

Design Guide: TIDA-010269

手持式超声成像设备电源参考设计



说明

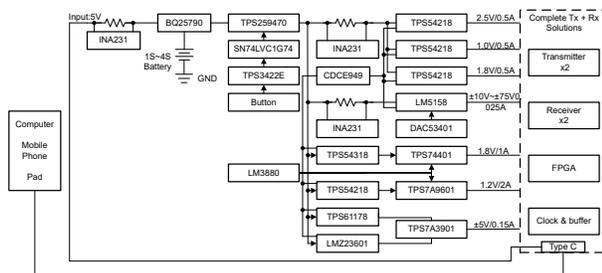
本参考设计旨在为采用 TI 新一代发射器和接收器的下一代 128 通道超声智能探头供电。尺寸紧凑 (88mm × 45mm × 20mm)，支持 128 通道智能探头的所有电源功能，效率超过 80%。这款无变压器高压电源 (25mA 时为 ±75V) 和新型升压稳压器使参考设计能够满足大多数智能探头应用。

资源

TIDA-010269	设计文件夹
TPS54218 、 LM5158 、 TPS61178 、 BQ25790	产品文件夹
CDCE949 、 TPS7A39 、 TPS74401 、 LMZM23601	产品文件夹
INA231 、 TPS7A96 、 LM3880 、 DAC53401	产品文件夹



请咨询 TI E2E™ 支持专家



特性

- 通过 5V USB Type-C® 可生成单级无变压器双轨高压 (在 25mA 下为 ±75V)，满足组件小于 5mm 的高度要求
- 紧凑的电路板尺寸 (小于 88mm × 45mm × 20mm)
- 满负载时端到端系统效率达 80%
- 启用和禁用电源以进行电源优化，并且所有电源导轨均可与外部时钟同步
- 使用高性能电流检测放大器 INA231 可进行精确的实时功耗测量
- 通过 USB 2.0 可进行高速数据采集 (高达 480Mbps)

应用

- 超声波智能探头



1 系统说明

超声成像是一种广泛应用的诊断技术。除了手推车式高性能超声系统外，现在还可以使用手持设备（智能探头）来完成高质量的超声成像。这些智能探头利用手机或平板电脑的功能和资源来处理 and 显示超声图像。这些系统的典型应用场景是将现代医学成像技术带到偏远地区，从而提供更快速、更高效的诊断。这种小型设备通常由电池（1S、2S）或 USB 电源供电。数据可以通过 USB 或 Wi-Fi® 传输。

图 1-1（左侧）显示了此类智能探头超声扫描仪的通用图片，其中描述了连接到移动设备的探头。图 1-1（右侧）显示了智能探头的方框图，其中包括用于发送和接收超声脉冲的发送 (TX) 和接收 (RX) 模拟前端 (AFE) 以及用于执行波束形成的现场可编程门阵列 (FPGA)。整个设置通过电源板供电，电源板包含用于生成负载点电压的 DC-DC 转换器、为发射芯片供电的高压电路（在设计中使用）以及用于数据和电源管理的 USB 控制器。

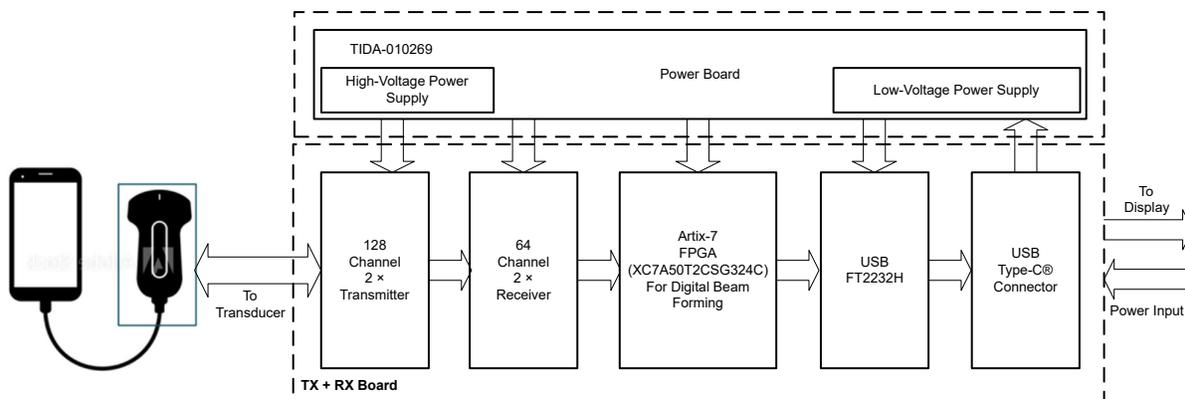


图 1-1. 通用智能探头（左）、智能探头超声扫描仪的方框图（右）

这类系统在发展中国家/地区的偏远村庄应用了现代医学成像技术。由于具有低成本优势，智能超声探头或超便携的超声系统非常适合这项任务。大多数医生随身携带智能探头设备的日子即将到来。借助这些工具，医生既能听到又能看到体内的情况，这可能会在未来十年内在全球创造出几百万台的市场，成为标准超声系统的有力补充。

图 1-2 展示了推动智能探头市场快速增长的主要因素。

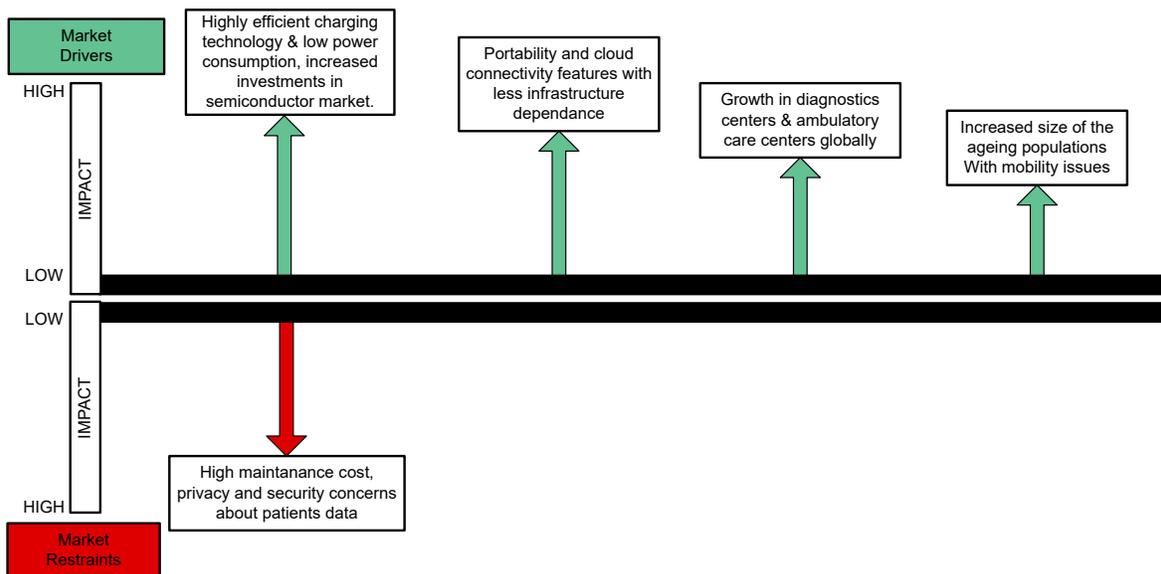


图 1-2. 超声智能探头的市场驱动因素和约束

1.1 主要系统规格

表 1-1 显示了智能探头电源设计的完整系统规格。该表分为两个部分，分别描述了高压电路和低压电路的规格。

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格	详细信息
系统输入电压 (V_{IN})	4.25V – 5.5V (USB Type-C)	该设计支持 1S 电池输入 (3.3V – 4.2V)
外部时钟同步	1MHz、500kHz 和 250kHz	板载缓冲器或分压器用于提供来自 1MHz 源的同步时钟
高电压电路规范架构：单端初级电感转换器和 Cuk (SEPIC 和 Cuk)		
正极输出电压 (V_{OUT+})	最高 75V	对称正负输出。可由外部反馈电阻器设置
负极输出电压 (V_{OUT-})	最高 -75V	
输出电流 (I_{OUT})	每路电源导轨高达 25mA	
总高电压功率 (P_{HV})	2.25W + 2.25W	
负载调整率	< 2%	对称施加在正电源轨和负电源轨上的负载
电压精度	< 1%	电压精度：负载上正负电源轨之间的电压差
输出电压纹波	输出电压的 0.1%	
开关频率	250kHz	
传输低压电源 ($\pm 5V$) 规范		
开关输出电压 (正极)	5.7V	此升压输出可作为输入馈送到高压电源或 -5V 电源以支持 1S 运行。
LDO 输出电压	5V	
输出电流	150mA	最大 LDO 输出电流
输出电压纹波	10mV ($V_{OUT} : 5.7V$ $I_{OUT} : 1A$)	
开关输出电压 (负极)	-5.3V	反相降压拓扑
LDO 输出电压	-5V	
输出电流	150mA	
输出电压纹波	10mV ($V_{OUT} : -5.3V$ $I_{OUT} : 1A$)	
接收低压电源规范		
具有低噪声 LDO 的 AFE 电源导轨	1.2V (最大值 2A)、 1.8V (最大值 1A)、	TPS7A96 和 TPS74401 LDO 用于分别跟随在 TPS54218 DC-DC 降压转换器之后的电源轨
开关输出电压	2V、1.405V	低压降，可更大幅度地提高系统效率
DC-DC 输出电压纹波 (1.405V)	8mV	
500kHz 条件下的 TPS74401 (1.2V) PSRR (输出纹波)	-40dB (80 μ V)	
DC-DC 输出电压纹波 (2.0V)	8mV	
500kHz 条件下的 TPS7A9601 (1.8V) PSRR (输出纹波)	-40dB (80 μ V)	
FPGA 功耗电源规范		
开关输出电压	1V (最大 0.5A)、 1.8V (最大 0.5A)、2.5V (最大 0.5A)	电感值经过优化，以提高效率并支持 0.5A 的负载电流
最大输出电压纹波	15mV	
系统功率测量	总功率；FPGA 功率和 TX 功率	使用 INA231 测量各个子系统的系统电流、电压和功率

2 系统概述

手持式超声系统越来越受到关注，这些系统有助于最大限度地提高患者护理点支持和诊断的效果。传统超声系统通常采用推车式设计，集成更多通道，以实现更高的性能和出色的图像质量。

无论是在功耗还是尺寸方面，超声模拟前端和发送器芯片都降低了 80% 以上。这些技术进步使得更高通道集成和最低功耗成为可能，而这正是便携式手持探头的关键需求，因为此类探头通常由电池供电（1S、2S）。系统中更高数量的接收和发射通道有助于提升图像分辨率。图 2-1 展示了 16 通道、32 通道和 64 通道系统在图像质量方面的差异。由于便携式超声系统在功耗和尺寸上的限制，目前市场上的大多数系统通常集成 16 或 32 通道的接收器和发射器。高压 MUX 用于激励 128 个传感器元件；请参阅图 2-2。现有设计的一些局限性包括：由于仅配备 16 通道接收器，导致图像质量较低；以及由于通道数量有限，成像时间较长，导致帧率较低。本参考设计提出了一种设计，包含了 TI 高性能 128 通道 TX 和 64 通道 RX 超声智能探头设计的完整电源设计。本参考设计也可以通过一些更新，用于为大多数超声智能探头供电。

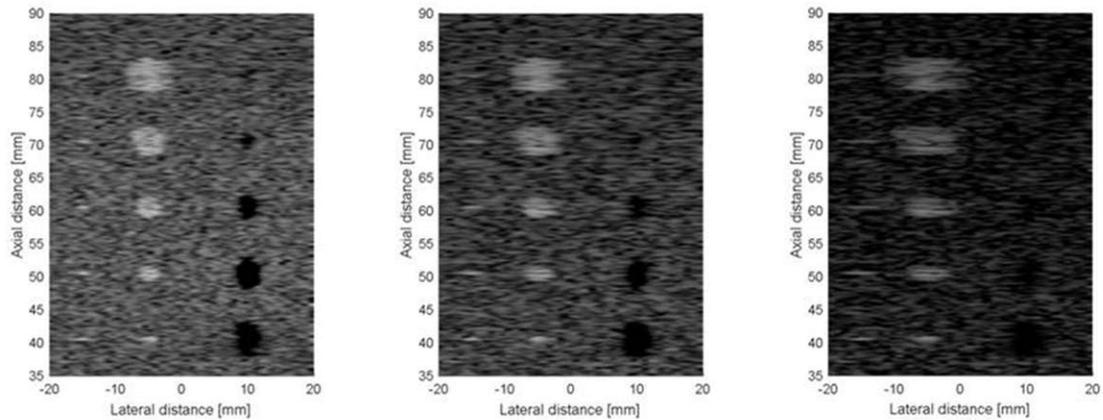


图 2-1. 通道集成对图像分辨率和质量的影响

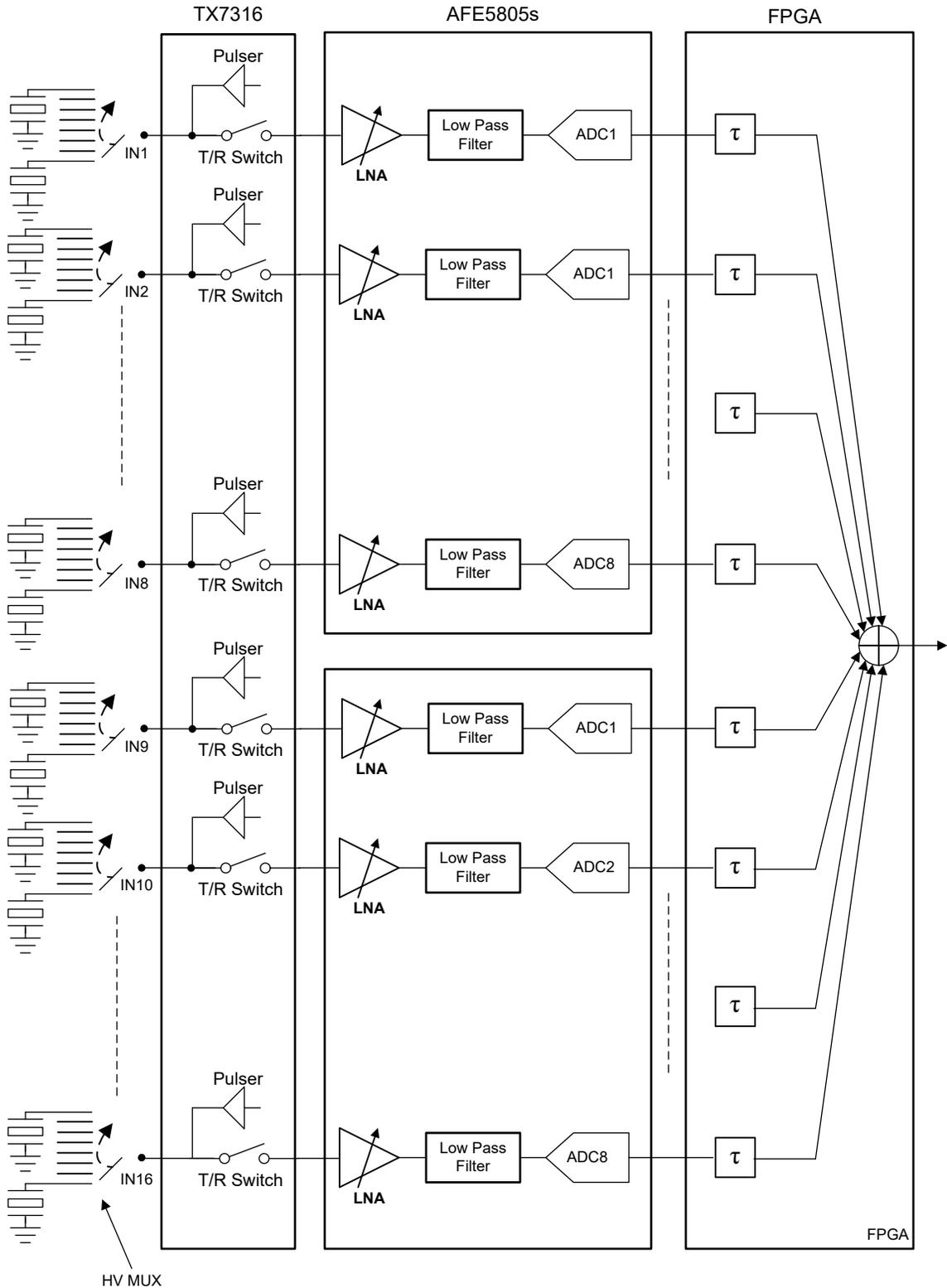


图 2-2. 16 通道系统

为了实现目标面积，所有电源都布置在另一块 PCB 上，并通过连接器与 RX + TX 板垂直堆叠。将电源放置在单独 PCB 上的另一个优点是，这种安排可以增加电源开关噪声与敏感接收器和发射器设备之间的隔离。此电源板从 USB Type-C 5V 提供总共八种不同的电源（包括 $\pm 75V$ ），并具有最大可提供 15W 峰值功率的能力。通常情况下，采用 TI 的 CDC 系列或 LMK 系列时钟缓冲器为系统生成同步时钟。这种方法会导致更高的功耗并占用额外的

电路板空间。在该建议设计中，为了降低功耗并节省布板空间，FPGA 用于为所有芯片提供时钟信号。电源板需要八个时钟信号进行同步。在超声系统中，发射器仅在 1% 的成像持续时间内处于活动状态。在剩余时间内，接收器器件会接收回波，以形成完整的图像。基于相同的概念，发射器设备也仅在 1% 的时间内处于活动状态，这进一步减少了时钟功耗。发射器接收的低压差分信号 (LVDS) 在 99% 的时间内被设置为三态模式。在三态模式下，LVDS 缓冲器的功耗为 111mW/通道，使得时钟方案的总功耗为 213mW。相比于传统时钟方案功耗超过 500mW 的情况，这一方案在功耗上有所改进。

2.1 方框图

此设计实现了一款全功率树设计，其中包括用于发送的单级无变压器高压生成，以及从 5V USB Type-C 输入提供给 AFE 和 FPGA 的负载端低压。整个实现分为两个部分：高压电源（请参阅 [设计适用于超声智能探头的双极高压 SEPIC 电源](#) 应用手册）和低压电源。该系统通过 5V USB Type-C 连接从手机、笔记本电脑或台式机获取输入。然后，不同的电源管理设计会使用此 5V 输入为 FPGA 和 AFE 以及发送器供电，以监控设计中各个子系统的功耗。在接收器和发送器的低压电源中，每个 DC/DC 转换器都后跟一个 LDO，以通过较高的电源抑制比 (PSRR) 来消除噪声。由于超声智能探头是对噪声敏感的设计，因此高 PSRR 是提高图像质量的关键规格。FPGA、USB 控制器和时钟电源由使用 TPS54218、TPS7A96 和 TPS74401 器件的高效低功耗设计供电。最后，使用 INA231 器件监控每个电源级的电流，以提高更高性能的操作。图 2-3 展示了系统方框图。

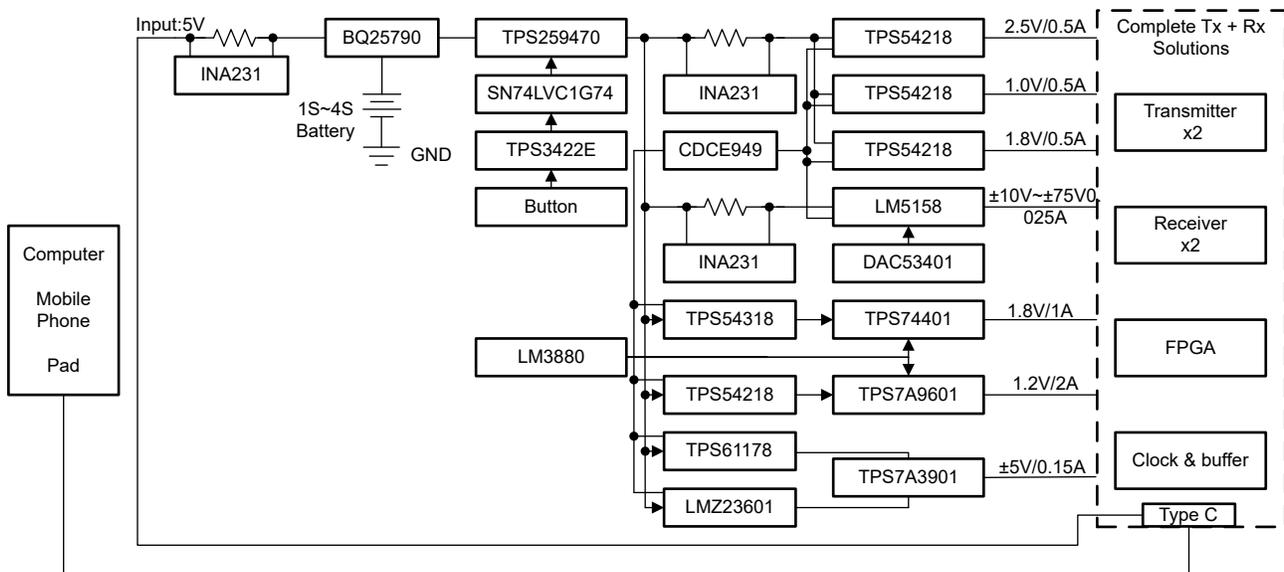


图 2-3. TIDA-010269 的系统级方框图

2.2 设计注意事项

手持式超声波设备的电源设计非常复杂，面临许多系统级挑战。所有这些挑战主要是由于整体设计的尺寸较小所带来的。在固定同步频率操作的低功率电压轨中实现高效率是关键问题，因为以热量形式存在的损耗会增加电路板的温度。通常，由于设备紧凑且便于携带，终端设备中不采用冷却机制。以下各节提供了智能探头电源设计中的关键设计考虑因素。

2.2.1 小巧紧凑的尺寸

完整设计的尺寸设计为手持式外形。该设计包括：

- 带有传感器的传输电路。此设计采用带有业内两款最新 64 通道超声发送器的 128 通道发送器。
- 64 通道接收器
- 用于波束形成的高性能 FPGA
- 用于发射功率的高压电路
- 八个独立的低压电源导轨，用于提供负载端电源；同时配备 USB 和数据采集部分，用于为接收到的数据供电并将其传输到 PC 或平板电脑

所有这些部分都安装在一个双板组件上，其中 TX、RX 和 FPGA 位于一块板上，其余部分则位于本设计中讨论的电源板上。图 2-4 显示了整个系统的高度分配。设计的总高度小于 20mm。图 2-4 还显示了已实现设计的对应实物图。

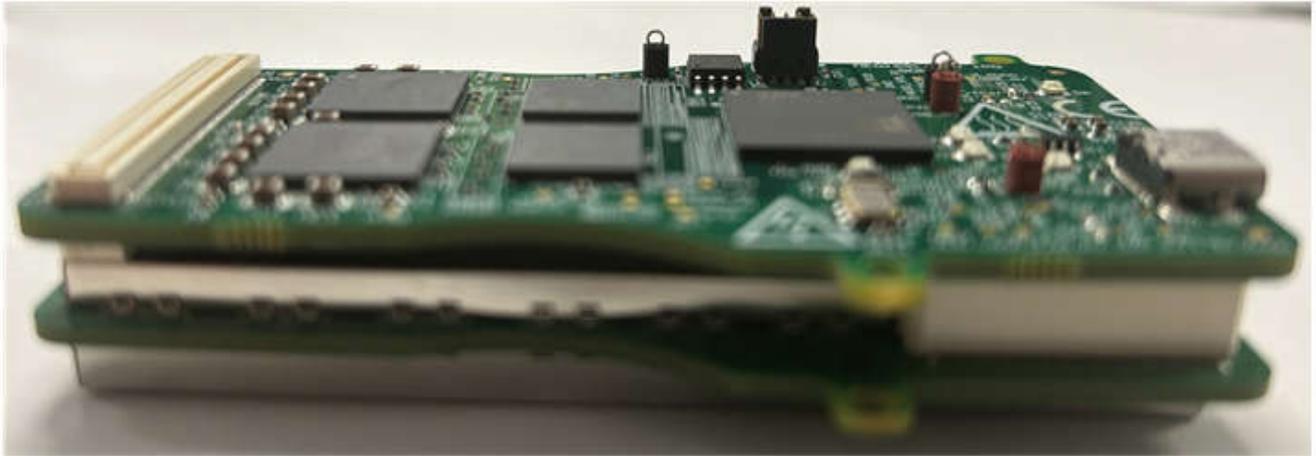


图 2-4. 完整设计的总高度

2.2.2 无变压器设计

该设计采用了一个无变压器的电源管理设计来满足小于 5mm 的元件高度要求，并采用由 5V USB 提供的双路电源导轨、高压（25mA 时为 $\pm 75V$ ）产品，具有单级实施和负载点功能（还支持 3.6V 电池输入）。以下列表展示了智能探头超声扫描仪中电源设计中的关键限制条件：

- 效率 > 80%
- 热性能（温度上升 < 15°C 高于环境温度）
- SNR > 55dB（本底噪声低于 -90dB）
- 高压电源轨精度（+ve 和 -ve 高压线路之间）1%
- 负载调整精度在 2% 以内

图 2-5 展示了设计中实现的高压电路部分的电路板图像。相应部分以红色突出显示。

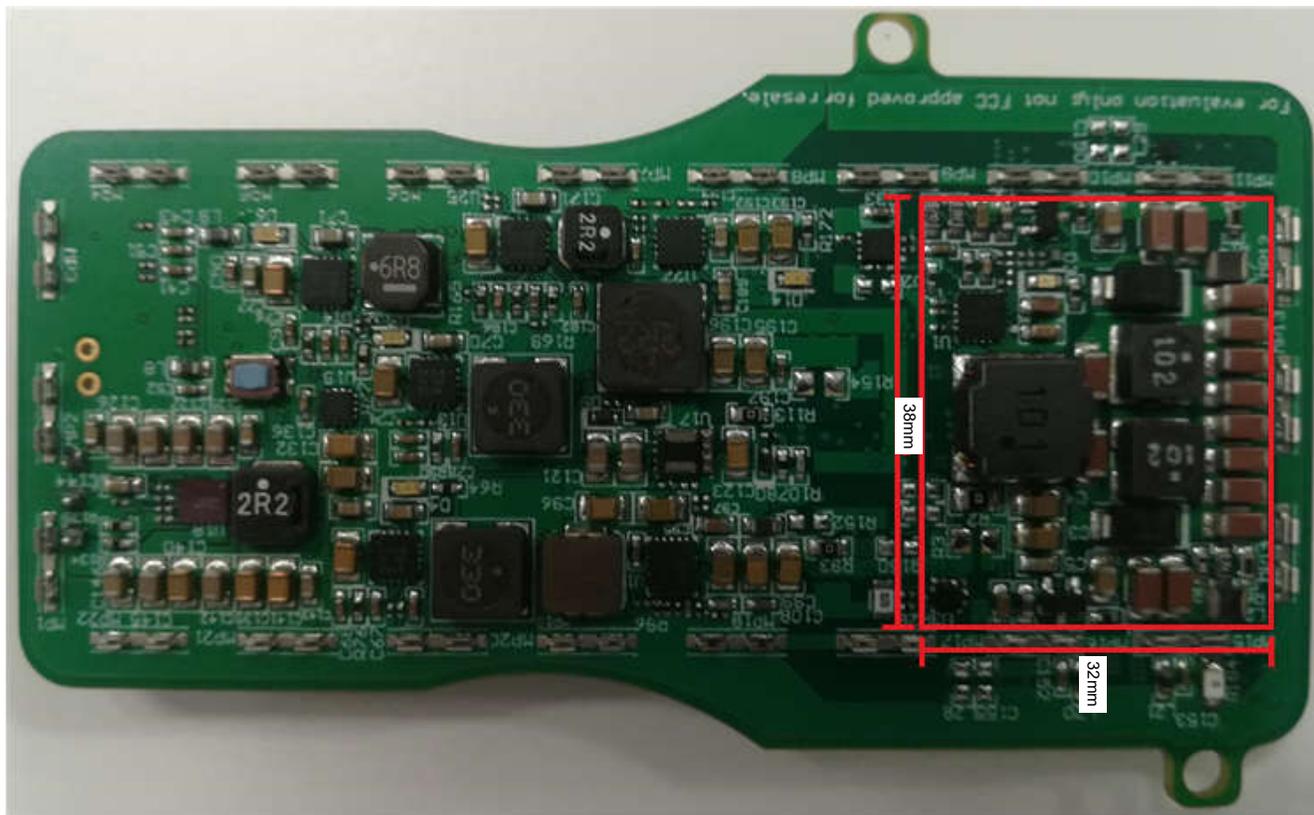


图 2-5. 采用 38mm × 32mm × 4.3mm 封装实现的高压部分 (完整电路已布线并放置在底层)

2.3 重点产品

本节简要介绍此参考设计中使用的器件。

2.3.1 BQ25790 I^C 控制型、1-4 节电池、5A 降压/升压模式电池充电器

BQ25790 是一款完全集成的开关模式降压/升压充电器，适用于 1-4 节锂离子电池和锂聚合物电池。该集成包括器件集成了四个开关 MOSFET、输入和充电电流检测电路、电池 FET (QBAT) 以及降压/升压转换器的所有环路补偿。该器件提供了高功率密度和设计灵活性，能够在 USB Type-C 和 USB 电源传输 (USB-PD) 应用中，覆盖全输入电压范围为智能手机、平板电脑及其他便携设备充电。该充电器支持窄 VDC 电源路径管理、双输入电源选择、快速充电以及自主充电模式。该充电器还提供针对电池充电和系统运行的多种安全特性，其中包括电池负温度系数热敏电阻监视、涓流充电、预充电和快速充电计时器以及电池和输入上的过压或过流保护。该充电器采用 56 引脚、2.9mm × 3.3mm WCSP 封装。

2.3.2 TPS3422 具有可配置延迟的低功耗按钮控制器

TPS3422 是一款具有延长设置周期的按钮复位器件，可以防止由于短时开关关闭而导致的复位。TPS3422 是一款单通道器件，当 PB1 输入保持低电平达到按钮定时器持续时间时，其输出被激活，并在复位超时持续时间后取消激活。TPS3422 还有一个 TS 引脚，可通过将该引脚连接到 GND 或 VCC 来在两种不同的按钮时序选项之间进行选择。

2.3.3 SN74LVC1G74 具有清零和预设功能的单路上升沿触发式 D 类触发器

这款单路上升沿触发 D 类触发器需在 1.65V 至 5.5V V_{CC} 下运行。NanoFree™ 封装技术是 IC 封装概念的一项重大突破，它将硅晶片用作封装。预设 (PRE) 或清零 (CLR) 输入端的低电平将会设置或重置输出，而不受其他输入端的电平的影响。当 PRE 和 CLR 处于非活动状态 (高电平) 时，数据 (D) 输入端满足设置时间要求的数据将传输到时钟脉冲正向缘上的输出端。时钟触发在一个特定电压电平下发生，与时钟脉冲的上升时间没有直接关系。经过保持时间间隔后，可以更改 D 输入端的数据而不影响输出端的电平。该器件专用于使用 I_{off} 的局部断电应用。 I_{off} 电路禁用输出，从而可防止其断电时破坏性电流从该器件回流。

2.3.4 TPS259470 2.7V 至 23V、5.5A、28mΩ 真正的反向电流阻断电子保险丝

TPS25947xx 系列电子保险丝是采用小型封装的高度集成电路保护和电源管理设计。此类器件只需很少的外部组件即可提供多种保护模式，能够非常有效地抵御过载、短路、电压浪涌、反极性和过多浪涌电流。借助集成的背对背 FET，始终可以阻止从输出端到输入端的反向电流流动，从而使此类器件非常适合电源多路复用器或 ORing 应用，以及需要负载侧能量保持存储解决方案以防输入电源发生故障的系统。此类器件采用基于线性 ORing 的方案，可提供实现几乎为零的直流反向电流，并以最小的正向压降和功率耗散来仿真理想的二极管行为。可以使用单个外部电容器来调节输出电压摆率和浪涌电流。通过将输出钳制到安全的固定最大电压 (可通过引脚选择) 或在输入超过可调节压阈值时切断输出，可以保护负载免受输入过压情况的影响。此类器件通过主动限制电流或断开电路来响应输出过载。用户可以调节输出电流限值阈值以及瞬态过流消隐计时器。电流限值控制引脚还用作模拟负载电流监控器。此类器件采用 2mm × 2mm 10 引脚 HotRod QFN 封装，旨在改善热性能并减小系统尺寸。

2.3.5 TPS54218 2.95V 至 6V 输入、2A 同步降压 SWIFT™ 转换器

TPS54218 器件是一款具有两个集成 MOSFET 的全功能 6V、2A 同步降压电流模式转换器。TPS54218 器件集成了 MOSFET，通过实施电流模式控制来减少外部元件数量，通过启用高达 2MHz 的开关频率来减小电感器尺寸，并借助小型 3mm × 3mm 热增强型 QFN 封装更大限度减小 IC 尺寸，从而实现小型设计。

2.3.6 TPS54318 2.95V 至 6V 输入、3A 同步降压 SWIFT™ 转换器

TPS54318 器件是一款具有两个集成 MOSFET 的全功能 6V、3A 同步降压电流模式转换器。TPS54318 器件集成了 MOSFET，通过实施电流模式控制来减少外部元件数量，通过启用高达 2MHz 的开关频率来减小电感器尺寸，并借助小型 3mm × 3mm 热增强型 QFN 封装更大限度减小 IC 尺寸，从而实现小型设计。

2.3.7 LM5158 2.2MHz、宽 V_{IN} 、85V 输出升压、SEPIC 或反激式转换器

LM5158 器件是一款具有集成式 85V、3.26A 电源开关和宽输入范围的非同步升压转换器。该器件可用于升压、SEPIC 和反激式拓扑。LM5158 可由电压至少为 3.2V 的单节电池启动。如果 BIAS 引脚的电压高于 3.2V，该器件可在低至 1.5V 的输入电源电压下运行。BIAS 引脚在高达 60V (最大绝对值为 65V) 的电压下运行。用户可通过外部电阻器对开关频率进行动态编程，编程范围为 100kHz 至 2.2MHz。2.2MHz 的开关频率可以尽可能地降低 AM 频带干扰，并支持实现小设计尺寸和快速瞬态响应。该器件提供可选的双随机展频技术，可在宽频率范围内降低 EMI。

2.3.8 TPS61178 具备负载断开功能的 20V 完全集成式同步升压

TPS61178x 系列是一款 20V 同步升压转换器，内置栅极驱动器用于负载断开。TPS61178x 集成了两个低导通电阻功率 FET：一个 16mΩ 开关 FET 和一个 16mΩ 整流器 FET。TPS61178x 使用固定频率的峰值电流模式控制，集成了斜率补偿。在轻载情况下，TPS61178 进入自动 PFM 模式，而 TPS611781 则处于强制 PWM 模式。

2.3.9 采用 3.8mm × 3mm 封装的 LMZM23601 36V、1A 降压 DC-DC 电源模块

LMZM23601 集成电感器电源模块专为空间受限型工业应用而设计。该器件提供 5V 和 3.3V 两种固定输出电压选项以及支持 1.2V 至 15V 范围的可调 (ADJ) 输出电压选项。LMZM23601 的输入电压范围为 4V 至 36V，可提供高达 1000mA 的输出电流。该电源模块使用起来极其简单，只需 2 个外部组件即可实现 5V 或 3.3V 输出设计。LMZM23601 的所有方面均针对空间受限的性能驱动型、低 EMI 工业应用进行了优化。漏极开路电源正常输出提供了系统状态的真实指示，无需使用附加监控组件，从而节省了成本和布板空间。PWM 和 PFM 两种模式之间的无缝切换以及仅为 28μA 的空载电源电流，可为整个负载电流范围提供高效率 and 出色的瞬态响应。为了方便进行输出电流调节，LMZM23601 与支持 500mA 输出电流的 LMZM23600 之间实现了引脚对引脚兼容。

2.3.10 TPS7A39 双路、150mA、宽 V_{IN} 、正负低压降 (LDO) 电压稳压器

TPS7A39 器件是双路、单片、高 PSRR、正负极低压降 (LDO) 稳压器，支持高达 150mA 的拉电流 (和灌电流)。此器件的输出可以独立且外部调整为对称或非对称电压，使其成为信号调节的优秀双极性电源。

2.3.11 TPS74401 具有可编程软启动功能的 3.0A 超低压降稳压器

TPS74401 低压降 (LDO) 线性稳压器可面向多种应用提供易于使用的稳健型电源管理设计。用户可编程的软启动功能可降低器件启动时的电容浪涌电流，从而最大限度减小输入电源的应力。软启动具有单调性，适合为各类处理器和专用集成电路 (ASIC) 供电。借助使能输入和电源正常输出，可通过外部稳压器轻松实现上电排序。借助全方位的灵活性，用户可为 FPGA、数字信号处理器 (DSP) 以及具有具体启动要求的其他应用配置可满足其时序要求的设计。该器件还具有高精度的参考电压电路和误差放大器，可在整个负载、线路、温度和过程范围内提供 1% 精度。TPS74401 系列 LDO 在没有输出电容器或使用陶瓷输出电容器的情况下都能保持稳定。该器件系列的额定温度范围为 $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 至 125°C 。TPS74401 可提供两种 20 引脚小型 VQFN 封装 (5mm × 5mm RGW 和 3.5mm × 3.5mm RGR 封装)，可实现高度紧凑的整体设计尺寸。对于需要额外功率耗散的应用，DDPAK (KTW) 封装也可供选择。

2.3.12 TPS7A96 2A 超低噪声、超高 PSRR RF 稳压器

TPS7A96 是一款超低噪声 ($0.5\mu\text{V}_{\text{RMS}}$)、低压降 (LDO) 稳压器，能够以仅 200mV 的压降提供 2A 电流。低压降与宽带宽误差放大器相结合，可在低工作裕量 (500mV) 和高输出电流 (1.75 A) 下实现非常高的电源抑制比 (PSRR) (1kHz 时为 104dB, 1MHz 时为 48dB)。该器件的输出可通过外部电阻进行调节，范围为 0.4 V 至 5.5 V。由于具有宽输入电压范围，该器件支持在低至 1.9V 和高达 5.7V 的电压下运行。该器件包括可编程电流限制，可编程 PG 阈值和精密使能，从而能够在应用中进行更好的控制。该器件凭借高精度基准和宽带宽拓扑，可以轻松并联以实现更低的噪声和更高的电流。该器件具有 1% 的输出电压精度 (在线路、负载和温度范围内) 和可降低浪涌电流的软启动功能，专为敏感模拟低压器件供电而设计。

2.3.13 LM3880 具有固定延时时间的三电源导轨简单电源序列发生器

LM3880 简单电源序列发生器提供了最简单的方法来控制多个独立电压导轨的上电时序和断电时序。通过错开启动序列，可能避免会影响系统可靠性的锁存情况或大浪涌电流。该简单序列发生器采用 6 引脚 SOT-23 封装，包含一个精密使能引脚和三个开漏输出标志。开漏输出标志允许输出可以被上拉到与序列发生器 VDD 分离的不同电压电源 (只要这些输出不超过建议的最大电压 (比 VDD 大 0.3V) 即可)，以便与需要一系列不同使能信号的 IC 相连接。当启用 LM3880 时，三个输出标志将在各个延时时间后依次释放，从而允许所连接的电源启动。在断电期间，输出标志将遵循相反的序列，以避免锁存情况。

2.3.14 具有非易失性内存的 DAC53401 10 位电压输出 DAC

10 位 DAC53401 是一款缓冲电压输出数模转换器 (DAC)。该器件功耗极低，且可采用微型 8 引脚 WSON 封装。凭借这组特性以及微型封装和低功耗，DAC53401 非常适合以下应用：LED 和通用偏置点生成、电源控制、数字转换器、PWM 信号生成，以及医用警报音调生成。这些器件具有非易失性存储器 (NVM)、一个内部基准和一个兼容 PMBus 的 I²C 接口。DAC53401 使用内部基准或以电源作为基准运行，并提供 1.8V 至 5.5V 的满量程输出。这些器件可以通过 I²C 接口进行通信。这些器件支持 I²C 标准模式、快速模式和快速+ 模式。DAC53401 功能丰富，包含 PMBus 电压裕度命令、用户可编程的高阻抗上电模式、独立波形发生器、医疗警报音调生成器、专用反馈引脚等功能。DAC53401 的工作温度范围为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

2.3.15 INA231 具有警报功能、采用 WCSP 封装的 28V 16 位 I²C 输出电流、电压和功率监控器

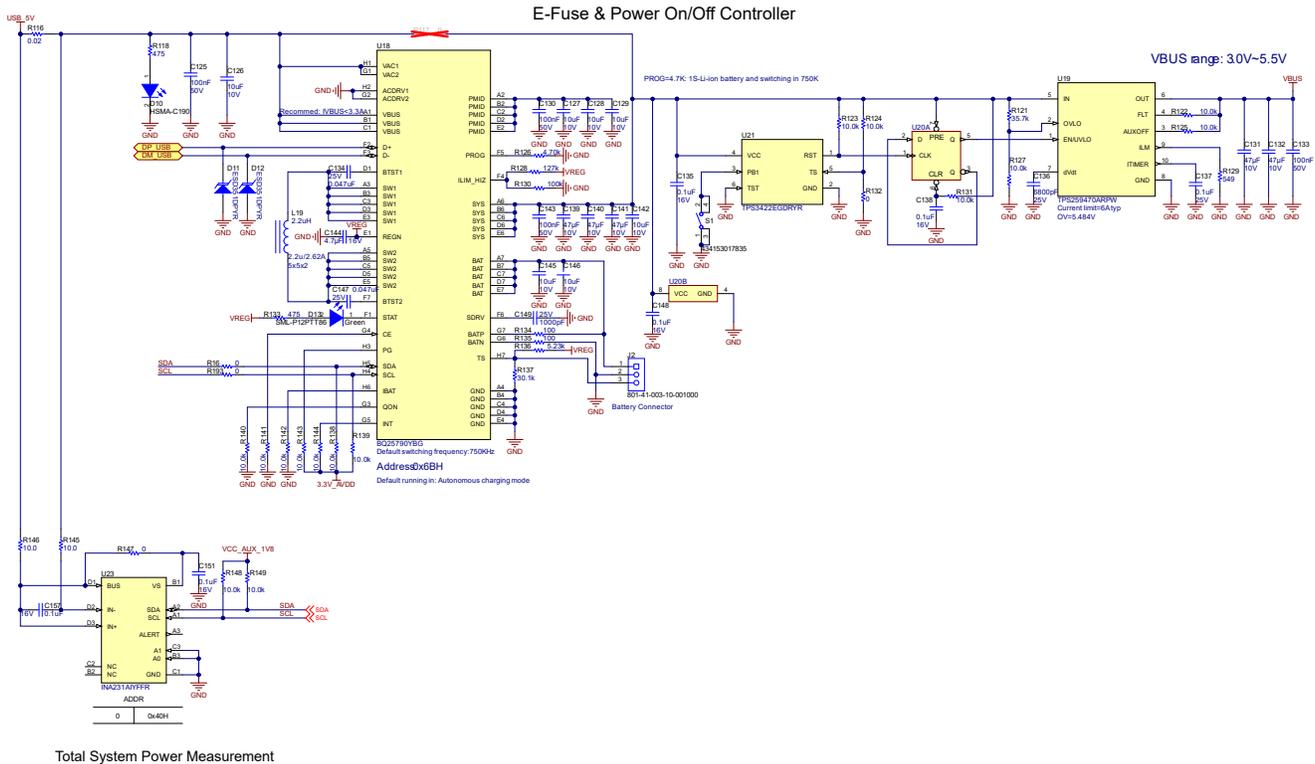
INA231 是一款具有 1.8V I²C 兼容接口 (具有 16 个可编程地址) 的电流分流和功率监测器。INA231 监控分流压降和总线电源电压，如果数值超出编程范围，其通过将 ALERT 引脚置为有效来提供更好的保护。可编程校准值、转换时间和取平均值与内部乘法器结合使用时，可直接读取电流值 (单位为安培) 和功率值 (单位为瓦特)，从而减轻主机处理负载。

3 系统设计原理

本节详细描述了电源和数据通信实施每个部分的详细实施。

3.1 输入段

电源板从发射器和接收器板（主板）获取 5V 输入。主板具有 USB Type-C 连接器，用于与外部成像器件进行通信并为该器件供电。输入段还包括输入功率测量电路，该电路使用 INA231 持续测量系统的电流、USB 总线电压和实时功耗。图 3-1 展示了之前讨论的实施原理图。



设计人员可以通过更新 R128 和 R130 来达到预期的电流限值。在本参考设计中，设计人员按照 EVM 板的配置将电流限制设置为 1.4A。

3.1.2 电源开启或关闭

在实际应用中，最终用户在诊断完成后需要关闭智能探头的电源，以节省电池电量。TPS3422、SN74LVC1G74 和 TPS259470 器件组成了一个电源开启和电源关闭电路。当用户按下按钮时，TPS3422 会释放脉冲，该脉冲会馈送到 D 型触发器，并将 D 型触发器驱动为高电平，同时将锁存器驱动为高电平。D 型触发器的高电平会使 TPS259470 的电源开启。如果用户再次按下按钮，TPS3422 会释放另一个脉冲，然后该脉冲会将 D 型触发器驱动至低电平。低电平会关断 TPS259470，而智能探头的电源会关闭。如果用户再次按下按钮，该电路会重复前面的步骤。电源开启期间，D 型触发器会被清零并复位，因此 D 型触发器的输出为低电平，电路处于电源关闭状态。图 3-2 显示了电源开启或关闭的方案。

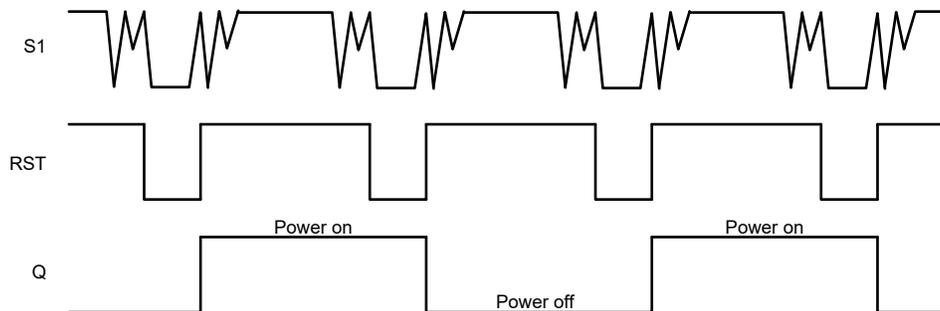


图 3-2. 电源开启或关闭方案

3.2 基于高压电源的 SEPIC 和 Cuk 设计

高压电源对于超声成像至关重要。为超声智能探头应用设计高电压电源具有挑战性，因为设计必须在效率、体积、高度等方面进行权衡。本参考设计基于传统 TIDA-010057 设计，但使用了新器件，可节省 PCB 面积并降低成本。

3.2.1 SEPIC 和 Cuk 转换器的基本操作原则

在单端初级电感转换器 (SEPIC) 和 Cuk 设计中，输出电压可高于或低于输入电压。图 3-3 展示了采用两个电感器的 SEPIC 拓扑：L1、L2 和图 3-4 展示了使用 L3 和 L4 电感器的 Cuk 转换器拓扑。这两个电感器可以绕制在同一个磁芯上，或者互不耦合，因为在整个开关周期中，它们上面施加的电压是相同的。图 3-3 和图 3-4 说明了 Cuk 拓扑是通过采用 SEPIC 拓扑的二极管和第二个电感器的交换位置获得的。

备注

Cuk 的输出为负电压，但 SEPIC 的输出为正电压。

要了解 SEPIC 转换器中各个电路节点的电压，可以在直流条件下分析电路，此时 Q1 处于关闭状态且不进行开关操作。在稳定状态 CCM 下，使用脉宽调制 (PWM) 操作，若忽略纹波电压，电容器 C1 充电至输入电压 V_{IN} 。当 Q1 关闭时，L2 上的电压必须为 V_{OUT} 。因此，当 Q1 关闭时，Q1 两端的电压等于 $V_{IN} + V_{OUT}$ ，此时 L1 两端的电压为 V_{OUT} 。当 Q1 打开时，充电至 V_{IN} 的电容器 C1 与 L2 并联，因此 L2 上的电压为 $-V_{IN}$ 。

图 3-3 展示了流经各个电路组件的电流。当 Q1 打开时，能量从输入端存储到 L1，并从 C1 存储到 L2。当 Q1 关闭时，L1 电流继续通过 C1 和 D1 流动，并流入 C2 和负载。当 Q1 重新打开时，C1 和 C2 分别被重新充电以提供负载电流和充电 L2 (请参阅图 3-3 和图 3-5)，请参阅 AN-1484 设计 SEPIC 转换器应用手册。

要了解 Cuk 转换器各种电路节点处的电压，请分析在直流条件下，当 Q2 关闭且不切换时的电路。在稳定状态 CCM 下，使用脉宽调制 (PWM) 操作，若忽略纹波电压，电容器 C3 会从 V_{IN} 充电至 V_{OUT} 。当 Q2 关闭时，L4 上的电压必须为 V_{OUT} 。当 Q1 关闭时，Q1 两端的电压等于 $V_{in} - V_{out}$ ，此时 L3 两端的电压为 $-V_{out}$ 。当 Q2 打开时，电容器 C3 充电至 $V_{in} - V_{out}$ ，并与 L4 串联，此时 L4 两端的电压为 $-V_{in}$ 。图 3-4 展示了流经各个电路组件的电流。当 Q2 打开时，能量从输入端存储到 L3 中，并从 C3 存储到 L4。当 Q2 关闭时，来自 L3 的电流继续通

过 C3 和 D2 流动，L4 的电流被充电至 C4 和负载。当 Q1 重新打开时，C3 和 C4 都会重新充电，以便这些电容器可分别提供负载电流并为 L4 充电。有关更多信息，请参阅 图 3-4 和 图 3-6 并参阅 *TI-Cuk 培训*。

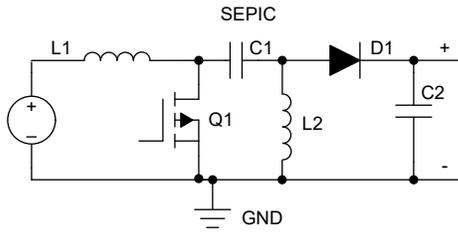


图 3-3. SEPIC 拓扑

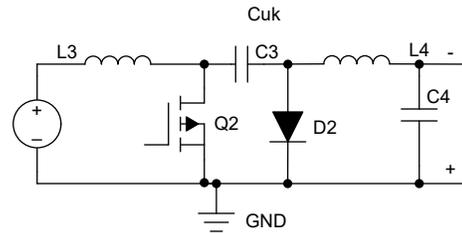


图 3-4. Cuk 转换器拓扑

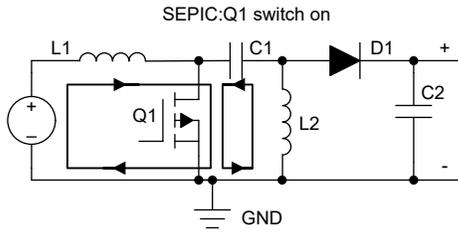


图 3-5. SEPIC MOSFET 开关开启时的电流环路

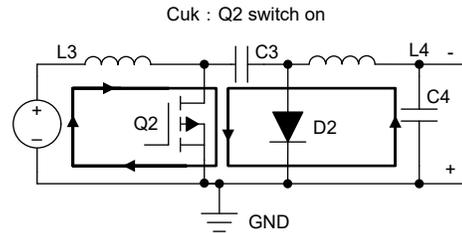


图 3-6. Cuk MOSFET 开关开启时的电流环路

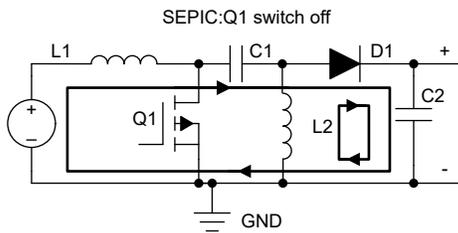


图 3-7. SEPIC MOSFET 开关关闭时的电流环路

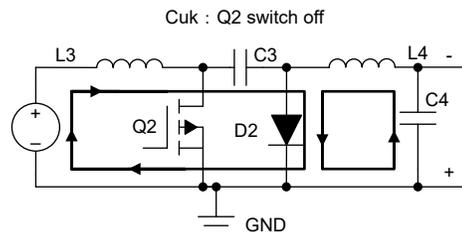


图 3-8. Cuk MOSFET 开关关闭时的电流环路

SEPIC (方程式 2) 和 Cuk (方程式 3) 的输入电压与输出电压之间的占空比公式如下所示：

$$D = \frac{V_{\text{output}} + V_D}{V_{\text{in}} + V_{\text{output}} + V_D} \quad (2)$$

$$D = \frac{-V_{\text{output}} + V_D}{V_{\text{in}} - V_{\text{output}} + V_D} \quad (3)$$

方程式 2 和 方程式 3 完全相同，因为 Cuk 的输出为负。在此处， V_{in} 是输入电压， V_D 是二极管的正向电压， V_{output} 是输出电压。这表明，如果负载相同，输出电压的幅度保持不变并受到控制。

方程式 4 (SEPIC) 和 方程式 5 (Cuk) 展示了 MOSFET 在开关过程中承受的最大电压计算。

$$V_{Q1} = V_{\text{in}} + V_{\text{output}} + V_D + \frac{V_{C1_ripple}}{2} \quad (4)$$

$$V_{Q2} = V_{\text{in}} - V_{\text{output}} + V_D + \frac{V_{C3_ripple}}{2} \quad (5)$$

方程式 6 (SEPIC) 和 方程式 7 (Cuk) 展示了二极管在开关过程中承受的最大电压。

$$V_{D1} = V_{\text{in}} + V_{\text{output}} + V_D + \frac{V_{C1_ripple}}{2} \quad (6)$$

$$V_{D2} = V_{\text{in}} - V_{\text{output}} + V_D + \frac{V_{C3_ripple}}{2} \quad (7)$$

方程式 8 (SEPIC) 和 方程式 9 (Cuk) 展示了耦合电容器在开关过程中可承受的最大电压。

$$V_{C1} = V_{\text{in}} + \frac{V_{C1_ripple}}{2} \quad (8)$$

$$V_{C3} = V_{\text{in}} - V_{\text{output}} + \frac{V_{C3_ripple}}{2} \quad (9)$$

图 3-9 和 图 3-10 分别展示了 SEPIC 和 Cuk 各自的典型节点波形。

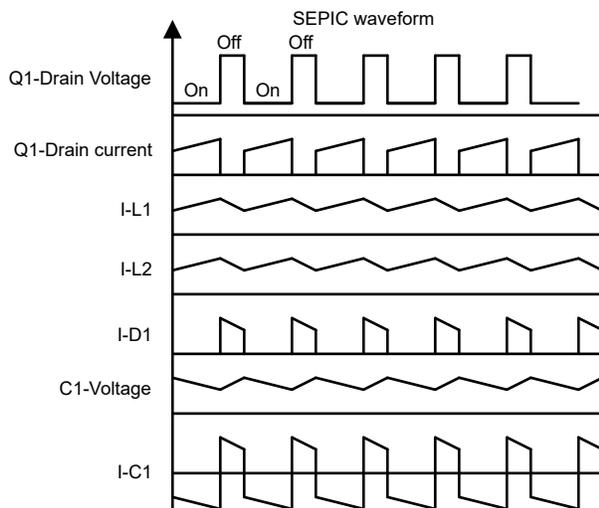


图 3-9. Sepic 开关波形

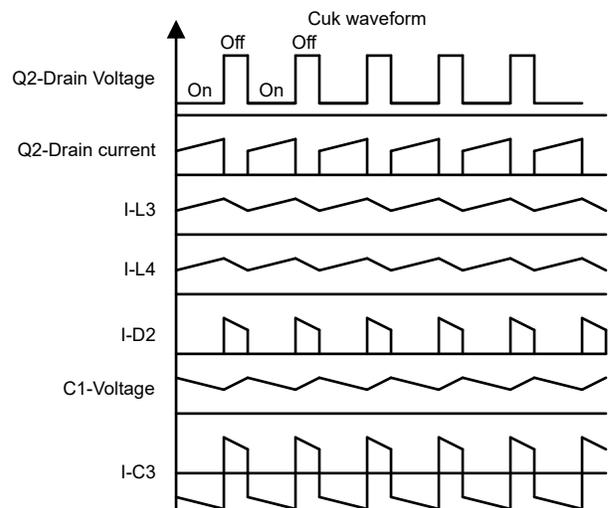


图 3-10. Cuk 转换器开关波形

在超声波智能探头成像应用中，发射器需要一个等于正负高压电源并且具有小型封装的振幅。如前所述，设计人员可以将 SEPIC 和 Cuk 拓扑合并在一起，以满足智能探头应用的要求。正负输出具有相同的振幅，因为超声应用中的负载在任何条件下（理论上）都是匹配的，并且 SEPIC 和 Cuk 的占空比完全相同。因此，在本参考设计中，SEPIC 和 Cuk 拓扑进行了合并，以从低输入电压生成高压电源。

3.2.2 采用具有 SEPIC 和 Cuk 的非耦合电感器的双路高压电源设计

本节介绍如何使用非耦合电感器实现双路高压电源。双电源的规范如表 1-1 中所述。节 3.2.2.1 至节 3.2.2.8 提供了设计电源的分步方法。此系统可视为通过电容器 C1 和 C15 与初级侧耦合的两个并联输出级，如图 3-11 中所示。为了创建高压双电源，高压电源 (HVPS) 的输出级设计方式有所不同。如图 3-11 中所示，级顶 (SEPIC) 的输出电容器被充电至 75V 的正电源导轨。同样，级底的输出电容器被充电至 -75V (Cuk) 的负电源。这是由于 R7、R11 和 R13 之间包含了图 3-11 中的 HVGND。使用 HVGND 实现了双路高压电源。在两个电源导轨的输出之后，使用了 Pi 和功耗滤波器来衰减高压电源的纹波。

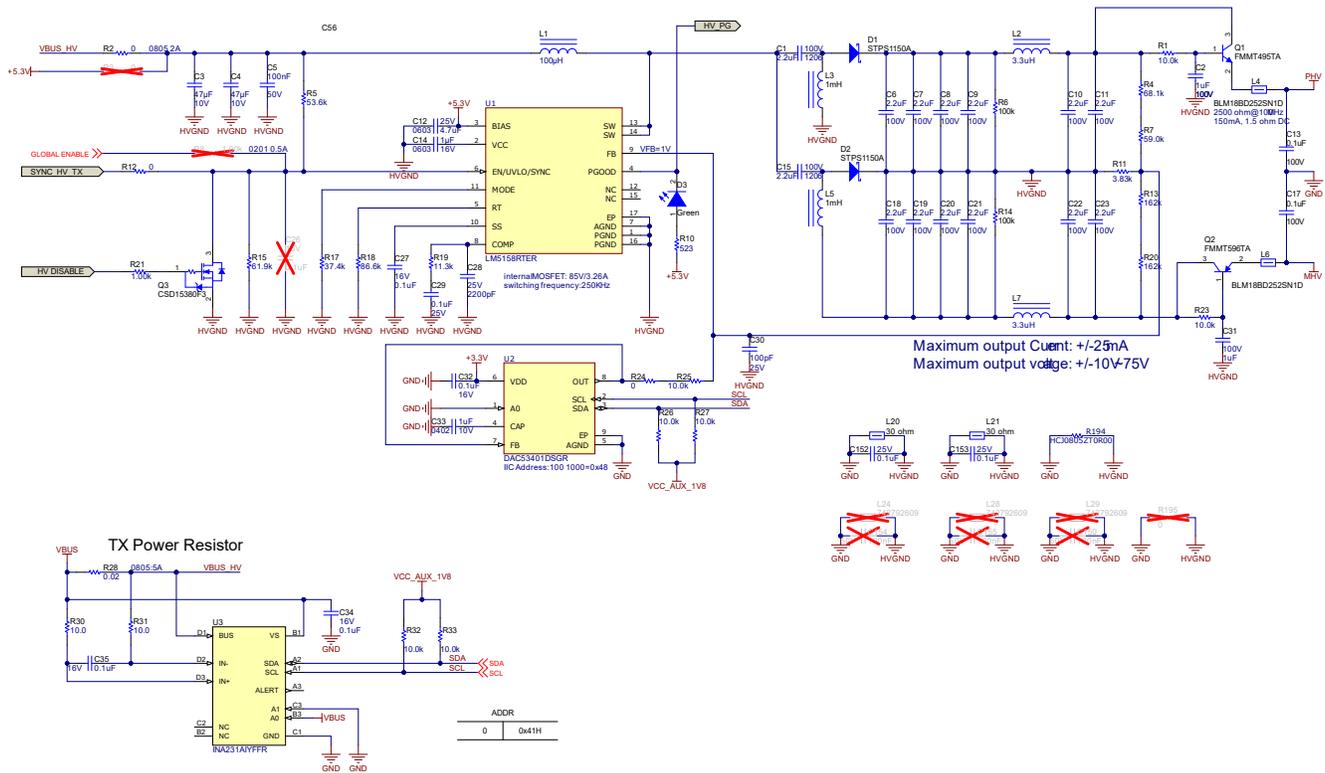


图 3-11. SEPIC 和 Cuk 转换器原理图

3.2.2.1 占空比

对于在连续导通模式 (CCM) 下运行的 SEPIC 转换器，请使用方程式 10 来计算占空比。

$$D = \frac{V_{\text{output}} + V_D}{V_{\text{in}} + V_{\text{output}} + V_D} \quad (10)$$

在本参考设计中使用的高压设计中，LM5158 可以在 100kHz 到 250kHz 的频率范围内达到 93% 的占空比。使用方程式 10 计算得出的占空比为 93.8%。因此，组件在一定程度上运行于电流不连续模式。但由于内部最小 3.26A 的 MOSFET 和紧凑的尺寸，这些组件被选用于 HVPS，并且可以输出最大 ±25mA 的电流。假设电路的效率为 0.7，则输入电流可以通过以下公式计算： $(75 \times 0.025 \times 2) / (5 \times 0.7) = 1.072\text{A}$ 。如果设计人员选择完全相同的两个电感器，那么最大电流大约为 2.57A。可以明显看出，LM5158 支持电流不连续模式。V_D 是二极管 D1 的正向电压降。

3.2.2.2 电感器选型

确定电感的一条良好规则是，在最小输入电压下，将峰值纹波电流设置为约最大输入电流的 40%。方程式 11 展示了流经等值电感器 L1 和 L2 的纹波电流。

$$\Delta I = I_{in} \times 40\% = \frac{V_{output} \times I_{output}}{V_{input} \times \eta} \times 40\% \approx 0.43A \quad (11)$$

方程式 12 和 方程式 13 用于计算电感器值。

$$L_1 > \frac{V_{in} \times D}{f_{sw} \times \Delta I} \approx 43.6\mu H \quad (12)$$

$$L_2 > \frac{V_{output}^2 \times (1-D)}{R \times f_{sw} \times P_{output}} = 897.2\mu H \quad (13)$$

选择的 L1 电感值为 100 μH ，L2 电感值为 1000 μH ，以便于元件选型和可获得性。

开关频率为 f_{sw} ， D_{max} 为 V_{in} 最小值时的占空比。为确保电感器不会饱和，可使用 方程式 14 和 方程式 15 计算电感器中的峰值电流。

$$I_{L1_Peak} = I_{output} \times \frac{V_{output} + V_D}{V_{in_min} \times \eta} \times 1.2 = 2.17A \quad (14)$$

$$I_{L2_Peak} = I_{out} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 30mA \quad (15)$$

3.2.2.3 功率 MOSFET 验证

MOSFET 选型要考虑的重要参数包括最小阈值电压 $V_{TH(MIN)}$ 、导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、栅漏电荷 Q_g 和最大漏源电压 $V_{DS(MAX)}$ 。根据栅极驱动电压使用逻辑电平或次级电平阈值 MOSFET。峰值开关电压等于 $V_{in} + V_{out}$ 。方程式 16 展示了峰值开关电流计算。

$$I_{MOSFET_Peak} = I_{L1_Peak} + I_{L2_Peak} + I_{L3_Peak} \approx 2.23A \quad (16)$$

方程式 17 用于计算峰值开关电压。

$$V_{Q1} = V_{in} + V_{output} + V_D + \frac{V_{C1_ripple}}{2} = 82V \quad (17)$$

方程式 18 展示了通过开关的 RMS 电流计算。

$$I_{MOSFET_RMS} = I_{output} \sqrt{\frac{(V_{output} + V_{input_min} + V_D) \times (V_{output} + V_D)}{V_{input_min}^2}} \quad (18)$$

MOSFET 的近似功率损耗 P_{Q1} 可以使用 方程式 19 计算得出：

$$P_{MOSFET} = I_{MOSFET_RMS}^2 \times R_{DS(on)} + (V_{output} + V_{input_min}) \times I_{MOSFET_Peak} \times \frac{Q_{GD} \times f_{sw}}{I_G} \quad (19)$$

其中

- P_{MOSFET} 是指包括导通损耗在内的 MOSFET 总功率损耗
- I_{MOSFET_RMS} 是指开关损耗
- I_G 是指栅极驱动电流

选择最高工作结温下的 $R_{DS(ON)}$ 值。该值通常在 MOSFET 数据表中给出。确保导通损耗和开关损耗的总和不超过封装额定值或超出整体热预算。LM5158 内部 MOSFET 的 $V_{DS(max)}$ 为 85V、 $R_{DS(on)}$ 为 133m Ω 。

3.2.2.4 输出二极管选型

选择的输出二极管必须能够处理峰值电流和反向电压。在 SEPIC 中，二极管峰值电流与开关峰值电流 I_{Q1} (峰值) 相同。方程式 20 展示了二极管必须承受的最小峰值反向电压。

$$V_{D1} = V_{\text{input_Max}} + V_{\text{output}} = 85\text{V} \quad (20)$$

与升压转换器类似，二极管平均电流等于输出电流。二极管的功率耗散等于输出电流乘以二极管的正向压降。建议使用肖特基二极管以最大程度地减少效率损耗。

3.2.2.5 耦合电容器选型

SEPIC 或 Cuk 耦合电容器 C_S 的选型取决于 RMS 电流，如方程式 21 中所示。

$$I_{CS_RMS} = I_{\text{output}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{output}} + V_D}{V_{\text{input_min}}}} \quad (21)$$

SEPIC 和 Cuk 电容器必须具有相对于输出功率的较大的 RMS 电流额定值。这一特性要求使得 SEPIC 更为适合电容器 RMS 电流相对较小的低功率应用 (相对于电容器技术)。SEPIC 电容器的额定电压必须高于最高输入电压。陶瓷电容器是 SMT 的最佳选择，其相对于尺寸而言具有较大的 RMS 额定电流。满足 RMS 电流要求的电容器通常会在 C_S 上产生较小的纹波电压。因此，峰值电压通常接近输入电压。SEPIC 耦合电容器 (C_S) 值需根据最大电压纹波进行确定，而最大电压纹波需根据最小输入电压进行确定。建议最大电压纹波 (ΔV_C) 为 10%。可使用方程式 22 和方程式 23 确定此电压纹波和最小 SEPIC 耦合电容。

$$\Delta V_C = 10\% \times V_{\text{input_min}} = 0.3\text{V} \quad (22)$$

$$C_S = \frac{I_{\text{load}} \times D_{\text{max}}}{f_{\text{sw}} \times \Delta V_C} \approx 0.32\mu\text{F} \quad (23)$$

在实际设计中，请记住，陶瓷电容器电容会随着偏置电压的升高而大幅降低。此处选择的电容器电容为 2.2 μF 、1206 和 100V。因此，标称耦合电容器的纹波是通过方程式 24 计算得出的。

$$\Delta V_C = \frac{I_{\text{load}} \times D_{\text{max}}}{f_{\text{sw}} \times C_S} \approx 0.042\text{V} \quad (24)$$

3.2.2.6 输出电容器选型

在 SEPIC 转换器中，当功率开关 Q1 导通时，电感器处于充电状态，输出电流由输出电容器提供。因此，输出电容器会承受非常大的纹波电流。所以，所选的输出电容器必须能够处理最大均方根电流。方程式 25 会计算输出电容器中的均方根电流。

$$I_{C_output_RMS} = I_{\text{output}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{output}} + V_D}{V_{\text{input_min}}}} \quad (25)$$

输出电容器的 ESR、ESL 和大容量电容直接控制输出纹波。假设纹波的一半是由 ESR 引起的，另一半由是电容值引起的。因此，[方程式 26](#) 和 [方程式 27](#) 显示了计算结果。

$$ESR \leq \frac{V_{\text{ripple}} \times 0.5}{I_{L1_peak} \times I_{L2_peak}} \leq 42\text{m}\Omega \quad (26)$$

$$C_{\text{output}} \geq \frac{I_{\text{output}} \times D}{V_{\text{ripple}} \times 0.5 \times f_{\text{sw}}} \geq 2.355\mu\text{F} \quad (27)$$

输出电容必须满足 RMS 电流、ESR 和电容要求。在表面贴装应用中，建议在输出端使用钽电容、聚合物电解电容、聚合物钽电容器或多层陶瓷电容器。

3.2.2.7 输入电容器选型

与升压转换器类似，SEPIC 在输入端具有一个电感器。因此，输入电流波形是连续的三角形。电感器确保输入电容器能够承受相当低的纹波电流。[方程式 28](#) 给出了输入电容器中的均方根电流。

$$I_{C_input} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = 0.18\text{A} \quad (28)$$

输入电容器需能够处理均方根电流。尽管在 SEPIC 应用中输入电容器并不是特别关键，但使用 10 μF 或更高容量的高质量电容器可以防止与输入电源发生阻抗交互。

3.2.2.8 使用可调节函数对输出电压进行编程

输出电压可以通过在输出端和反馈引脚之间使用电阻分压器和 DAC 进行调节。有关详细信息，请参阅 [图 3-12](#)。选择电阻器时，应确保反馈引脚的电压为 1.0V。可以使用 [方程式 29](#) 选择 R_T 、 R_B 和 R_C 。

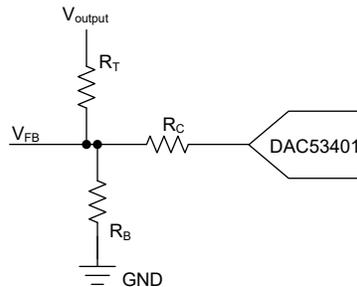


图 3-12. 输出调节方案

$$V_{\text{output}} = \left(1 + \frac{R_T}{R_B} + \frac{R_T}{R_C}\right) \times V_{\text{FB}} - \frac{R_T}{R_C} \times V_{\text{DAC}} = \left(1 + \frac{R_T}{R_B} + \frac{R_T}{R_C}\right) - \frac{R_T}{R_C} \times V_{\text{DAC}} \quad (29)$$

当

- $V_{\text{DAC}} = 0$ 、 $V_{\text{output}} = 75\text{V}$

当

- $V_{\text{DAC}} = 3.3\text{V}$ 、 $V_{\text{output}} = 5\text{V}$

修复 R_C ，然后设计人员可以确定一个公式组，并可以通过求解公式组找到 R_T 和 R_B 值。

3.3 设计低压电源

该设计中的各个子系统，如传输部分、接收部分、FPGA 和数据部分，使用不同的电源导轨。每个子系统都有自己的限制条件，如模拟电源、数字电源、低噪声等。主要的负载端电源通过开关降压转换器生成，并在噪声敏感的电

3.3.1 通过 WEBENCH® Power Designer 设计 TPS54218

图 3-13 展示了用于评估输出电压为 3.3V、200mA 的 TPS54218 的 WEBENCH® 设计。借助 WEBENCH® Power Designer 工具，用户能够对所选产品的实时数据（效率、瞬态响应、启动等）进行仿真，并支持导出 Altium 文件以完成电路板设计。

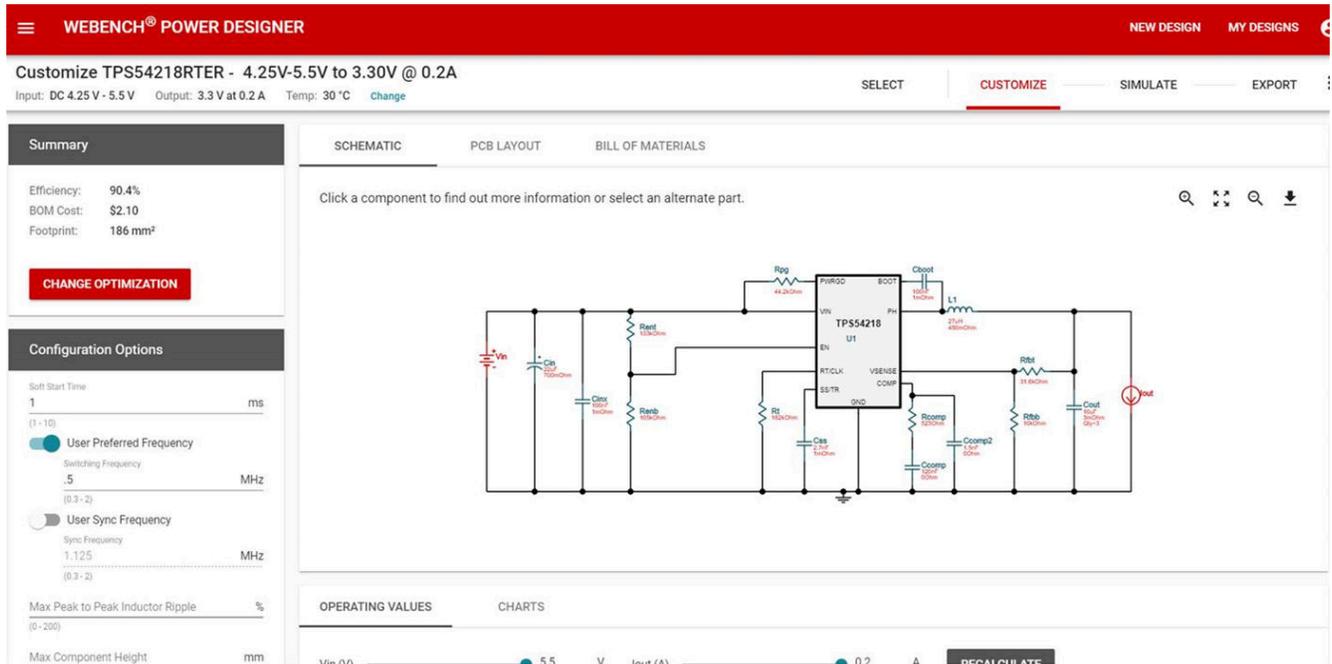


图 3-13. 使用 TPS54218 的 WEBENCH® 设计

对于超声电源设计，选择 TPS54218 为 FPGA 和 AFE 的低电压供电。由于整体设计的尺寸是一个考虑因素，因此需考虑使用模块化设计。整个系统的效率通过比较功率模块与 DC/DC 转换器（内部电感与外部电感）之间的差异进行了评估。DC/DC 转换器设计 (TPS54218) 通过增大电感值提供了更多的灵活性，从而提高了效率。

在比较不同电感值如何影响降压转换器效率时，评估了两种不同电感值的 TPS54218。在图 3-14 中，使用负载生成器测试了两种不同电感值（2.2 μ H 与 33 μ H）的 TPS54218 效率。在轻负载条件下，与 2.2 μ H 设计相比，33 μ H 电感器的效率要高得多。这是由于电感的交流传导损耗降低了设计的效率。接下来是低压电源设计，我们选择了 33 μ H 电感器来提高效率。

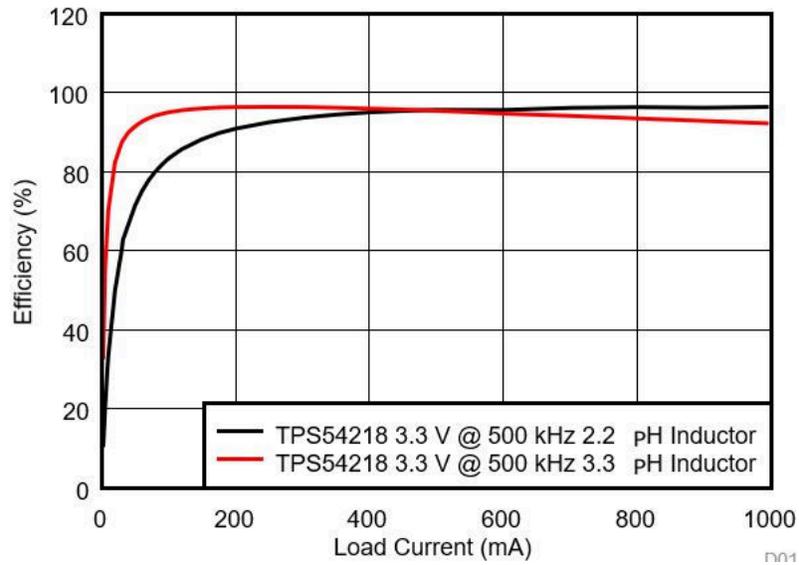


图 3-14. TPS54218 效率 (2.2 μ H 与 33 μ H 比较)



图 3-15. TPS54218 2V 电源输出电压纹波

图 3-15 展示了 TPS54218 的 2V 电源输出电压纹波。测得的峰值到峰值纹波为 14.4mV。其余的低压电源的输出电压纹波均小于 10mV。

3.3.2 ±5V 传输电源生成

图 3-16 展示了传输 ±5V 电源导轨原理图。该升压器件 TPS61178 将 USB 电压 (4.25V 至 5.5V) 升压至 5.7V，而 LMZM23601 器件在反向降压模式下生成 -5.3V。正负输出都馈送到双路低噪声 TPS7A39 LDO，以便在每个电源导轨的最大 150mA 下生成 ±5V 的电压。TPS61178 器件在高电压要求较高 (100V) 或系统使用 3.6V (1S 电池) 电源的情况下也非常有用。此级可用作高压电路的中间输入。通过使用电阻分压器 (R95 和 R98) 设置所需的输出电压来启用此功能，然后移除 R2 以禁用现有的 USB 输入到高压电路，并将 R3 (0Ω 电阻) 作为输入连接。

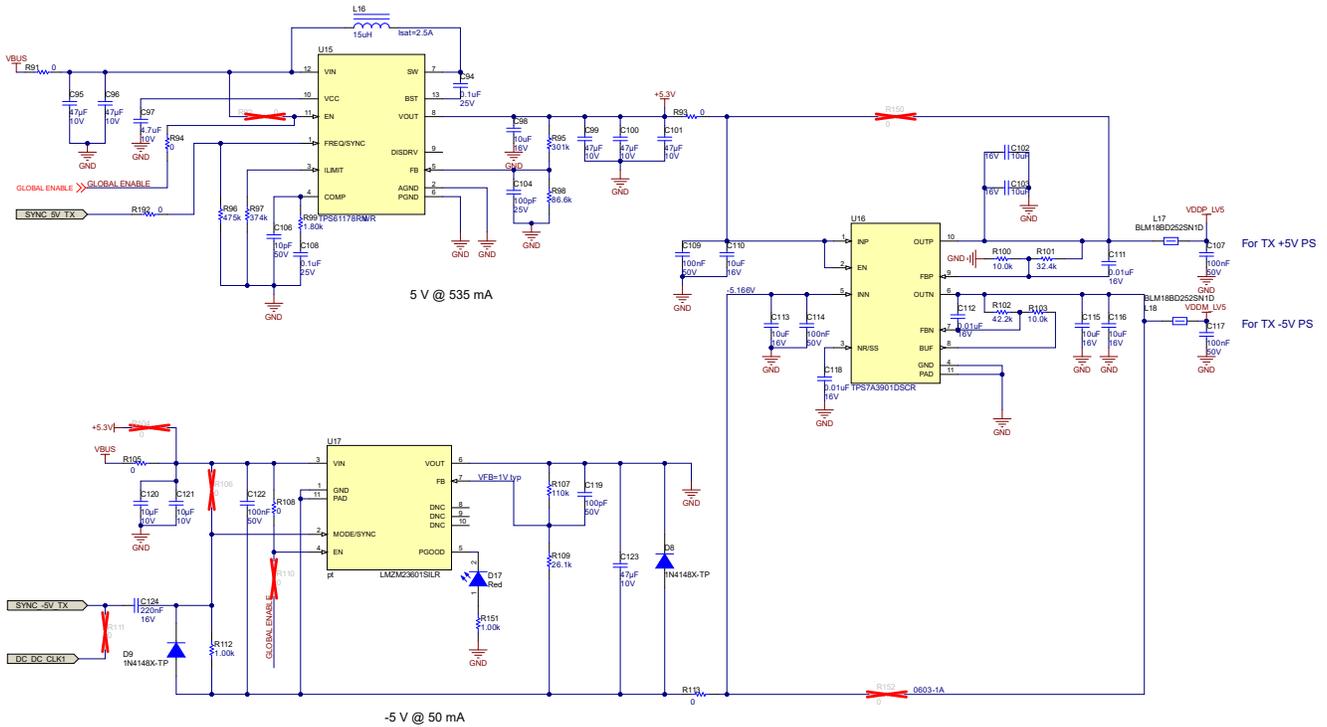


图 3-16. ±5V 传输电路原理图

TPS61178 器件还具有真实的负载断开功能 (在现有设计中未实现)。通过在输出和负载点之间放置一个外部 P-FET，该器件具有一个 DISDRV 引脚，可以在发生短路条件时关闭该 FET。此功能在使用中间升压级为高压电路供电时特别有用。在发生任何输出短路的情况下，可以完全切断高压电路的输入，从而保护电路。用户可以在设计中实现相同功能，从而提供更强大的系统保护。图 3-17 展示了 TPS61178 中负载断开功能的实现。有关 FET 选型和其他方面的详细信息，请参阅器件数据表的 *应用和实施* 部分。

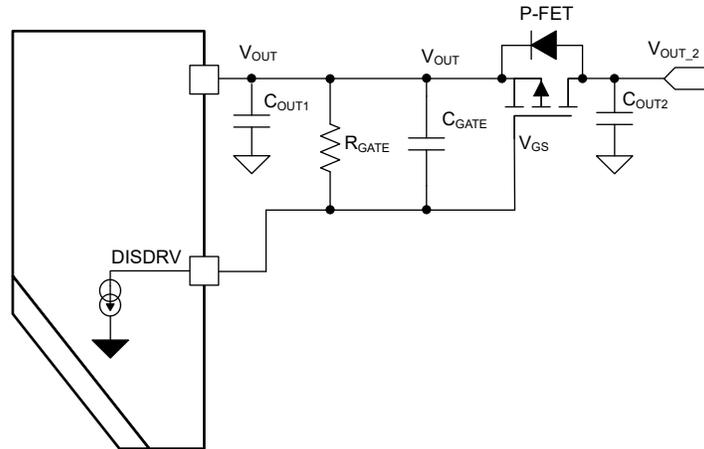


图 3-17. TPS61178 中连接的负载断开 FET

3.4 系统时钟同步

仅当外部时钟信号的占空比大于控制器本身的占空比 (大于 93%) 时, 图 3-11 中显示的原理图才可与外部时钟信号同步。通过实施 图 3-18 中所示的设计, 此设计可与占空比为 50% 的外部时钟同步。各种负载端电源可以与外部时钟同步, 外部时钟可通过电源连接器获得, 具体内容如 节 3.5 中所述。来自时钟源引脚 DC_DC_CLK_1 的信号会进一步分频并分配到相应的电源和开关频率。图 3-18 显示了该实施的原理图。首先, 源时钟作为输入信号提供给 9 通道集成时钟缓冲器和分频器器件 CDCE949。八个输出信号分别为 500kHz, 供七个 TPS54218 降压器使用, 另一个 TPS61178 用于 5V 电源导轨, 第九个输出为 250kHz, 用于高压电路。器件 CDCE949 的配置可存储在集成的 EEPROM CDCEL9XXPROGEVM 中, 或通过 I²C 总线进行配置。如果使用 CDCEL9XXPROGEVM, 则可以在设计文件中找到配置文件。

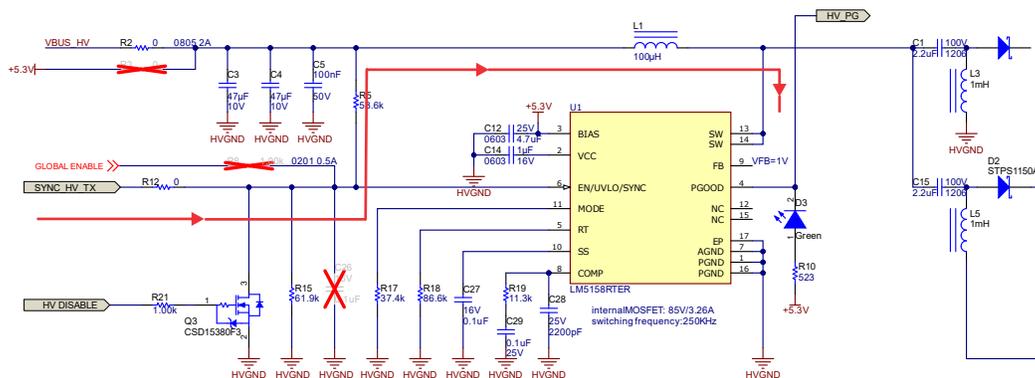


图 3-18. 外部时钟同步实施原理图

高压电路可以与具有 50% 占空比的外部时钟同步。升压稳压器 (LM5158) 对占空比时钟脉冲宽度施加了限制, 要求其大于电源的占空比, 该占空比在电流实施中非常高。图 3-18 显示了该实施的原理图。

3.5 电源和数据输出连接器

图 3-19 显示了放置在电路板上的数据和电源连接器的原理图。电路板上放置了两组连接器，用于连接 TX + RX AFE 电路板。多个信号也来自 FPGA，用于与 FX3 器件进行通信。一个名为 DC_DC_CLK 的时钟信号，频率为 1MHz，从 FPGA 传出，用作电源时钟同步的源时钟。不同的电源导轨分布在连接器之间，以便于布局并保持布线长度尽可能短。高压电源导轨分别放置在两个连接器上，确保电源导轨长度相等且彼此分开。连接器也沿着电路板的边缘布置，以使连接器远离敏感电路。使用的连接器是 Panasonic AXK5S80347YG。

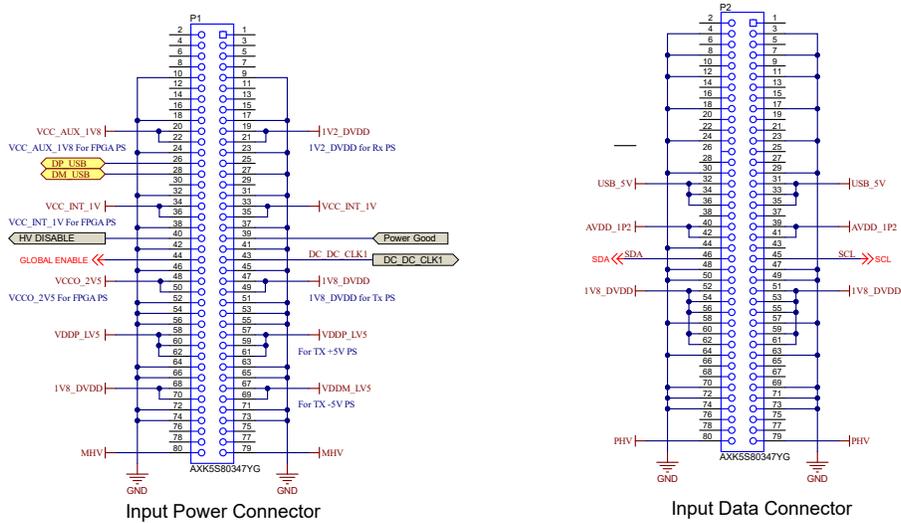


图 3-19. TIDA-010269 与 TX + RX AFE 电路板之间的连接器原理图

3.6 系统电流和功率监控

TIDA-010269 参考设计为用户提供用于监控系统电流、总线电压和功耗的配置。TI 的 INA231 28V、16 位、I²C 输出电流、电压和功率监控器用于监控设计的各个部分，与 TIDA-010057 参考设计类似。图 2-3 展示了电路原理图。原理图中实施了三个 INA 器件。一个 INA 用于测量系统中的总电流和功耗。其他两个 INA 器件分别用于监控发送器 (TX) 和 FPGA 器件的电流和功率。该通信通过 I²C 接口来实现。测得的电压、电流和功率值可以随时间动态绘制成图表。

4 硬件、测试要求和测试结果

本参考设计用于为单节锂离子电池供电的超声智能探头提供电源。输入电压范围为 3V 至 5V，因为锂离子电池的输出电压范围为 2.7V 至 4.2V，并且通常在电压低于 3.0V 时停止放电。当锂离子电池电压降至 3.0V 以下时，电池通过外部 USB 电源进行充电。输入电压范围为 3V 至 5V。电源板为主板上的 FPGA、发射器、接收器及其他辅助电路提供电源。图 2-3 展示了电源电路板的系统方框图。FPGA 电源使用的电压为 2.5V、1.0V 和 1.8V。用于发射器的电压为 $\pm 5V$ ，并且具有可调高压功能。接收器电路的电压为 1.2V 和 1.8V。该系统还增加了热插拔功能和支持电源开关的电路。BQ25790 用于为锂离子电池充电。INA231 器件用于监控相关子系统的功率和电流。由于接收器具有上电序列要求，因此 LM3880 用于上电序列。CDCE949 用于与外部系统时钟进行同步。

4.1 硬件要求

针对效率、线路调整、噪声等对系统性能进行了测试。以下仪器用于测试电源性能。

- 数字万用表
- 电子负载
- 工作台电源
- 示波器

图 4-1 展示了测试原理图。

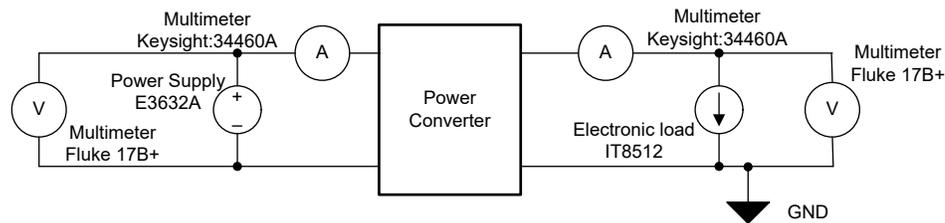


图 4-1. 测试方案

4.2 测试设置

图 4-2 展示了 TIDA-010269 电路板的正面和背面图像。放置在 AFE 和 TIDA-010269 电路板之间的 EMI 屏蔽可降低 EMI。这两个连接器插入到 TX + RX 板中。TIDA-010269 参考设计通过使用蓝线进行了评估和特性分析。在电源导轨的每个输入和输出端都有许多 0 Ω 电阻器。0 Ω 电阻器可以移除，并通过蓝线插入测试仪器。



图 4-2. TIDA-010269 电路板的正面（左）和背面（右）图像

4.3 测试结果

4.3.1 效率测试结果

对于这种手持器件而言，效率至关重要。图 4-3 至 图 4-10 中的图表显示了不同负载电流下电源导轨的效率。

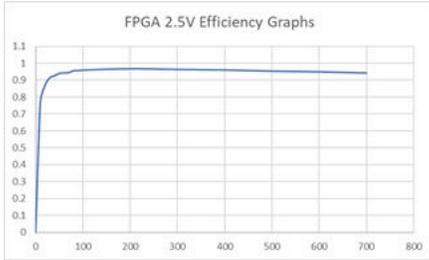


图 4-3. FPGA 2.5V 效率

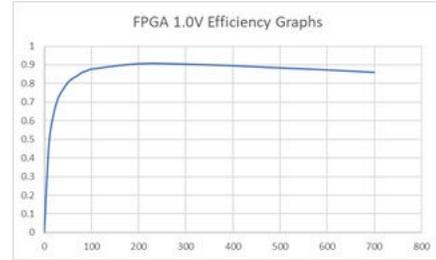


图 4-4. FPGA 1.0V 效率



图 4-5. FPGA 1.8V 效率

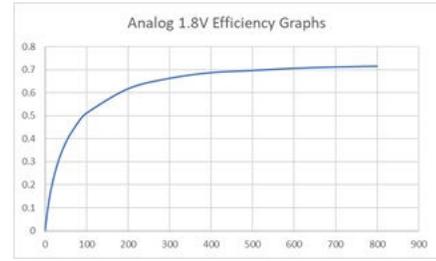


图 4-6. AVDD 1.8V 效率

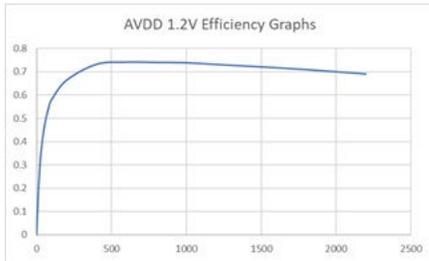


图 4-7. AVDD 1.2V 效率

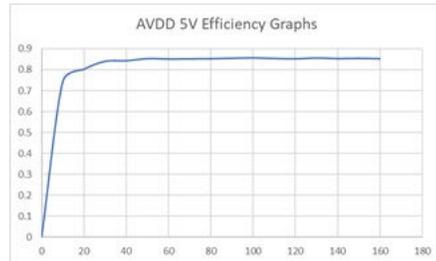


图 4-8. AVDD 5V 效率

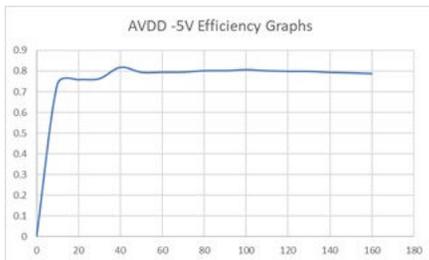


图 4-9. AVDD -5V 效率

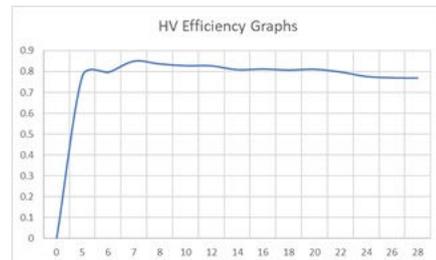


图 4-10. 高压效率

4.3.2 线路调整测试结果

线路调整测试主要用于测试电源在不同负载条件下的响应。图 4-11 至 图 4-18 显示了测试结果。

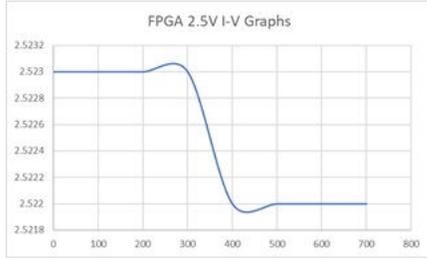


图 4-11. FPGA 2.5V 线路调整测试结果

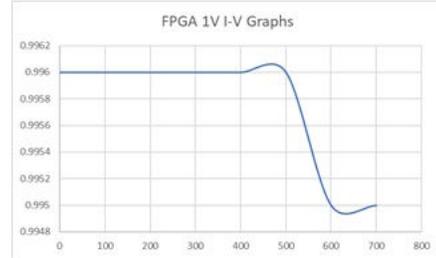


图 4-12. FPGA 1.0V 线路调整测试结果

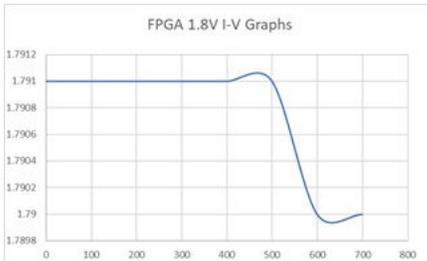


图 4-13. FPGA 1.8V 线路调整测试结果

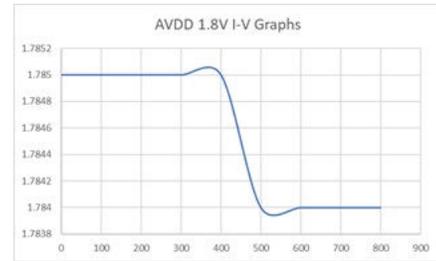


图 4-14. AVDD 1.8V 线路调整测试结果

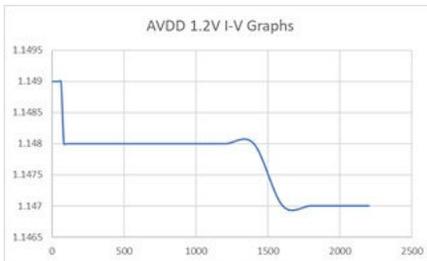


图 4-15. AVDD 1.2V 线路调整测试结果

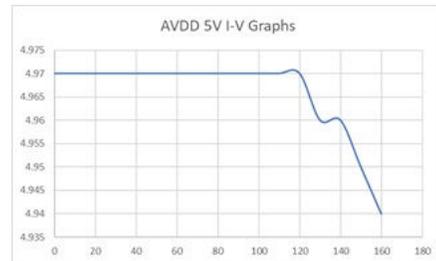


图 4-16. AVDD 5V 线路调整测试结果

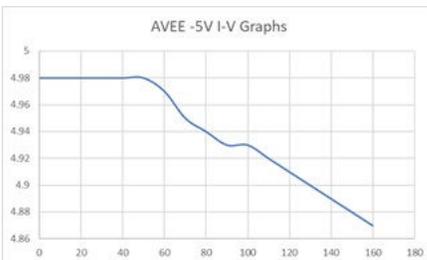


图 4-17. AVDD -5V 线路调整测试结果

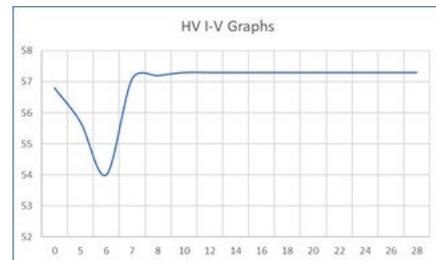


图 4-18. 高压线路调整测试结果

4.3.3 频谱测试结果

频谱分析可以帮助设计人员评估输出电源的谐波，从而评估噪声性能。图 4-19 至 图 4-37 展示了测试结果。

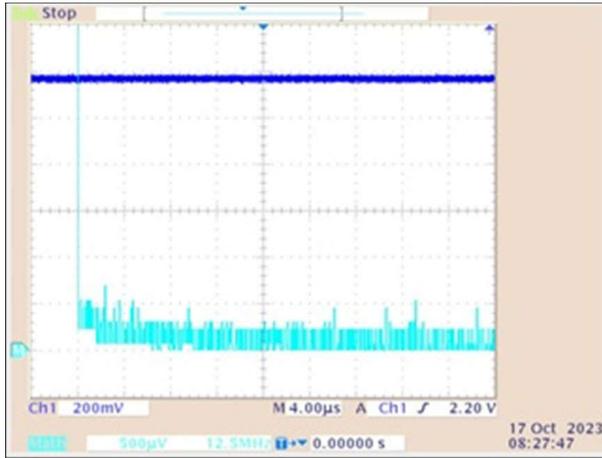


图 4-19. 直流模式下的 AVDD 1.2V 输出和频谱

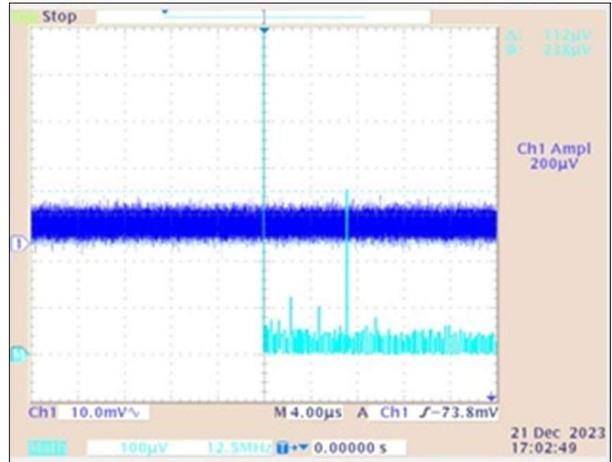


图 4-20. 交流模式下满载时的 AVDD 1.2V 输出和频谱

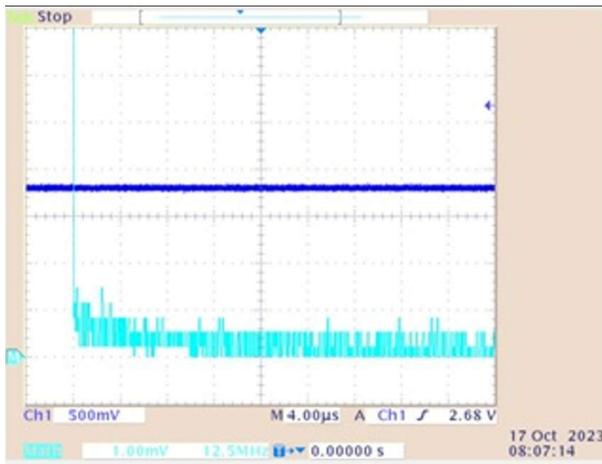


图 4-21. 直流模式下的 AVDD 1.8V 和频谱

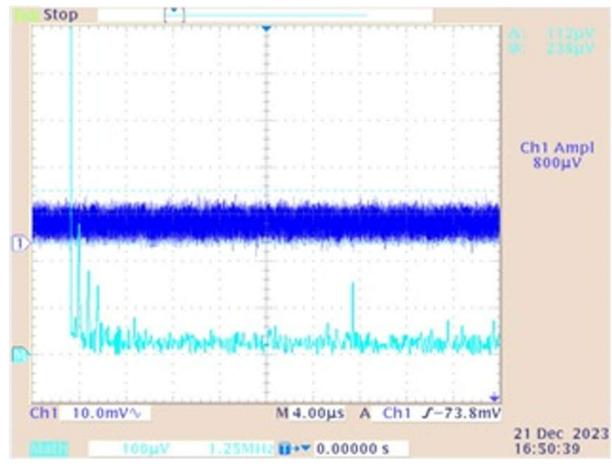


图 4-22. 交流模式下满载时的 AVDD 1.8V 和频谱

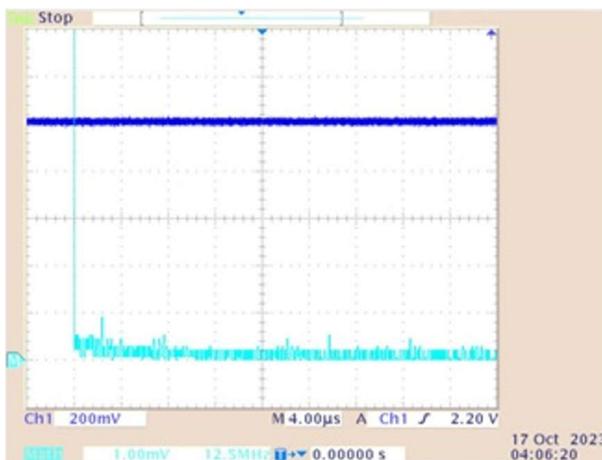


图 4-23. 直流模式下的 FPGA-1.8V 输出和频谱

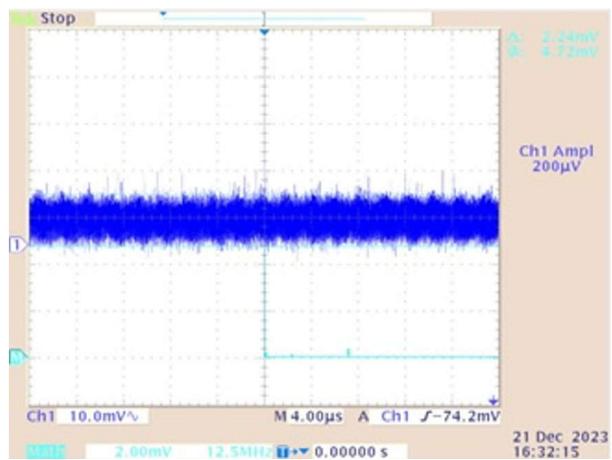


图 4-24. 交流模式下满载时的 FPGA-1.8V 输出和频谱

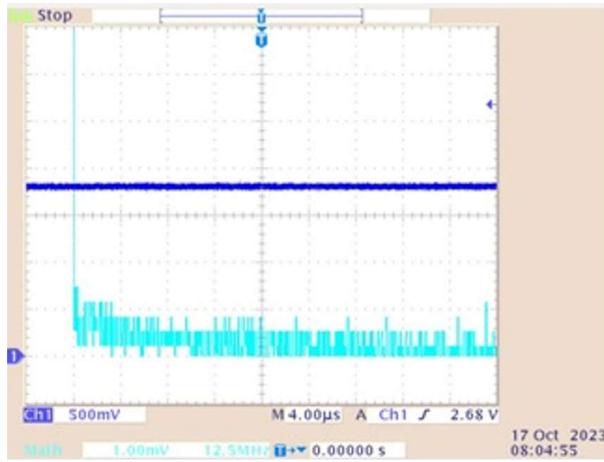


图 4-25. 直流模式下的 FPGA-1.0V 输出和频谱

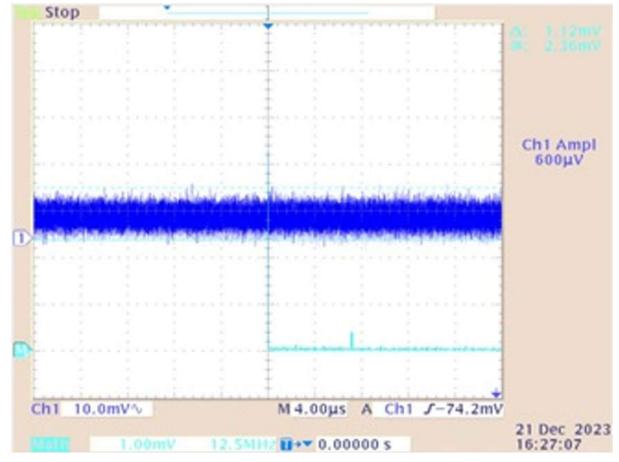


图 4-26. 交流模式下满载时的 FPGA-1.0V 输出和频谱

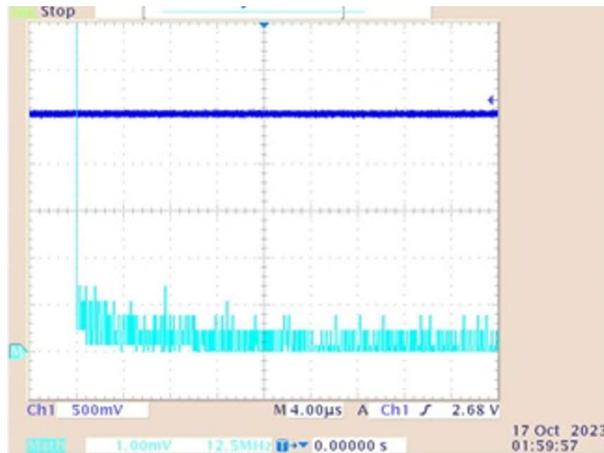


图 4-27. 直流模式下的 FPGA-2.5V 输出和频谱

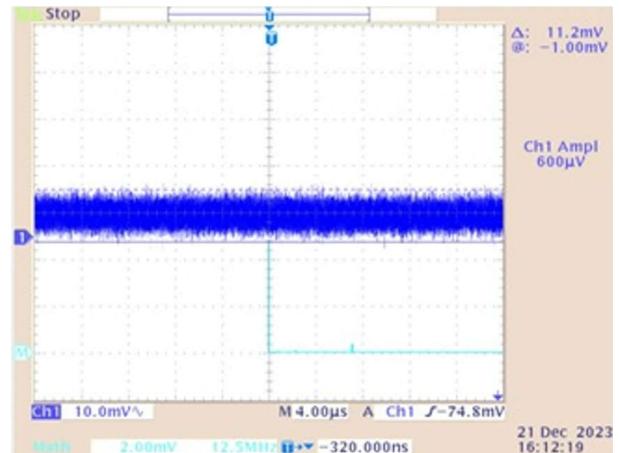


图 4-28. 交流模式下满载时的 FPGA-2.5V 输出和频谱

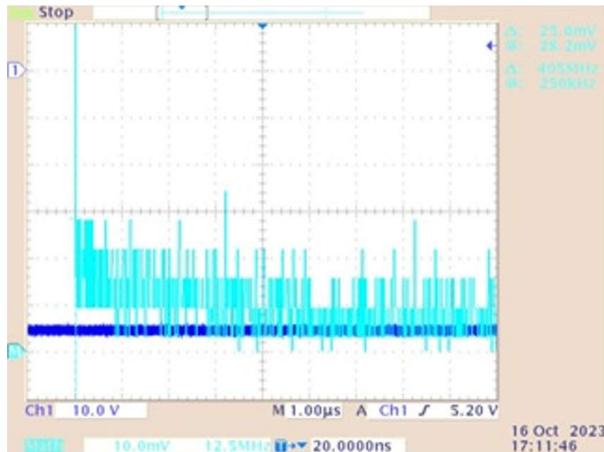


图 4-29. 直流模式下的 MHV 输出和频谱

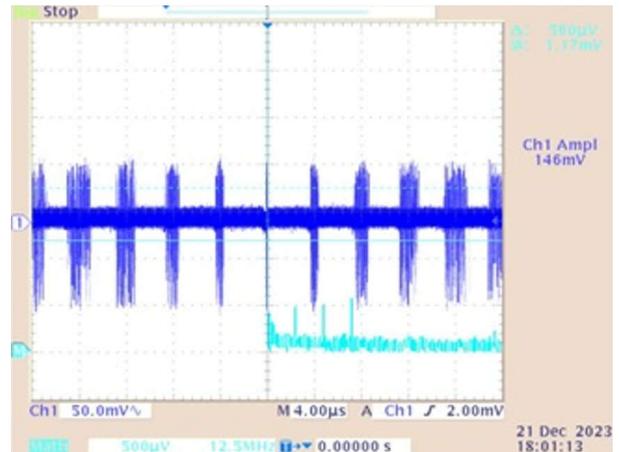


图 4-30. 交流模式下满载时的 MHV 输出和频谱

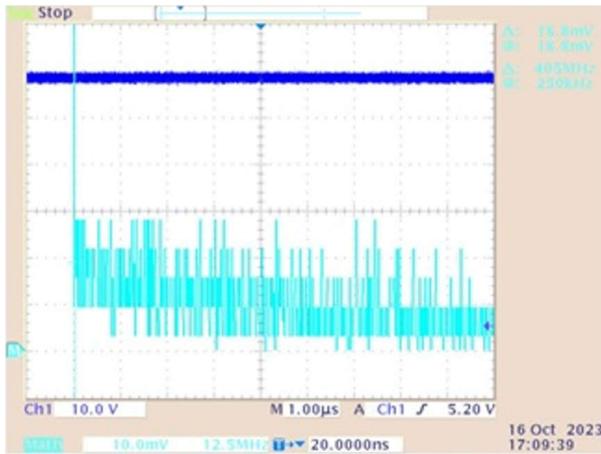


图 4-31. 直流模式下的 P_{HV} 输出和频谱

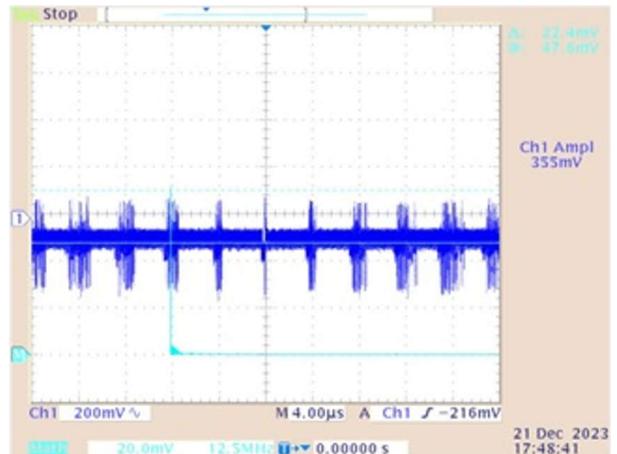


图 4-32. 交流模式下满载时的 P_{HV} 输出和频谱

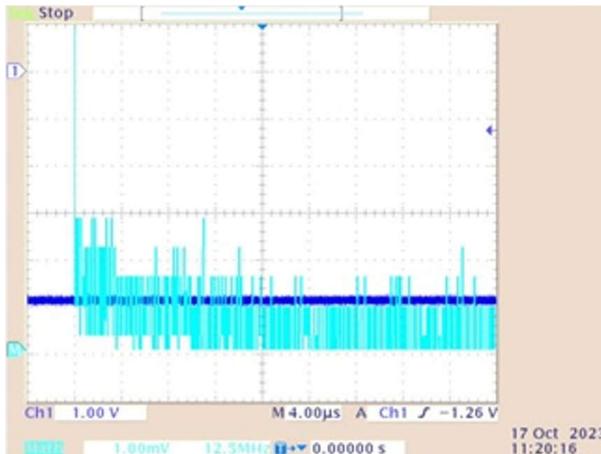


图 4-33. 直流模式下的 $AVEE -5V$ 输出和频谱

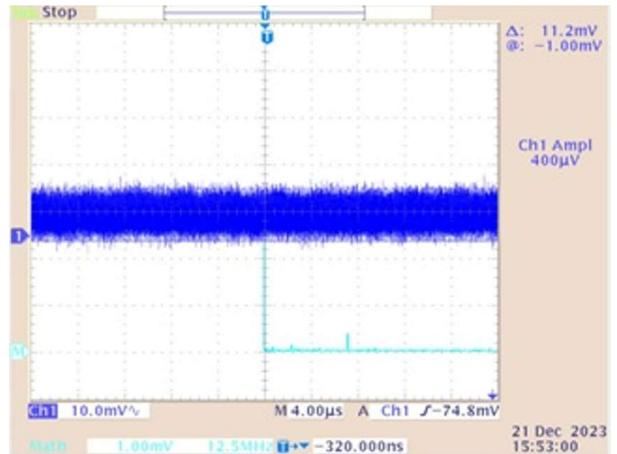


图 4-34. 交流模式下满载时的 $AVEE -5V$ 输出频谱

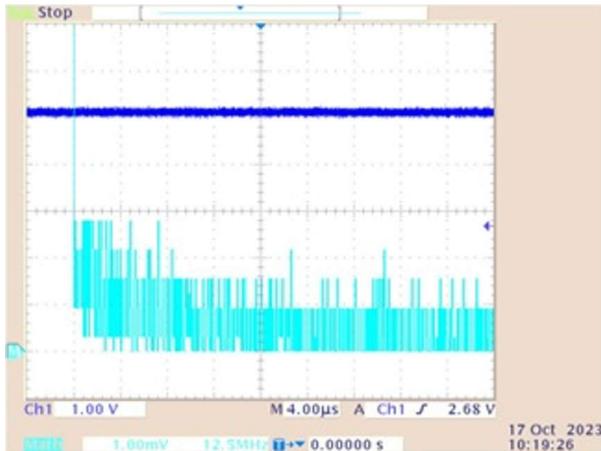


图 4-35. $AVDD 5V$ 输出和频谱

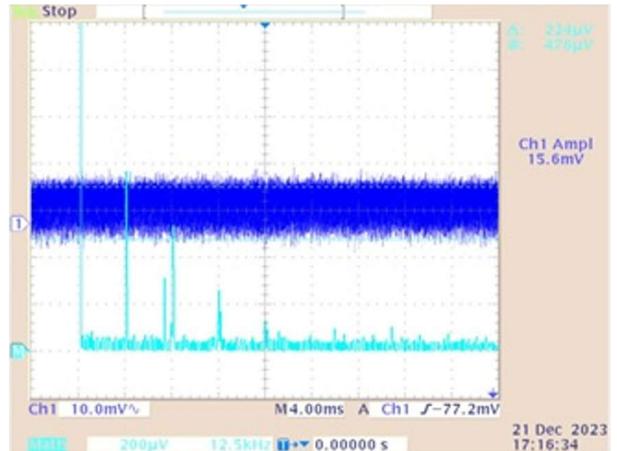


图 4-36. 交流模式下满载时的 $AVDD 5V$ 输出频谱

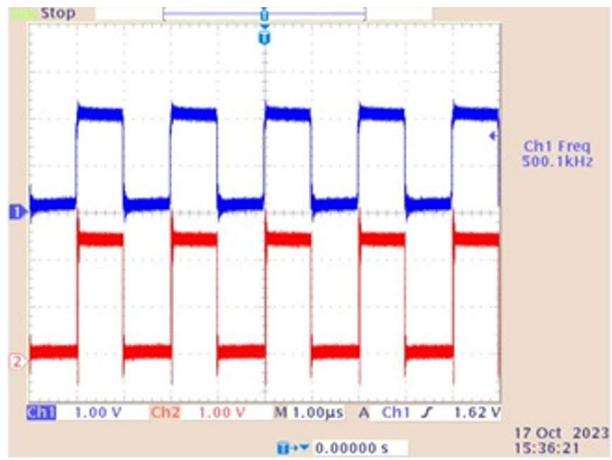


图 4-37. 同步时钟 — 黄色：输入，蓝色：输出

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010269](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010269](#) 中的设计文件。

5.1.3 PCB 布局建议

在超声应用中，布局是影响成像质量的重要因素，因为反射信号较小。该参考设计采用 8 层电路板，可实现更好的噪声性能。图 5-1 展示了该电路板的堆叠信息。电路板有两个接地层、两个电源层和四个信号层。

#	Name	Material	Type	Weight	Thickness	Dk	GlassTransTemp
	Top Overlay		Overlay				
	Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0254mm	3.5	
1	Top Layer		Signal	2oz	0.07mm		
	Dielectric1	FR-4	Core		0.2mm	4.2	
2	GND1	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 2	PP-006	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
3	Signal 1	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 3	PP-006	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
4	Power 1	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 4	PP-006	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
5	Power 2	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 5	PP-006	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
6	Signal 2	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 6	PP-006	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
7	GND2	CF-004	Signal	1/2oz	0.0175mm		
	Dielectric 1	FR-4	Prepreg		0.2mm	4.1	180°C
8	Bottom Layer		Signal	2oz	0.07mm		
	Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0254mm	3.5	
	Bottom Overlay		Overlay				

图 5-1. TIDA-010269 层堆叠

5.1.3.1 高压电源布局

SEPIC 和 C_{uk} 中的布局至关重要。在进行设计时，最重要的规则是降低高电流开关环路中的噪声，如 图 5-2 所示。电流从输入电源流向初级电感器并流经 MOSFET。为了最大限度地减小开关电流引起的电势，需要尽可能降低该环路的寄生电感。元件（初级电感器、输入电解电容器和 FET）必须尽可能彼此靠近放置。该布局中使用了一个接地平面，所有信号都返回到该低阻抗平面，如 图 5-3 所示。如果高压电路放置在传感器附近，则可能需要进行屏蔽，以最大限度地减少来自高压部分的辐射干扰的影响。

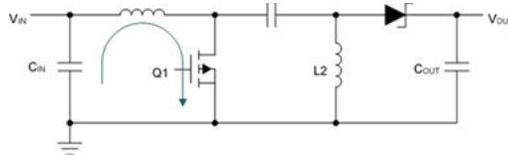


图 5-2. SEPIC 配置中的热循环

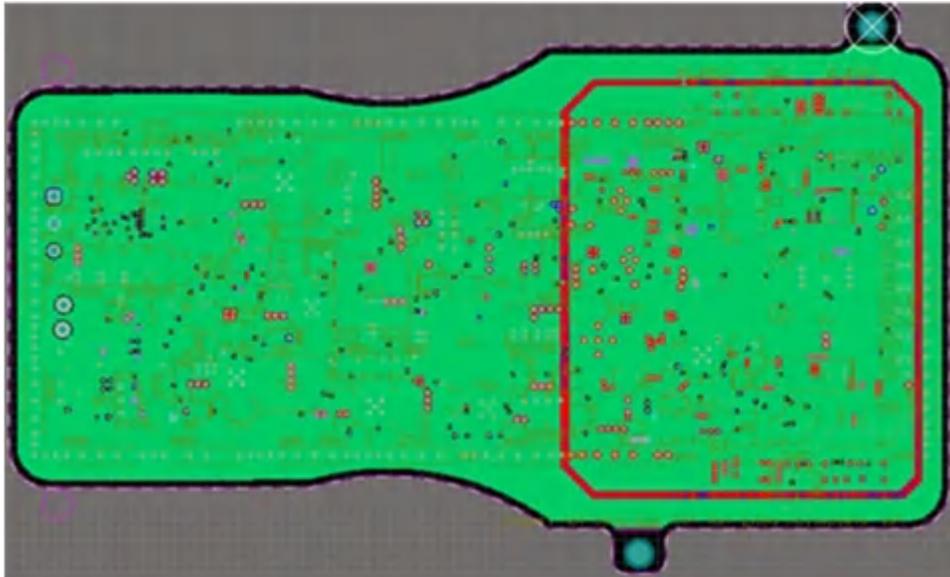


图 5-3. 高压布局部分

5.2 工具与软件

工具

适用于毫米波传感器的 [Radar Toolbox](#) Radar Toolbox 提供一系列帮助评估 TI 雷达器件的演示、软件工具和文档。

软件

[UNIFLASH](#) UniFlash 是一款软件工具，用于对 TI 微控制器和无线连接器件上的片上闪存以及 TI 处理器的内部 FLASH 进行编程。UniFlash 提供图形界面和命令行界面。

5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI), [TIDA-010057 : 超声智能探头电源参考设计](#)
2. 德州仪器 (TI), [LM5158 : 采用双随机展频技术的 3A、85V、2.2MHz 宽 \$V_{IN}\$ 电压升压、反激式和 SEPIC 转换器](#)
3. [超声波智能探头的七大设计挑战](#)
4. 德州仪器 (TI), [设计适用于超声智能探头的双极高压 SEPIC 电源应用手册](#)
5. 德州仪器 (TI), [AN-1484 A SEPIC 转换器应用手册](#)
6. 德州仪器 (TI), [BQ25790 : 集成式 NVDC 5A 1 至 4 节开关模式降压/升压电池充电器](#)
7. 德州仪器 (TI), [适用于智能超声波探头的高度集成式信号链解决方案 TX7332 和 AFE5832LP 应用手册](#)
8. 德州仪器 (TI), [电源拓扑快速参考指南](#)

5.4 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](#)。

5.5 商标

E2E™, NanoFree™, and SWIFT™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

USB Type-C® is a registered trademark of USB Implementers Forum.

Wi-Fi® is a registered trademark of Wi-Fi Alliance.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司