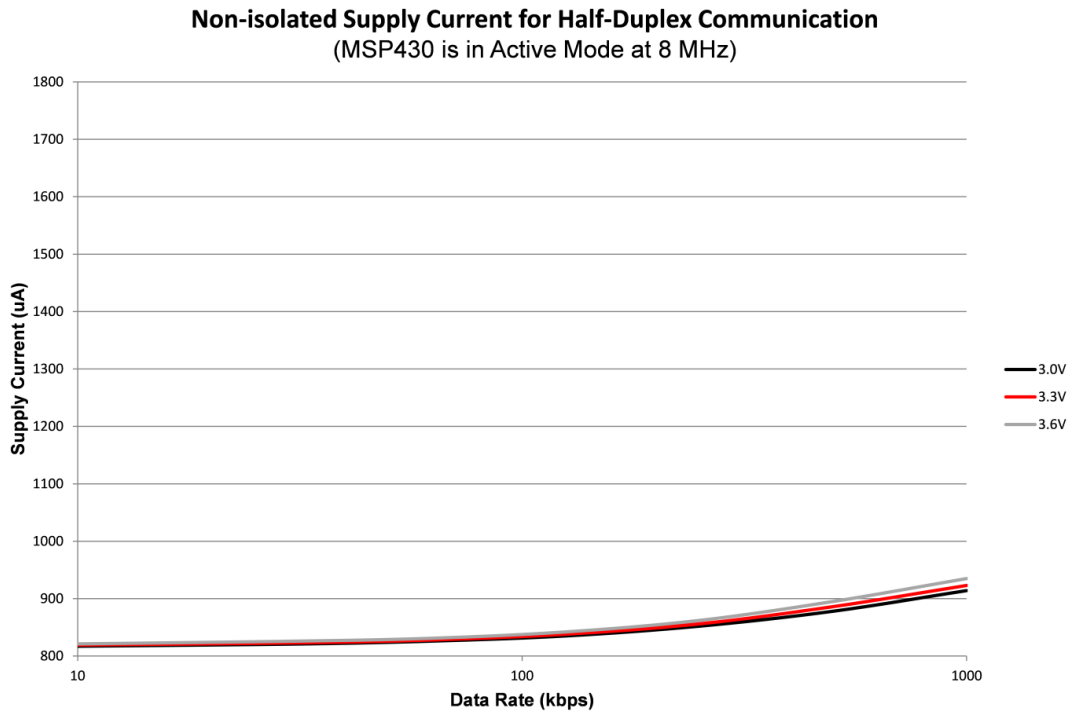


图 66. 非隔离式系统电源电流

## 8 设计文件

### 8.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

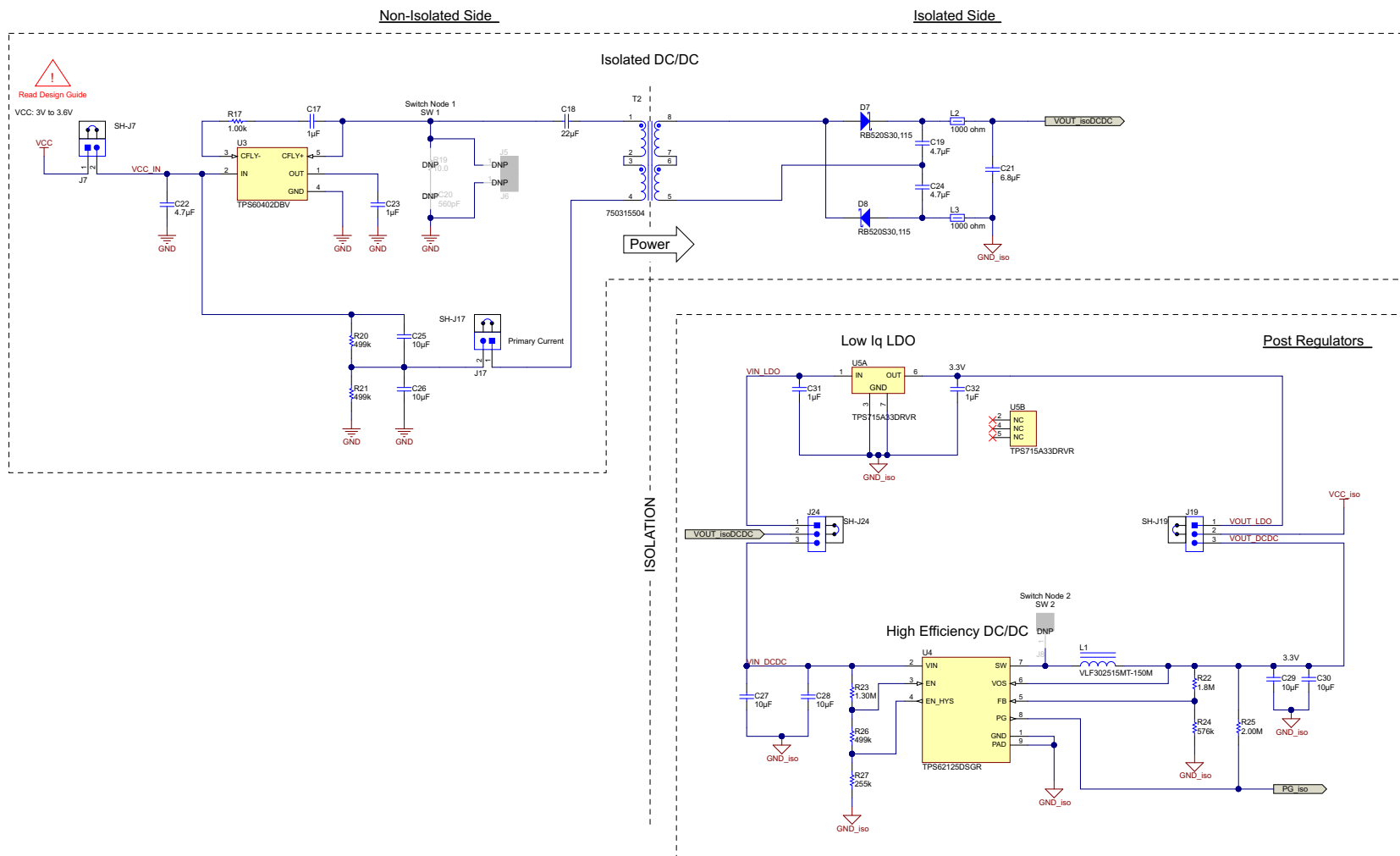


图 67. 隔离式 DC/DC 转换器和后置稳压器电路原理图

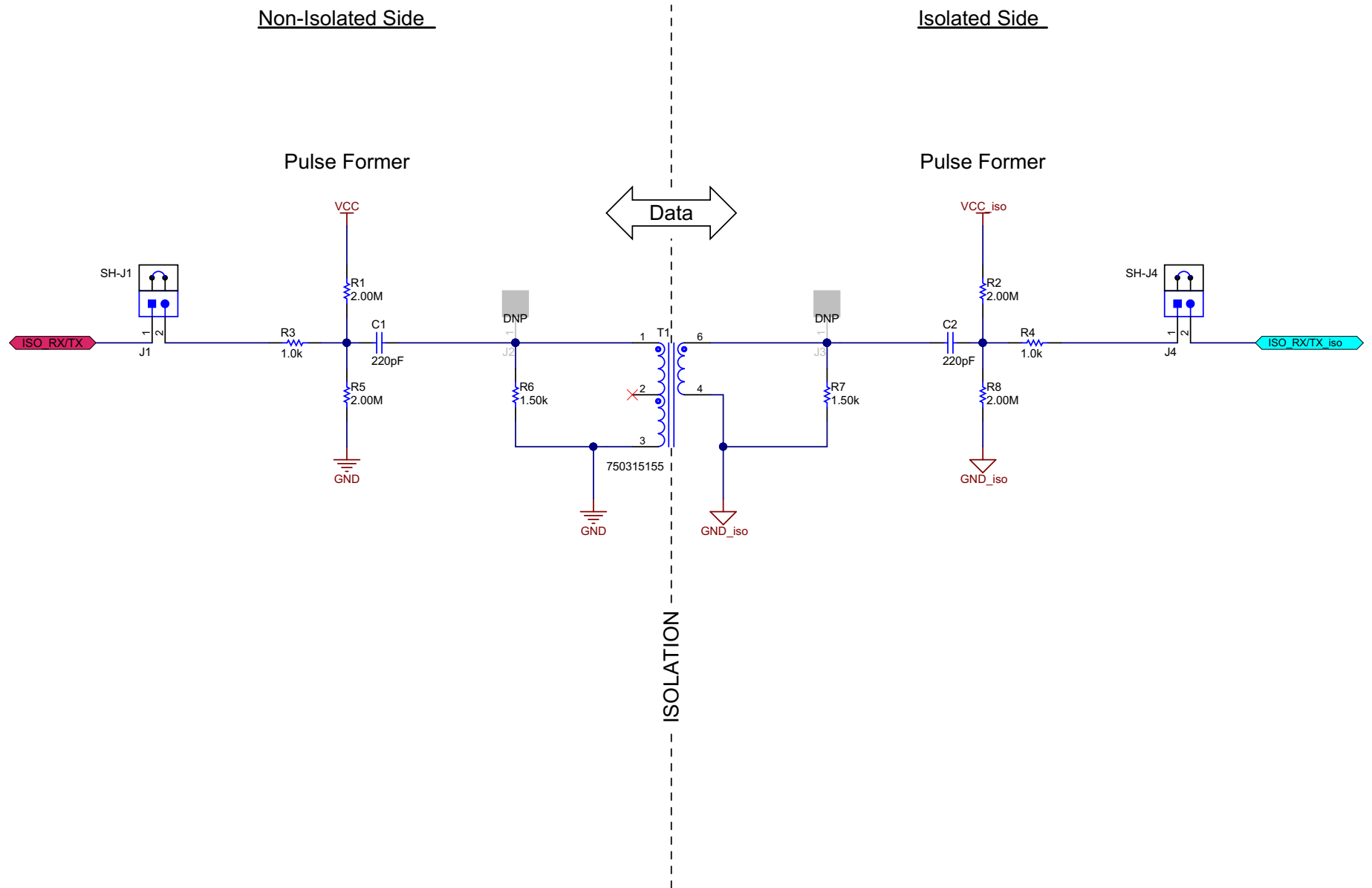


图 68. 隔离电路原理图

Isolated Side

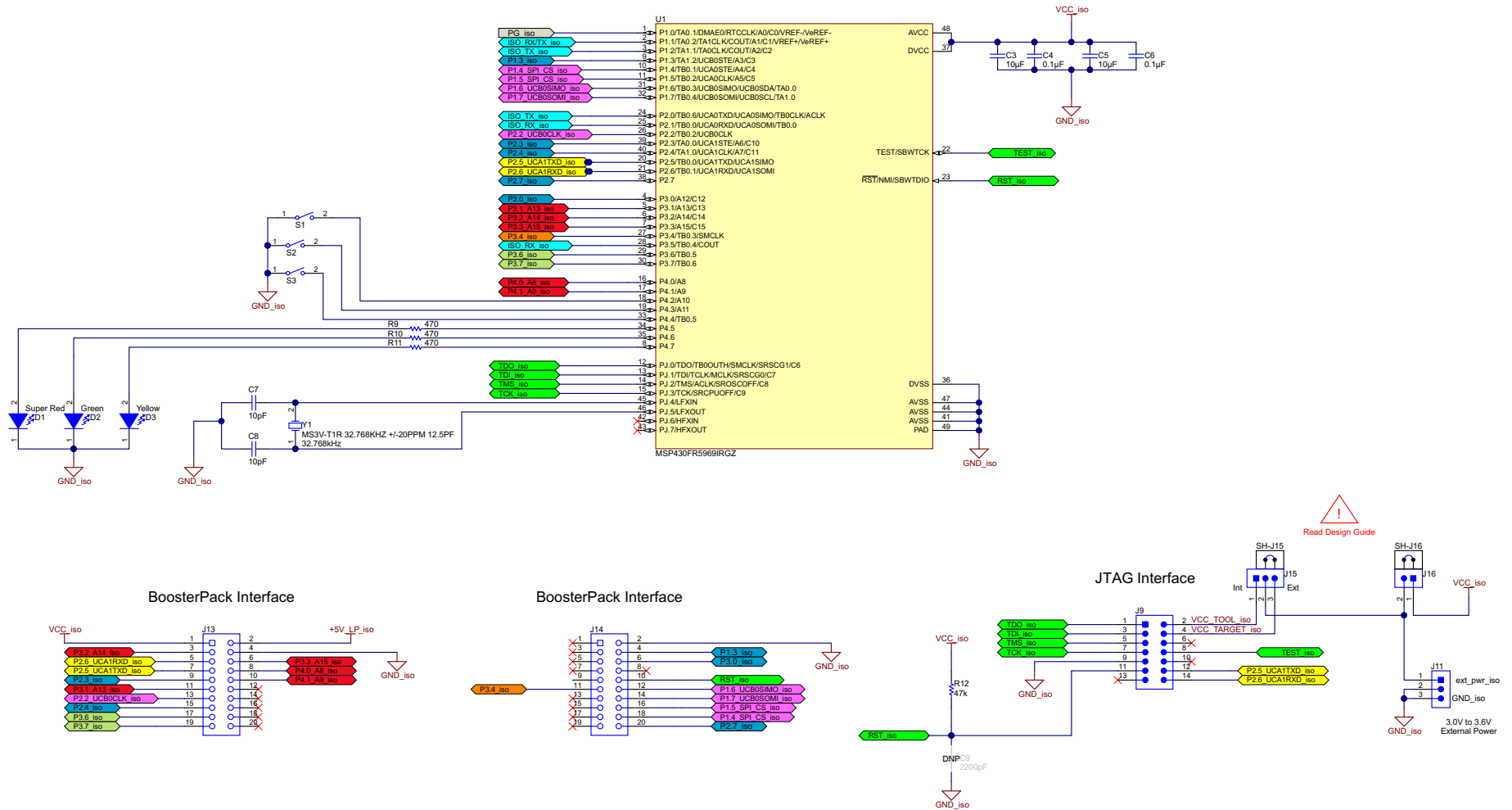


图 69. MCU 1 — 隔离侧电路原理图

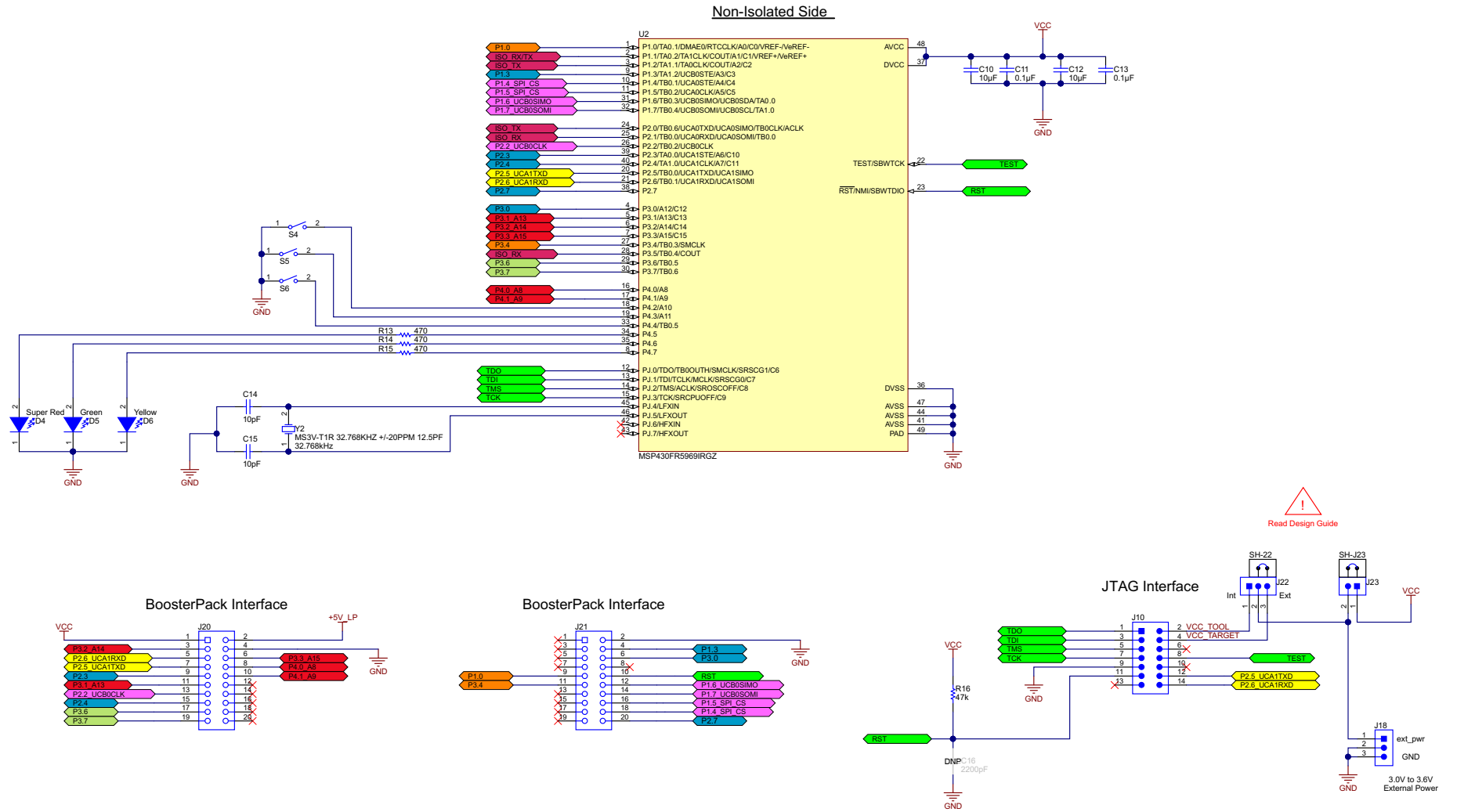


图 70. MCU 1 — 非隔离侧电路原理图

## 8.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM), 请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

表 15. BOM

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
1	!PCB1	1		TIDA-00459	任意制造商	印刷电路板	
2	C1, C2	2	220pF	C1608C0G1H221J	TDK	电容, 陶瓷, 220pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	0603
3	C3、C5、C10、C12、C27、C28、C29、C30	8	10μF	GRM21BR61C106KE15L	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 10μF, 16V, +/-10%, X5R, 0805	0805
4	C4、C6、C11、C13	4	0.1μF	GRM155R71A104KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 0.1μF, 10V, +/-10%, X7R, 0402	0402
5	C7、C8、C14、C15	4	10pF	GRM1555C1H100JA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 10pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0402	0402
6	C17	1	1uF	GRM155R61A105KE15D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 1μF, 10V, +/-10%, X5R, 0402	0402
7	C18	1	22μF	GRM31CR61A226KE19L	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 22μF, 10V, +/-10%, X5R, 1206	1206
8	C19, C24	2	4.7uF	CGB3B1X5R1A475K055AC	TDK	电容, 陶瓷, 4.7μF, 10V, +/-10%, X5R, 0603	0603
9	C21	1	6.8μF	C1608X5R1E685K080AC	TDK	电容, 陶瓷, 6.8μF, 25V, +/-10%, X5R, 0603	0603
10	C22	1	4.7uF	C0603C475K8PACTU	基美 (Kemet)	电容, 陶瓷, 4.7μF, 10V, +/-10%, X5R, 0603	0603
11	C23	1	1uF	GRM188R71A105KA61D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 1μF, 10V, +/-10%, X7R, 0603	0603
12	C25, C26	2	10uF	GRM21BR71A106KE51L	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 10μF, 10V, +/-10%, X7R, 0805	0805
13	C31	1	1uF	GRM188R61C105KA93D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 1μF, 16V, +/-10%, X5R, 0603	0603
14	C32	1	1uF	GRM188R61A105KA61D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 1μF, 10V, +/-10%, X5R, 0603	0603
15	D1, D4	2	红色超高亮	150060SS75000	伍尔特电子 (Wurth Elektronik eiSos)	LED, 红色超高亮, SMD	LED_0603
16	D2, D5	2	绿色	150060VS75000	伍尔特电子 (Wurth Elektronik eiSos)	LED, 绿色, SMD	LED_0603
17	D3, D6	2	黄色	150060YS75000	伍尔特电子 (Wurth Elektronik eiSos)	LED, 黄色, SMD	LED_0603
18	D7, D8	2	30V	RB520S30,115	恩智浦半导体 (NXP Semiconductor)	二极管, 肖特基, 30V, 0.2A, SOD-523	SOD-523



表 15. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
19	J1、J4、J7、J16、J17、J23	6		61300211121	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	插头, 2.54mm, 2x1, 金, TH	插头, 2.54mm, 2x1, TH
20	J9, J10	2		SBH11-PBPC-D07-RA-BK	赛凌思科技有限公司 (Sullins Connector Solutions)	排针插头, 2.54mm, 7x2, 金, R/A, TH	排针插头, 2.54mm, 7x2, R/A, TH
21	J11, J18	2		TSW-103-08-G-S-RA	申泰 (Samtec)	插头, 100mil, 3x1, 金, R/A, TH	3x1 R/A 插头
22	J13、J14、J20、J21	4		SSW-110-23-F-D	申泰 (Samtec)	连接器, 插座, 100mil, 10x2, 镀金, TH	10x2 插座
23	J15、J19、J22、J24	4		61300311121	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	插头, 2.54mm, 3x1, 金, TH	插头, 2.54mm, 3x1, TH
24	L1	1	15μH	VLF302515MT-150M	TDK	电感, 屏蔽, 铁氧体, 15μH, 0.56A, 0.275Ω, SMD	IND_3x1.5x3mm
25	L2, L3	2	1000Ω	742792662	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	铁氧体磁珠, 1000Ω @ 100MHz, 0.6A, 0603	0603
26	R1、R2、R5、R8、R25	5	2.00MΩ	CRCW06032M00FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 2.00MΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
27	R3, R4	2	1.0kΩ	CRCW06031K00JNEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.0kΩ, 5%, 0.1W, 0603	0603
28	R6, R7	2	1.50kΩ	CRCW06031K50FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.50kΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
29	R9、R10、R11、R13、R14、R15	6	470	CRCW0402470RJNED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 470Ω, 5%, 0.063W, 0402	0402
30	R12, R16	2	47kΩ	CRCW040247K0JNED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 47kΩ, 5%, 0.063W, 0402	0402
31	R17	1	1.00kΩ	CRCW04021K00FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.00kΩ, 1%, 0.063W, 0402	0402
32	R20, R21	2	499kΩ	CRCW0402499KFKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 499kΩ, 1%, 0.063W, 0402	0402
33	R22	1	1.8MΩ	CRCW06031M80FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.8MΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
34	R23	1	1.30MΩ	CRCW06031M30FKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 1.30MΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
35	R24	1	576k	CRCW0603576KFKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 576kΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
36	R26	1	499kΩ	CRCW0603499KFKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 499kΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
37	R27	1	255kΩ	CRCW0603255KFKEA	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 255kΩ, 1%, 0.1W, 0603	0603
38	S1、S2、S3、S4、S5、S6	6		434121025816	伍尔特电子 (Wurth Elektronik eiSos)	开关, 触控式, SPST, 12V, SMD	SMD, 6mm x 3.9mm
39	SH-22、SH-J1、SH-J4、SH-J7、SH-J15、SH-J16、SH-J17、SH-J19、SH-J23、SH-J24	10	1x2	969102-0000-DA	3M	分流器, 100mil, 镀金, 黑色	分流器

表 15. BOM (continued)

项目	标识符	数量	值	部件号	制造商	说明	封装参考
40	T1	1	400 $\mu$ H	750315155	伍尔特电子 (Wurth Elektronik eiSos)	变压器, 400 $\mu$ H, SMT	SMD, 尺寸 8.26mm x 6.6mm
41	T2	1	1.8mH	750315504	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	变压器, 1.8mH, SMT	8.38mm x 7.87mm
42	U1, U2	2		MSP430FR5969IRGZ	德州仪器 (TI)	混合信号微控制器, RGZ0048B	RGZ0048B
43	U3	1		TPS60402DBV	德州仪器 (TI)	非稳压 60mA 电荷泵电压逆变器, DBV0005A	DBV0005A
44	U4	1		TPS62125DSGR	德州仪器 (TI)	具有可调使能阈值和迟滞的 3V 至 17V、300mA 降压转换器, DSG0008A	DSG0008A
45	U5	1		TPS715A33DRVR	德州仪器 (TI)	单通道输出 LDO, 80mA, 3.3V 固定输出, 2.5V 至 24V 输入, 低 IQ, 6 引脚 SOT (DRV) 封装, -40 至 85 摄氏度, 绿色环保 (RoHS, 无镉/溴)	DRV0006A
46	Y1, Y2	2		MS3V-T1R 32.768KHZ +/- 20PPM 12.5PF	微晶 (Micro Crystal AG)	晶振, 32.768kHz, 12.5pF, SMD	1.4mm x 1.4mm x 5.0mm SMD
47	C9, C16	0	2200pF	GRM155R70J222KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 2200pF, 6.3V, +/- 10%, X7R, 0402	0402
48	C20	0	560pF	GRM155R71H561KA01D	村田 (Murata)	电容, 陶瓷, 560pF, 50V, +/- 10%, X7R, 0402	0402
49	FID1、FID2、FID3	0		不可用	不适用	基准标记。没有需要购买或安装的元件。	不适用
50	H1、H2、H3、H4	0		NY PMS 440 0025 PH	B&F Fastener Supply	机械螺钉, 圆头, #4-40 x 1/4, 尼龙, Philips 盘形头	螺钉
51	H5、H6、H7、H8	0		1902C	启斯东 (Keystone)	六角螺柱, 0.5"L #4-40, 尼龙	螺柱
52	J2、J3、J5、J6、J8	0		61300111121	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	插头, 2.54mm, 1x1, 金, TH	插头, 2.54mm, 1x1, TH
53	R19	0	10.0	CRCW040210R0FKED	威世达勒 (Vishay-Dale)	电阻, 10.0 $\Omega$ , 1%, 0.063W, 0402	0402

### 8.3 印刷电路板 (PCB) 布局建议

TIDA-00459 电路板采用与 LaunchPad 相同的外形尺寸。LaunchPad 是一款简单易用的开发工具，适用于初学者及开发基于微控制器的应用等经验丰富的用户。对于 LaunchPad，可通过提供的 BoosterPack 接插板扩展其功能。BoosterPack 接插模块 ([www.ti.com/boosterpack](http://www.ti.com/boosterpack)) 有助于用户添加无线连接、电容式触控、温度感测、显示屏等功能。

为了根据具体需求创建相应 BoosterPack，请使用 <http://www.ti.com/ww/en/launchpad/byob.html> 提供的资源创建个人 BoosterPack 设计文件、在社区寻求支持并通过几个简单步骤将 PCB 设计概念转化为成品。

#### 8.3.1 板层图

要下载板层图，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

### 8.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

### 8.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

### 8.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

## 9 软件文件

要下载软件文件，请参见 [TIDA-00459](#) 的设计文件。

## 10 参考文档

1. 德州仪器 (TI) SN6501 数据手册《SN6501 用于隔离式电源的变压器驱动器》(文献编号: [SLLSEA0](#))
2. 德州仪器 (TI) TPS715A 数据手册《TPS715A 24V 高输入电压、低功耗、80mA LDO 稳压器》(文献编号: [SBVS047](#))
3. 德州仪器 (TI) TPS62125 数据手册《TPS62125 使能阈值和迟滞可调的 3V 至 17V、300mA 降压转换器》(文献编号: [SLVSAQ5](#))
4. 德州仪器 (TI) MSP430FR5969 数据手册《MSP430FR59xx 混合信号微控制器》(文献编号: [SLAS704](#))。
5. 德州仪器 (TI) MSP430FR5969 用户指南《MSP430FR58xx、MSP430FR59xx、MSP430FR68xx 和 MSP430FR69xx 系列器件用户指南》(文献编号: [SLAU367](#))
6. 德州仪器 (TI) TPS60402 数据手册《TPS6040x 非稳压 60mA 电荷泵电压逆变器》(文献编号: [SLVS324](#))
7. 德州仪器 (TI) TIDA-00349 参考设计《面向超低功耗和低功耗应用的独特高效隔离式 DC/DC 转换器》(文献编号: [TIDU813](#))
8. 德州仪器 (TI) TIDA-00167 参考设计指南《用于 4mA 至 20mA 回路供电发送器的隔离式超低功耗设计》(文献编号: [TIDU414](#))
9. 德州仪器 (TI) 设计手册《面向开关电源的磁件设计》(文献编号: [SLUP123](#))
10. 伍尔特电子 (Wurth Elektronik) 《电源变压器规范手册 50315504》([PDF](#))

## 11 关于作者

**THOMAS SCHNEIDER** 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Thomas 在 TI 微控制器领域（尤其是 MSP430）拥有丰富经验。Thomas 拥有德国慕尼黑工业大学 (TUM) 电气工程硕士学位。

**JÜERGEN SCHNEIDER** 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责开发面向工业自动化领域的 TI 参考设计。他拥有德国工业电子学士学位。在 1999 年加入 TI 前，他担任半导体制造设备、遥感勘测系统和电子医疗设备领域的设计工程师长达 13 年。Jürgen 在 TI 曾先后担任模拟领域专家、FAE 以及电源解决方案的系统工程师。他经常出席各种技术会议和研讨会，多年来已多次作为主讲人在业界知名的 TI 电源设计研讨会上亮相。Jürgen 同时也是集团技术骨干成员之一。

## 修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

<b>Changes from Original (June 2015) to A Revision</b>	<b>Page</b>
• 已更改“预发布”状态至“正在供货”状态 .....	<b>1</b>

## 针对 TI 参考设计的重要声明

德州仪器公司 ("TI") 参考设计只用于帮助设计人员 ("客户") 开发包含 TI 半导体产品的系统 (在这里也指"组件")。客户理解并同意他们对设计客户系统和产品中的独立分析、评估和判断负责。

TI 参考设计已经使用标准实验室条件和工程实践创建。TI 未采取任何测试, 除非那些在已发布文档中针对一个特定参考设计所专门描述的测试。TI 也许会对它的参考设计进行修正、提高、改进和其它改变。

客户被授权使用具有每个特定参考设计中确认的 TI 组件的 TI 参考设计, 并且在他们的终端产品开发中修改参考设计。然而, 在这里不授予任何其它 TI 知识产权的直接或隐含, 默许或其它方式的许可, 和任何第三方技术或知识产权的许可, 其中包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权、或者与采用了 TI 产品或服务的任何集成、机器或工艺相关的知识产权。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。

TI 参考设计按"原样"提供。对于参考设计或者包括精度和完整性在内的直接、隐含或者法律规定的参考设计的使用, TI 不作出任何保证或声明。TI 不对任何隐含的适销性、针对特定用途的适用性、平静受益权、无干扰享有权, 以及与 TI 参考设计或其使用相关的任何第三方知识产权的非侵权作出任何保证。TI 不对任何与 TI 参考设计中提供的产品组合相关的或基于这些产品组合的第三方侵权声明负责, 并且不应为客户提供辩护或赔偿。不论是何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、相应发生的或间接的损坏, 并且不论 TI 是否已经告知了 TI 参考设计的任何使用或 TI 参考设计的客户使用所造成的此类损坏的可能性, TI 都不应对此负责。

TI 保留根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改的权限, 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产品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。

对于 TI 数据手册、数据表或参考设计中的 TI 信息, 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。第三方信息可能受到其它限制条件的制约。

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, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 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客户的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。借助于这样的组件, TI 的目标是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/航空应用或环境的组件。客户认可并同意, 对还未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, 并且由客户独力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 要求的组件, 这些组件主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 将不承担任何责任。

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权限制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.cn/omap">www.ti.com.cn/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