



说明

该参考设计概述了如何实现单相双有源电桥 (DAB) DC/DC 转换器。DAB 拓扑具有软开关换向、器件数量减少和效率高等优势。当功率密度、成本、重量、电隔离、高电压转换比和可靠性是关键因数时，该设计大有裨益，使其成为电动汽车充电站和能量存储应用的理想之选。DAB 中的模块化和对称结构允许堆叠转换器，以实现高功率吞吐量，并促进双向运行模式，从而支持电池充电和放电应用。

资源

TIDA-010054	设计文件夹
UCC21530 、 AMC1311 、 AMC3302	产品文件夹
AMC3306M05 、 LM76003 、 SN6505B	产品文件夹
ISO7721 、 LMZ31707 、 TPS7B69	产品文件夹
OPA320 、 REF2033 、 SN6501	产品文件夹
TL431 、 SN74LVC2G34 、 TMS320F280049	产品文件夹



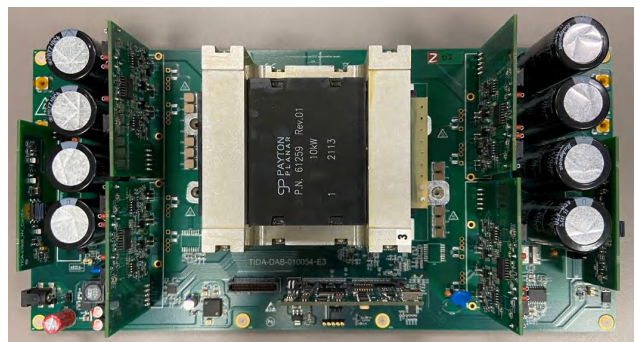
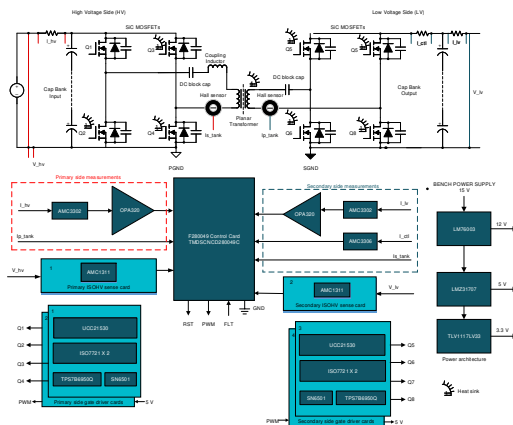
咨询我们的 TI E2E™ 支持专家

特性

- 单步相移 DAB
- 用于驱动半桥配置中的 SiC MOSFET 且具有增强型隔离功能的双通道 UCC21530
- 用于实现数字控制的 TMS320F280049 控制器
- 隔离式电压和电流检测
- 最大功率输出为 10kW
- 功率为 6kW 时的满载效率为 97.6%，峰值效率为 98.2%
- 高功率密度为 2.32kW/L
- 初级电压为直流 700V 至 800V，次级电压为直流 380V 至 500V
- 用于短路保护的两级关断，具有可调的电流限制和延迟（消隐）时间
- PWM 开关频率为 100kHz，并通过平面磁性元件减小变压器尺寸
- 无需辅助组件即可实现软开关

应用

- 直流充电（桩）站
- 电动汽车充电站电源模块
- 能量存储功率转换系统 (PCS)
- 车载充电器 (OBC) 和无线充电器



1 系统说明

由联合充电系统和 CHAdeMO® 管理的电动汽车充电标准不断变更，并推动实现更快的电池充电速度，通常要求在充电站充电 30 分钟即可使电动汽车充满电。直流充电站通常属于 3 级充电器，可满足 120kW 至 240kW 之间的极高功率水平要求。这些直流充电站都是独立的单元，包含交流/直流和直流/直流功率转换级。充电站内堆叠了许多功率转换模块以提高功率水平，并实现快速充电。直流快速充电站不需要任何板载交流/直流转换器，就能为电动汽车的电池提供高功率的直流电流，这意味着电流直接连接到电池上。如今路上行驶的电动汽车大多数只能处理最高 50kW 的功率。而更新款的电动汽车将能够以更高的功率充电。随着电动汽车的续航能力越来越强、电池也越来越大，人们正在开发直流充电解决方案，以便通过高达 250kW 或以上的快速充电站为支持远距离电动汽车电池。

充电站中的 DC/DC 转换器必须能够在其输入端接入三相 Vienna 整流器的整流总线电压 (700V-800V)，并在输出端与电动汽车的电池连接，从而提供额定功率。DC/DC 转换器在许多终端设备中都有重要应用，图 1-1 显示了其在充电站、太阳能光伏系统、储能系统和电动汽车牵引应用中的用例。

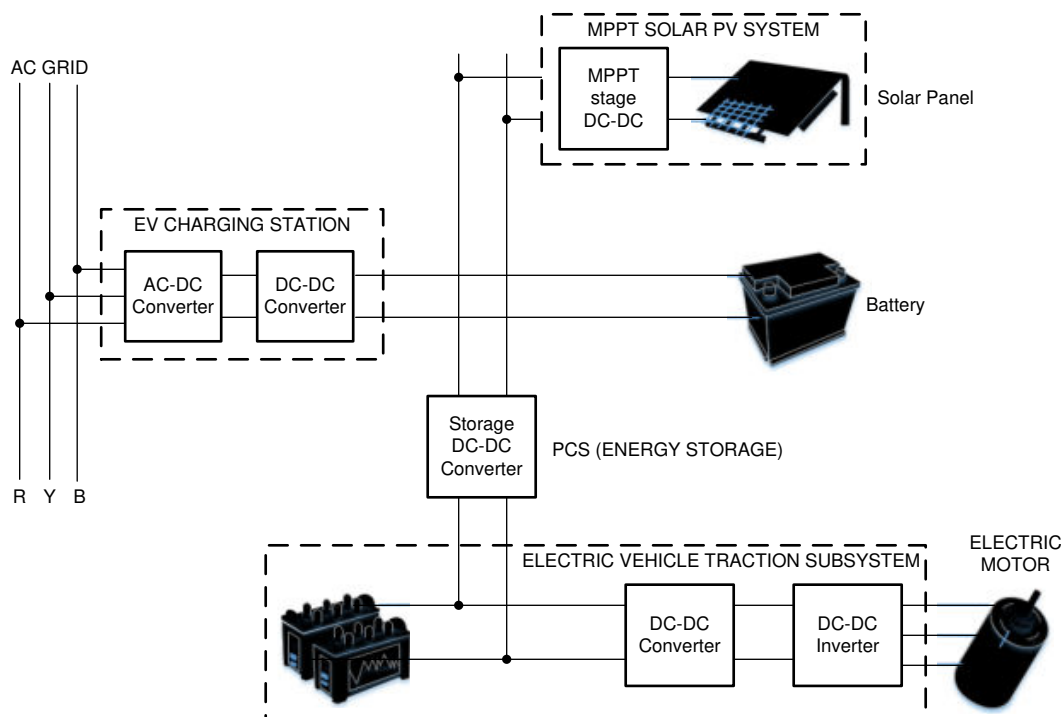


图 1-1. DC/DC 转换器的作用

DC/DC 转换器必须能够处理大功率水平。除此之外，转换器必须模块化，使单个功率级转换器单元并联，从而将输出功率吞吐量按直流充电站标准的要求提高到更高水平。充电站的当前发展趋势是转向能够处理双向功率流的转换器。车联网 (V2G) 等新措施涉及电动汽车的电池与交流电网之间的功率传输。双向 DC/DC 转换器能够在正向工作模式下对电池进行充电，并在反向工作模式下则可以将功率输送回电网，这可用于在峰值负载期间使电网保持稳定。

功率密度和系统效率是直流充电站中转换器的两个重要要求。在高开关频率下工作可以减小磁性元件的尺寸。通过改用更高的总线电压，方便快速充电，可以在相同的电流水平下传输更多的功率。这有助于减小铜面积，从而提高转换器的功率密度。转换器还必须是高效的，因为这样可以显著节省成本并减小散热解决方案尺寸。散热解决方案尺寸减小，可直接使散热器小巧紧凑，而这反过来，又增加了转换器的功率密度。转换器还必须能够实现 ZVS (零电压开关) 和 ZCS (零电流开关) 等固有软开关，而不必添加任何可能影响功率密度的大型无源器件。

DC/DC 转换器必须能够与锂离子电池或铅酸电池无缝连接，这两种电池广泛应用于电动汽车充电站中。DC/DC 转换器还必须能够在高压侧与低压侧之间实现所需的电压转换，并在其间提供电隔离。

传统的开关器件在高电压开关速度方面存在限制，换言之，是器件的 dV/dt 能力有限。这种缓慢的上升过程增加了开关损耗，因为器件在开关切换中花费的时间更多。这种开关时间增加，也会使控制系统中防止击穿和短路所

需的死区时间增加。已在较新的开关半导体技术中开发了对应的解决方案（例如具有高电子迁移率的 SiC 和 GaN 器件）。本参考设计使用 SiC MOSFET 与 TI 的 SiC 栅极驱动器技术，以展示其在效率和功率密度方面的潜在优势。

本文讨论分析了以下四种常见的拓扑：

- LLC 谐振转换器
- 相移全桥
- 单相双有源电桥
- CLLC 模式中的双有源电桥

根据该研究，本参考设计选择了双有源电桥，因为相对于其他同类拓扑，其易于进行双向操作，并具有模块化结构、有竞争力的效率，以及出色的功率密度。本参考设计的重点是克服主在为电动汽车充电站设计高功率、双有源电桥 DC/DC 转换器时遇到的挑战。

1.1 关键系统规格

表 1-1 列出了双有源电桥 (DAB) DC/DC 转换器的一些关键设计规格。该系统在输出功率为 10kW 时的满载效率为 97.6%。

表 1-1. 关键系统规格

参数	规格	详细信息
输入电压范围	700V-800V 直流	节 3.1
输出电压范围	380V-500V 直流	节 3.1
输出功率额定值	10kW (最大值)	节 2.3.5
输出电流	26A (最大值)	节 2.3.5
效率	峰值效率 98.2% (6.6kW 时) 满载效率 97.6% (10kW 时)	节 4.5
PWM 开关频率	100kHz	节 2.3.4.6
功率密度	>2kW/L	节 4.5
电压纹波	<5 %	节 2.3.4.4

表 1-1 显示了输入电压范围为 700V 至 800V。之所以考虑此范围，是因为 DC/DC 转换器必须与前端 Vienna 整流器和三相功率因数校正 (PFC) 电路连接，其输出便落入此范围内。此转换器还可以与输出在 400V 范围内的单相 PFC 系统结合使用，而该单相 PFC 系统必须与 48V 和 72V 电池连接。

2 系统概述

本节显示了双有源电桥 DC/DC 转换器的方框图。

2.1 方框图

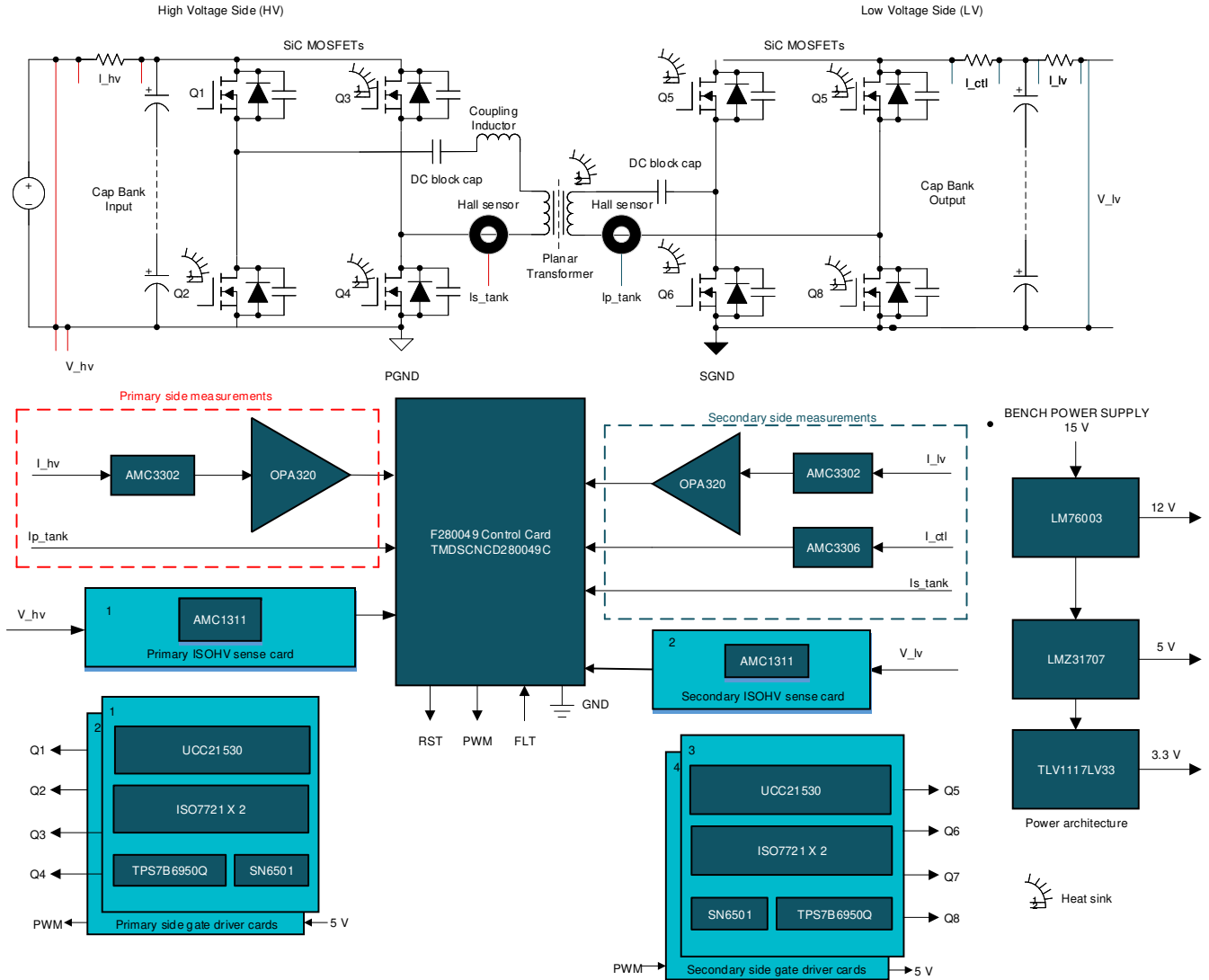


图 2-1. TIDA-010054 方框图

该参考设计由四个相互通信的主要部分组成：

- 电源板，包括功率级 SiC MOSFET、高频变压器、电流检测电子器件和系统电源树
- 支持数字控制的 TMDSCNCD280049C 控制卡
- 四块栅极驱动器卡，每块卡带具有 UCC21530 以驱动 DC/DC 转换器的四个引脚
- 两块隔离式高压 (ISOHV) 检测卡，每块卡都具有 AMC1311 器件以检测输入/输出总线电压

备注

隔离式高压 (ISOHV) 检测卡是对 TIDA-01606 Rev. E4 ISOHV 卡设计的重复使用。

2.2 重点产品

本节重点介绍了该设计中的关键元件，包括栅极驱动器、F280049 控制器、用于电流和电压检测以及生成电压基准的隔离式放大器。

2.2.1 UCC21530

UCC21530 用于驱动功率级的 SiC MOSFET。该器件是一款隔离式双通道栅极驱动器，具有 4A 峰值拉电流和 6A 峰值灌电流。UCC21530 旨在驱动频率高达 5MHz 的 IGBT 和 SiC MOSFET，具有 19ns 的出色传输延迟和 5ns 的脉宽失真。输入侧通过 5.7kV_{RMS} 增强型隔离层与两个输出驱动器隔离，其共模瞬态抗扰度 (CMTI) 至少为 100V/ns。两个次级侧驱动器之间的内部功能隔离允许工作电压高达 1850V。该器件接受高达 25V 的 VDD 电源电压。凭借 3V 至 18V 的宽输入电压 VCCI 范围，该驱动器非常适合连接模拟和数字控制器。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [UCC21530 产品页面](#)。

2.2.2 AMC1311

AMC1311 用于输入和输出终端处的直流电压检测。该器件是一款隔离式精密放大器，其输出与输入电路由抗电磁干扰性能极强的隔离栅隔开。根据 VDE V 0884-1 和 UL1577 标准，该隔离栅经认证可提供峰值高达 7kV 的增强型电隔离。AMC1311 的高阻抗输入经过优化，可连接到高压电阻分压器或其他具有高输出电阻的电压信号源。器件性能出色，支持在闭环系统中进行精确的低温漂电压或温度检测和控制。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [AMC1311 产品页面](#)。

2.2.3 AMC3302

AMC3302 是一款隔离式精密放大器，针对基于分流器的电流测量进行了优化。完全集成的隔离式 DC/DC 转换器允许从器件的低侧进行单电源操作，从而使该器件成为空间受限应用的独特解决方案。增强型电容式隔离栅已通过 VDE V 0884-11 和 UL1577 认证，并支持高达 1.2kV_{RMS} 的工作电压。该隔离栅将运行在不同共模电压电平上的系统部件隔开，并保护低压侧免受危险电压冲击和损坏。AMC3302 的输入经过优化，可直接连接到低阻抗分流电阻器或另一具有低信号电平的低阻抗电压源。出色的直流精度和低温漂支持在 -40°C 至 +125°C 的扩展工业温度范围内进行精确的电流测量。AMC3302 的集成 DC/DC 转换器故障检测和诊断输出引脚简化了系统级设计和诊断。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [AMC3302 产品页面](#)。

2.2.4 AMC3306M05

AMC3306M05 是一款隔离式精密 Δ - Σ 调制器，针对基于分流器的电流测量进行了优化。完全集成的隔离式 DC/DC 转换器允许从器件的低侧进行单电源操作，从而使该器件成为空间受限应用的独特解决方案。增强型电容式隔离栅已通过 VDE V 0884-11 和 UL1577 认证，并支持高达 1.2kV_{RMS} 的工作电压。该隔离栅将运行在不同共模电压电平上的系统部件隔开，并保护低压侧免受危险电压冲击和损坏。AMC3306M05 的输入经过优化，可直接连接到低阻抗分流电阻器或另一具有低信号电平的低阻抗电压源。出色的直流精度和低温漂支持在 -40°C 至 +125°C 的扩展工业温度范围内进行精确的电流测量。通过使用数字滤波器（如 TMS320F2807x 或 TMS320F2837x 微控制器系列中的滤波器）来抽取位流，该器件可在 78kSPS 数据速率下实现动态范围为 85dB 的 16 位分辨率。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [AMC3306M05 产品页面](#)。

2.2.5 LM76003

LM76002/LM76003 稳压器是一款易于使用的同步降压 DC/DC 转换器，能够从高达 60V 的输入电压驱动高达 2.5A (LM76002) 或 3.5A (LM76003) 的负载电流。LM76002/LM76003 以极小的解决方案尺寸提供出色的效率和输出精度。采用了峰值电流模式控制。其他特性（例如可调开关频率、同步、FPWM 选项、电源正常状态标志、精密使能端、可调节软启动和跟踪）为广泛的应用提供了灵活且易用使用的解决方案。轻负载时的自动频率折返特性和可选的外部偏置电源提高了效率。该器件需要极少外部元件，引脚排列设计可简化 PCB 布局，实现出类拔萃的 EMI (CISPR22) 和热性能。保护特性包含输入欠压锁定、热关断、逐周期电流限制和短路保护。LM76002/LM76003 器件采用具有可湿性侧面的 WQFN 30 引脚无引线封装。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [LM76003 产品页面](#)。

2.2.6 LMZ31707

LMZ31707 SIMPLE SWITCHER (简单开关)® 电源模块是一款易于使用的集成电源解决方案, 其将 7A DC/DC 转换器、功率 MOSFET、屏蔽电感器和无源器件组合在低高度 QFN 中。此总电源解决方案仅需三个外部组件, 并省去了环路补偿和磁性元件选择过程。10mm × 10mm × 4.3mm QFN 封装易于焊接到印刷电路板上, 并可实现紧凑的负载点设计。可实现 95% 以上的效率以及热阻抗为 13.3°C/W 的出色功率耗散能力。LMZ31707 提供离散负载点设计的灵活性和特性集, 并且非常适合为广泛的集成电路 (IC) 和系统供电。先进的封装技术可提供一个与标准 QFN 贴装和测试技术兼容的稳健且可靠的电源解决方案。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [LMZ31707 产品页面](#)。

2.2.7 OPA320

OPA320 (单通道) 和 OPA2320 (双通道) 是新一代精密低压 CMOS 运算放大器, 经过优化, 噪声极低, 带宽极宽, 同时可在低静态电流 (仅为 1.45mA) 下工作。OPA320 系列非常适合低功耗、单电源应用。低噪声 (7nV/√Hz) 和高速运行使其同样非常适合驱动采样模数转换器 (ADC)。其它应用包含信号调节和传感器放大。OPA320 具有零交叉失真的线性输入级, 能够在整个输入范围内提供出色共模抑制比 (CMRR), 通常为 114dB。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [OPA320 产品页面](#)。

2.2.8 ISO7721

ISO772x 器件是高性能双通道数字隔离器, 具有符合 UL 1577 的 5000V V_{RMS} (DW 和 DWV 封装) 和 3000V V_{RMS} (D 封装) 隔离额定值。ISO772x 器件在低功耗下提供高电磁抗扰度和低辐射, 同时隔离 CMOS 或 LVC MOS 数字 I/O。每条隔离通道的逻辑输入和输出缓冲器均由双电容二氧化硅 (SiO₂) 绝缘栅相隔离。这些器件支持高达 100Mbps 的数据速率, 并具有 11ns 的低传播延迟。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [ISO7721 产品页面](#)。

2.2.9 SN6501

SN6501 是一款单片振荡器/电源驱动器, 专门针对隔离接口应用中的小外形尺寸、隔离式电源而设计。该器件通过 3.3V 或者 5V 直流 (DC) 电源驱动低高度中间抽头式变压器初级。根据变压器匝数比绕制次级侧以提供任意隔离式电压。SN6501 由振荡器和栅极驱动器电路组成, 此电路提供互补输出信号以驱动接地参考 N 通道电源开关。内部逻辑确保了两个开关之间的先开后合操作。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [SN6501 产品页面](#)。

2.2.10 SN6505B

SN6505x 是一款低噪声、低 EMI、推挽变压器驱动器, 专为小型隔离式电源而设计。该器件通过 2.25V 至 5V 的直流电源来驱动低高度、中心抽头式变压器。通过输出开关电压的压摆率控制和展频时钟 (SSC) 实现了超低噪声和 EMI。SN6505x 由振荡器和栅极驱动器电路组成, 此电路提供互补输出信号以驱动接地参考 N 沟道电源开关。该器件包含两个 1A 电源 MOSFET 开关, 以确保在重负载条件下正常启动。开关时钟也可由外部提供, 以准确放置开关谐波或者在与多个变压器驱动器搭配工作时。内部保护特性包含 1.7A 限流、欠压锁定、热关断和先开后合电路。SN6505x 包含软启动特性, 可防止大型负载电容器在上电过程中出现高浪涌电流。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [SN6505B 产品页面](#)。

2.2.11 TMP235

TMP23x 器件是高精度 CMOS 集成电路线性模拟温度传感器产品系列, 其输出电压与温度成正比, 设计人员可将其用于多种模拟温度检测应用中。这些温度传感器比市面上同类引脚兼容器件的精确度更高, 在 0°C 至 +70°C 温度范围内典型精度为 ±0.5°C 和 ±1°C。提高该系列器件的精度, 旨在使其用于各类模拟温度检测应用。TMP235 在整个温度范围内 (-40°C 至 +150°C) 提供 10mV/°C 正斜率输出, 电源电压范围为 2.3V 至 5.5V。9 μA 典型静态电流和 800 μs 典型开通时间可实现有效的电源循环架构, 以最大限度地降低电池供电器件的功率损耗。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [TMP235 产品页面](#)。

2.2.12 LMT87

LMT87 器件是一款精密 CMOS 温度传感器, 其典型精度为 ±0.4°C (最大值为 ±2.7°C), 且线性模拟输出电压与温度成反比关系。2.7V 工作电源电压、5.4 μA 静态电流和 0.7ms 开通时间可实现高效下电上电, 从而最大程度

降低无人机和传感器节点等电池供电应用的功耗。LMT87LPG 通孔 TO-92S 封装快速热时间常量支持非板载时间温度敏感型应用，例如烟雾和热量探测器。LMT87 在宽工作范围内具有高精度，再加上其他特性，因而成为出色的热敏电阻替代品。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [LMT87 产品页面](#)。

2.2.13 TL431

TL431 是三端可调节并联稳压器，在适用的汽车级、商用级和军用级温度范围内具有指定的热稳定性。通过两个外部电阻将输出电压设置为 V_{ref} (约为 2.5V) 至 36V 范围内的任意值。这些器件的输出阻抗典型值均为 0.2Ω 。有源输出电路提供了非常明显的导通特性，使这些器件非常适合用于替代许多应用中的齐纳二极管，例如板载稳压器、可调节电源和开关电源。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [TL431 产品页面](#)。

2.2.14 LMV762

LMV76x 器件是精密比较器，旨在用于需要低噪声和低输入失调电压的应用。LMV761 单通道版本具有关断引脚，可用于禁用器件并减少电源电流。这些器件具有 CMOS 输入和推挽输出级。推挽输出级消除了对外部上拉电阻器的需求。LMV76x 旨在满足便携式和电池供电类电子设备在小尺寸、低功耗和高性能方面的需求。输入失调电压在室温下的典型值为 $200\mu V$ ，在整个温度范围内的极限值为 1mV。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [LMV762 产品页面](#)。

2.2.15 TMS320F280049 C2000 MCU

Piccolo™ TMS320F28004x (F28004x) 是一款功能强大的 32 位浮点微控制器单元 (MCU)，可以使设计人员在单个器件上集成关键的控制外设、差分模拟和非易失性存储器。实时控制子系统基于 TI 的 32 位 C28x CPU，可提供 100 MHz 的信号处理性能。C28x CPU 的性能通过新的 TMU 扩展指令集和 VCU-I 扩展指令集得到了进一步提升，TMU 扩展指令集能够快速执行变换和扭矩环路计算中常见三角运算的算法，VCU-I 扩展指令集能够降低编码应用中常见复杂数学运算的延迟。CLA 允许从主 C28x CPU 上大量卸载常见任务。CLA 是一款与 CPU 并行执行的独立 32 位浮点数学加速器。此外，CLA 自带专用存储资源，它可以直接访问典型控制系统中所需的关键外设。对 ANSI C 子集的支持是标准配置，就像硬件断点和硬件任务切换等关键特性也是标准配置。F28004x 支持高达 256KB (128KW) 的闪存，这些闪存分为两个 128KB (64KW) 存储体，支持并行编程和执行。此外，还以 4KB (2KW) 和 16KB (8KW) 块提供高达 100KB (50KW) 的片上 SRAM，以进行高效的系统分区。还支持闪存 ECC、SRAM ECC/奇偶校验和双区安全性。F28004x MCU 上集成了高性能模拟块，以进一步支持系统整合。三个独立的 12 位 ADC 可准确、高效地管理多个模拟信号，从而最终提高系统吞吐量。模拟前端上的七个 PGA 可以在转换之前实现片上电压调节。七个模拟比较器模块针对跳闸情况下的对输入电压电平进行连续监控。TMS320C2000™ 器件包含行业领先的控制外设 (具有与频率无关的 ePWM/HRPWM 和 eCAP)，允许对系统进行一流的控制。内置的 4 通道 SDFM 允许在隔离层上无缝集成过采样 $\Sigma-\Delta$ 调制器。

有关该产品的更多详细信息，请参阅 [TMS320F280049 产品页面](#)。

2.2.16 TMDSCNCD280049C

TMDSCNCD280049C 是一款基于 HSEC180 controlCARD (控制卡) 的评估和开发工具，适用于 C2000™ Piccolo F28004x 系列微控制器产品。controlCARD (控制卡) 非常适合用于进行初始评估和系统原型设计。

有关该产品的更多详细信息，请参阅 [TMDSCNCD280049C 产品页面](#)。

2.3 系统设计原理

以下各节广泛概述了双有源电桥的工作原理。

2.3.1 具有电源系统的双有源电桥模拟

双有源电桥中两个电桥之间的功率传输类似于电源系统中两个电压总线之间的功率流。考虑到两个电压源通过线路电抗连接，如图 2-2 所示。

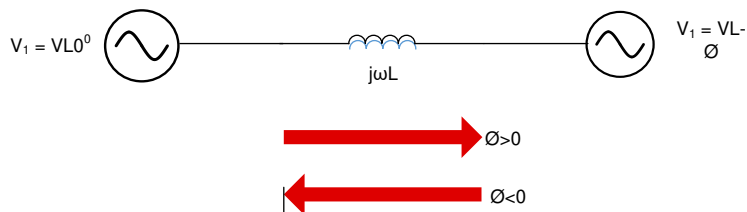


图 2-2. 电压总线间的功率传输

图 2-2 显示了右侧的电压源相对于左侧的电压源而言是滞后的。因此，功率传输是从左侧到右侧，如方程式 1 所示。

$$P = \frac{V1 \times V2 \times \sin \phi}{\omega \times L} \quad (1)$$

同样，双有源电桥中也会发生功率传输，其中通过 MOSFET 的开关操作，在变压器的初级侧和次级侧产生两个高频方波。这两个高频方波彼此存在相移。功率从超前电桥传输到滞后电桥，通过反转两个电桥之间的相移，可以轻松更改此功率流方向。因此，可以在双有源电桥中轻松地获得双向功率传输，如图 2-3 所示。

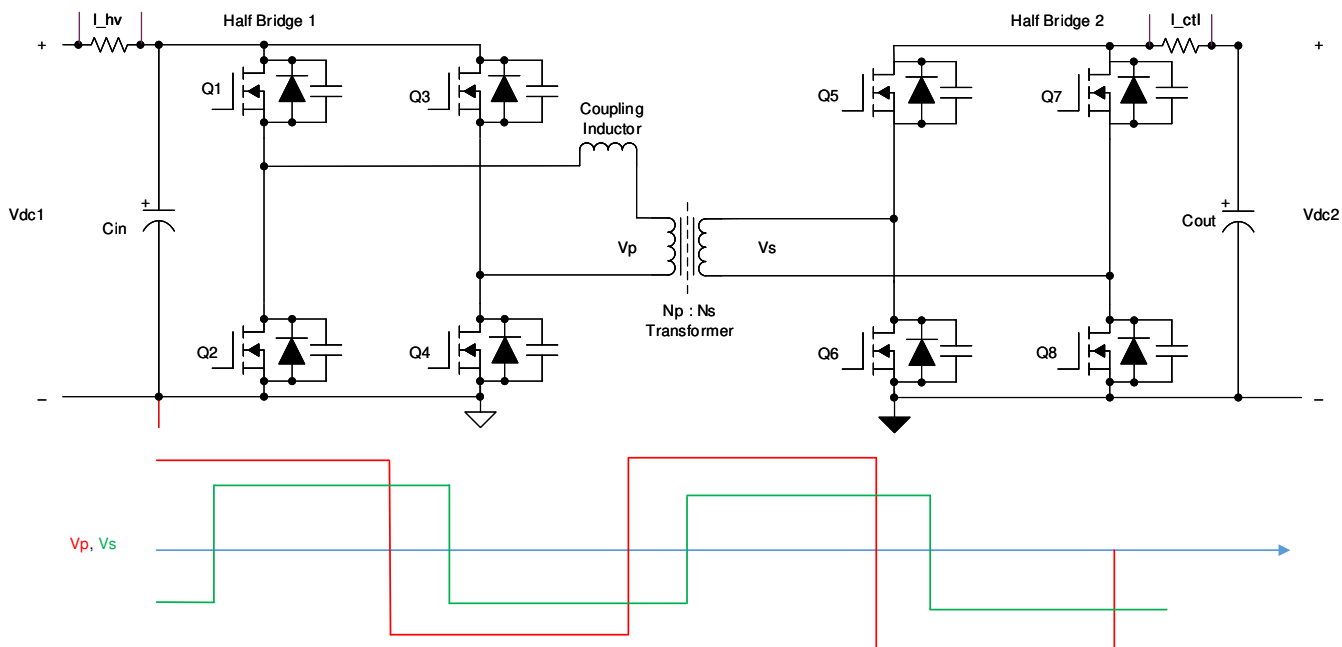


图 2-3. 双有源电桥

2.3.2 双有源电桥 - 开关序列

在单相双有源电桥中，同时控制初级电桥和次级电桥。所有开关都采用 **50%** 占空比工作。对角开关会一起导通和关断，因此每个电桥的输出都是方波。本节将详细阐述转换器的开关序列。

根据电感器电流波形以及变压器初级侧电压与次级侧电压之间的相移，开关序列分为四个间隔。电压和电流波形如图 2-10 所示。在间隔一期间，电感器电流波形既有正值也有负值，因此电流换向遵循图 2-4 和图 2-5 中所示的方案。在此间隔期间，初级侧的开关 **Q1** 和 **Q4** 与次级侧的开关 **Q6** 和 **Q7** 传导电流。

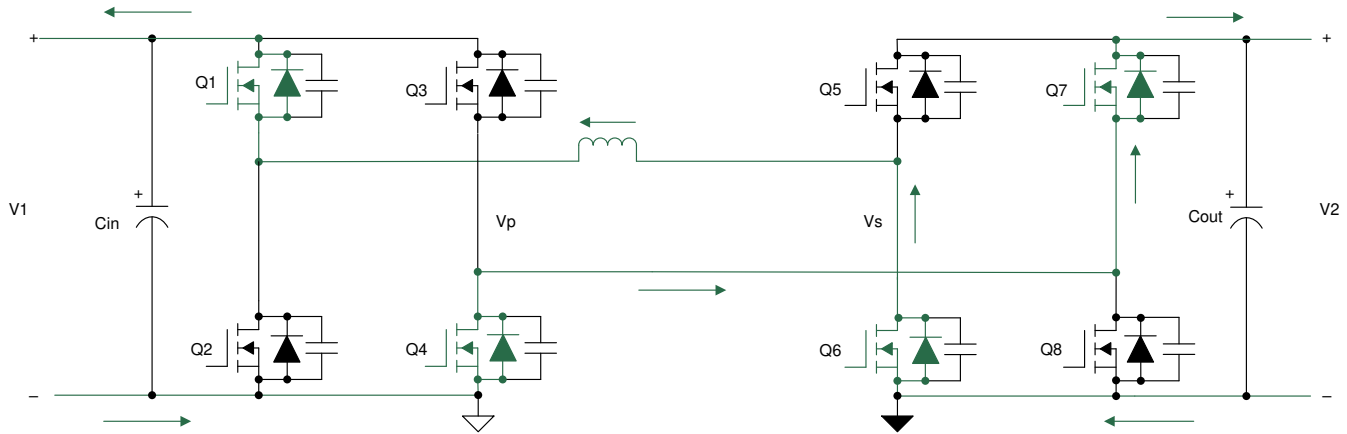


图 2-4. 间隔 1：负电感器电流

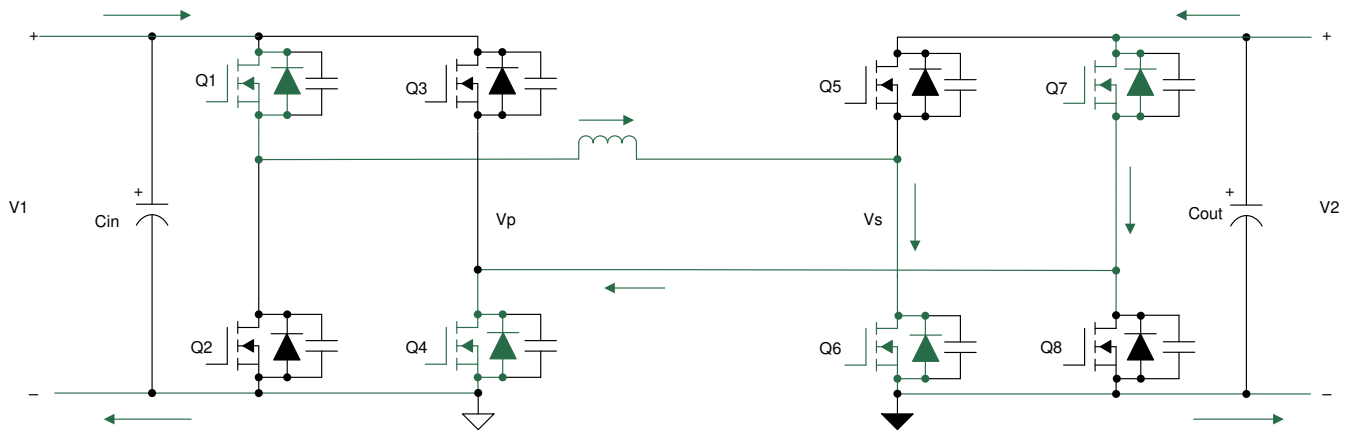


图 2-5. 间隔 1：正电感器电流

在此间隔期间，初级侧上的电压 **Vp** 等于 **V1**，而次级侧上的电压 **Vs** 等于 **V2**。这两个电压之差会出现在漏电感器上，并且此间隔期间的电流斜率可通过方程式 2 估算得出。

$$\frac{di}{dt} = \frac{V1 + V2}{L} \quad (2)$$

在间隔二期间，电感器电流为正值。变压器初级侧上的电压为正值，等于 **V1**，且次级绕组上的电压为正值，等于 **V2**。因此，这两个电压之差会出现在漏电感器上，并且此间隔期间上升电流的斜率可以通过方程式 3 计算得出。

$$\frac{di}{dt} = \frac{V1 - V2}{L} \quad (3)$$

在此期间，开关 **Q1** 和 **Q4** 保持导通，但由于次级侧上的电压现在为 **V2** 并且电感器电流为正值，因此开关 **Q5** 和 **Q8** 会导通来传导电流。在 **Q6** 和 **Q7** 关断与 **Q5** 和 **Q8** 导通之间存在一个较小的死区时间时段。在此死区时间内，会出现零电压开关 (ZVS) 现象，下一节中将对此进行详细说明。第二个间隔的换向序列如图 2-6 所示。

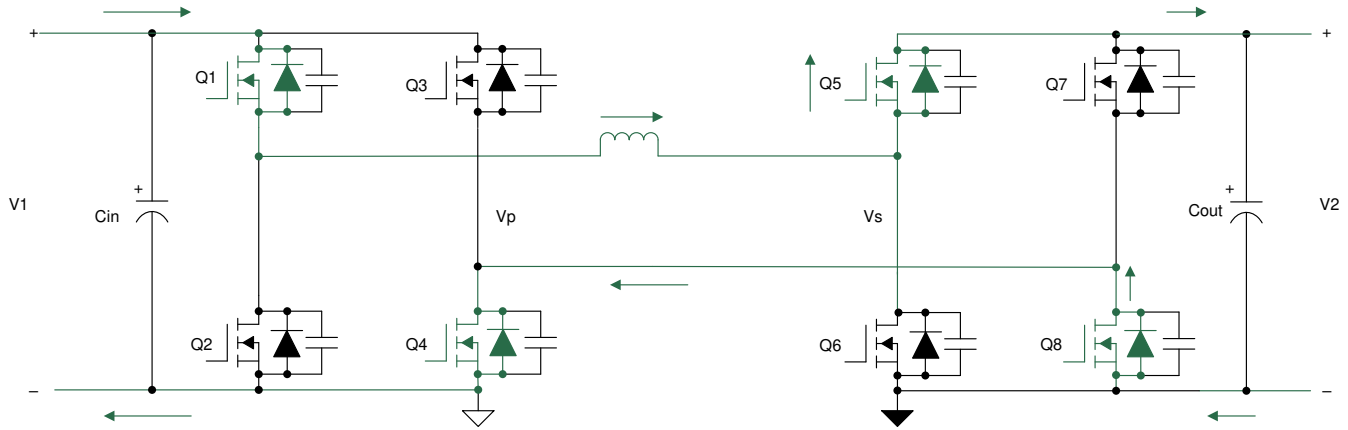


图 2-6. 间隔 2

在间隔三期间，电感器电流开始从其正峰值下降为负值，如图 2-10 所示。在此间隔期间，初级侧上的电压为 $-V_1$ ，而次级侧上的电压为 V_2 。这两个电压之差（即 $(-V_1-V_2)$ ）会出现在电感器上。因此，电流会以负斜率下降，如方程式 4 所示。

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_1 + V_2}{L} \quad (4)$$

在此间隔期间，开关 Q5 和 Q8 继续保持导通，但由于初级侧上的电压现在为 $-V_1$ ，因此开关 Q2 和 Q3 会导通来传导电流。图 2-7 和图 2-8 中分别显示了电感器电流 $I_L > 0$ 和 $I_L < 0$ 在两个方向上的导通情况。

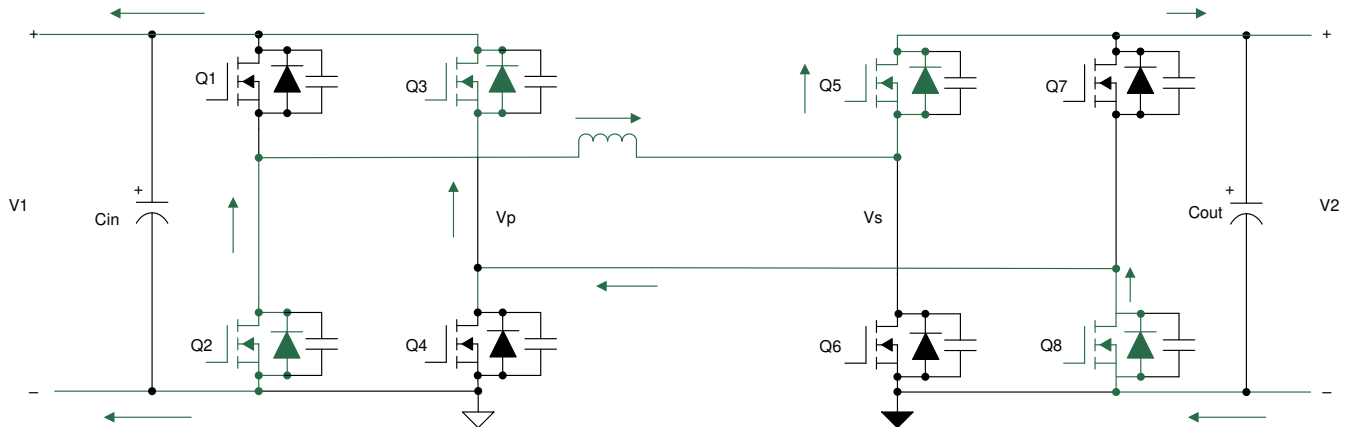


图 2-7. 间隔 3：正电感器电流

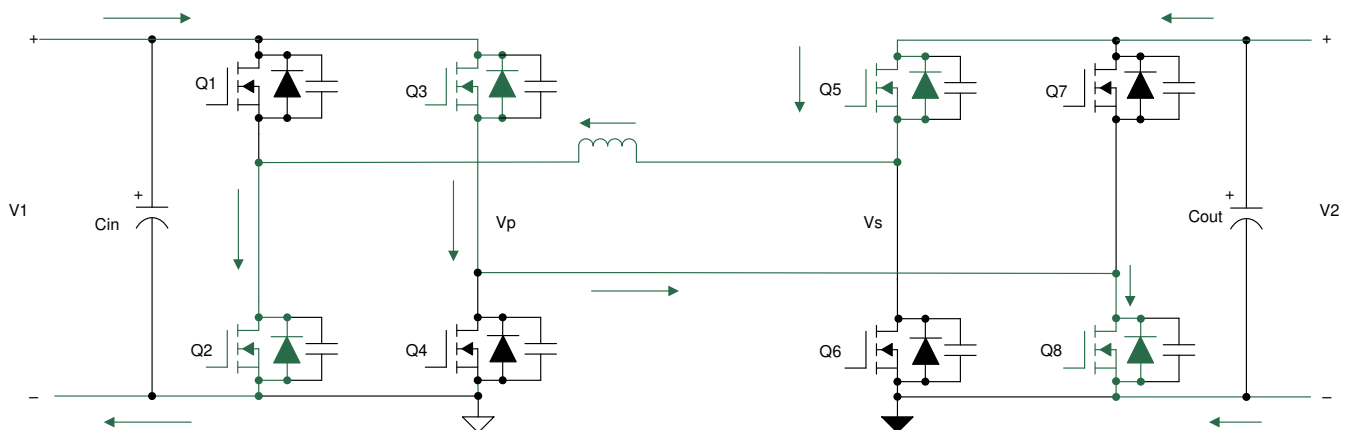


图 2-8. 间隔 3：负电感器电流

在间隔四期间，电感器电流继续为负值。在此间隔期间，初级侧上的电压为 $-V_1$ ，而次级侧上的电压为 $-V_2$ 。这两个电压之差（即 $(-V_1+V_2)$ ）会出现在电感器上。因此，电流会以负斜率下降，如**方程式 5** 所示。

$$\frac{di}{dt} = -\frac{V_1 - V_2}{L} \quad (5)$$

在此期间，开关 **Q2** 和 **Q3** 会继续保持导通，但由于次级侧上的电压现在为 $-V_2$ ，因此开关 **Q6** 和 **Q7** 会导通来传导电流，如**图 2-9** 所示。

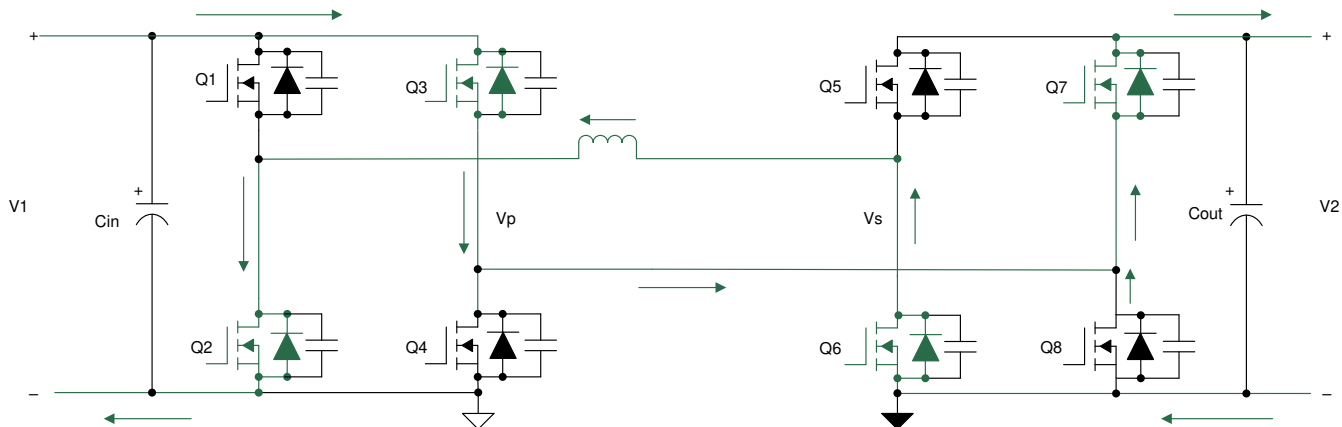


图 2-9. 间隔 4

图 2-10 显示了初级侧和次级侧上的开关的栅极脉冲。变量 ϕ 表示初级侧 PWM 脉冲和次级侧 PWM 脉冲之间的相移。 V_p 和 V_s 表示变压器初级绕组和次级绕组上的电压。 I_L 表示变压器电流。

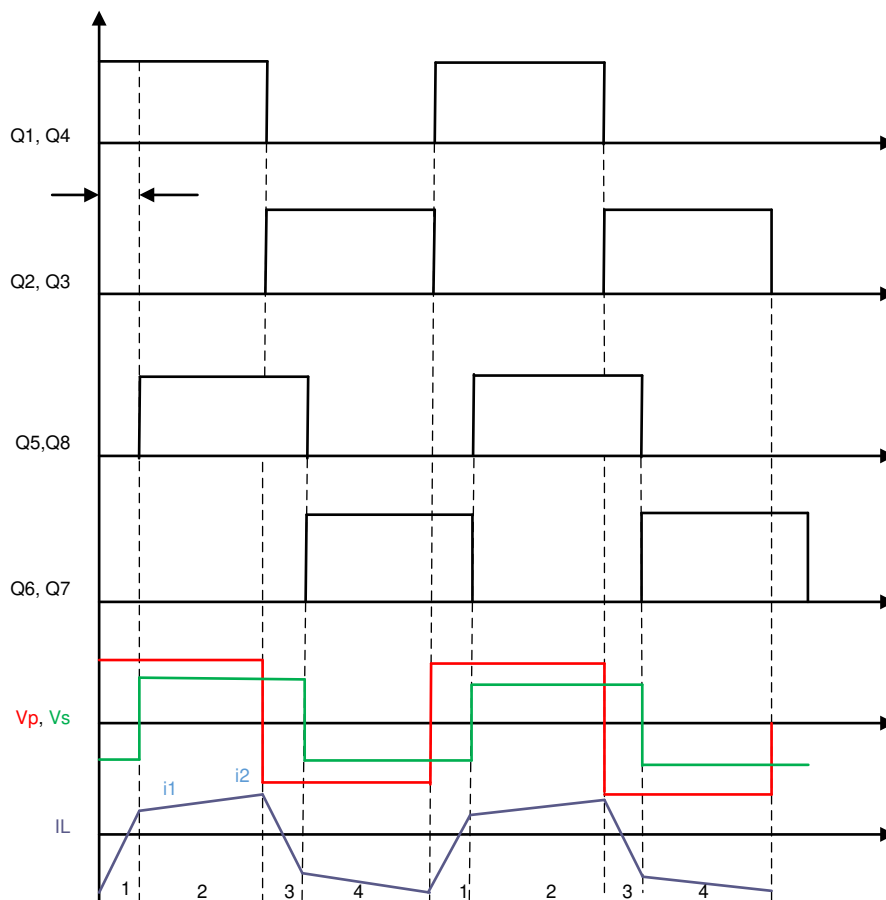


图 2-10. 栅极信号、变压器初级电压和次级电压以及电感器电流

2.3.3 双有源电桥 - 零电压开关 (ZVS)

从间隔一切换到间隔二的过程中存在一个较小的死区时间，在此期间，电感器存储的能量对 MOSFET 的输出电容放电，并在导通之前将该电容上的电压保持为接近零。MOSFET 上的电压在导通时接近零这一现象称为零电压开关 (ZVS)。这是该拓扑的一项主要优势，由于其中一个电桥中存在自然的滞后电流，电感存储的能量会导致滞后电桥的所有开关和超前电桥的部分开关出现零电压开关现象。这取决于可用于对 MOSFET 的输出电容 ($E_C = 0.5CV^2$) 进行充电和放电的存储电感能量 ($E_L = 0.5LI^2$)。

从间隔一切换到间隔二时，初级侧开关 Q_1 和 Q_5 继续保持导通，而次级侧开关 Q_6 和 Q_7 关断，且开关 Q_5 和 Q_8 导通。最初，当 Q_6 和 Q_7 导通时，其上的电压为零，而 Q_5 和 Q_8 阻止了整个次级电压。在死区时间期间，当次级侧的所有开关都关断时，电感器存储的能量使电流循环，从而将 MOSFET Q_5 和 Q_8 上的电容器放电至零，并将 MOSFET Q_6 和 Q_7 上的电容器充电至完整的次级电压。电流换向如图 2-11 所示。

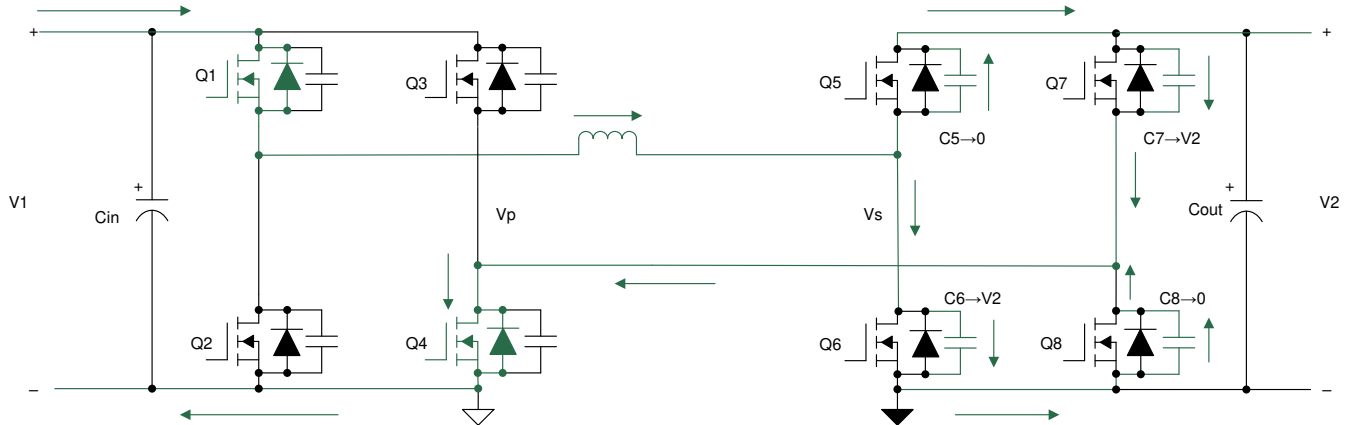


图 2-11. 次级侧的 ZVS 切换 - 电容器

一旦电容器充电和放电，电流必须继续流动。电流将流过二极管 D_5 和 D_8 ，从而将 MOSFET Q_5 和 Q_8 上的电压钳位至零，如图 2-12 所示。在下一个间隔期间，MOSFET Q_5 和 Q_8 在零电压条件下导通，从而完全减少导通损耗。靠近二极管的箭头表示二极管导通，而 MOSFET 关断。

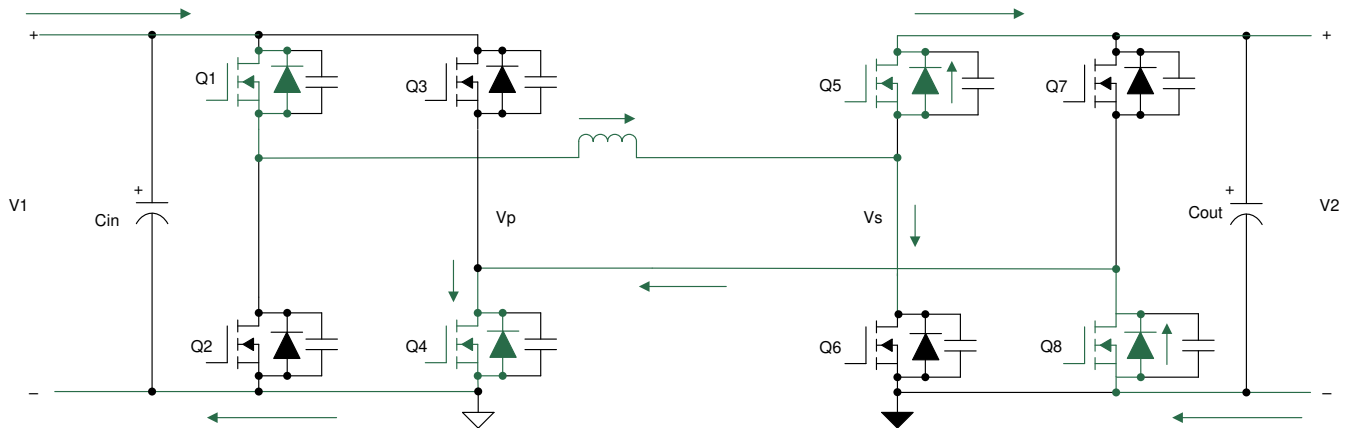


图 2-12. 次级侧的 ZVS 切换 - 二极管

同样，从间隔 2 切换到间隔 3 期间，初级侧的开关上会出现零电压开关现象，下一节中将对此进行说明。从间隔二切换到间隔三时，次级侧开关 Q_5 和 Q_8 继续保持导通，而初级侧 Q_1 和 Q_4 关断，而 Q_2 和 Q_3 导通。最初，当 Q_1 和 Q_4 导通时，其上的电压为零，而 Q_2 和 Q_3 阻止了整个次级电压。在死区时间期间，当初级侧的所有开关都关断时，电感器存储的能量使电流循环，从而将 MOSFET Q_2 和 Q_3 上的电容器放电至零，并将 MOSFET Q_1 和 Q_4 上的电容器充电至完整的初级电压。电流换向如图 2-13 所示。

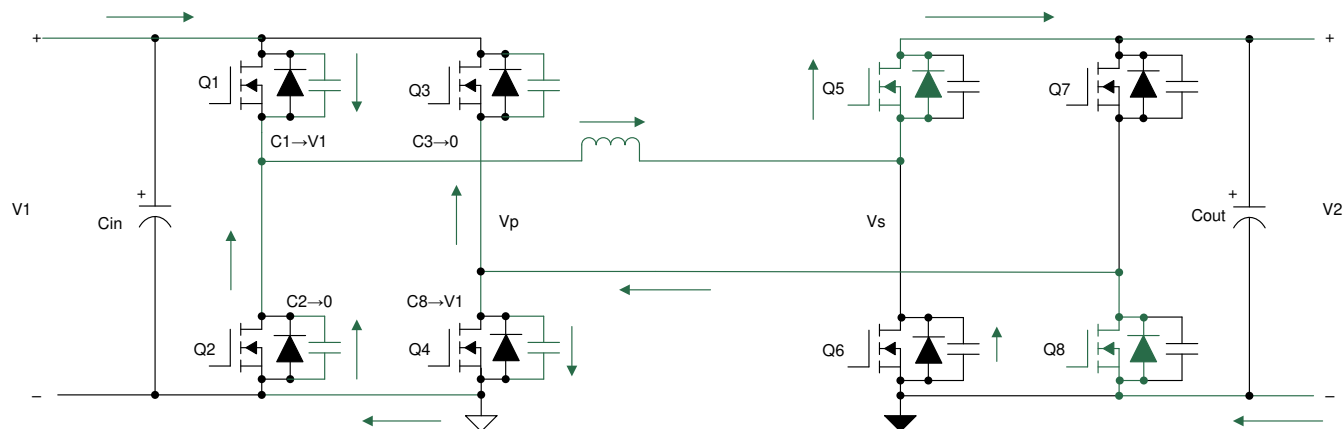


图 2-13. 初级侧的 ZVS 切换 - 电容器

一旦电容器充电和放电，电流必须继续流动。电流将流过二极管 D2 和 D3，从而将 MOSFET Q2 和 Q3 上的电压钳位至零，如图 2-14 所示。在下个间隔期间，MOSFET Q2 和 Q3 在零电压条件下导通，从而完全减少导通损耗。靠近二极管的箭头表示二极管导通，而 MOSFET 关断。

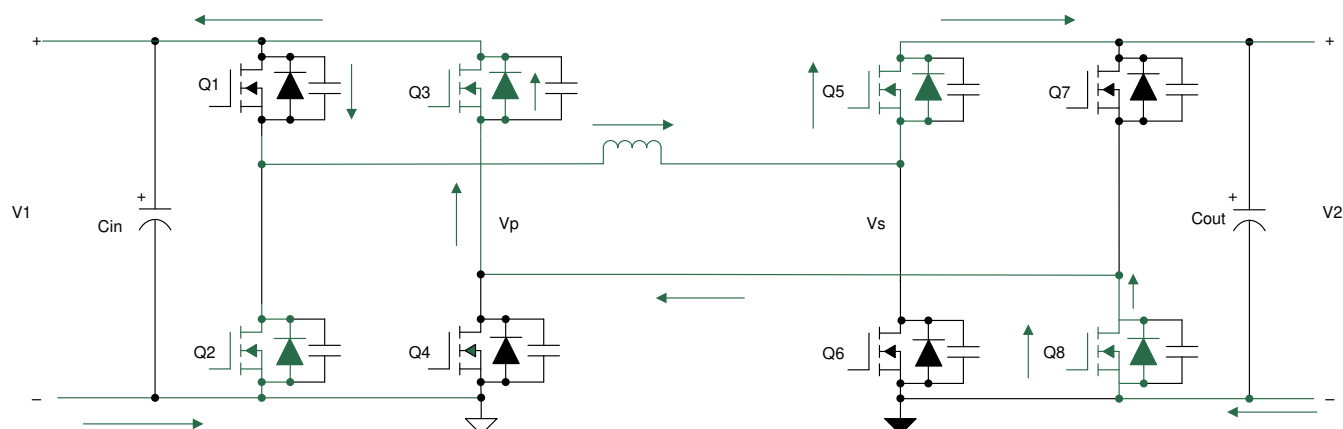


图 2-14. 初级侧的 ZVS 切换 - 二极管

2.3.4 双有源电桥 - 设计注意事项

在设计双有源电桥的功率级时，有许多因素至关重要。最重要的因素是漏电感的选择、所需的工作相移、输出电容器的额定值、工作的开关频率、SiC MOSFET 的选择、变压器以及预期的 ZVS 工作范围。这些设计参数中有许多是相互关联的，其中任何一个参数的选择都会直接影响其他参数。例如，漏电感的选择不直接影响传输的最大功率，进而影响转换器在预期的功率电平下的工作相移。下述各节将详细讨论这些因素。

2.3.4.1 漏电感器

最重要的设计参数是选择漏电感器。双有源电桥的功率传输关系如方程式 6 所示。

$$P = \frac{nV_1V_2\phi(\pi - \phi)}{2\pi^2F_S L} \quad (6)$$

方程式 6 显示了电感值越低，功率传输能力越强。在给定的开关频率、漏电感以及输入和输出电压条件下，功率传输的最大值将出现在 $\phi = \pi/2$ 处。

图 2-15 显示了电感器电流波形。从此波形可以得出 i_1 和 i_2 点处的电流值。

$$i_1 = 0.5(2\phi - (1 - d)\pi)I_{nom} \quad (7)$$

$$i_2 = 0.5(2d\varnothing + (1-d)\pi)I_{nom} \quad (8)$$

其中 d 是 [方程式 9](#) 中给出的转换器电压传输比，而 I_{nom} 是转换器的额定基极电流。

$$d = \frac{V_2}{NV_1} \quad (9)$$

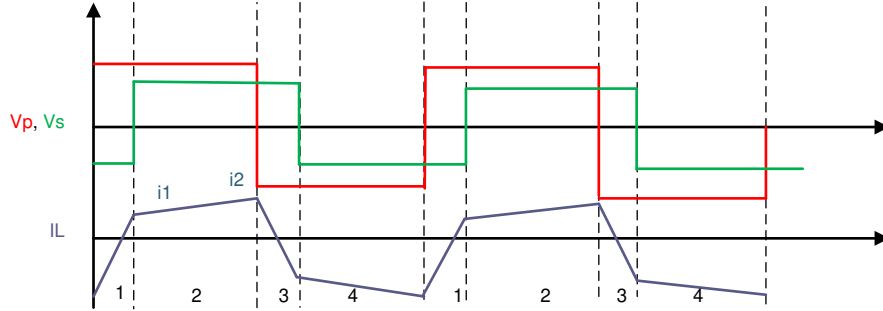


图 2-15. 电感器电流波形

从 [方程式 7](#) 和 [方程式 8](#)，可以获得转换器超前电桥和滞后电桥的零电压开关条件。

从以下条件中，根据转换器的相位和电压增益可以得出 ZVS 条件，[方程式 10](#) 和 [方程式 11](#) 中分别总结了初级电桥和次级电桥的 ZVS 条件。

- 对于次级侧电桥， $i_1 > 0$
- 对于初级侧电桥， $i_2 > 0$

$$\varnothing > \left(1 - \frac{1}{d}\right)\pi / 2 \quad (10)$$

$$\varnothing > (1-d)\pi / 2 \quad (11)$$

通过结合 [方程式 7](#)、[方程式 8](#)、[方程式 10](#) 和 [方程式 11](#)，可以获得不同电感值条件下输出功率与电压传输比之间的关系。用于绘制此关系的 MATLAB® 脚本如 [图 2-16](#) 所示。从图中可以看出，对于特定的电感值，当电压传输比从统一开始变化时，转换器开关就会出现硬开关现象。只要电压传输比保持统一，就可以在初级和次级桥臂开关上实现软开关。需要注意的最重要一点是，软开关区域（零电压开关）取决于漏电感值。随着电感值的增加，转换器的软开关能力可以扩展到极低的功率电平（轻载条件）。

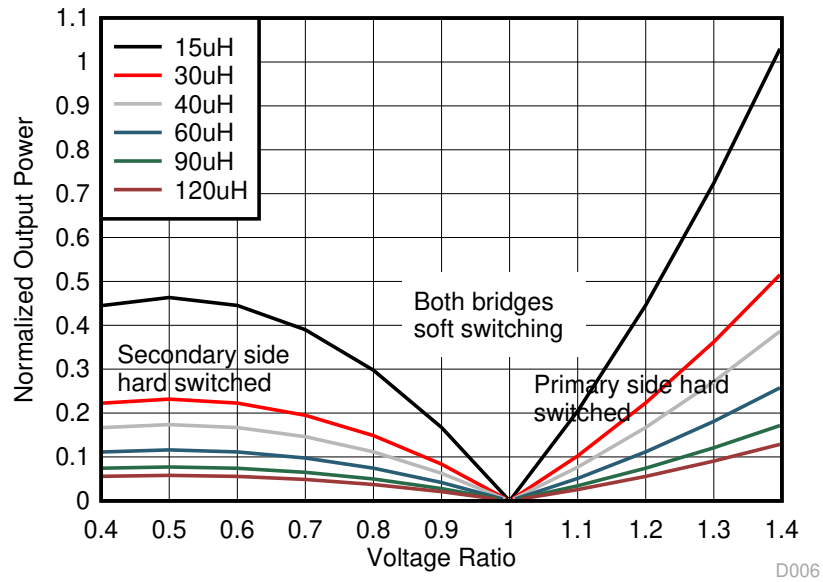


图 2-16. ZVS 范围和输出功率与电压传输比间的关系

2.3.4.2 电感对电流的影响

在上一节中，我们注意到较大的漏电感值可能使软开关达到极低的功率水平，从而使开关性能更加出色。另外，漏电感增加会导致变压器初级侧和次级侧的 RMS 电流、开关电流以及电容器中的纹波电流增加，具体如后面几节中所述。方程式 12 和方程式 13 显示了初级侧和次级侧上的 RMS 电流。

$$I_{P_rms}^2 = i_1^2 + i_2^2 + i_1 i_2 \frac{1 - 2\frac{\phi}{\pi}}{3} \quad (12)$$

$$I_{S_rms} = \frac{N_p}{N_s} I_{P_rms} \quad (13)$$

借助这些公式以及功率传输公式，图 2-17 绘制出了初级侧和次级侧上的电流随电感的关系。

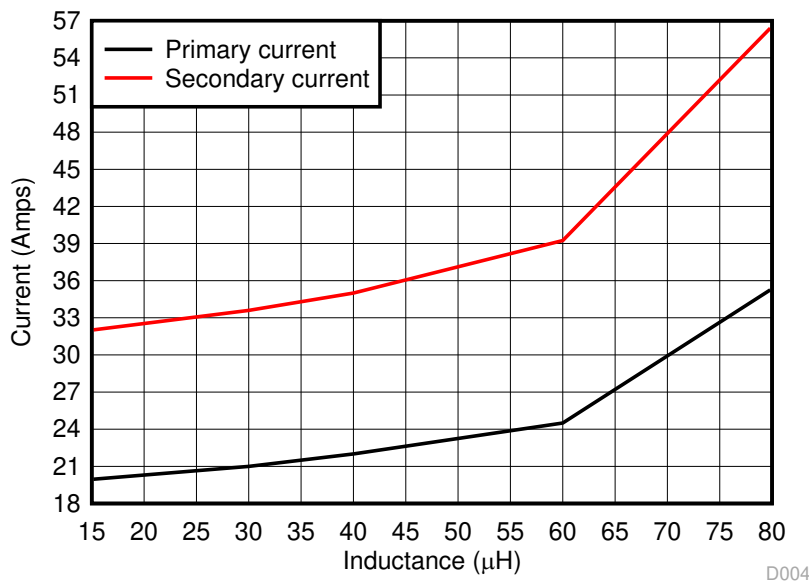


图 2-17. RMS 电流变化与漏电感间的关系

图 2-17 显示了随着漏电感值的增加，变压器和开关中的 RMS 电流也随之增加，从而导致导通损耗更高。因此，需要在影响 ZVS 的最佳漏电感值与最小化导通损耗之间做出权衡。

2.3.4.3 移相

转换器的相移取决于漏电感值。用于所需功率传输的相移可以由方程式 14 给出。

$$\phi = \frac{\pi}{2} \times \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8 \times F_s \times L \times P_{out}}{n \times V_1 \times V_2}} \right) \quad (14)$$

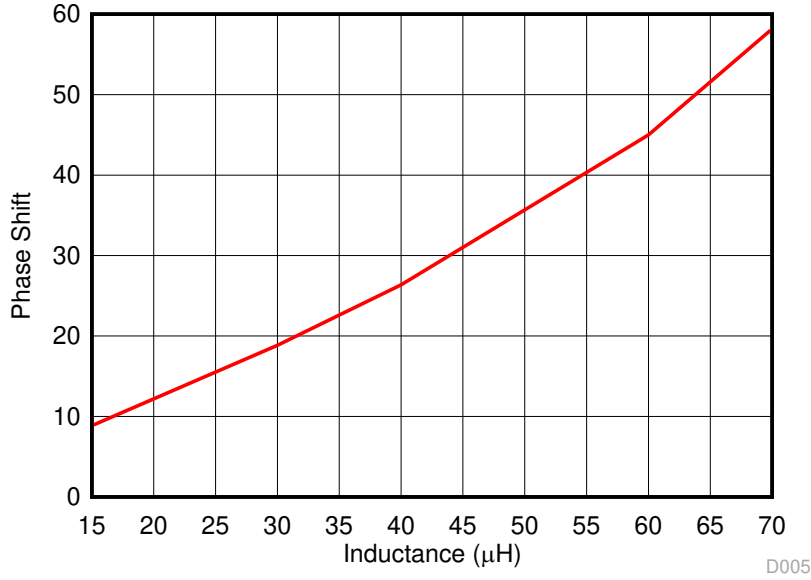


图 2-18. 相移变化与漏电感间的关系

图 2-18 显示了对于较小的电感值，能够以较小的相移获得最大的功率传输。为了对传输的功率进行精细的控制，必须能够以精细的高分辨率步长来对相位进行调整。此外，较大的电感器能够在较大的相移值下获得最大功率传输，从而实现更好的控制。

2.3.4.4 电容器选型

双有源电桥中的输出电容器必须设计为能够处理纹波。该值会影响输出电压规格。通过图 2-19，可得出方程式 15 和方程式 16。

$$I_{cap} = I_{hb2} - I_{load} \quad (15)$$

$$C \frac{dV_2}{dt} = \frac{V_1}{X_L} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi} \right) - \frac{V_2}{R} \quad (16)$$

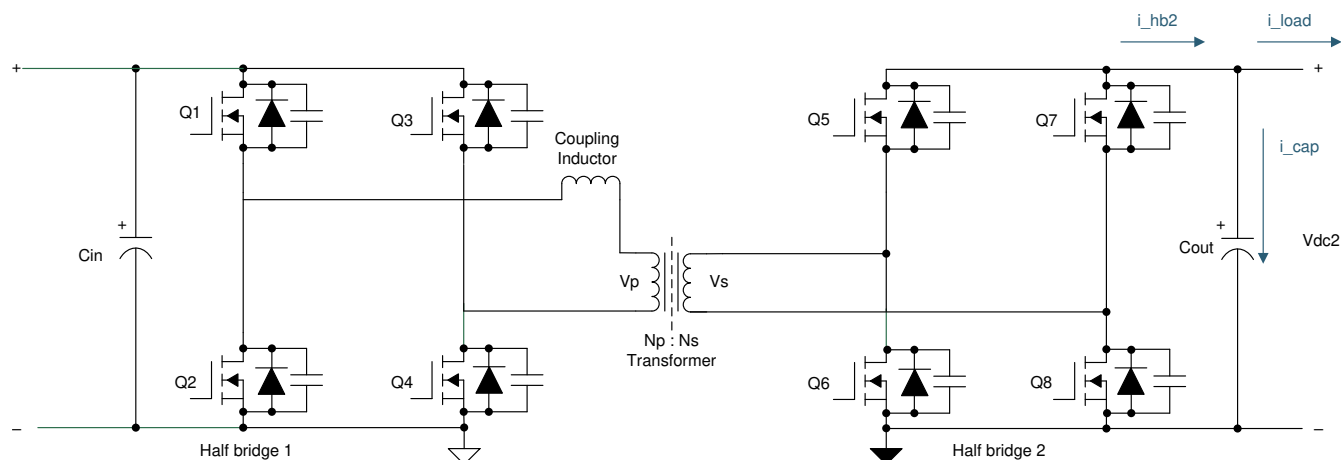


图 2-19. 双有源电桥中的输出电流

图 2-20 显示了漏电感对输出电容选择的影响。对于相移和电感的特定值，根据系统规格，将电压纹波包含到指定极限所需的电容会随着漏电感的增加而增加。这也意味着需要更多的电容来处理电压纹波。随着电容器电流的 RMS 值的增大，电容等效串联电阻 (ESR) 上的功率损耗也随之增大。考虑这些因素，所选的输出电容器使输出电压的纹波小于 5%。

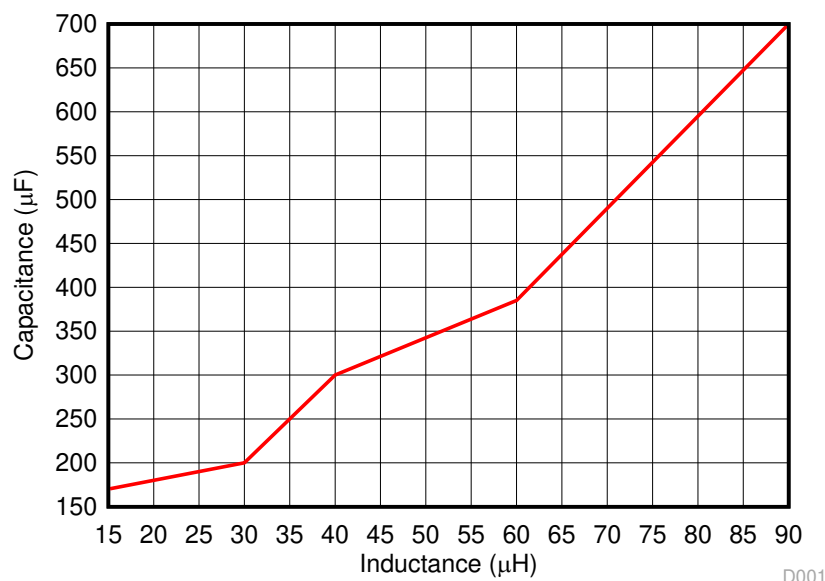


图 2-20. 所需输出电容与漏电感间的关系

2.3.4.5 软开关范围

图 2-16 显示了当所选匝数比使得初级电压等于反射的次级电压时，转换器的软开关范围达到最大。在该情况下，电压传输比相等，初级侧和次级侧的所有开关在所有条件下都会出现软开关。在实践中，开关节点的总电容必须在指定的死区时间内通过电流 i_1 和 i_2 (如方程式 7 和方程式 8 所示) 进行放电，从而使开关在零电压下导通。在轻载条件下，如果电感存储的能量不足以对 MOSFET 的电容能量进行放电，死区时间可能会根据电流而增加，进而影响 ZVS。

2.3.4.6 开关频率

开关频率是影响电源转换器效率和功率密度的另一个重要设计参数。输入和输出电压电平主要确定功率级中使用的开关类型。在功率级中使用 SiC MOSFET 驱动开关频率达到非常高的水平。在更高的开关频率下工作，可以减小磁体尺寸，有助于改善散热解决方案，从而提高转换器的功率密度。因而，在选择开关频率时主要是针对给定效率目标在允许的散热解决方案和变压器尺寸之间做出权衡。其次，如果 MOSFET 的输出电容 (E_{coss}) 非常高，

选择高开关频率会导致轻载时的开关损耗更高，并影响效率。开关频率的选择还会影响到控制环路带宽的实现。结合考虑到所有这些参数，本应用中采用了 **100kHz** 作为开关频率。

2.3.4.7 变压器选型

在电源设计中，变压器和电感器是影响设计尺寸的主要因素。提高工作频率可以缩小设计尺寸，增加开关频率超过特定值便会影响功率模块的效率。这是趋肤效应在电流流经导体表面时的频率下会变得非常大。与趋肤效应类似，还存在邻近效应，使电流仅在彼此最靠近的表面上流动。另外，从高频设计中的邻近角度来看，必须优化导体尺寸和层数。借助平面变压器，可以实现更多的交错来减少邻近效应。可以对这种交错进行调整，以产生特定的电流泄漏量，从而有助于功率传输并实现 **ZVS**。

与传统变压器相比，平面变压器可以提供以下优势，因此本参考设计中使用了平面变压器：

- 平面磁体具有非常高的功率密度。与具有相同功率额定值的传统变压器相比，它们更加紧凑小巧，占用空间更少。
- 它们能够实现更多的交错来减少交流导体损耗。
- 各匝和各层之间的间距一致，因此寄生效应一致。漏电感和绕组内电容可以保持为易于预测且严格控制的值。
- 通过平面磁体可严格控制漏电感。
- 变压器尺寸紧凑，可以支持将变压器自身与额外的匀场电感器集成，而无需在电路板上单独增加元件。

着重介绍了为本应用选择的实际平面变压器，并详细说明了损耗数字。

仅靠漏电感器无法确保直到轻载条件下一直保持软开关。如前所述，通过增加电感值来增加软开关范围时会增加 **RMS** 电流。在实践中，选择漏电感以便只能在高达 $\frac{1}{2}$ 或 $\frac{1}{3}$ 额定负载条件下提供软开关。超过此点后，则变压器磁化电感用于确保轻载附近的软开关。磁化电感通常选择为 **10** 倍的漏电感作为此优化的起点。

2.3.4.8 SiC MOSFET 选型

如图 2-1 中所示，初级侧和次级侧的主功率级开关器件必须能够阻断全部的输入和输出直流电压。出于以下原因，选择 **SiC** 开关：

- **SiC MOSFET** 的开关速度比传统 **Si** 器件更快，从而减少了开关损耗。
- 用于 **DAB** 应用的 **SiC MOSFET** 中的反向恢复电荷明显较小，因此减少了电压和电流过冲。
- 导通状态电阻越低，将更显著地减少器件导通期间的导通损耗。
- 这些开关还能够阻止更大的电压，而不会出现击穿。

在本设计中，初级侧采用了导通电阻为 **16mΩ** 的 **1200V Cree®** 器件，而次级侧采用了导通电阻为 **30mΩ** 的 **900V**、电压阻断 **Cree** 器件。这两个器件都是采用开尔文连接的四引脚器件，以获得更出色的开关性能。后续几节中介绍了实际导通损耗和开关损耗的计算方式。

2.3.5 损耗分析

本节回顾了理论上可在双有源电桥中获得的效率数字。为了得出不同元件的损耗，计算了初级侧和次级侧的平均电流和 **RMS** 电流。各个公式的实际推导详情不在本设计的讨论范围内。双有源电桥中的最大功率传输出现在相移为 **90°** 时。然而，相移越高，则需要的漏电感越大，才能实现功率传输。使用较大的电感会导致初级侧和次级侧的 **RMS** 电流增加，进而会影响转换器的效率。

图 2-18 显示了从 **MATLAB** 仿真中获得的相移与所需电感之间的关系。表 2-1 中列出了系统规格。

表 2-1. DC/DC 转换器电气参数

相移	$-0.44 < \phi < 0.44$ (rad)
总漏电感	35μH
匝数比	1 : 0.625
负载电阻	26Ω
输入电压	800 V
输出电压	500V
输入电流	12.5 A
输出电流	20 A
输出功率	10kW

2.3.5.1 设计方程式

双有源电桥的电压传输比 m 可以通过 [方程式 17](#) 得出，其中 N 是初级与次级匝数比。

$$m = \frac{V_o}{NV_{in}} \quad (17)$$

相移所需的漏电感可通过 [方程式 18](#) 计算得出。

$$L_{lk} = \phi(1 - \phi)nV_{in}\frac{V_{OUT}}{F_{SW}P_{OUT}} \quad (18)$$

根据此公式计算得出，所需的漏电感约为 30uH，与相移对电感之间的模拟结果基本吻合。

2.3.5.2 SiC MOSFET 和二极管损耗

由于功率级中使用 SiC，因此体二极管仅在死区时间导通，造成零电压开关 (ZVS)。在所有其他情形中，SiC 的通道被打开以传导电流。初级侧的峰值电流通过 [方程式 19](#) 计算得出。在此公式中：

- 漏电感为 32μH
- 相移为 23 度
- N 为初级与次级匝数比，为 1.6
- n 为次级与初级匝数比，为 0.625

$$I_p = \frac{T_s}{4L_k}(nV_{IN} + V_{OUT}(2\phi - 1)) = 25 A \quad (19)$$

流经初级侧开关和二极管的电流的 RMS 值和平均值通过 [方程式 20](#) 和 [方程式 21](#) 计算得出。在这些公式中， I_l 等于 I_p ，因为占空比以 0.5 工作。

$$I_{\text{switch_prim_rms}} = \sqrt{\frac{1}{3T_s} \left(I_p^2 (t_{\text{zero}}) + I_p^2 \left(\frac{\phi T_s}{2} - t_{\text{zero}} \right) + \left(\frac{T_s}{2} - \phi \frac{T_s}{2} \right) \times \left(I_p^2 + I_l^2 + I_l I_p \right) \right)} = 15.65 \text{ A} \quad (20)$$

一个开关周期内开关电流的 RMS 值通过 [图 2-21](#) 计算得出。二极管在开关周期内只导通一小段时间，如导致 ZVS 的死区时间。此应用选择的死区时间为 200ns。

$$I_{\text{diode_prim_avg}} = t_{\text{dead_time}} \frac{I_p}{T_s} = 0.44 \text{ A} \quad (21)$$

从 SiC MOSFET 的数据表得出，所施加栅极电压波形对应的漏源电阻值。该值约为 20mΩ。体二极管上的正向压降为 4.2V。四个初级侧 FET 上的导通损耗可通过 [方程式 22](#) 计算得出：

$$P_{\text{cond_prim}} = 4 \left(I_{\text{switch_prim_rms}}^2 R_{\text{ds_on_prim}} + I_{\text{diode_prim_avg}} V_{\text{fd_prim}} \right) = 27 \text{ W} \quad (22)$$

同样地，通过使用 [方程式 23](#) 和 [方程式 24](#) 对初级侧 RMS 电流与变压器匝数比来计算次级侧 FET 上的导通损耗。次级侧 MOSFET 的导通电阻约为 33mΩ。

$$I_{\text{switch_sec_rms}} = N \times I_{\text{switch_prim_rms}} = 25 \text{ A} \quad (23)$$

$$P_{\text{cond_sec}} = 4 \left(I_{\text{switch_sec_rms}}^2 R_{\text{ds_on_sec}} + I_{\text{diode_avg_sec}} V_{\text{fd_sec}} \right) = 95 \text{ W} \quad (24)$$

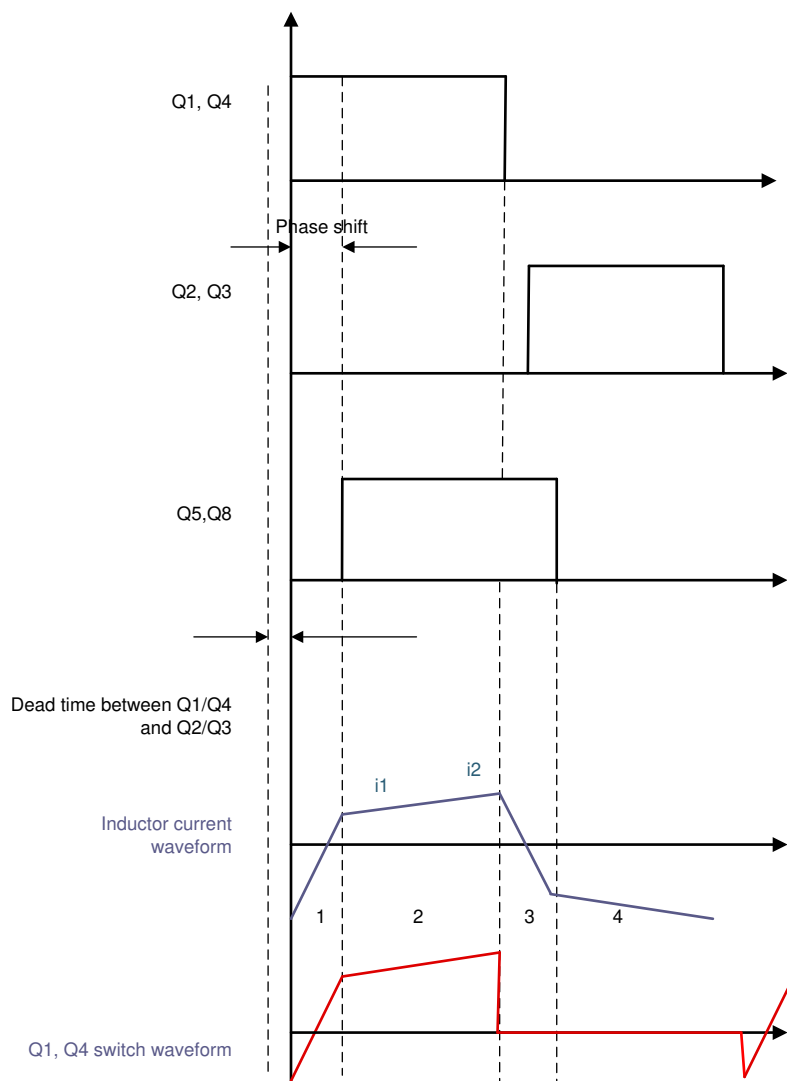


图 2-21. 用于计算电流 RMS 值的开关电流波形

为了计算开关损耗，使用制造商提供的开关损耗曲线。图 2-22 和图 2-23 显示了制造商提供的初级侧和次级侧 FET 的开关损耗曲线。

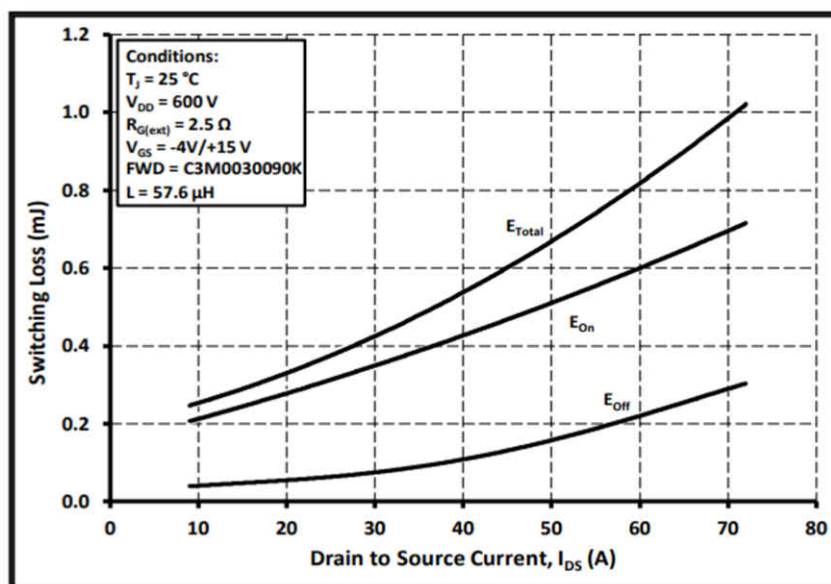


图 2-22. C3M0030090K 损耗曲线

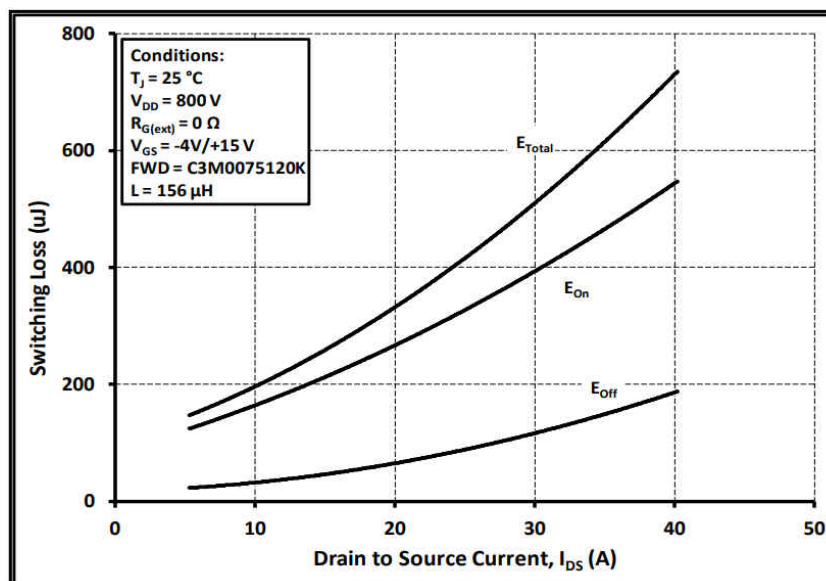


图 2-23. C3M0016120K 开关曲线

由于 FET 在零电压下导通，因此仅使用关断损耗系数来计算开关损耗。考虑使用次级侧 MOSFET 来说明开关损耗的计算。在电压为 600V 的双脉冲测试期间表征这些曲线。从图中可以推断出，在 50A 时，关断能量约为 0.18mJ。利用方程式 25 中的该信息，获得开关损耗的值。

$$P_{sw_turnoff_sec} = \frac{F_s E_{off_sec} I_{pk_sec} V_{out}}{V_{nom} I_{nom} \pi} = 3.34 \text{ W} \quad (25)$$

在方程式 25 中， V_{out} 是 500V 时的最大次级电压， I_{pk_sec} 是约为 35A 时的次级侧中的最大电流， F_s 是开关频率， E_{off_sec} 是关断损耗系数，而 V_{nom} 和 I_{nom} 都是从数据表中获得。同样地，初级侧的关断损耗通过方程式 26 计算得出。

$$P_{sw_turnoff_prim} = \frac{F_s E_{off_prim} I_{pk_sec} V_{in}}{V_{nom} I_{nom} \pi} = 3.85 \text{ W} \quad (26)$$

所有八个开关上的初级侧和次级侧中的总关断开关损耗为 **36W**。除了这些损耗外，初级侧的两个开关在非零电压下导通，从而导致导通期间存在开关损耗。这是因为此时电感存储的能量 ($0.5 Li^2$) 不足以对 MOSFET 输出端的电容能量 ($0.5 CV^2$) 进行充分放电。这些损耗的计算方式与之前的相同，但采用了导通损耗系数。这两个开关上的这些损耗约为 **24W**。

$$P_{sw_turnon_prim_nonZVS} = \frac{F_s E_{on_prim} I_{pk_prim} V_{in}}{V_{nom} I_{nom} \pi} = 6.13 \text{ W} \quad (27)$$

2.3.5.3 变压器损耗

本节对变压器损耗的不同分量进行了估算。本设计中的变压器是在 Payton Planar Magnetics® 帮助下完成的。本参考设计仅关注变压器的损耗数字，而不关注实际设计过程。如需为此变压器选择磁芯，可以考虑面积求值方法。变压器的面积值通过 [方程式 28](#) 计算得出。

$$A_p = \frac{(V_1 \times I_{1,avg} + V_2 \times I_{2,avg}) \times 10^4}{k_f \times k_u \times F_{SW} \times B_m \times J} = 14.067 \text{ cm}^4 \quad (28)$$

其中

- k_f 为波形因数
- k_u 为利用因数
- F_{SW} 为开关频率
- B_m 为最大磁通密度
- J 为电流密度
- V_1 为初级电压
- $I_{1,avg}$ 为初级平均电流
- V_2 为次级电压
- $I_{2,avg}$ 为次级平均电流

如果是平面设计，将磁通密度替换为 **0.2T**、开关频率为 **100kHz** 和利用因数为 **0.3**。当波形因数为 **4** 且电流密度为 **400A/cm²** 时，可以计算得出面积值为 **18cm⁴**。通过选择面积值大于计算值的磁芯，从而选择了 **E64/18/50** 铁氧体 **DMR44** 磁芯。

接着，计算初级侧和次级侧所需的匝数。初级侧匝数可以使用 [方程式 29](#) 计算得出。

$$N_p = \frac{V_{in} 10^4}{K_f B_m A_e F_{SW}} = 22 \quad (29)$$

根据磁芯的数据表，有效磁芯面积 A_e 为 **516mm²**。通过代入该值，可以得出匝数约为 **22**。在实际实现中，初级侧所选的匝数为 **24**。通过使用初级侧与次级侧之间所需的 **1.6** 转换比，次级侧匝数 N_s 为 **15**。

图 2-24 显示了从数据表中获得的磁芯参数。在 100°C 条件下，单位体积的磁芯损耗 P_v 约为 300mW/cm³。磁芯体积 A_e 为 81.9cm²。因此，100kHz 时的总磁芯损耗可以通过方程式 30 计算得出。

$$P_{Core_loss} = P_v A_e l_e = 24 \text{ W} \quad (30)$$

DMR44材料特性 · DMR44 Material Characteristics

特性 SYMBOL	测试条件 CONDITIONS		典型值 VALUE
初始磁导率 μ_i Initial permeability	10kHz, B<0.25mT	25℃	2400 ± 25%
饱和磁通密度Bs (mT) Saturation flux density	50Hz, 1194A/m	25℃	510
		100℃	400
剩磁 Br(mT) Residual magnetic flux density		25℃	110
		100℃	60
矫顽力Hc(A/m) Coercive force		25℃	15
		100℃	6
功耗Pv(mW/cm²) Power loss	100kHz, 200mT	25℃	600
		60℃	400
		100℃	300
		120℃	380
居里温度Tc (℃) Curie temperature	10kHz, B<0.25mT		> 215
电阻率 ρ (Ω · m) Resistivity		25℃	2.0
密度d(g/cm³) Density		25℃	4.8

图 2-24. 变压器磁芯数据

根据制造商的数据表，初级侧和次级侧的绕组直流电阻分别为 43m Ω 和 16m Ω 。绕组中的铜损耗根据方程式 31 计算得出。

$$P_{Copper} = I_{prim_rms}^2 R_{dc_prim} + I_{sec_rms}^2 R_{dc_sec} = 20.5 \text{ W} \quad (31)$$

由于趋肤效应，交流电阻在高频条件下也由此而产生。在 100kHz 条件下，图 2-25 显示了交流电阻约为 12.5mΩ。由于电流流经初级绕组和次级绕组，从而产生 8W 的损耗。

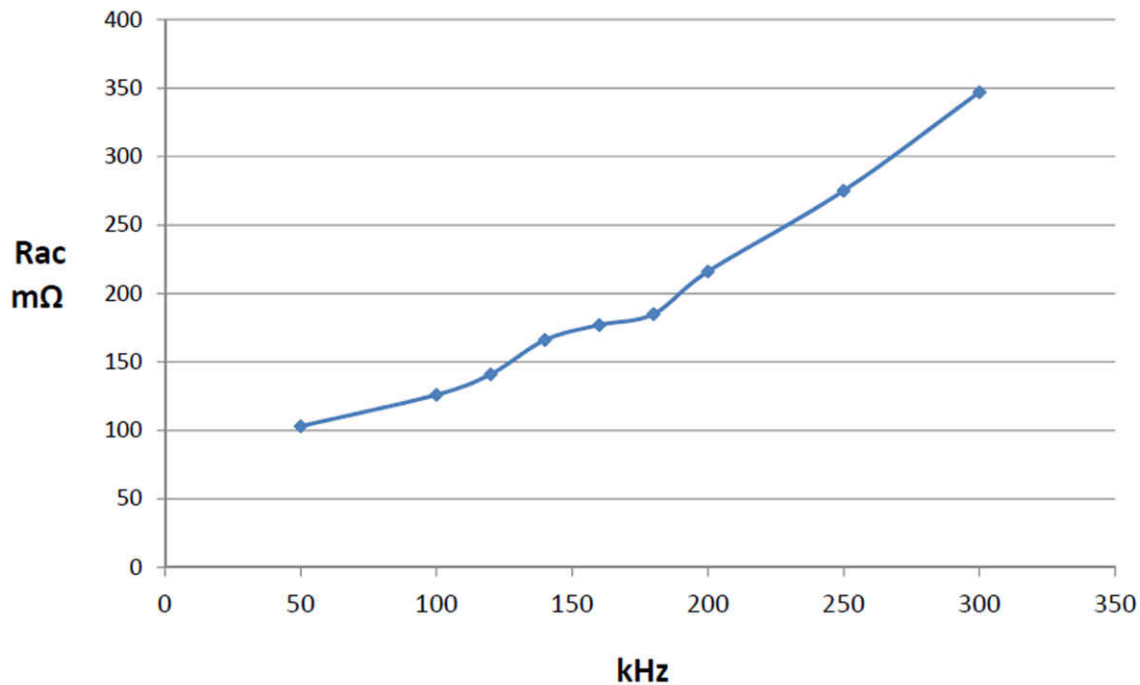


图 2-25. 交流电阻

$$P_{ac_loss} = I_{prim_rms}^2 R_{ac_prim} + I_{sec_rms}^2 R_{ac_sec} = 10 \text{ W} \quad (32)$$

磁芯损耗、铜损耗和趋肤效应损耗共同产生 50W 的变压器损耗。表 2-2 中总结了采用 Payton 设计的 10kW 平面变压器：

表 2-2. 变压器技术规格

功能规格	等级
总输出功率	10kW (500V/20A Adc)
工作频率	100-200 kHz
变压器输入电压	800V (Vout = 500V)，双极方波：
伏秒乘积	8000V μs - 对于 Vout = 500V，100kHz；
初级/次级匝数比	24:15
初级电流最大值	13.5A Arms (20A 峰值) - 对于 Vout = 500V；
次级电流最大值	20A Arms (30A 峰值) - 对于 Vout = 500V；
估算功率损耗	50W - 对于 Vout = 500V，100kHz；
初级绕组直流电阻	43mΩ
次级绕组直流电阻	16mΩ
漏电感	34μH
磁化电感	720μH

Payton 提供了关于该变压器的更多详细信息。

2.3.5.4 电感器损耗

此设计使用的电感器是一个定制电感器，该电感器集成在 Payton 平面变压器中。总漏电感为 34μH，其预计的总功率损耗约为 15W (对于 V_{OUT} = 500V，100kHz)。

2.3.5.5 栅极驱动器损耗

栅极驱动器电路中的功率损耗包括 UCC21530 中的损耗和栅极电阻器等外围电路中的损耗。功率损耗由静态功率损耗组成，其中包含驱动器在一定开关频率下工作时的静态功率损耗以及驱动器的自身功耗。输入 V_{CC1} 引脚的静态电流值 (I_{VCC1})、输入 V_{DDA} 引脚的静态电流值 (I_{DDA}) 和输入 V_{DDB} 引脚的静态电流值 (I_{DDB}) 均能从数据表中获得。

$$P_{\text{static}} = V_{VCC1} I_{VCC1} + V_{DDA} I_{DDA} + V_{DDB} I_{DDB} = 70 \text{ mW} \quad (33)$$

通过将数据表中的值代入 [方程式 33](#)，可以得到栅极驱动器的静态功率损耗 P_{static} 约为 70mW。栅极驱动器损耗的另一分量是开关操作损耗。

$$P_{\text{sw}} = 2(V_{DD} - V_{SS}) Q_G F_{\text{SW}} = 0.8 \text{ W} \quad (34)$$

通过将 $V_{DD} = 15\text{V}$ 、 $V_{SS} = -4\text{V}$ 、 $F_{\text{SW}} = 100\text{kHz}$ 且 $Q_G = 211\text{nC}$ 这些值代入 [方程式 34](#)，可以得出开关损耗为 0.8W。C3M0016120K (初级侧 MOSFET) 的栅极电荷从数据表中获得。同样，对于次级侧，计算出的开关损耗约为 0.33W。C3M0030090K MOSFET 的栅极电荷 Q_G 为 87nC，并从数据表中获得。另外，在 MOSFET 的导通和关断期间，栅极电阻器上会产生损耗。导通和关断栅极电阻分别为 5.11Ω 和 1Ω 。选择这些电阻器是为了抑制栅极上的振荡。在开关过程，栅极驱动器 IC 能够提供 4A 峰值拉电流和 6A 峰值灌电流。利用此电流脉冲在一个开关周期内的平均值，可以通过 [方程式 35](#) 得出栅极电阻器上产生的导通损耗和关断损耗。

$$P_{\text{cond}} = I_{\text{on}}^2 R_{\text{on}} + I_{\text{off}}^2 R_{\text{off}} = 0.5 \text{ W} \quad (35)$$

该值在一个开关上为 0.5W。因此，四个栅极驱动器卡上产生的总损耗为 10W。

2.3.5.6 效率

[表 2-3](#) 总结了前面几节中的损耗数据并计算出了 10kW 时的理论效率。

表 2-3. 损失分析

损耗类型	损耗 (瓦特)
初级侧和次级侧中的 SiC 导通损耗	112
SiC 关断开关损耗	36
SiC 非 ZVS 导通损耗	24
变压器损耗	50
栅极驱动器损耗 + 分流电阻器损耗	12
电感器损耗	15
效率	97.5%

2.3.5.7 散热注意事项

损耗估算还允许表征本设计的热输出。系统中的任何电力损耗都会转化为废热。通过从 Altium 导出步骤 3D 以及根据预期的能量损耗，使用本设计的物理布局进行热模拟。选择了 Wakefield-Vette 的现有散热器 (OMNI-UNI-18-75) 以简化设计过程并为了解热性能提供起点参考点。此数据应当作为散热解决方案的起点，而不是经过完全验证的解决方案。该系统使用低于计算出的每个开关器件 25W 的热输出进行模拟。这意味着，所有开关上的总功率损耗为 200W，另外电容器、变压器和泄漏电感器上的总功率损耗为 75W。[图 2-26](#) 显示了散热模拟结果。

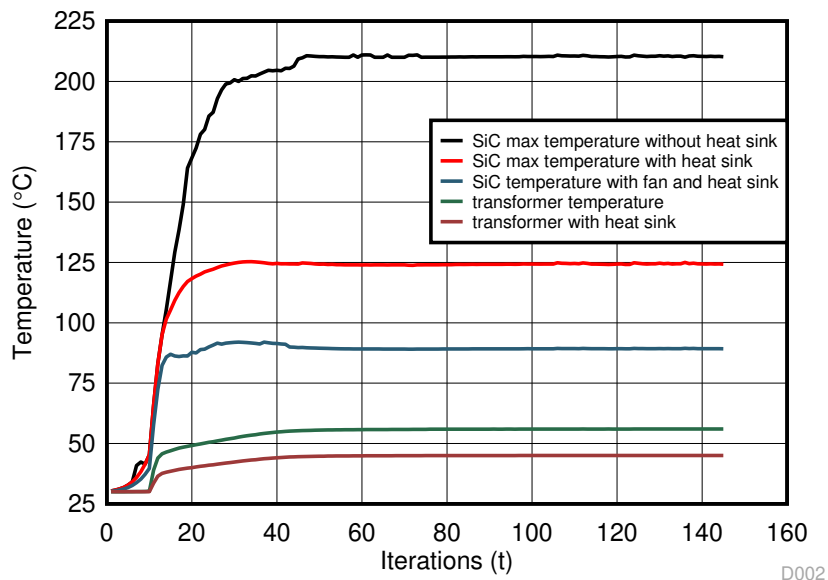


图 2-26. 模拟温度与时间之间的关系

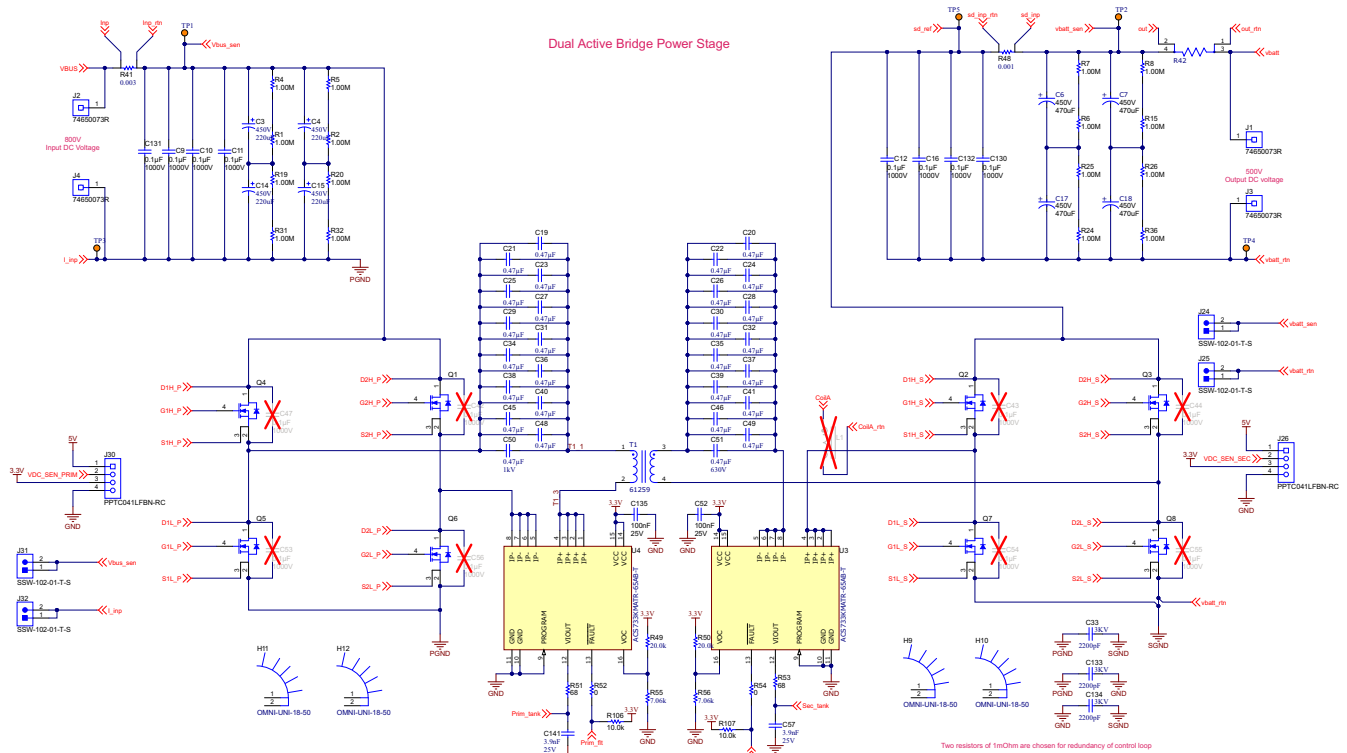
该模拟显示了在没有散热器的情况下以接近 10kW 的额定负载运行时，SiC MOSFET 的最大结温约为 210°C。散热器安装在 FET 上时，温升限制为 125°C。在采用主动气流的情况下，MOSFET 的最高温度限制为 90°C。同样地，在没有散热器的情况下，变压器温度约为 55°C，而在具有散热器的情况下则约为 45°C。

在 10kW 条件下执行的测试中，初级侧硬开关 SiC MOSFET 上记录的最高温度约为 55°C，次级侧 SiC MOSFET 上的温度约为 35°C，因为所有这些器件都采用 ZVS 导通。在具有散热器的情况下，变压器温度约为 40°C。在强制空气冷却条件下，使用热成像仪对 SiC MOSFET 进行了测量。

3 电路说明

3.1 功率级

图 3-1 显示了单相双有源电桥的功率级。初级侧由 1200V、16mΩ 碳化硅 FET C3M0016120K (C3M0075120K 可作为替代器件) 组成，以阻止 800V 的直流电压，而次级侧由 900V、30mΩ 碳化硅 FET C3M0030090K 组成，以阻止 500V 的直流电压。全桥与高频开关变压器 (T1) 连接。标记 DNP 的元件未组装在电路板上。这些是 MOSFET 的输出电容，可以选择性地使用这些元件以减少关断开关损耗。



3.2 直流电压检测

3.2.1 初级侧直流电压检测

本设计通过测量初级侧和次级侧直流电压来实现过压保护。这些电压经过电阻分压器网络缩小，然后通过 AMC1311 增强型隔离放大器和 TLV9061 馈入到 MCU 中。TLV9061 的输出可以直接驱动 ADC 输入，也可以在 ADC 处理该输出前对其进行进一步滤波。

图 3-2 显示了初级电压检测电路待检测的最大初级输入电压为 800V，并通过电阻分压器网络缩小至 1.44V，与 AMC1311 的 2V 输入兼容。图 3-2 显示了用于降低初级电压信号的六个 332kΩ 电阻和一个 3.6kΩ 电阻。然后，该信号由 TLV9061 处理，从而根据 ADC 的要求在 0V 至 3.3V 范围内转换该信号。

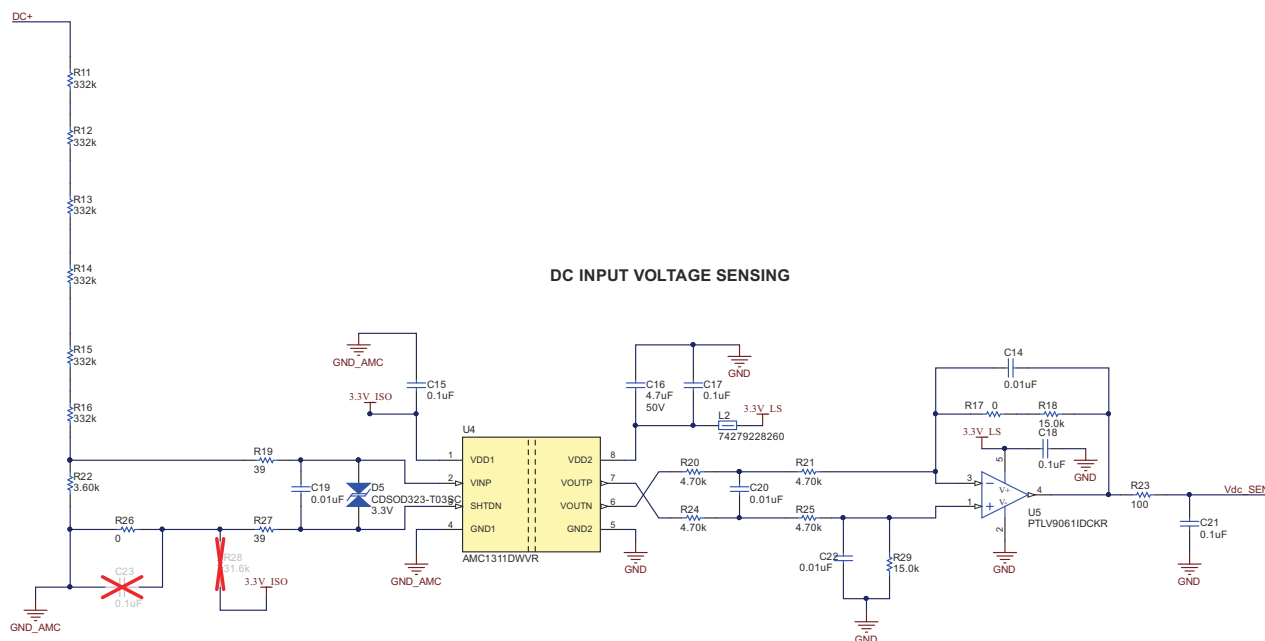


图 3-2. 初级侧直流电压检测

图 3-3 显示了为 AMC1311 供电的隔离式电源电路。需要 3.3V 的隔离式电源为 AMC1311 的初级侧供电。这是通过 SN6505 驱动推挽变压器来实现的，该变压器为初级侧创建隔离式基准。然后，使用 TLV70433 将隔离式电压调节至 3.3V。AMC1311 的次级侧由来自系统电源树的 3.3V 直接供电并以控制器 GND 为基准。

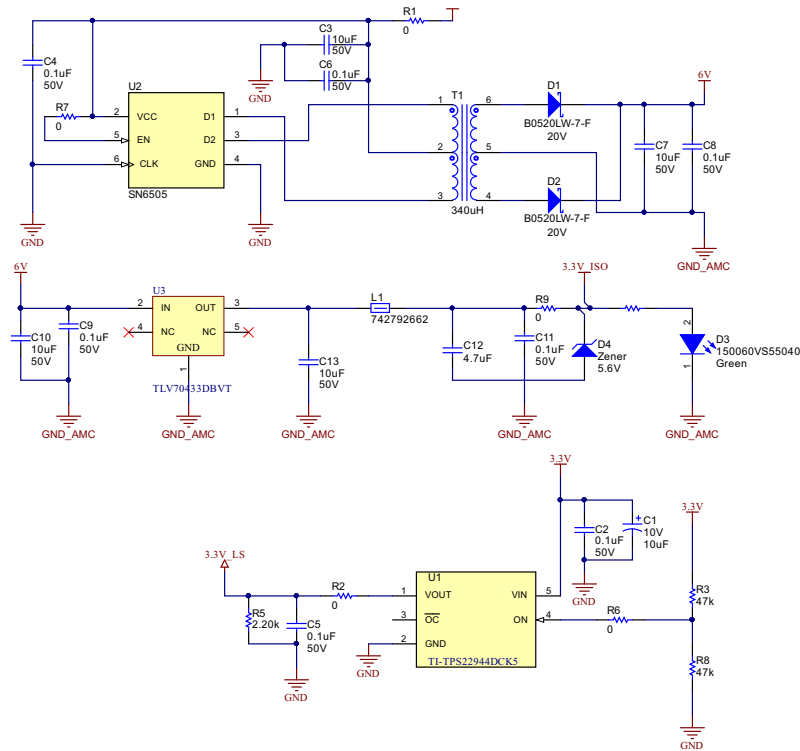


图 3-3. 用于初级侧的隔离式电源

3.2.2 次级侧直流电压检测

与初级侧电压检测相似，待检测的最大次级输入电压为 500V，并通过电阻分压器网络缩小至 1.44V，与 AMC1311 的 2V 输入兼容。与初级侧电压检测电路相比，次级侧中的唯一区别是低侧分压电阻器从 3.6kΩ 增加到了 6.5kΩ。

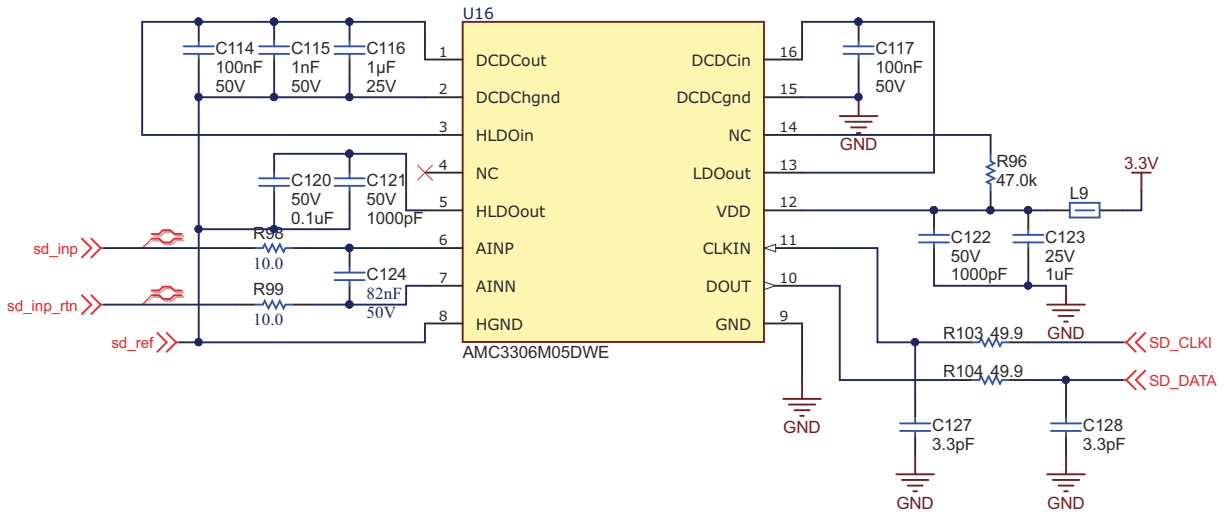


图 3-6. 使用 AMC3306 进行隔离式电流检测

可以使用霍尔传感器 ACS733 来测量初级侧和次级侧槽路电流。槽路电流可用于过流保护或检测电感器的峰值电流。

3.4 功率结构

图 3-7 显示了用于整个系统中多个电压域为分立式元件供电的系统电源树。

- 一个 15V 初级电源（工作台电源），用于为辅助电源树元件加电
- 12V，用于散热风扇控制
- 5V 和 3.3V，用于驱动栅极驱动器卡和直流总线 HV 检测卡
- 在栅极驱动器卡上生成隔离式 +15V 和 -4V 用于偏置栅极驱动器
- 在 HV 检测卡上生成隔离式 +3.3V 用于偏置隔离式放大器

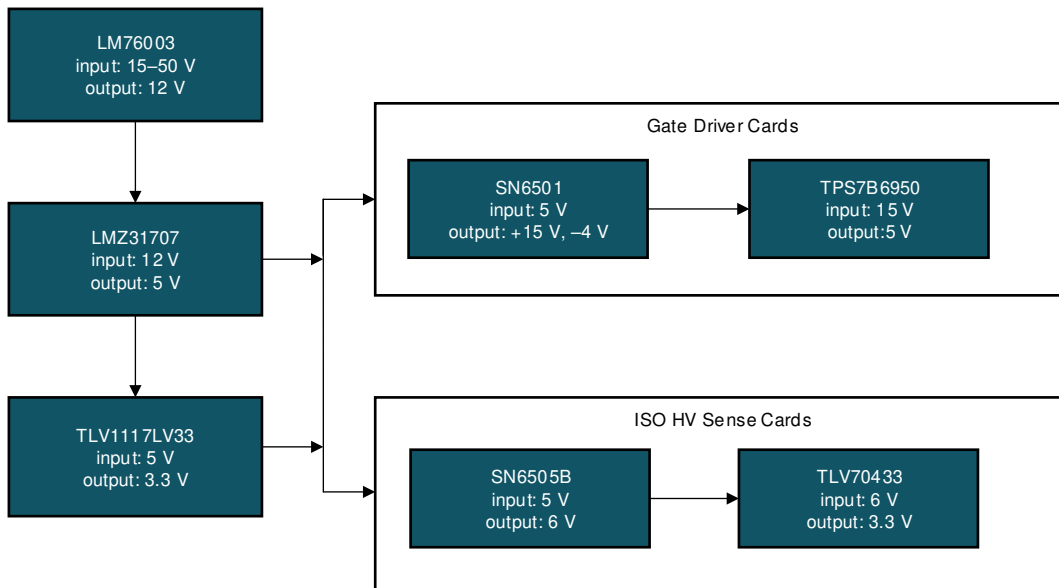


图 3-7. 功率结构

3.4.1 辅助电源

为辅助电路供电的初级电压高达 50V，并作为 LM76003 的输入。反馈电阻器 R59 和 R60 配置用于提供 12V 的输出电压。图 3-8 显示了 LM76003 电路。

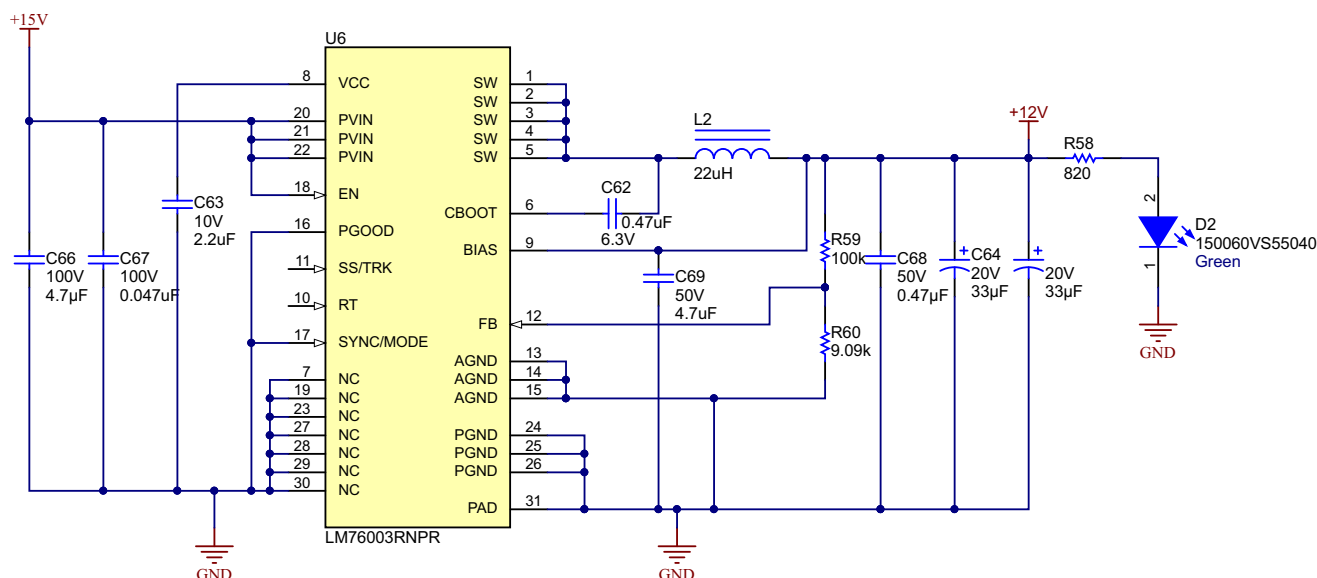


图 3-8. LM76003 电路

该 12V 电压轨用于冷却风扇控制，并通过 LMZ31707 进一步缩小至 5V。LMZ31707 SIMPLE SWITCHER® 电源模块是一款易于使用的集成电源解决方案，其将 7A 直流/直流转换器、功率 MOSFET、屏蔽电感器和无源器件组合在低高度 QFN 封装中。图 3-9 显示了 LMZ31707 电路。

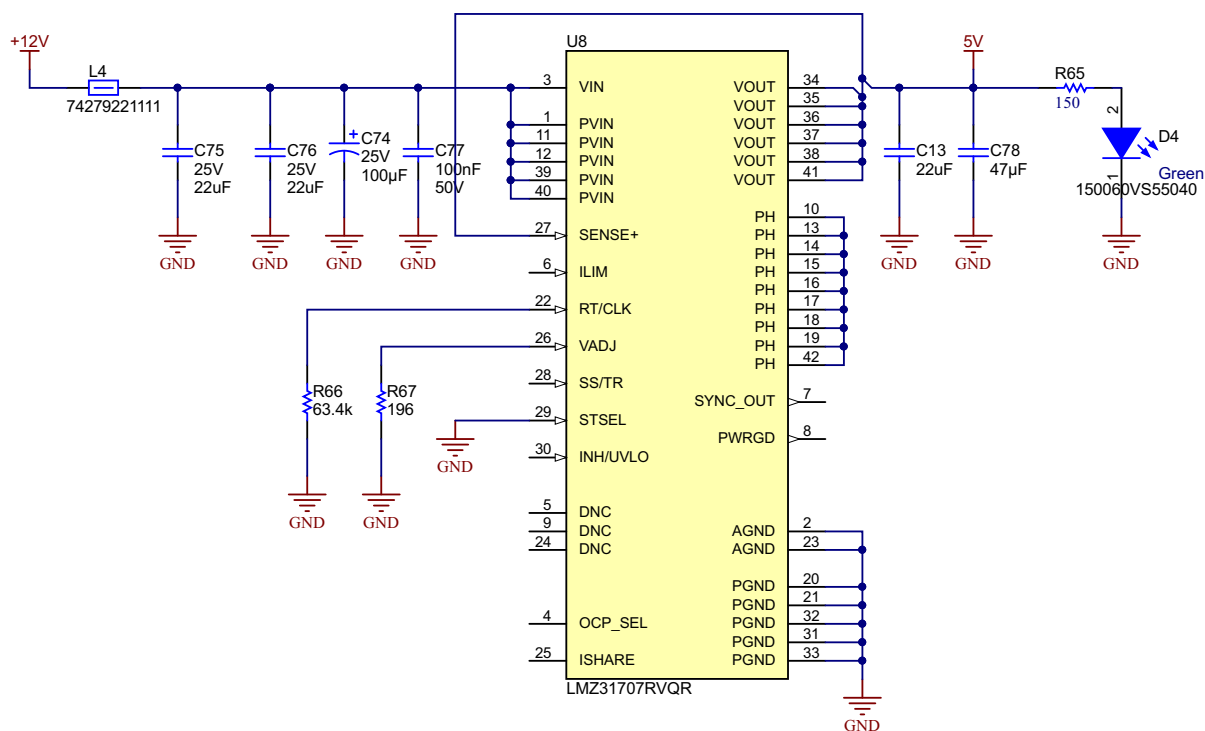


图 3-9. LMZ31707 电路

另一电压轨为 3.3V，使用 TLV1117LV33DCYR 生成。电路如图 3-10 所示。

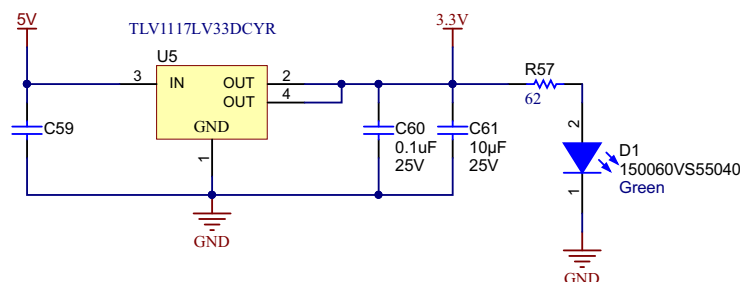


图 3-10. 3.3V 电路

3.4.2 检测电路的隔离式电源

如需为 AMC1311 隔离式放大器生成偏置电压，请使用 SN6505B 变压器驱动器来驱动推挽式配置中的 Würth 750313638 变压器。推挽级的输出产生 6V 电压。6V 输出馈送到 TLV70433 LDO 来生成 3.3V 的隔离式电压，用于驱动隔离式放大器，如图 3-11 所示。

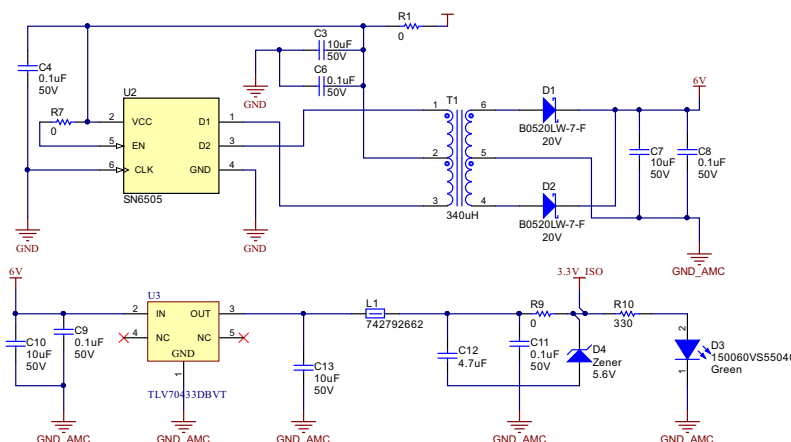


图 3-11. SN6505 隔离式电源

3.5 栅极驱动器

图 3-12 显示了插入到主电源板上的栅极驱动器子卡的方框图。UCC21530 是驱动功率级 SiC MOSFET 的主要栅极驱动器。以下各节将详细阐述每个模块。有关元件的选择和 UCC21530 功能的详细说明，请参阅具有两级关断保护功能的汽车类双通道 SiC MOSFET 栅极驱动器参考设计。

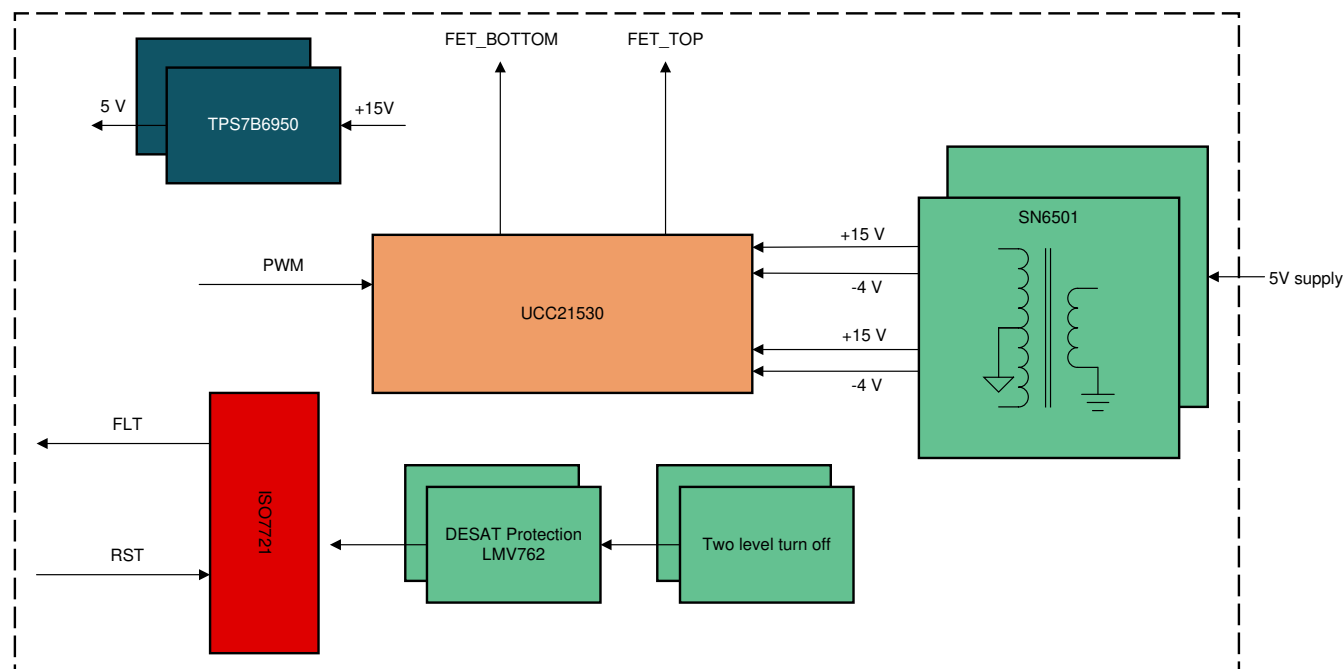


图 3-12. 栅极驱动器卡方框图

3.5.1 栅极驱动器电路

图 3-13 显示了隔离式 SiC MOSFET 栅极驱动器 UCC21530 的原理图。UCC21530 器件在控制器侧和功率侧开关之间的隔离能力为 5.7kV_{RMS}。UCC21530 可配置为两个低侧栅极驱动器或一个单路半桥驱动器。3.3mm 的驱动器到驱动器间距支持更高的直流总线电压。

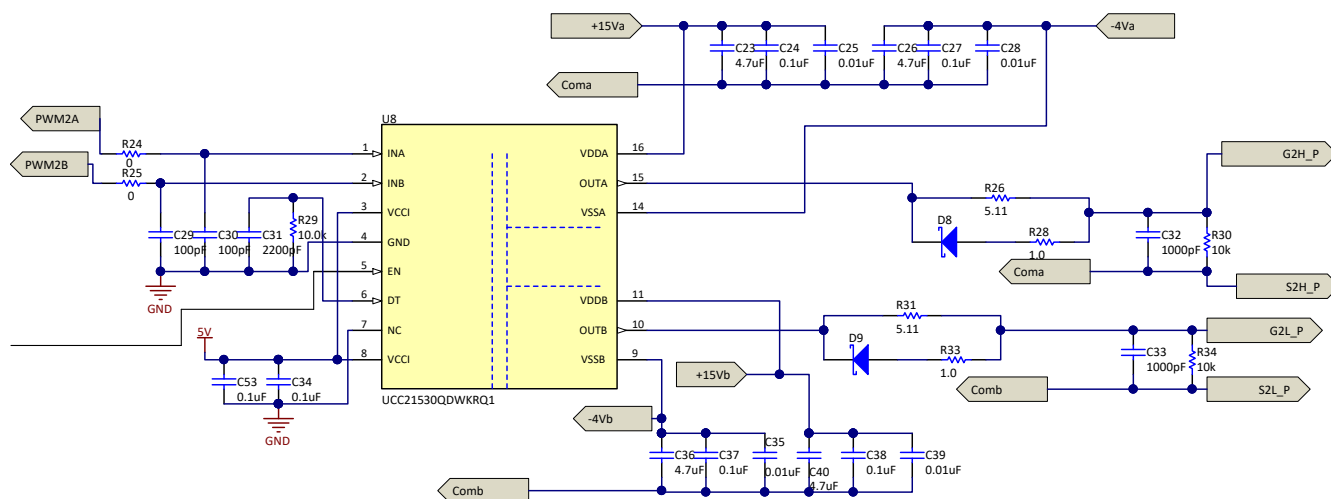


图 3-13. 栅极驱动器电路

电阻器 R26 和 R28 是顶部 SiC MOSFET 的栅极导通和栅极关断电阻器，而 R31 和 R33 是底部 SiC MOSFET 的栅极导通和栅极关断电阻器。控制器的 PWM 信号与引脚 INA 和 INB 连接。还提供硬件可配置的死区时间。下一节介绍了用于驱动栅极驱动器功率级的隔离式偏置电压为 15V 和 -4V。

3.5.2 栅极驱动器偏置电源

图 3-14 显示了偏置电源电压架构，该架构能够驱动栅极跨越隔离栅。共有 4 块栅极驱动器卡来驱动初级侧和次级侧 FET。每张栅极驱动器卡都由两个偏置电压发生器组成：一个用于驱动顶部 FET，另一个用于驱动底部 FET。总体而言，此参考设计中的 4 块栅极驱动器板上存在 8 个偏置电源。图 3-15 显示了如何实现栅极驱动器偏置电源。

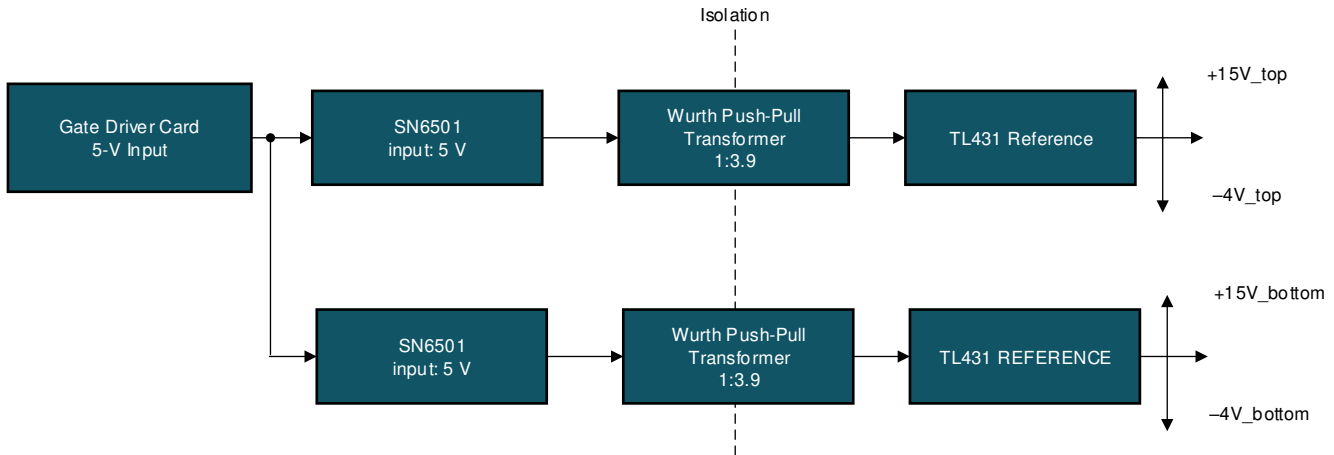


图 3-14. 栅极驱动器偏置电源架构

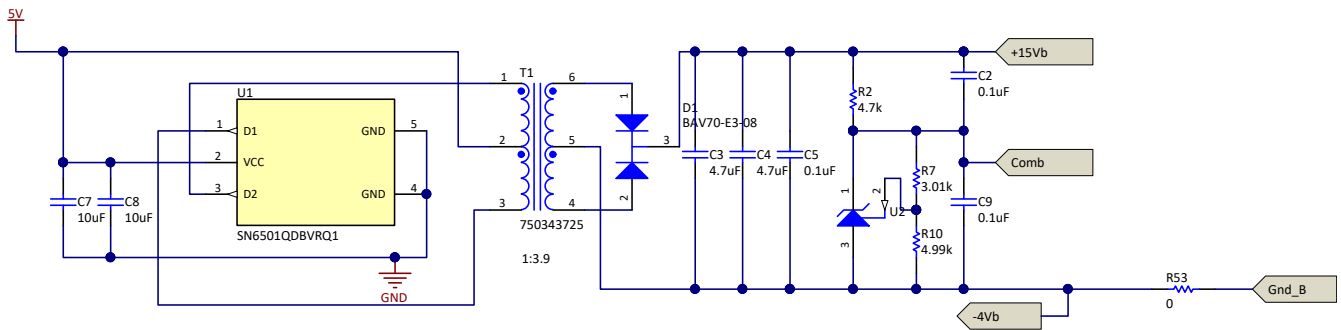


图 3-15. 栅极驱动器偏置电源电路

当变压器匝数比为 1:3.9 时，初级侧上的 5V 转换到次级侧上后约为 19V。然后，使用 TL431 并联稳压器将该电压分为 15V 正电压轨和 -4V 负电压轨。根据方程式 36，电阻器 R7 和 R10 创建 4V 的电压基准。

$$V_{\text{ref}} = \left(1 + \frac{R_7}{R_{10}}\right) V_{\text{shunt}} \quad (36)$$

并联稳压器基准电压为 2.5V。

3.5.3 栅极驱动器分立式电路 - 短路检测和两级关断

在正常工作期间，SiC MOSFET 在线性区域内工作。与 IGBT 不同，IGBT 会从饱和区域急剧切换到有源区域，而 SiC MOSFET 具有较大的线性区域，在电流过大时不会出现急剧的饱和行为。当漏极电压 (V_{ds}) 非常高时，且漏极电流 (I_{d}) 显著增大，达到正常电流的 15 倍，导致器件向饱和区域切换，从而可以烧毁器件。有必要使用 DESAT 检测电路来检测这种情况并保护 SiC MOSFET。

图 3-16 显示了用于检测短路的电路。二极管 D11 与 MOSFET 的高电压漏极引脚相互作用。在短路开始时，流经 MOSFET 通道中的电流急剧增加，直到饱和，同时从漏极到源极的电压也会增加，可以达到直流总线电压。该器件使用 LMV762 将 C48 上的电压与并联稳压器 TL431 设置的电压基准 (3V) 进行比较，从而触发保护级以关断栅极驱动器 IC。有关使用此电路的详细信息，请参阅具有两级关断保护功能的汽车类双通道 SiC MOSFET 栅极驱动器参考设计。

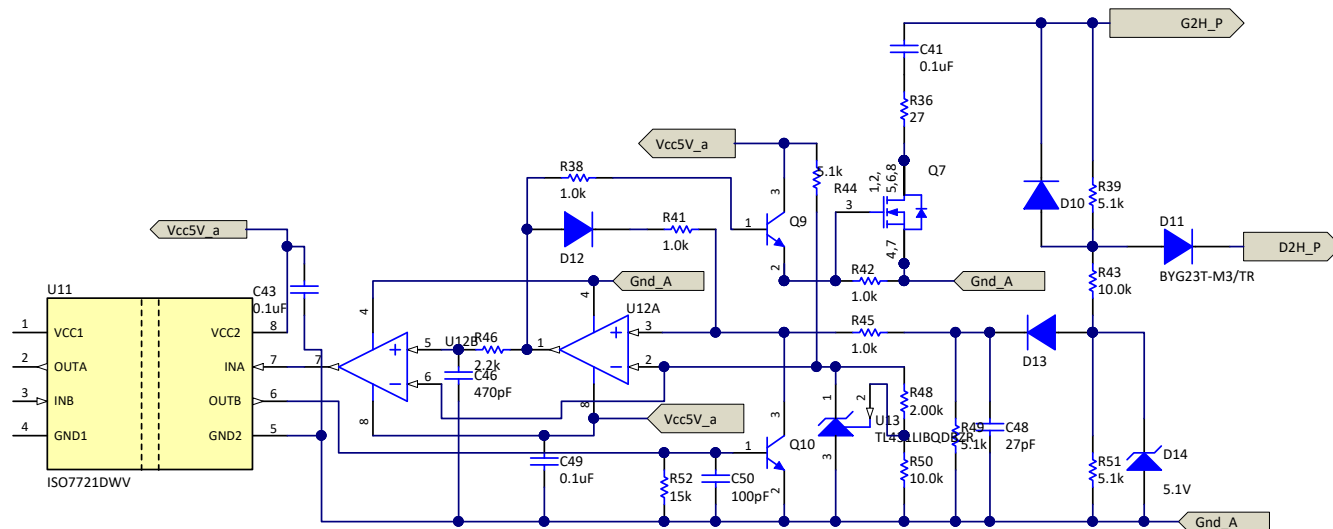


图 3-16. SiC 的短路保护

当 SiC 发生短路时，器件会检测到该状况并关断 SiC。在关断过程中，电压过冲会超过器件的击穿电压并完全损坏开关。为了避免此问题，启动两级关断过程，其中 SiC MOSFET 并不是一次完全关断，而是分两级关断。这有助于防止开关上出现过冲，并将其保持在安全工作区域内。图 3-16 显示了电路的两级关断过程，其中双路比较器 LMV762 (U12A 和 U12B) 用于通过在两个电压电平下对栅极的电容器进行放电来启动关断。电容器 C41 和 R36 构成 RC 电路，用于在关断期间将栅极放电至较低的电压电平。电阻器 R46 和 C46 用于设置关断切换之间的延迟时间。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 所需的硬件和软件

4.1.1 硬件

此参考设计的硬件由以下电路板组成：

- 一块 TIDA-010054 电源板
- 四张 TIDA-010054 栅极驱动器卡
- 两张 TIDA-01606 ISOHV 检测卡
- 一张 TMDSCNCD280049C 控制卡
- Mini USB 电缆
- 笔记本电脑

对 DUT 供电和进行评估需要以下测试设备：

- 能够在所需电流下提供 700V – 800V 之间的电压的 10kW 直流电源
- 10kW 电阻负载组
- 功率分析仪
- 双通道 +15V、4A 辅助工作台电源
- 示波器
- 隔离式电压探针和电流探针

4.1.2 软件

本设计中使用了 Code Composer Studio (代码调试器)[™] 8.x 以及 C2000 powerSUITE 和数字电源 SDK。

该项目的总体结构遵循 C2000Ware-DigitalPower-SDK 结构。对于该设计，<solution> 是 “DAB”。解决方案名称也用作解决方案中使用的所有变量和定义的模块名称。因此，所有变量和函数调用都以 DAB 名称作为前缀（例如，DAB_vSecSensed_pu）。这种命名规则使用户组合不同的解决方案，同时避免命名冲突。

1. “<solution>.c/h” 是特定于解决方案并且独立于器件的文件，由核心算法代码组成。
2. “<solution>_board.c/h” 特定于电路板并且独立于器件。该文件由特定于器件的驱动程序组成，以用于运行解决方案。如果用户想要使用不同的调制方案或不同的器件，除了更改项目中的器件支持文件，用户只需要对这些文件进行更改。
3. “<solution>-main.c” 文件由项目的主要框架组成。该文件由对电路板和解决方案文件的调用（有助于构建系统框架）以及中断服务例程 (ISR) 和慢速后台任务组成。
4. “<solution>-settings.h” 文件用于进行所有项目级设置，例如定义频率、将 PWM 和 ADC 通道映射到控制卡上的信号。这是一个特定于器件的文件，需要在不同器件之间进行更改。

4.1.2.1 软件入门

1. 安装 [代码调试器\(CSS\)](#)
2. 待编译的代码需要编译器版本 18.1.3.LTS；如果还没有安装，请通过 [应用中心](#) 下载该软件。
3. 下载并安装 C2000WareDigitalPowerSDK
4. 打开 CCS，转至 “project”（项目）→ “Import project”（导入项目），然后浏览至以下文件夹：
C:\c2000ware_digital_power_sdk\solutions\tida_010054\28004x\ccs。这时列出 DAB 工程。完成相关步骤以导入该项目。
5. 该代码专为 F28004x 控制卡设计。[图 4-1](#) 显示了加载的 Project Explorer（项目浏览器）视图。在 Project Explorer（项目浏览器）窗口中打开 main.syscfg，选择 “lab”（实验），然后编译，对器件进行编程。
6. 一旦加载完毕，启用实时模式并运行代码。
7. 如需在 “Watch”（观察）或 “Expressions”（表达式）窗口中新加变量，请点击 “View”（查看）→ “Scripting Console”（脚本控制台）以打开脚本控制台对话框。在该控制台的右上角，点击 “打开”，然后浏览到位于项目文件夹内的 “setupdebugenv_lab1.js” 脚本文件。这将在观察窗口中填入系统调试所需的合适变量。
8. 选择 “Watch”（观察）窗口中的 *Continuous Refresh*（连续刷新）按钮，以连续更新控制器中的值。[图 4-13](#) 图示了观察窗口。

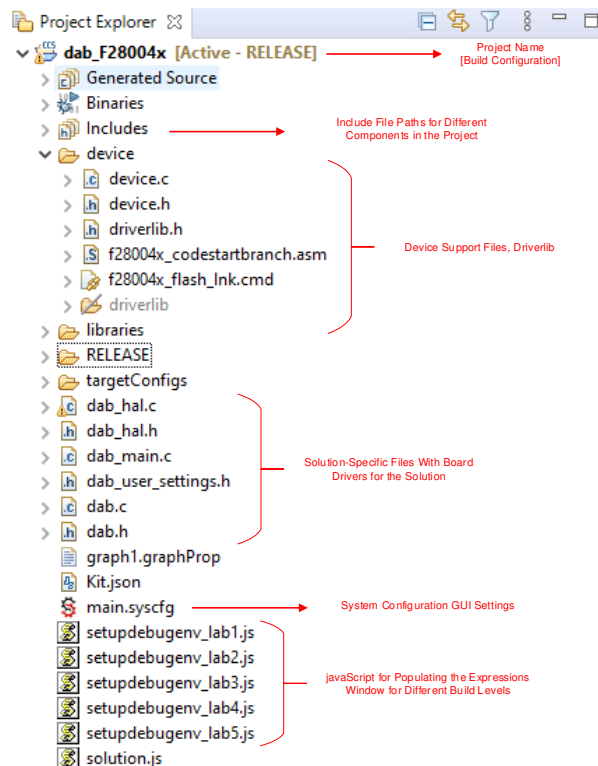


图 4-1. “Project Explorer” (项目浏览器) 视图

4.1.2.2 引脚配置

表 4-1 显示了 TMS320F280049C 控制卡与 TIDA-010054 基板之间的关键信号连接。

表 4-1. 电路板上用于控制功率级的关键外设

信号名称	说明	连接到控制卡 (HSEC 引脚)
PWM-1A	初级侧桥臂 1 高侧驱动	GPIO-00 (49)
PWM-1B	初级侧桥臂 1 低侧驱动	GPIO-01 (51)
PWM-2A	初级侧桥臂 2 高侧驱动	GPIO-02 (53)
PWM-2B	初级侧桥臂 2 高侧驱动	GPIO-03 (55)
PWM-3A	次级侧桥臂 1 高侧驱动	GPIO-04 (50)
PWM-3B	次级侧桥臂 1 低侧驱动	GPIO-05 (52)
PWM-4A	次级侧桥臂 2 高侧驱动	GPIO-06 (54)
PWM-4B	次级侧桥臂 2 高侧驱动	GPIO-07 (56)
linp_sense	初级/输入直流电流检测	ADC-C5 (31)
lbatt_sense	次级/输出电流检测	ADC-B6 (15)
Vdc_sense_sec	次级/输出电压检测	ADC-B4 (24)
Vdc_sense_prim	初级/输入电压检测	ADC-C0 (26)
ltank_SD_data	AMC3306 的 Δ - Σ 输入	GPIO-27 (109)
ltank_clk	用于 AMC3306 的时钟信号	GPIO-24 (75)
控制卡 UART	保留用于控制卡 UART	GPIO-28 (76)
控制卡 UART	保留用于控制卡 UART	GPIO-29 (78)
ltank_prim_hall	通过霍尔传感器进行初级侧槽路电流检测	ADC-A6(25)
ltank_sec_hall	通过霍尔传感器进行次级侧槽路电流检测	ADC-A9(27)

4.1.2.3 PWM 配置

上-下计数模式用于为双有源电桥的初级桥臂和次级桥臂生成 PWM。为了使用高分辨率 PWM，PRIM_LEG1_H PWM 脉冲以周期事件为中心，并且时基配置为上-下计数模式。然后，为互补开关生成具有高分辨率死区时间的互补脉冲。在桥臂 1 与桥臂 2 之间，存在 180 度的相移用于全桥运行。这是通过使用 PWM 模块上的特性交换 xA 和 xB 输出来实现的。此应用的 PWM 频率是 100kHz。在上-下计数模式中，TBPRD 寄存器设置为值 500。

占空比值加载到 EPWM 时基的 CMPA 寄存器中，并配置为生成 50% 占空比。动作限定符模块输出控制比较 A 事件上的 PWM 输出所需的动作。Type-4 PWM 上的全局链接机制用于减少更新寄存器并启用高频运行所需的周期数。例如，DAB_HAL_setupPWM() 函数中的下述代码链接所有 PWM 桥臂的 TBPRD 寄存器。

借助此链接，对 PRIM_LEG1 TBPRD 寄存器的单次写入就会将该值写入 PRIM_LEG2、SEC_LEG1 和 SEC_LEG2 中。

```
EPWM_setupEPWMLinks(DAB_PRIM_LEG2_PWM_BASE,EPWM_LINK_WITH_EPWM_1,EPWM_LINK_TBPRD);

EPWM_setupEPWMLinks(DAB_SEC_LEG1_PWM_BASE,EPWM_LINK_WITH_EPWM_1,EPWM_LINK_TBPRD);

EPWM_setupEPWMLinks(DAB_SEC_LEG2_PWM_BASE,EPWM_LINK_WITH_EPWM_1,EPWM_LINK_TBPRD);
```

图 4-2. PWM 写入

4.1.2.4 高分辨率相移配置

使用的高分辨率特性：

- 高分辨率相移
- 高分辨率死区
- 高分辨率占空比 → 不可用，CTMODEB 设为 1
- 高分辨率周期 → 不可用，CTMODEB 设为 1

次级侧的 PWM 脉冲相对于初级侧的 PWM 脉冲发生相移。控制相移可以实现初级侧与次级侧之间的功率传输，反之亦然。传输的最大功率对双有源电桥中的相移值非常敏感。一个较小的串联电感器能够以较小的相移值实现最大功率传输。由于相移的变化范围很小，因此准确控制需要精细地递增和递减相位阶跃。使用 F28004x 的高分辨率特性实现相位控制。ISR1 中的函数 DAB_calculatePWMDutyPeriodPhaseShiftTicks() 负责计算电压和电流模式控制所需的高分辨率相位控制。这有助于平滑地处理负载突变，而不会导致电流波形中出现巨大的过冲/瞬态现象。

```
static inline void DAB_calculatePWMDutyPeriodPhaseShiftTicks(void)
{
...
//
// first the phase shift in pu is converter to ns
// this is done for better debug and user friendliness
//
DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ns = DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu *
    ((float32_t)1.0 / DAB_pwmFrequency_Hz) *
    (1 / ONE_NANO_SEC);

//
// next this ns is simply converted to ticks
//
DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks =
    (int32_t)((float32_t)DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ns *
        DAB_PWMSYSCLOCK_FREQ_HZ * ONE_NANO_SEC *
        TWO_RAISED_TO_THE_POWER_SIXTEEN) -
    ((int32_t)2 << 16);

//
// due to the delay line implementation depending on whether it is
// a phase delay or an advance we need to adjust the
// HR phase shift ticks calculations
//
if(DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks >= 0)
{
    DAB_phaseSyncPrimToSecCountDirection = EPWM_COUNT_MODE_DOWN_AFTER_SYNC;

    //
    // DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks has the correct value already
    //
}
else
{
    DAB_phaseSyncPrimToSecCountDirection = EPWM_COUNT_MODE_UP_AFTER_SYNC;
    DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks = DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks * -1;

    DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_HiResticks = ((uint16_t) 0xFF - ((uint16_t)
        (DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks & 0x0000FFFF)>>8));

    DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks = ((DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ticks & 0xFFFF0000) + 0x10000) +
        (DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_HiResticks << 8);
}
}
```

图 4-3. PWM 函数 1

```
static inline void DAB_HAL_updatePWMDutyPeriodPhaseShift(uint32_t period_ticks,
    uint32_t dutyAPrim_ticks,
    uint32_t dutyASec_ticks,
    uint32_t phaseShiftPrimSec_ticks,
    uint16_t phaseShiftPrimSec_direction)
{
    ...
    EALLOW;
    HWREG(DAB_SEC_LEG1_PWM_BASE + HRPWM_O_TBPHS) = phaseShiftPrimSec_ticks;
    HWREG(DAB_SEC_LEG2_PWM_BASE + HRPWM_O_TBPHS) = phaseShiftPrimSec_ticks;
    EDIS;
}
```

图 4-4. PWM 函数 2

更新变量 “DAB_phaseSyncPrimToSecCountDirection” 以控制电流的正向模式或反向模式。

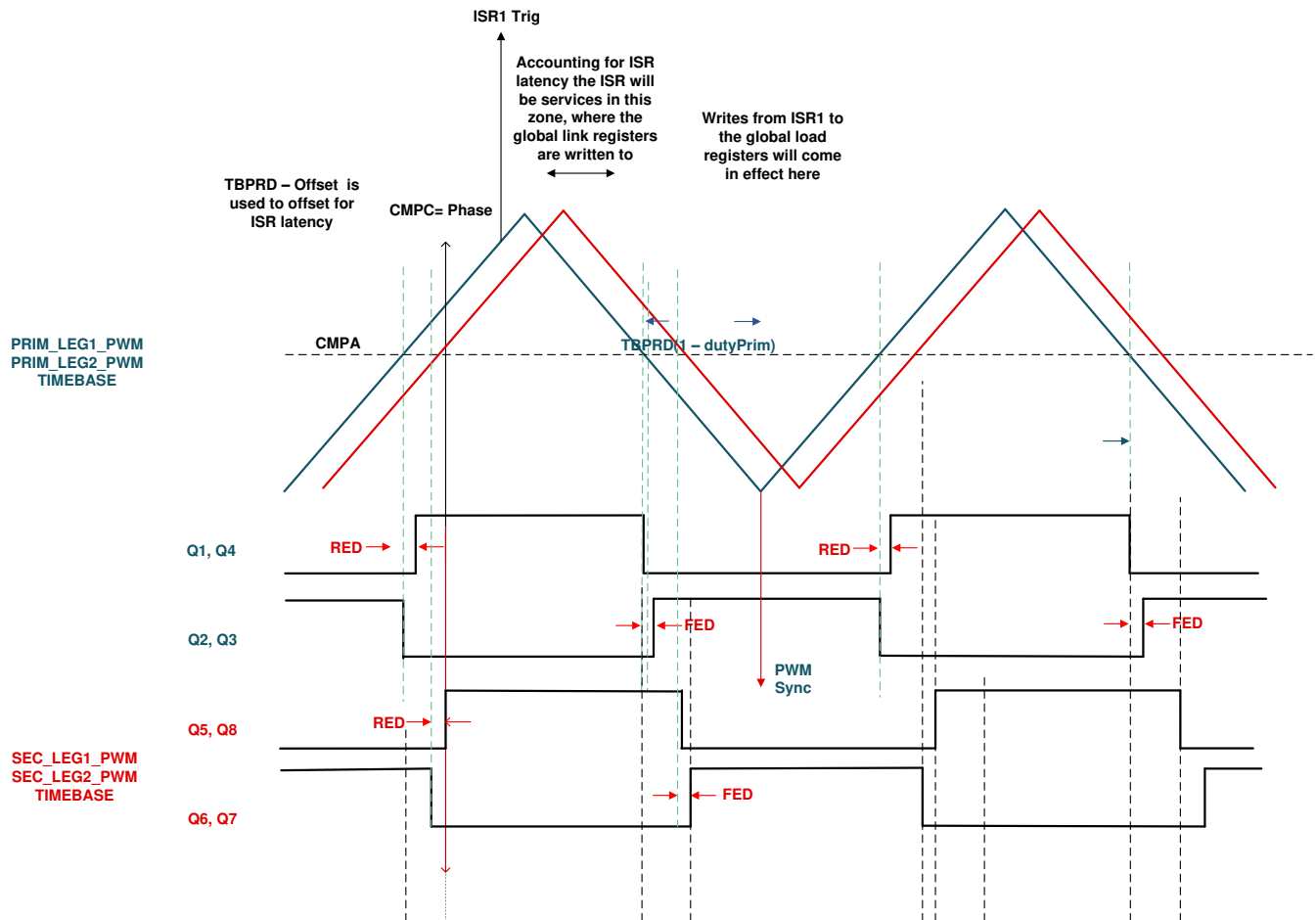


图 4-5. PWM 配置

4.1.2.5 ADC 配置

在 `dab_main.c` 中使用函数 `DAB_HAL_setupADC()` 完成 ADC 的配置。基准电压、时钟预分频以及电压和电流信号的 SOC (转换启动) 设置均在此处完成。EPWM1 的转换启动 (SOC) 信号生成 ADC 的触发。在 `dab_main.c` 文件中的 `DAB_HAL_setupTrigForADC()` 函数完成此配置。将 HSEC 控制卡引脚连接器映射到控制卡的所有其他设置都在 `dab_settings.h` 文件中完成。

4.1.2.6 ISR 结构

DAB 项目由两个 ISR (ISR1 和 ISR2) 组成，其中 ISR1 是速度最快且不可嵌套的 ISR。ISR1 被保留用于控制环路和 PWM 更新。ISR1 由 PRIM_LEG1_PWM_BASE → EPWM_INT_TBCTR_U_CMPC 事件触发。

以下是与此 ISR 相关的定义：

```
#define DAB_ISR1_PERIPHERAL_TRIG_BASE DAB_PRIM_LEG1_PWM_BASE
#define DAB_ISR1_TRIG INT_EPWM1
#define DAB_ISR1_PIE_GROUP INTERRUPT_ACK_GROUP3
#define DAB_ISR1_TRIG_CLA CLA_TRIGGER_EPWM1INT
```

ISR2 由 CPU 计时器 INT 触发，而 CPU 计时器 INT 由 CPU 计时器的溢出发起。ISR2 为命令参考运行压摆率功能。

```
#define DAB_ISR2_TIMEBASE CLLLC_TASKC_CPUTIMER_BASE
#define DAB_ISR2_TRIG INT_TINT2
```

另外，CPU 计时器用于触发慢速后台任务（这些任务均不由中断驱动，而是采用轮询方式）。“A”任务在 TASKA_FREQ（即 100Hz）时触发。必须以此速率调用 SFRA GUI。以这一速率执行一个任务 A1。“B”任务在 TASKB_FREQ（即 10Hz）时触发。这些任务用于一些基本的 LED 切换和不是时间关键型的状态机项目。B1、B2 和 B3 这三个任务都是以此为目的。

图 4-6 展示了 ISR 软件图。

备注

当前软件中未使用 EMVGV_RUN 函数。

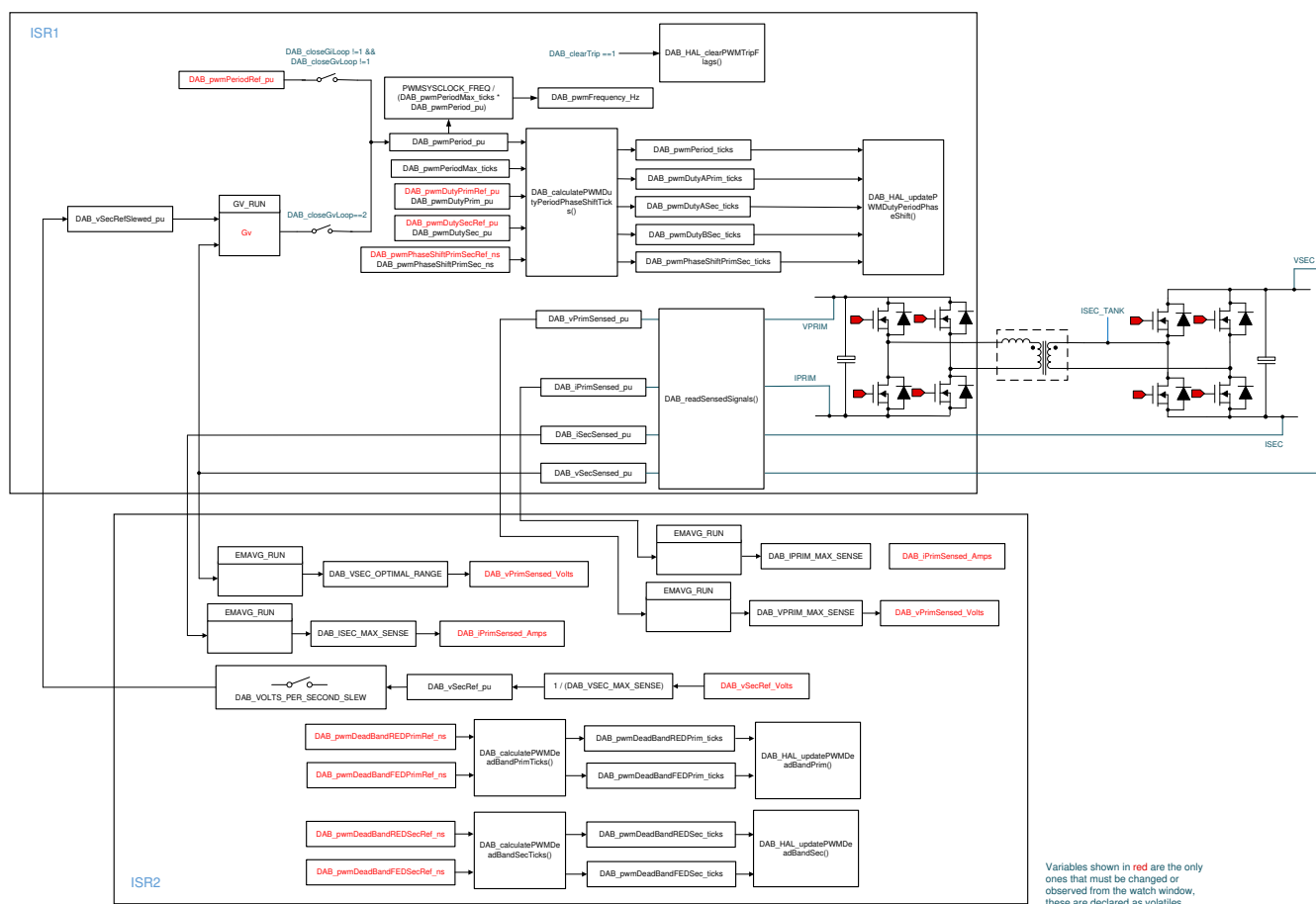


图 4-6. 软件图

4.2 测试设置

如需测试本参考设计的效率，请使用图 4-7 所示的设置。

- Keysight® N8900 直流电源
- Vitrek PA-900 电能质量分析仪

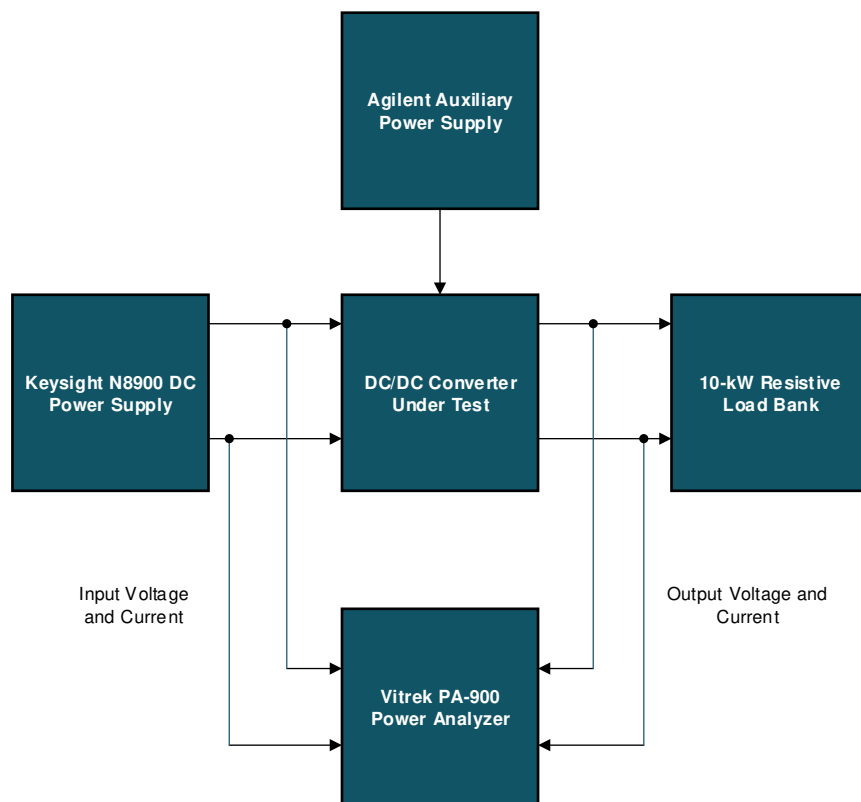


图 4-7. 测试设置

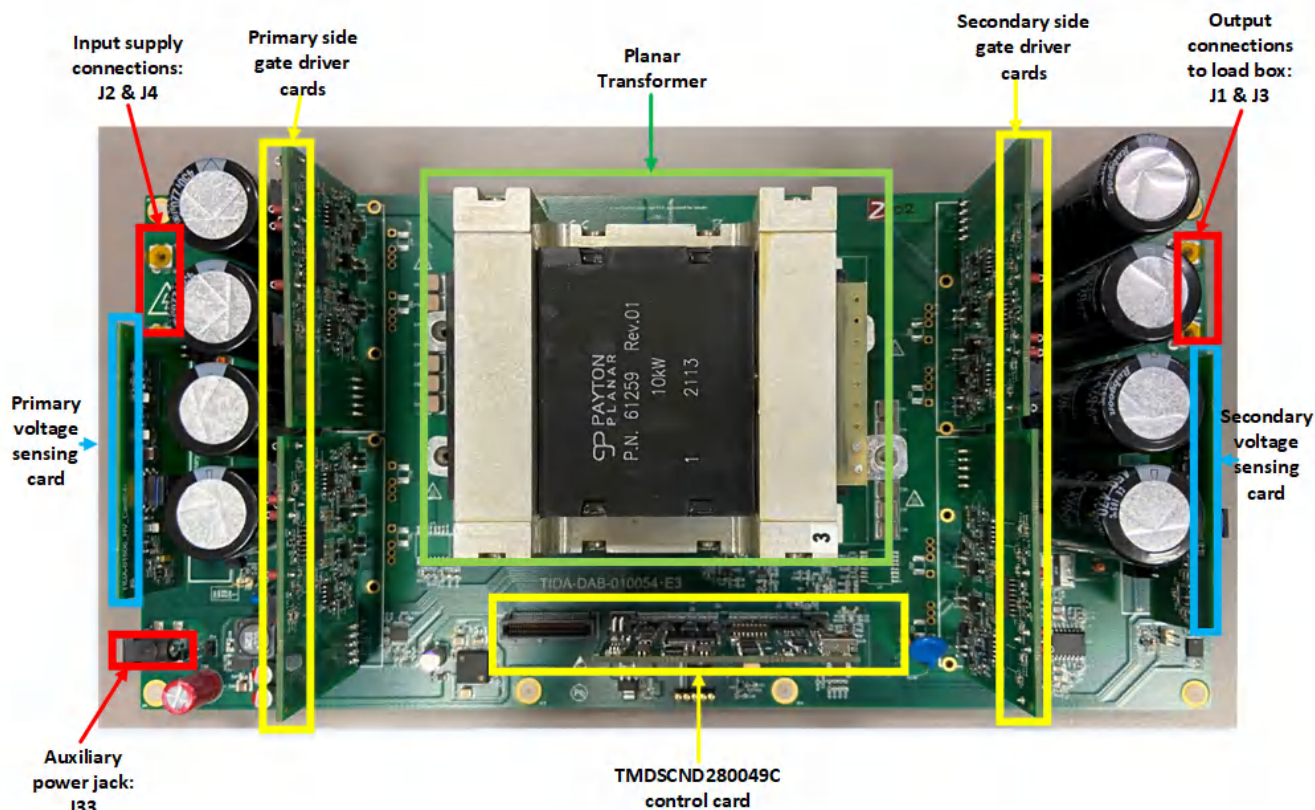


图 4-8. 电路板图片

在为电路板供电进行开环测试之前，请按照以下步骤来设置电路板：

1. 将四块 TIDA-010054 栅极驱动器板、HV 检测板和控制卡小心地插入各自的插槽中
2. 将终端 J2 和 J4 连接到输入电源，并将终端 J1 和 J3 连接到输出负载组。使用 4mm² 布线来完成这些连接，以便可以处理较高的电流而不会快速发热。
3. 使用 PJ-002 母连接器将辅助电源连接到终端 J33，以便为控制器、栅极驱动器和检测电路供电

电路板中的中央有切断区域，用于安装变压器。使用 M3 螺钉将变压器直接连接到电路板上。安装变压器时请多加注意，确保初级侧和次级侧没有互换。

控制卡通过笔记本电脑的 USB 连接进行编程以便在 100kHz 的频率下生成 PWM 脉冲。一旦完成完毕，辅助电源则设置为 15V。终端 J2 和 J4 上不应施加任何电压。当辅助电源开启时，应该会产生大概 550mA 的电流。

一旦辅助电源验证完毕，就会在终端 J2 和 J4 上施加电压。该电压一开始为 100V，然后以 50V 的步长缓慢增加，直到达到 800V。对于特定负载条件下所需施加的相移值，请参阅节 4.5。

采用 SAN ACE 40GA20 进行强制空气冷却，以去除 MOSFET 散热器的热量。电路板上并未组装电容器 C42、C43、C44、C47、C53、C54、C55 和 C56。这些是用于添加外部缓冲电容器的占位符，以帮助减少关断损耗。当前设计未在电路板上组装这些电容器。

备注

在当前硬件条件下，必须进行以下更改才能运行实验室实验：

1. 移除电阻器 R13 并将引脚 13 短接至器件 U1 上的引脚 14
2. 移除电阻器 R30 并将引脚 13 短接至器件 U2 上的引脚 14
3. 将电容器 C57 和 C141 替换为 2.2nF 与 4.7nF 之间的更小电容器来增加带宽
4. 在 R68 和 R80 上增加 330pF 并联电容器来降低噪声
5. 将 HV 检测卡上的 R22 更改为 6.5kΩ，以进行次级直流电压检测
6. 目前不支持栅极驱动器上的短路检测和两级关断功能。为了避免误报，请拆除 ISO7721。
7. 在次级侧采用 220μF 直流链路电容器测试闭环带宽

表 4-2. 连接详细信息

连接器终端	功能	注释
J2 - J4	输入高压电源	能够提供 10kW 功率的 800V 直流电源
J1 - J3	输出负载终端	10kW 电阻负载组连接在此处
J33	用于栅极驱动器、控制卡和检测电路的辅助电源	限制为 700mA 的 15V 直流电源电流
J5	TMDSCNCD280049C 控制卡	将控制卡插入此处
J20、J23、J29、J18	初级侧栅极驱动器卡 (桥臂 1)	将 4 张栅极驱动器卡插入此处
J19、J22、J15、J27	初级侧栅极驱动器卡 (桥臂 2)	
J12、J13、J10、J11	次级侧栅极驱动器卡 (桥臂 1)	
J16、J21、J28、J17	次级侧栅极驱动器卡 (桥臂 2)	
J30、J31、J32	初级侧 直流电压检测	将 2 张隔离式直流 HV 检测卡插入此处
J24、J25、J26	次级侧 直流电压检测	

4.3 PowerSUITE GUI

本项目设计了 PowerSUITE GUI 以快速配置测试规格。图 4-9 提供了有关 PowerSUITE GUI 的详细说明。打开 main.syscfg 以配置运行各种实验活动所需的参数。

Power Stage Diagram

Project Options

- 1. Incremental Build Selection
- 2. Core Selection

Control Loop Design

- 1. Launch SFRA and Compensation Designer
- 2. Adjust ISR rate for current and voltage loops

Power Stage Params

- 1. Enter Switching Frequency

PWM DeadBand

- 1. Enter PWM deatime

Sensing Params(Voltage)

- 1. Specify the max voltage sense range
- 2. set the secondary voltage trip point

Sensing Params(Current)

- 1. Specify the current sense range
- 2. set the current trip points

Current and Voltage Reference

- 1. Specify the reference current and reference voltage for the control loops

图 4-9. PowerSUITE GUI 说明

4.4 实验

本参考设计的软件由五个实验组成。这些测试简化了系统启动和设计。

表 4-3. 实验汇总

实验		实验用于检查什么？	备注
1	PWM 检查，功率流初级→次级	验证从初级到次级的功率传输。检查 PWM 频率，另外还检查相移是否正常	
2	PWM 检查，ADC 检查，保护检查	测量用于电压和电流的开环装置。检查电压和电流传感器的反馈。在保护功能启用且跳闸标志设置期间，确保禁用 PWM 信号。	检查变量 “DAB_clearTrip”
3	电压闭环 - Vsec	运行电压模式补偿器。从 SFRA 获取装置的开环传递函数。在补偿器设计工具中设计装置的补偿器。	DF22 补偿器已实现。反馈变量为 DAB_vSecSensed_pu
4	电流闭环 → Isec	运行电流模式补偿器。从 SFRA 获取装置的开环传递函数。在补偿器设计工具中设计装置的补偿器。	PI 补偿器已实现。反馈变量为 DAB_iSecSensed_pu
5	反向功率流次级→初级	验证从次级到初级的功率传输。检查 PWM 频率，另外还检查相移是否正常	

4.4.1 实验 1

从 PowerSUITE GUI 的“Project Options”（项目选项）下拉菜单中选择 实验 1: *Open Loop*（开环）PWM，对项目进行编译。此实验旨在验证 PWM 输出，并可以使用 TIDA-010054 HW 或者使用带扩展坞的 F2804X 控制卡直接检查。

通过点击 CCS 中的绿色运行按钮，运行项目。

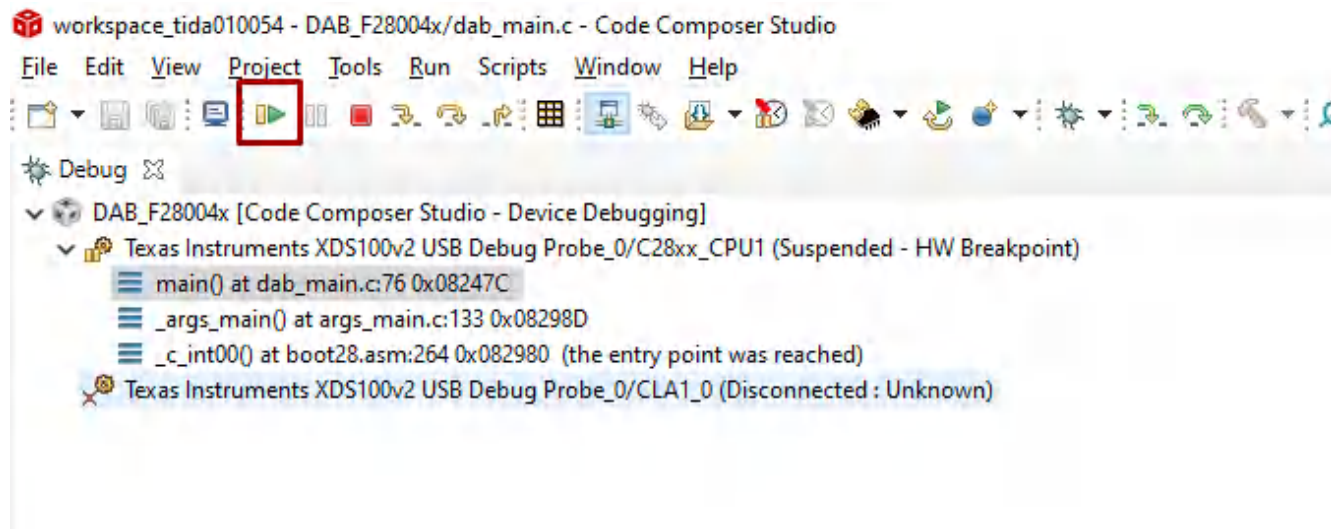


图 4-10. 运行 CCS

通过在脚本控制台中加载 javascript “setupdebugenv_lab1.js”，在“Watch”（观察）窗口中填充所需的变量。



图 4-11. 加载实验

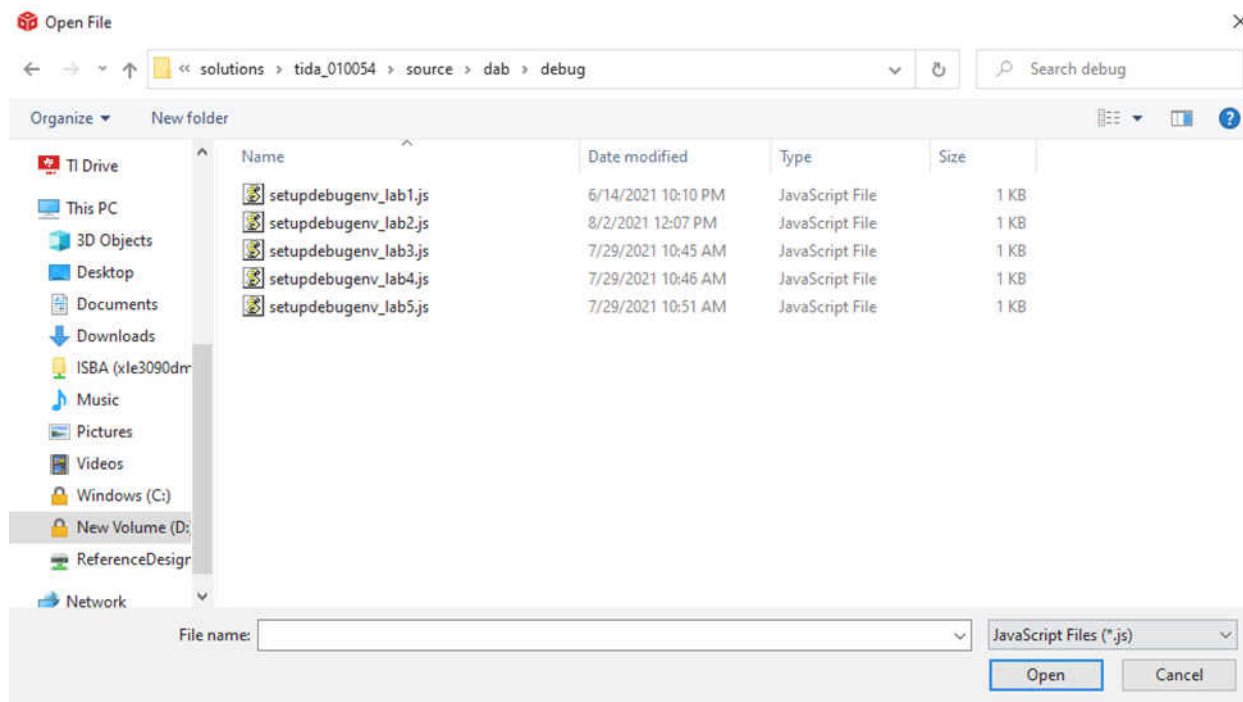


图 4-12. 选择实验

1. 运行该脚本后，在“Watch”（观察）窗口中填充图 4-13 中所示的变量。

Expression	Type	Value	Address
(x)= DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	openLoopCheck	0x00008002@Data
(x)= DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
(x)= DAB_powerFlowState_powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x0000800C@Data
(x)= DAB_tripFlag_tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x00008004@Data
(x)= DAB_clearTrip	long	0	0x000080C6@Data
(x)= DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_p	float	0.0320000015	0x000080D6@Data
(x)= DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_ns	float	320.0	0x0000804C@Data
(x)= DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
(x)= DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
> EPwm1Regs.TBPRD	Register	0x01F4	
> EPwm3Regs.TBPHS	Register	0x001E0000	
> EPwm1Regs.TZFLG	Register	0x0004	
(x)= isr1Ticker	long	78990	0x0001248A@Data
(x)= irr2Ticker	long	7028	0x0001248C@Data

图 4-13. 观察窗口

2. 通过将“1”写入 DAB_clearTrip 变量，启用 PWM。（此变量在写入后及正常工作期间复位为零）

实验 1 的通过标准

连接 PWM1A (Q1)、PWM1B (Q2)、PWM3A(Q5) 和 PWM3B (Q6) 上的探针。

1A 和 1B 为互补对，3A 与具有指定相移的 1A 同步，且相移由变量 DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_pu 控制。

请检查以下各项：

1. 频率为 100kHz

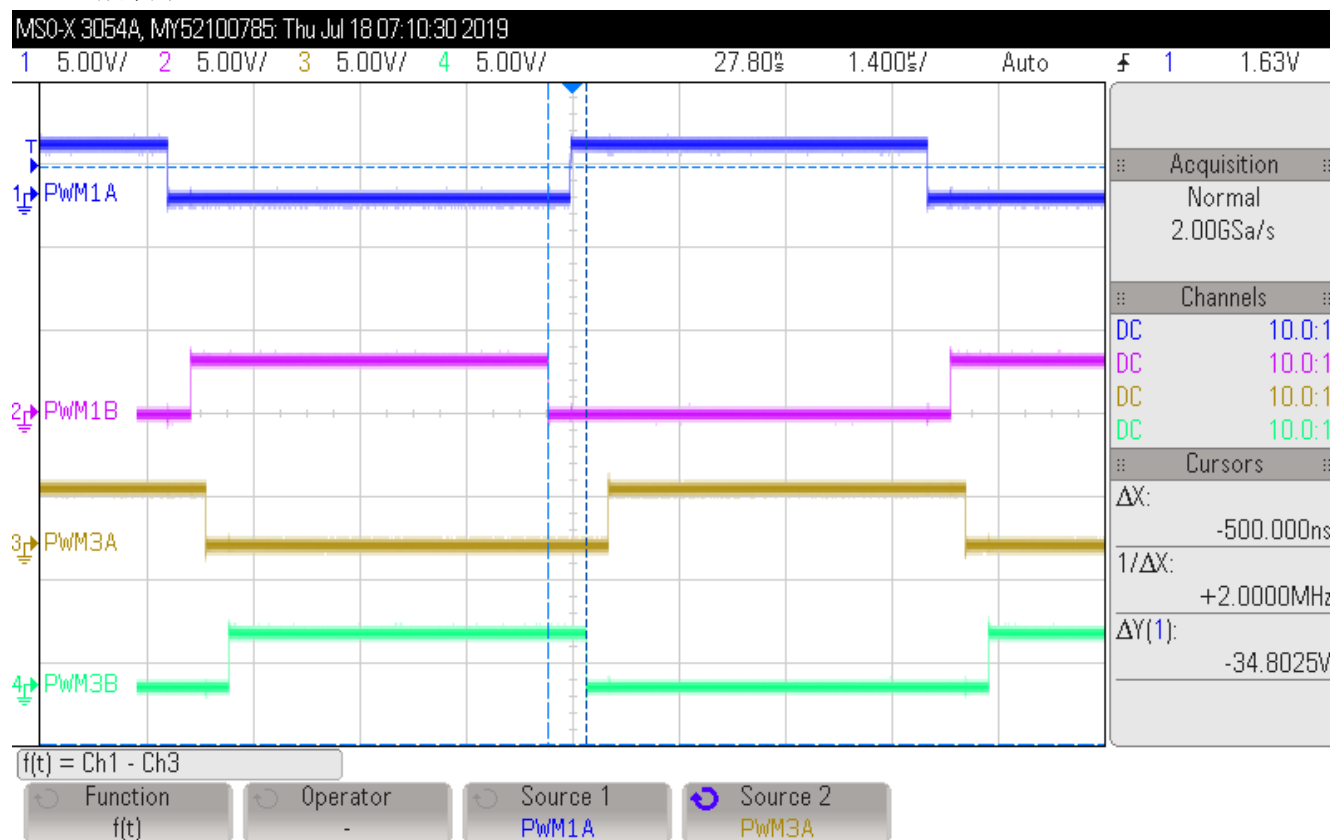


图 4-14. 100 kHz PWM

2. 现在将相移更改为 0.05ns → 500ns，以查看更多可观察的相移

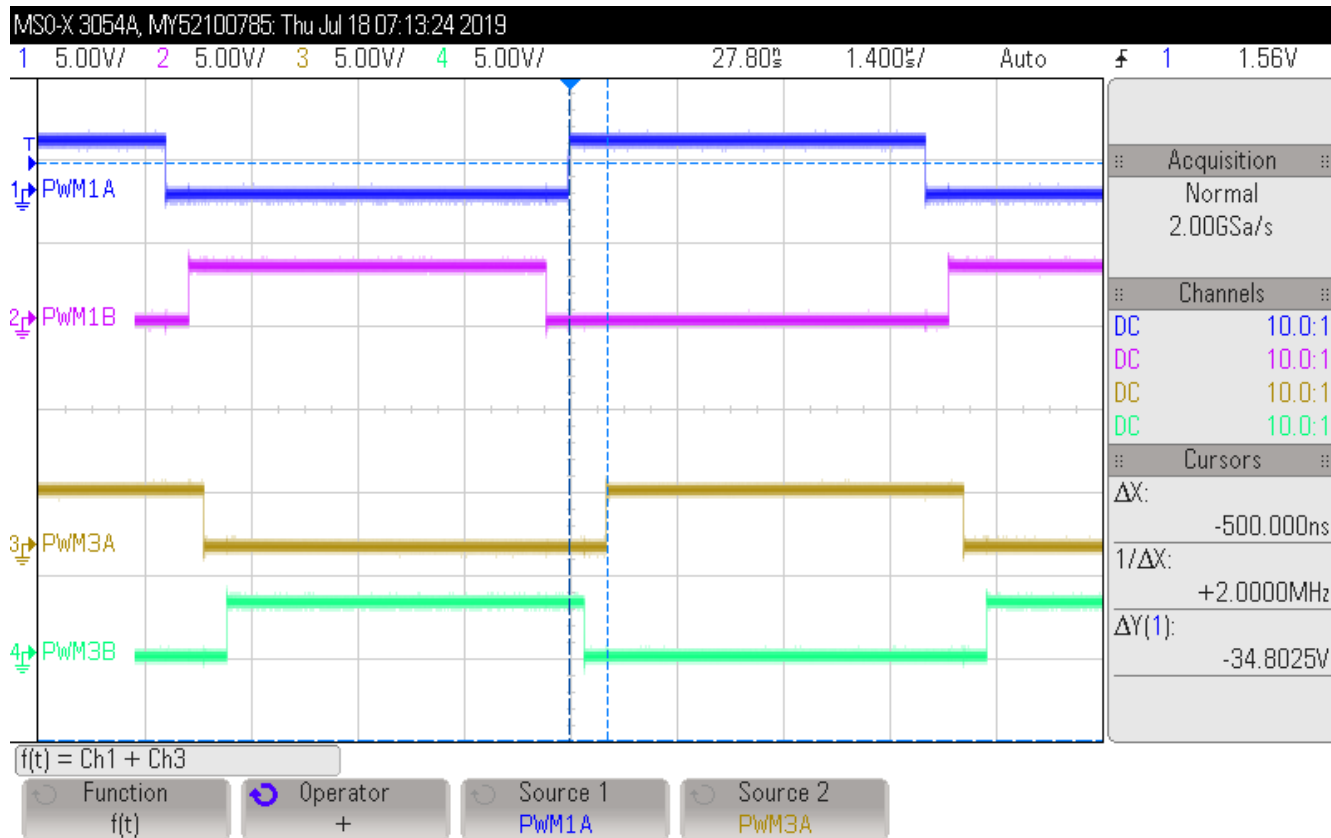


图 4-15. 相移 500ns

3. 相移与示波器上的变量所指定的相移匹配。检查非时钟节拍 (即 10ns 以下的相移内部) 来验证高分辨率操作。在图 4-16 和图 4-17 中, 相移由示波器测量, 其中对于 500ns 设定点, 相称大概为 500ns, 对于 502ns 设定点, 相移大概为 502ns, 小幅抖动大概为 1ns 至 2ns 的小幅抖动可能, 可以是测量误差。

CAUTION

不建议在 0.45pu 以上运行相移。

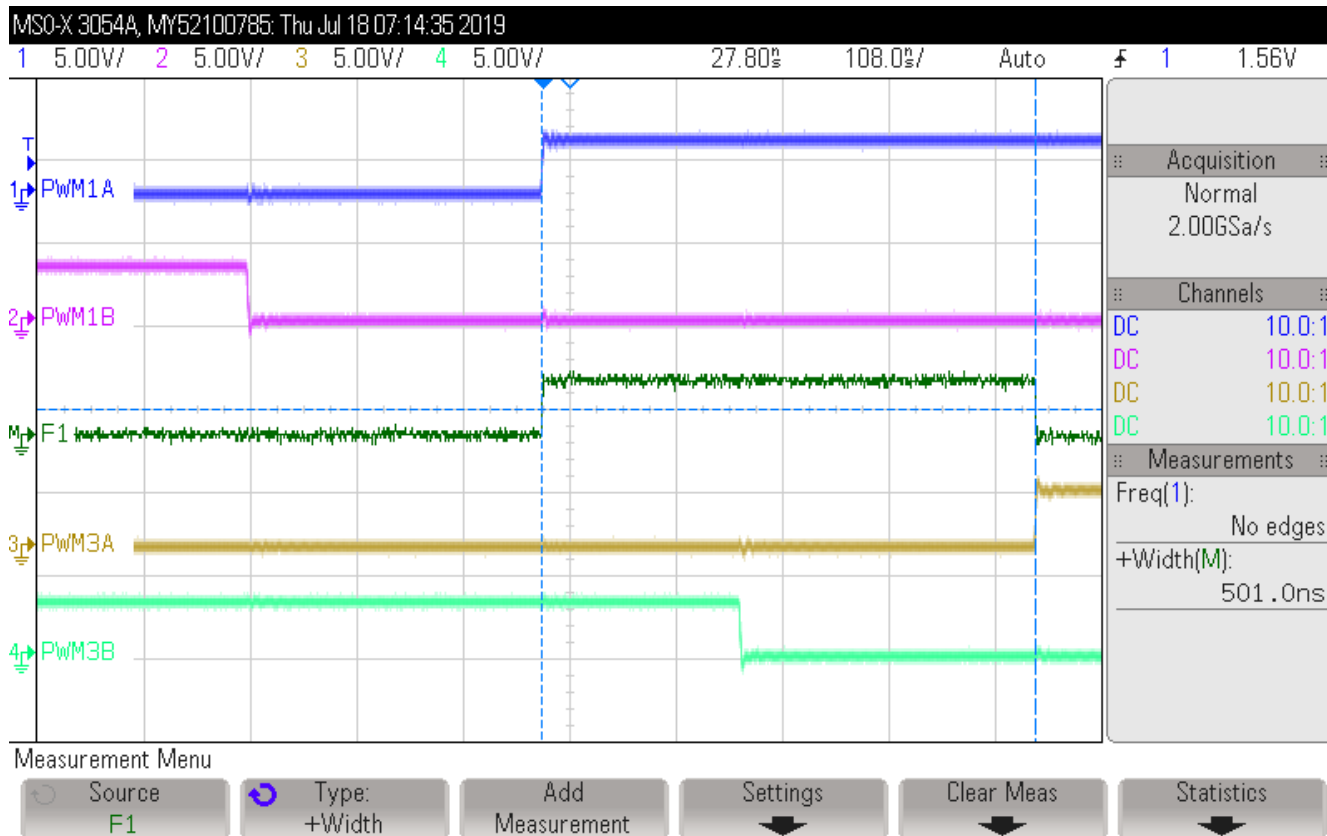


图 4-16. 高分辨率相移 500ns (抖动误差为 1ns)

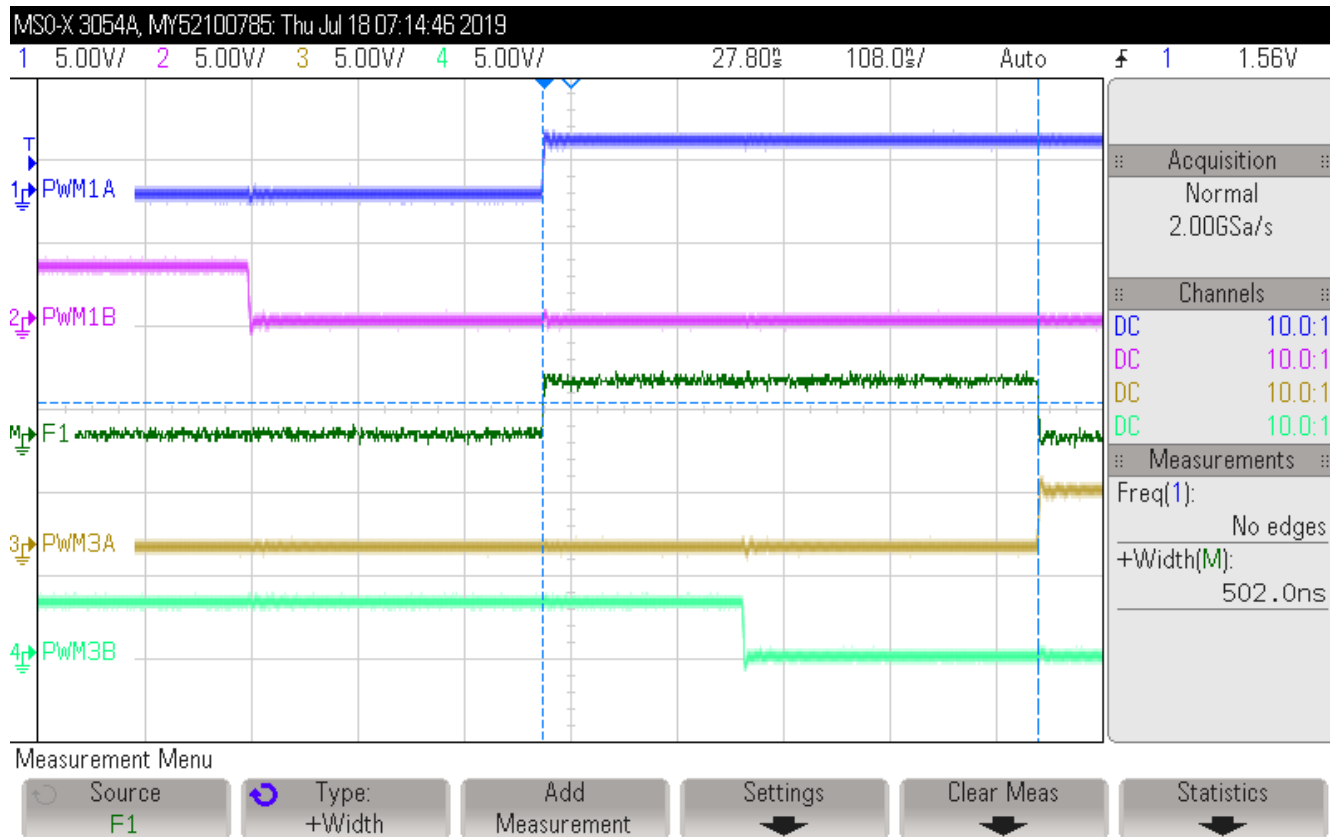


图 4-17. 高分辨率相移 502ns

4. 将 PWM 探针更改为 PWM1A、PWM1B、PWM2A 和 PWM2B。

- 验证 PWM1A 和 2B 是否同步且同相
- 验证 PWM1B 和 2A 是否同步且同相

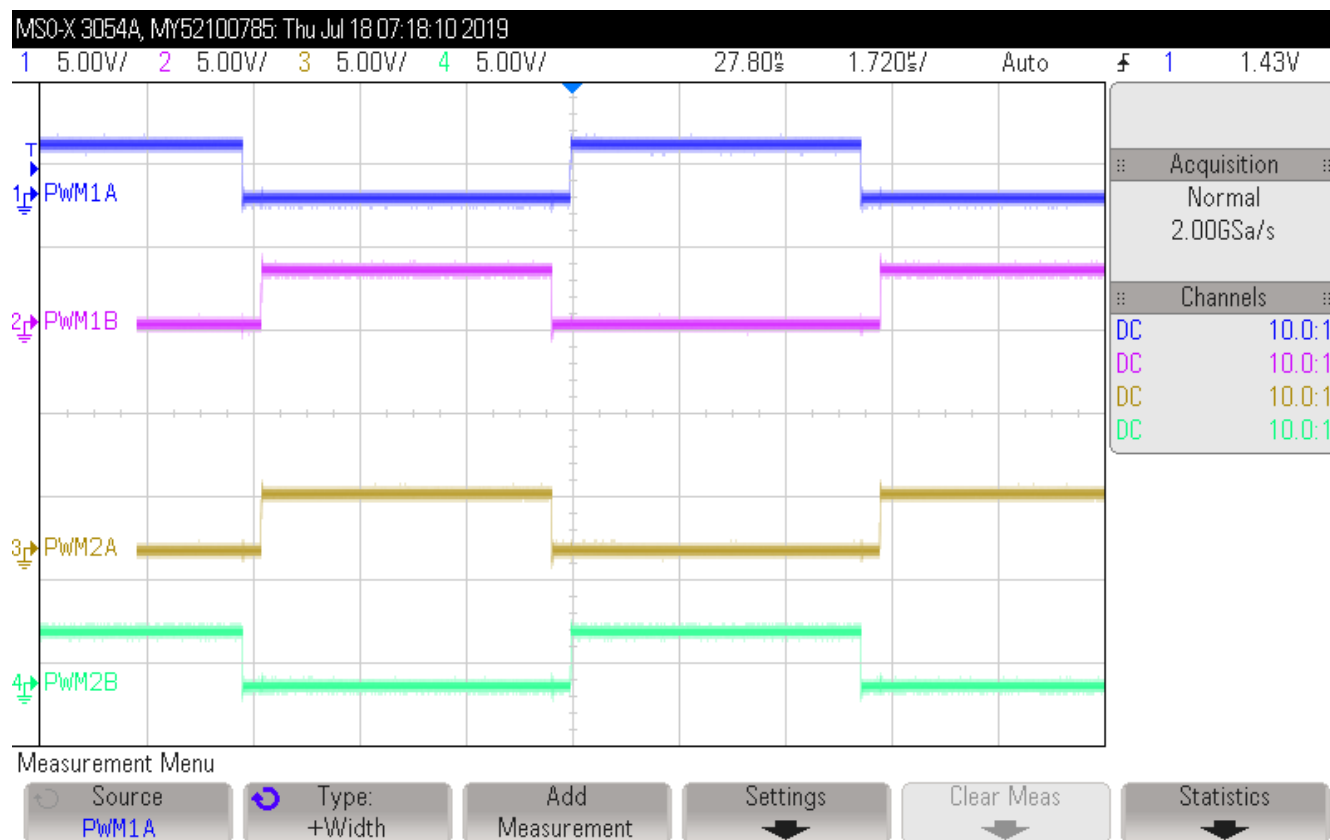


图 4-18. PWM 同步

5. 当次级侧 PWM 的相移发生改变时，验证它们是否保持同步且同相：

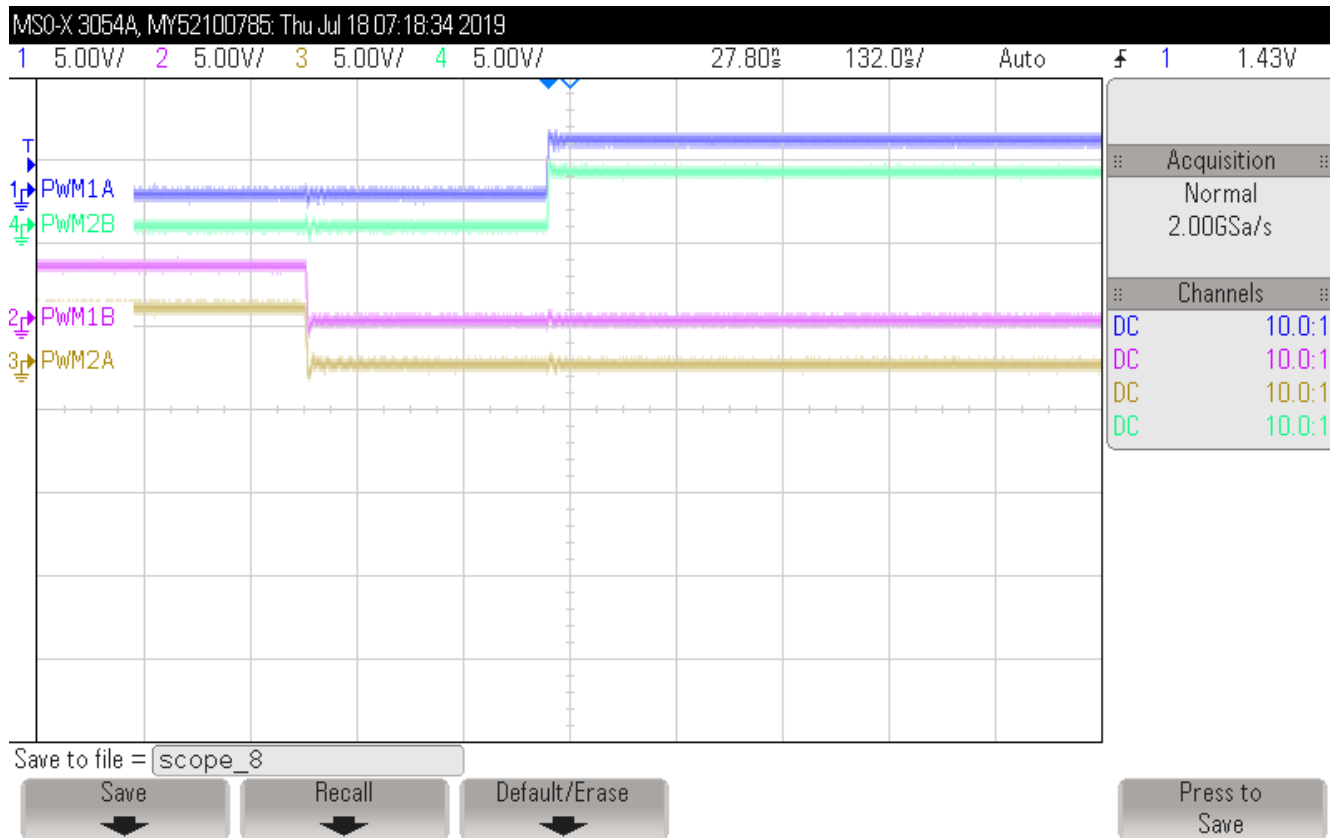


图 4-19. PWM 同步但存在相移

4.4.2 实验 2

在实验 2 的构建中，电路板会以开环方式和指定的频率 (100kHz) 和相移接受激励。相移可以通过“Watch”（观察）窗口更改。相移由 DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu 变量控制。该构建验证了功率级反馈值的检测、PWM 栅极驱动器的运行和硬件保护功能，并确保没有硬件问题。此外，还校准了构建中的输入和输出电压检测。

• 实验 2 的测试设置

此参考设计的硬件由以下电路板组成：

- 一块 TIDA-010054 电源板
- 四张 TIDA-010054 栅极驱动器卡
- 两张 TIDA-01606 ISOHV 检测卡
- 一张 TMDSCNCD280049C 控制卡
- Mini USB 电缆
- 笔记本电脑

• 对 DUT 供电和进行评估需要以下测试设备：

- 能够在所需电流下提供 700V - 800V 之间的电压的 10kW 直流电源
- 10kW 电阻负载组
- 功率分析仪
- 双通道 +15V、4A 辅助工作台电源
- 示波器
- 隔离式电压探针和电流探针

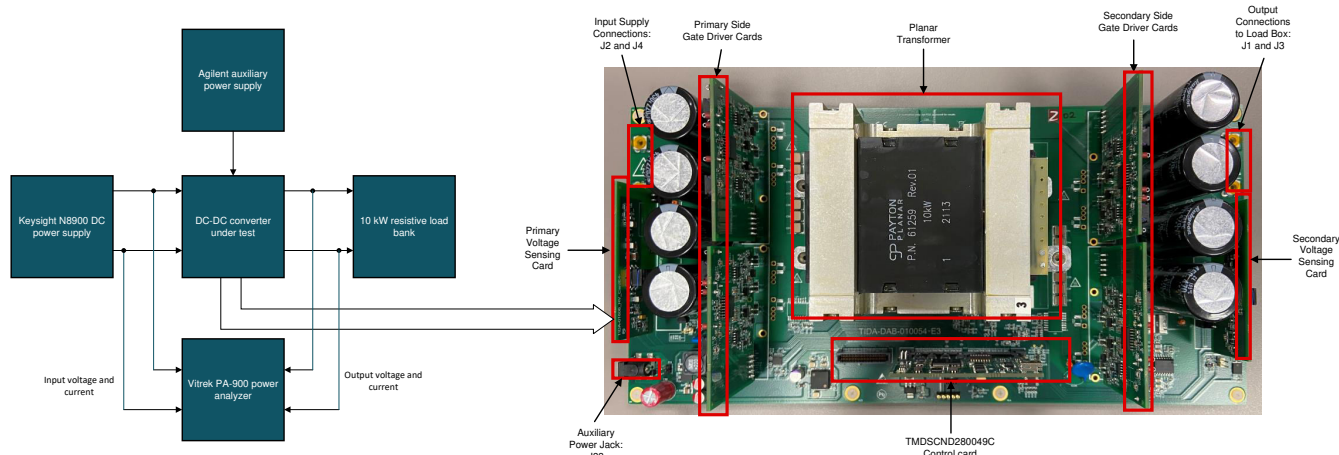


图 4-20. 实验 2 测试设置

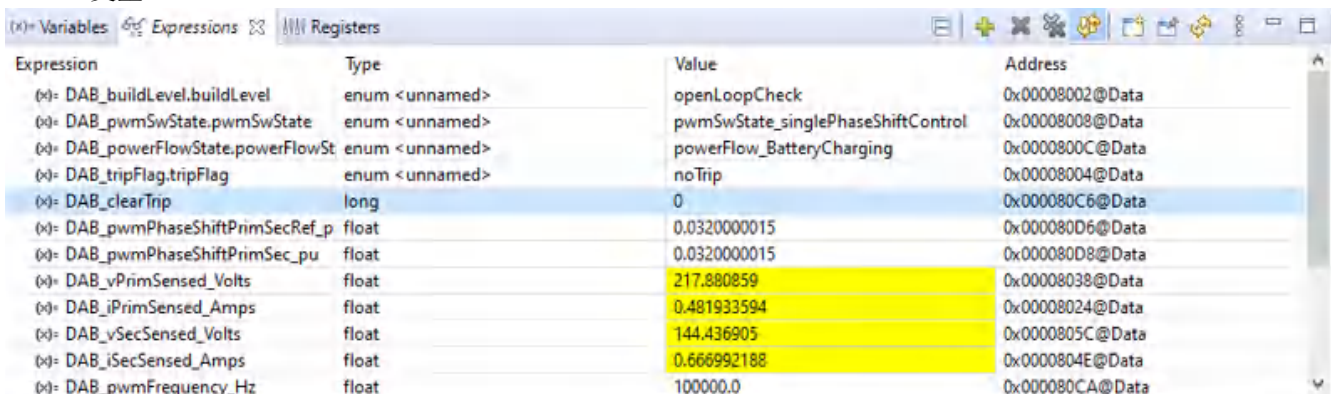
实验 2 的软件设置

在构建过程中，在“settings.h”文件中设置了以下定义，可以从 PowerSUITE GUI 的“Project Options”（项目选项）下拉菜单中选择实验 2: Open Loop PWM with Protection（具有保护的开环）来定义该设置。

```
#if DAB_LAB == 2
#define DAB_CONTROL_RUNNING_ON C28x_CORE
#define DAB_POWER_FLOW DAB_POWER_FLOW_PRIM_SEC
#define DAB_INCR_BUILD DAB_OPEN_LOOP_BUILD
#define DAB_TEST_SETUP DAB_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define DAB_PROTECTION DAB_PROTECTION_ENABLED
#define DAB_SFRA_TYPE DAB_SFRA_VOLTAGE
#if DAB_SFRA_TYPE == DAB_SFRA_CURRENT
#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL3
#else
#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#endif
#endif
```

图 4-21. 实验 2 软件设置

1. 通过点击 CCS 中的绿色运行按钮，运行工程
2. 通过在脚本控制台中加载 javascript “setupdebugenv_lab2.js”，在 “Watch”（观察）窗口中填充所需的变量。



Expression	Type	Value	Address
(x)= DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	openLoopCheck	0x0008002@Data
(x)= DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x0008008@Data
(x)= DAB_powerFlowState.powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x000800C@Data
(x)= DAB_tripFlag.tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x0008004@Data
(x)= DAB_clearTrip	long	0	0x00080C6@Data
(x)= DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_p	float	0.0320000015	0x00080D6@Data
(x)= DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu	float	0.0320000015	0x00080D8@Data
(x)= DAB_vPrimSensed_Volts	float	217.880859	0x0008038@Data
(x)= DAB_iPrimSensed_Amps	float	0.481933594	0x0008024@Data
(x)= DAB_vSecSensed_Volts	float	144.436905	0x000805C@Data
(x)= DAB_iSecSensed_Amps	float	0.666992188	0x000804E@Data
(x)= DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x00080CA@Data

图 4-22. 实验 2 观察视图配置

3. 通过将 “1” 写入 DAB_clearTrip 变量，启用 PWM
4. 在观察视图中，检查 DAB_vPrimSensed_Volts、DAB_iPrimSensed_Amps、DAB_vSecSensed_Volts 和 DAB_iSecSensed_Amps 变量是否定期更新

备注

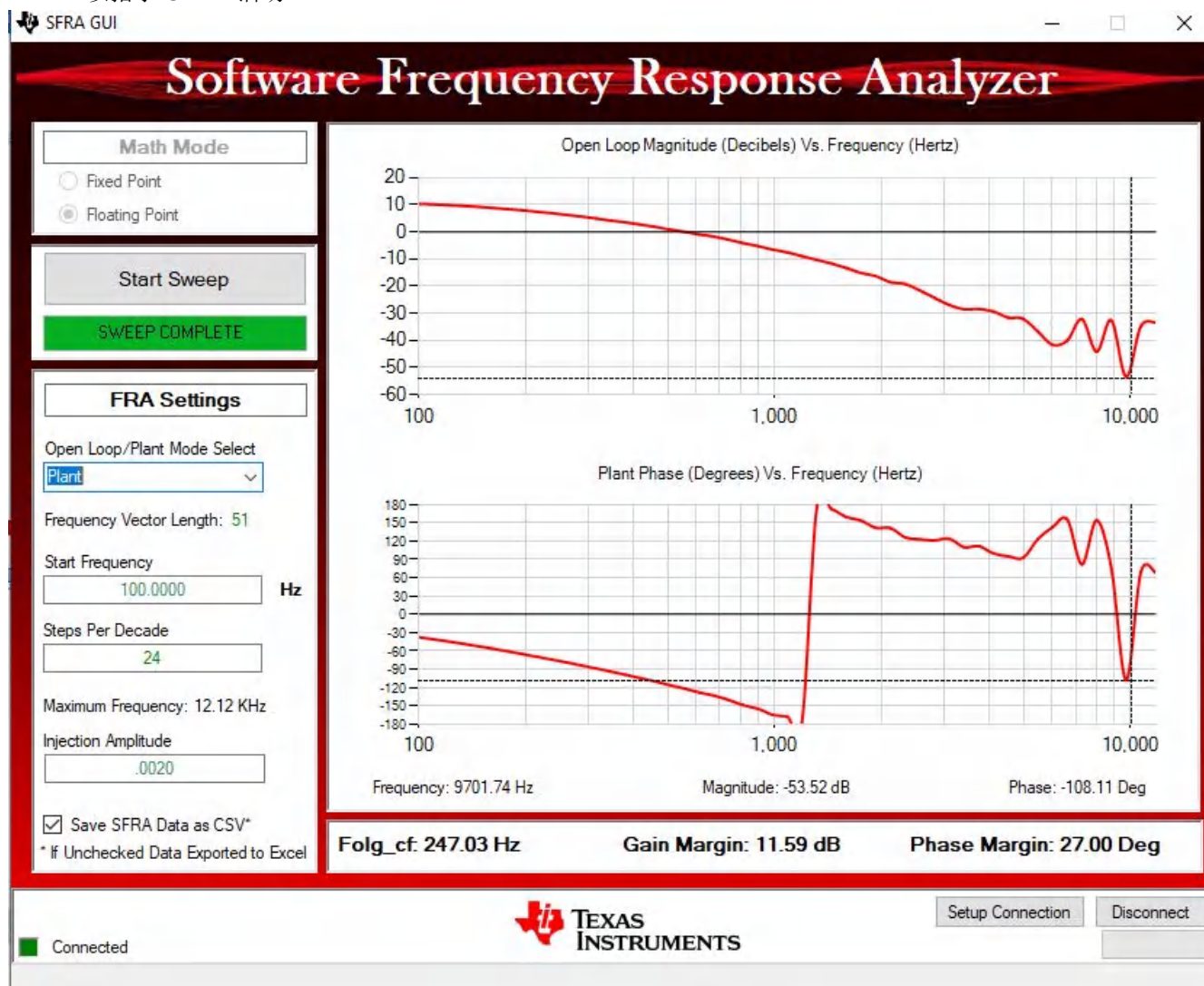
由于此时未通电，因此这些值接近于零。

5. 现在，缓慢地将 VPRIM 直流输入电压从 0V 增加至 800V。确保 DAB_vPrimSensed_Volts 显示正确的值。
6. 默认情况下，DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu 变量设置为 0.032。以 0.002pu 的步长缓慢地改变此相移，并观察转换器输出的电压变化。必须注意勿将相移增加到太高，因为这会导致输出电压超过输入电压，并导致在施加最大电压时出现 MOSFET 击穿

• 测量电压环路的 SFRA 装置

1. SFRA 集成在 **C2000Ware-DigitalPower-SDK** 套件中，用于测量装置响应，然后可以用于设计补偿器。通过点击 SFRA 图标，运行 SFRA。SFRA GUI 随即打开。
2. 在 SFRA GUI 上选择用于器件的选项；例如，对于 F280049，请选择浮点。点击 **Setup Connection**（设置连接）按钮。在弹出窗口中，取消选中 “boot-on-connect”（启动连接）选项，然后选择合适的 COM 端口。选择 OK 按钮。返回到 SFRA GUI，然后点击 **Connect**（连接）按钮。

3. SFRA GUI 连接到器件中。现在可以通过点击 **Start Sweep** (开始扫描) 按钮启动 SFRA 扫描。完成完整的 SFRA 扫描需要几分钟的时间。监控 SFRA GUI 上进度条中的活动或检查控制卡蓝色 LED 的闪烁情况以指示 UART 活动。



测试条件： $V_{IN} = 600V$ ， $V_{OUT} = 425V$ ， $I_{IN} = 4.72A$ ，相移 = 0.056，SFRA 振幅 = 0.002

图 4-23. 实验 2 用于开路电压环路测试的 SFRA 装置图

4. 频率响应数据 ("SFRA.csv") 保存在 SFRA 数据文件夹下的项目文件夹中，并以 SFRA 运行的时间为时间戳。SFRA 可以在不同的频率设定下运行以覆盖系统的工作范围。通过补偿设计器使用这些测量图设计补偿器。

在 ISR1 内，SFRA 注入同相位的微小信号扰动并观察检测到的输出电压变化。dab.h 文件中的以下几行代码用于注入和收集 SFRA 信号。

```

        #else
        DAB_pwmPeriod_pu = DAB_pwmPeriodRef_pu;
        DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu =
            DAB_SFRA_INJECT(DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_pu);
        #endif

    #else
    DAB_SFRA_COLLECT((float32_t*)&DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu ,
        (float32_t*)&DAB_vSecSensed_pu);
    #endif

```

图 4-24. 实验 2 用于 SFRA 信号注入的代码

• 测量电流环路的 SFRA 装置

1. 按照电压环路中的相同步骤，开始进行电流环路的 SFRA 测量。
2. 在 SFRA 选项卡下的 PowerSUITE GUI 中，在运行 SFRA 电流环路之前选择“current”（电流）。

```

#define DAB_SFRA_TYPE DAB_SFRA_CURRENT
#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL3

```

图 4-25. 实验 2 代码定义 SFRA 电流环路

3. 在 ISR1 内，SFRA 注入同相位的微小信号扰动并观察检测到的输出电流变化。dab.h 文件中的以下几行代码用于注入和收集 SFRA 信号。

```

        #else
        DAB_pwmPeriod_pu = DAB_pwmPeriodRef_pu;
        DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu =
            DAB_SFRA_INJECT(DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_pu);
        #endif

    #if DAB_SFRA_TYPE != DAB_SFRA_DISABLED
    #if DAB_SFRA_TYPE == DAB_SFRA_CURRENT
    DAB_SFRA_COLLECT((float32_t *)&DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu,
        (float32_t *)&DAB_iSecSensed_pu);
    #endif
    #endif

```

图 4-26. 实验 2 用于 SFRA 信号注入的代码

4. 从 SFRA GUI 测量装置响应。开环响应和装置响应存储在名为“SFRA.csv”的文件中。使用此文件调整电流环路的补偿器。

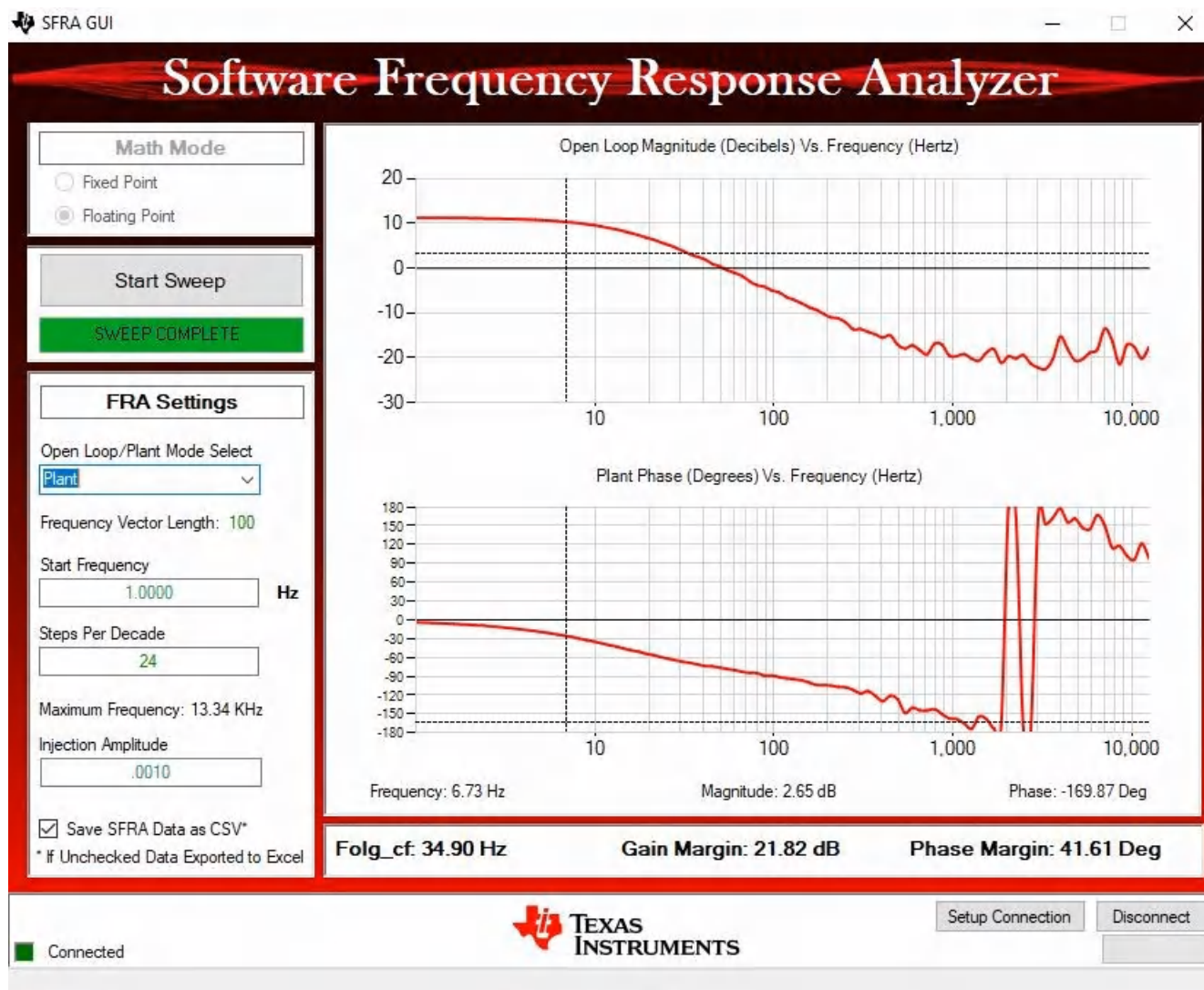


图 4-27. 实验 2 用于开路电压环路测试的 SFRA 装置图

备注

电流由电池（负载）侧的 AMC3301 检测。

• 保护验证

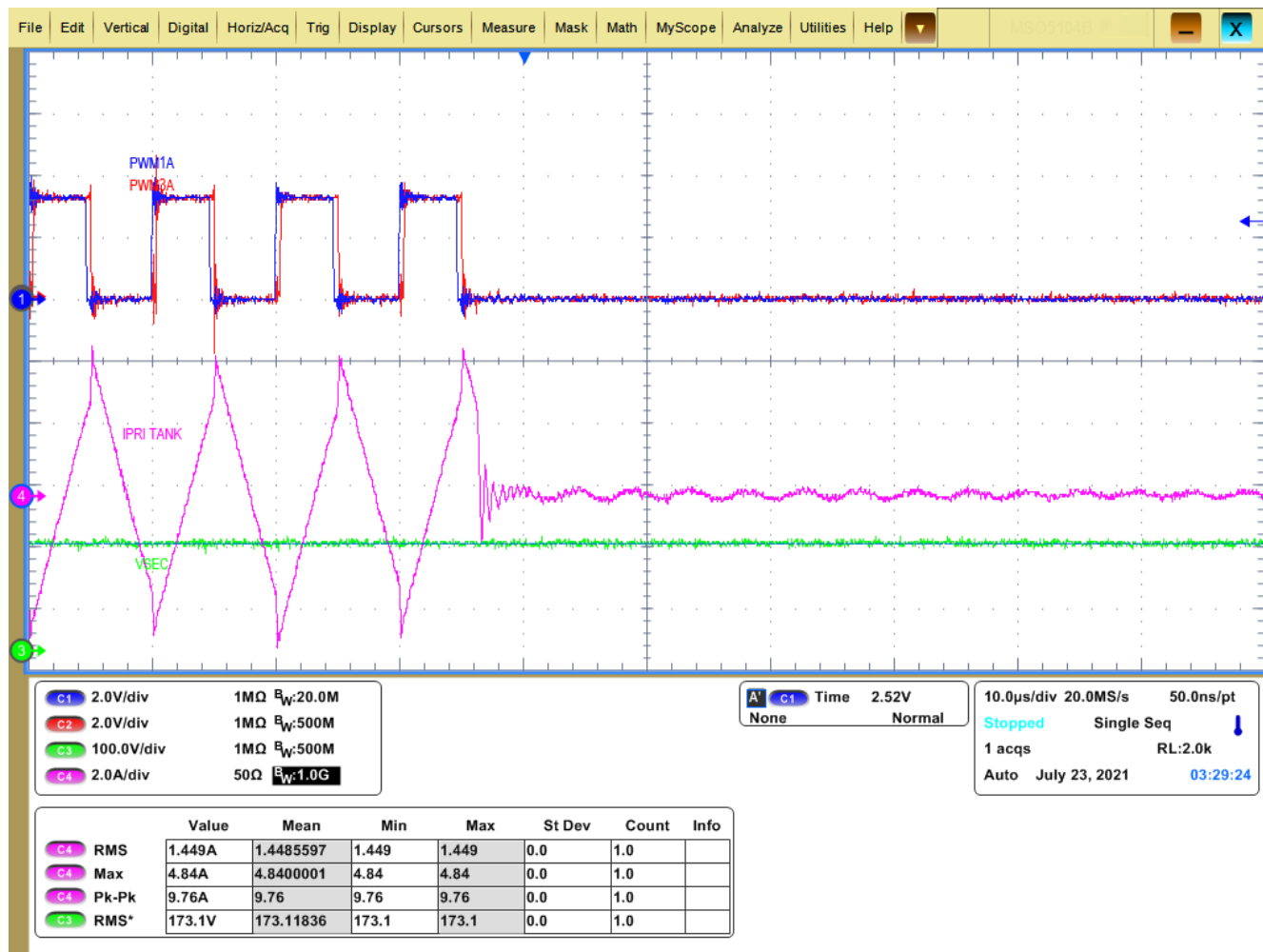
可以从 PowerSUITE GUI 修改过流和过压保护的限值。

```
#define DAB_ISEC_TRIP_LIMIT ((float32_t) 8.0)
#define DAB_IPRIM_TRIP_LIMIT ((float32_t) 1.5)
#define DAB_IPRIM_TANK_TRIP_LIMIT ((float32_t) 35.0)
#define DAB_VSEC_TRIP_LIMIT ((float32_t) 500)
```

备注

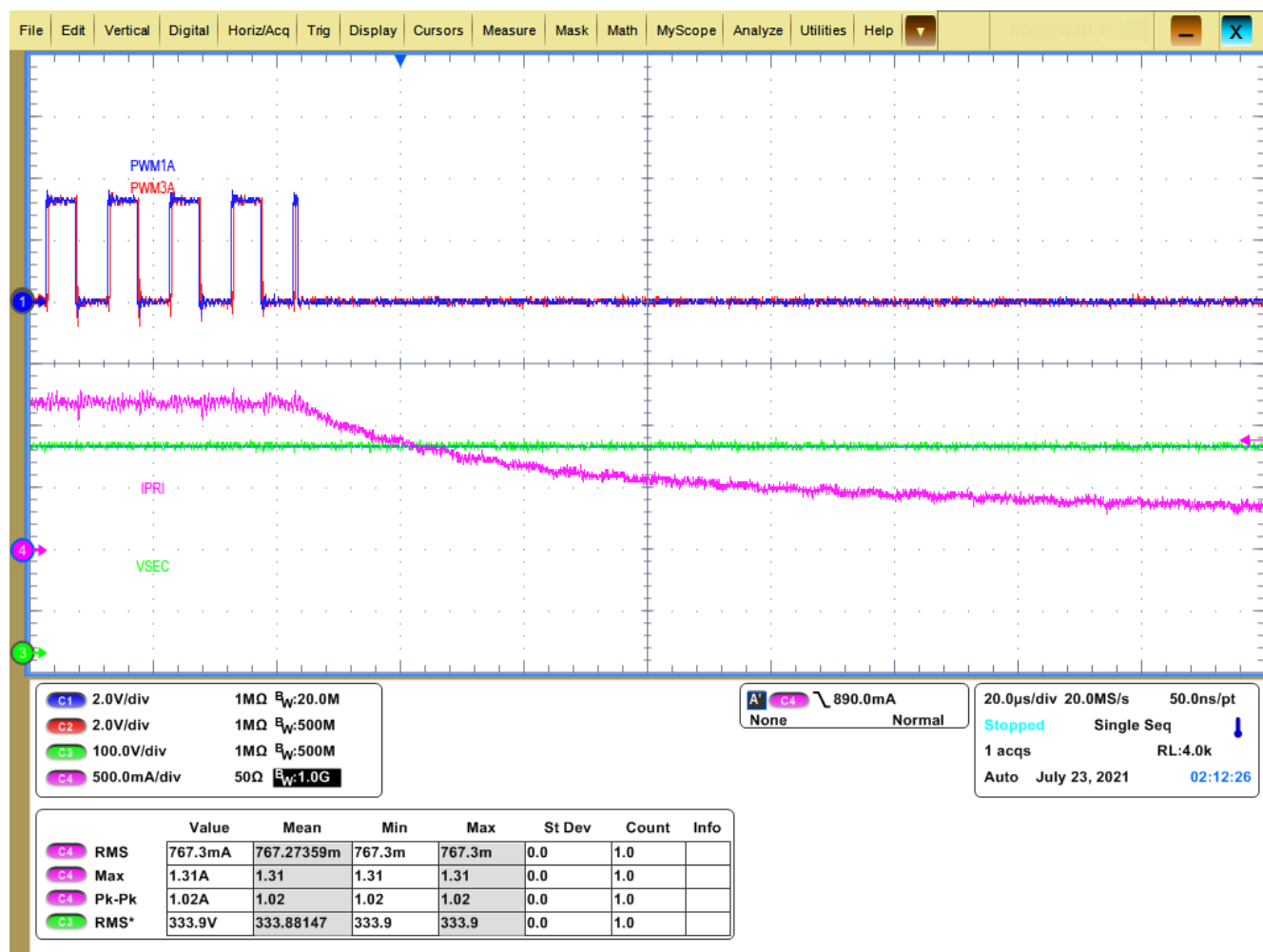
当前硬件中不支持次级槽路电流和初级过压保护。

将这些限值设为较小的值并调节电源和/或负载以超过阈值，从而验证跳变。



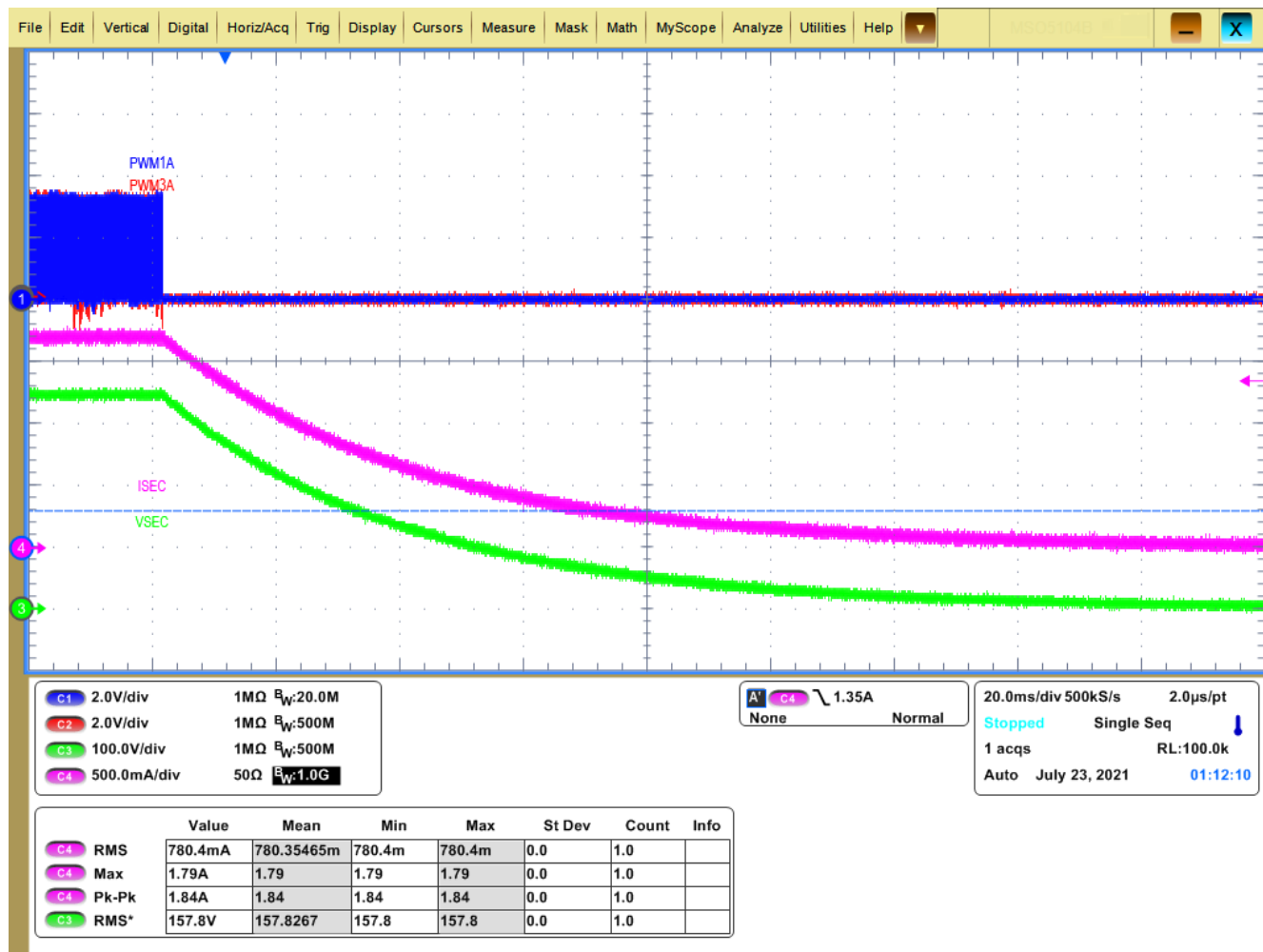
初级 - 槽路过流保护，设定的限值 = 4A

图 4-28. 实验 2 初级 - 槽路过流保护



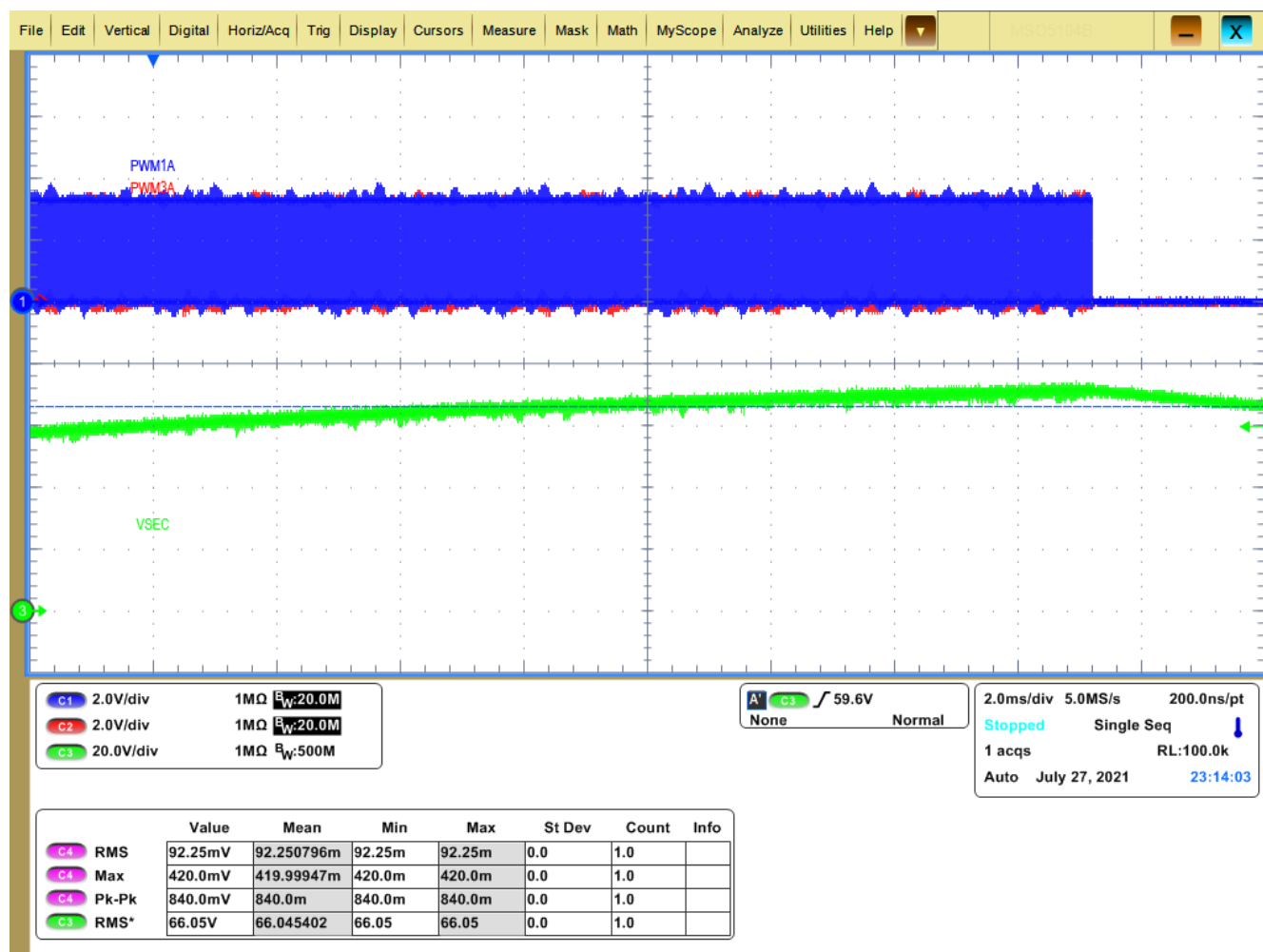
初级 (输入) 过流保护 , 设定的限值 = 1A

图 4-29. 实验 2 初级 (输入) 过流保护



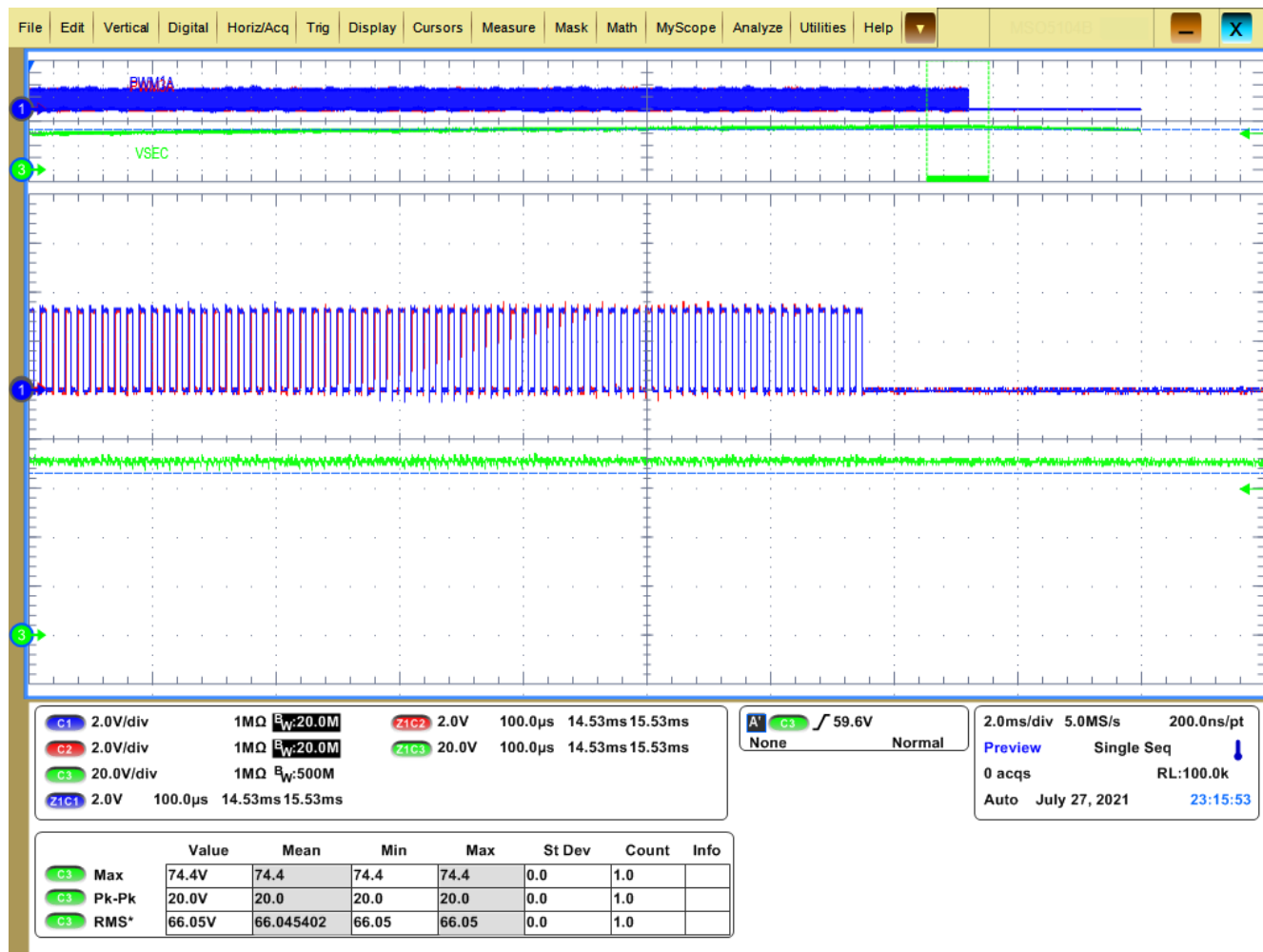
次级 (电阻负载) 过流保护, 设定的限值 = 1.5A

图 4-30. 实验 2 次级 (电阻负载) 过流保护



DAB_VSEC_TRIP_LIMIT = 75V

图 4-31. 实验 2 次级过压保护



DAB_VSEC_TRIP_LIMIT = 75V (放大图)

图 4-32. 实验 2 次级过压保护 (放大图)

上述波形显示了比较器子系统在故障事件期间关断了 PWM。通过变量 “DAB_tripFlag”，可以在 “Watch” (观察) 窗口 (图 4-33) 中显示故障类型。通过在下拉菜单中选择 “noTrip” 可以复位跳闸，而通过将 “1” 写入 DAB_clearTrip 变量重新启用 PWM。在重新启用 PWM 之前，确保故障条件已清除。

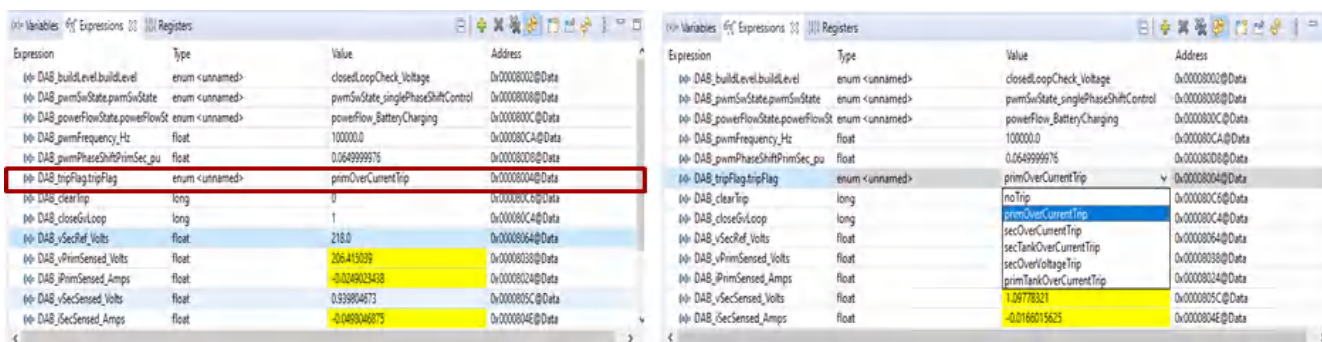


图 4-33. 实验 2-14

4.4.3 实验 3

在实验 3 的构建中，电路板以次级电压闭环 (DAB_vSecSensed_Volts) 方式进行激励。

此实验运行电压模式比较器，从 SFRA 获取装置的开环传递函数，并在补偿器设计工具中为装置设计补偿器。

启动补偿设计器，提示选择有效的 SFRA 数据文件。将实验 2 中运行的 SFRA 数据导入补偿设计器来设计 2P2Zcompensator。在此迭代设计过程中保持更大的裕度，以确保环路闭合时，系统是稳定的。在软件中对下述系数值进行硬编码。补偿设计器 GUI 提供了有关环路稳定性、增益裕度、相位裕度和环路带宽的信息。可以在补偿设计器 GUI 中修改系数。

```
#define DAB_GV_2P2Z_A1 ((float32_t) -1.8756666)
#define DAB_GV_2P2Z_A2 (float32_t) 0.8756666
#define DAB_GV_2P2Z_B0 (float32_t) 3.0092688
#define DAB_GV_2P2Z_B1 ((float32_t) -5.8788593)
#define DAB_GV_2P2Z_B2 (float32_t) 2.8696427
```

• 用于实验 3 (闭环电压环路 - Vsec) 的测试设置

通过从 PowerSUITE GUI 的“Project Options” (项目选项) 下拉菜单中选择 实验 3: Closed Loop Voltage with Resistive Load (具有电阻负载的闭环电压)，对工程进行编译。确保按照工作条件设置电流和电压限制。

```
#if DAB_LAB == 3
#define DAB_CONTROL RUNNING ON C28X CORE
#define DAB_POWER_FLOW DAB_POWER_FLOW_PRIM_SEC
#define DAB_INCR_BUILD DAB_CLOSED_LOOP_BUILD
#define DAB_TEST_SETUP DAB_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define DAB_PROTECTION DAB_PROTECTION_ENABLED
#define DAB_CONTROL_MODE DAB_VOLTAGE_MODE
#define DAB_SFRA_TYPE 2
#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#endif
```

使用以下步骤来运行电压闭环：

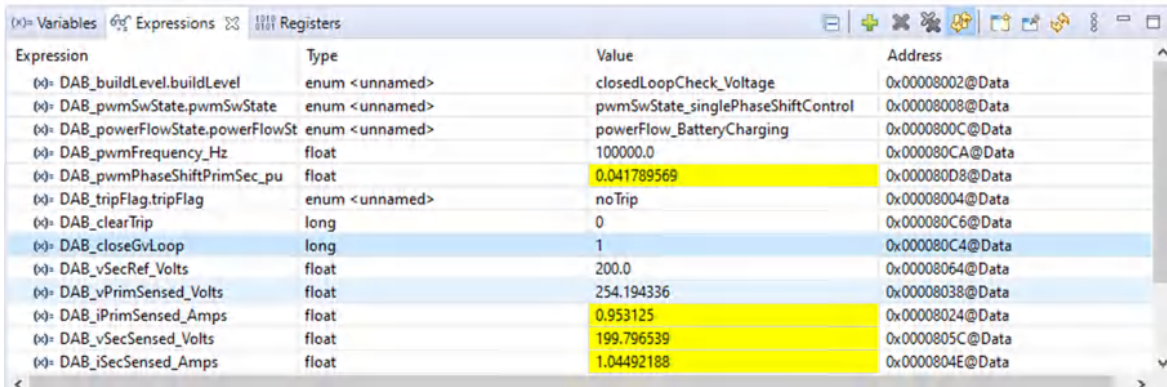
1. 通过点击 CCS 中的绿色运行按钮，运行工程
2. 通过在脚本控制台中加载 javascript “setupdebugenv_lab3.js”，在观察窗口中填充所需的变量。

Expression	Type	Value	Address
DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	closedLoopCheck_Voltage	0x00008002@Data
DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
DAB_powerFlowState_powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x0000800C@Data
DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu	float	0.0320000015	0x000080D8@Data
DAB_tripFlag_tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x00008004@Data
DAB_clearTrip	long	0	0x000080C6@Data
DAB_closeGvLoop	long	0	0x000080C4@Data
DAB_vSecRef_Volts	float	100.0	0x00008064@Data
DAB_vPrimSensed_Volts	float	1.63134766	0x00008038@Data
DAB_vPrimSensed_Amps	float	0.00830078125	0x00008024@Data
DAB_vSecSensed_Volts	float	1.09778321	0x0000805C@Data
DAB_vSecSensed_Amps	float	0.06640625	0x0000804E@Data

图 4-34. 实验 3 观察视图配置

3. 通过将“1”写入 DAB_clearTrip 变量，启用 PWM

4. 在观察视图中，检查 DAB_vPrimSensed_Volts、DAB_iPrimSensed_Amps、DAB_vSecSensed_Volts 和 DAB_iSecSensed_Amps 变量是否定期更新



Expression	Type	Value	Address
DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	closedLoopCheck_Voltage	0x00008002@Data
DAB_pwmSwState.pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
DAB_powerFlowState.powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x0000800C@Data
DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu	float	0.041789569	0x000080D8@Data
DAB_tripFlag.tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x00008004@Data
DAB_clearTrip	long	0	0x000080C6@Data
DAB_closeGvLoop	long	1	0x000080C4@Data
DAB_vSecRef_Volts	float	200.0	0x00008064@Data
DAB_vPrimSensed_Volts	float	254.194336	0x00008038@Data
DAB_iPrimSensed_Amps	float	0.953125	0x00008024@Data
DAB_vSecSensed_Volts	float	199.796539	0x0000805C@Data
DAB_iSecSensed_Amps	float	1.04492188	0x0000804E@Data

图 4-35. 实验 3 观察视图 - 启用闭环

5. 通过写入 DAB_vSecRef_Volts，设置输出电压（本例中为 200V Vdc）
6. 通过将“1”写入 DAB_closeGvLoop 变量，启用闭环操作。控制器会根据工作条件自动将相移从默认值 0.032 调节至 0.04178，从而生成与 DAB_vSecRef_Volts 匹配的次级输出电压。

备注

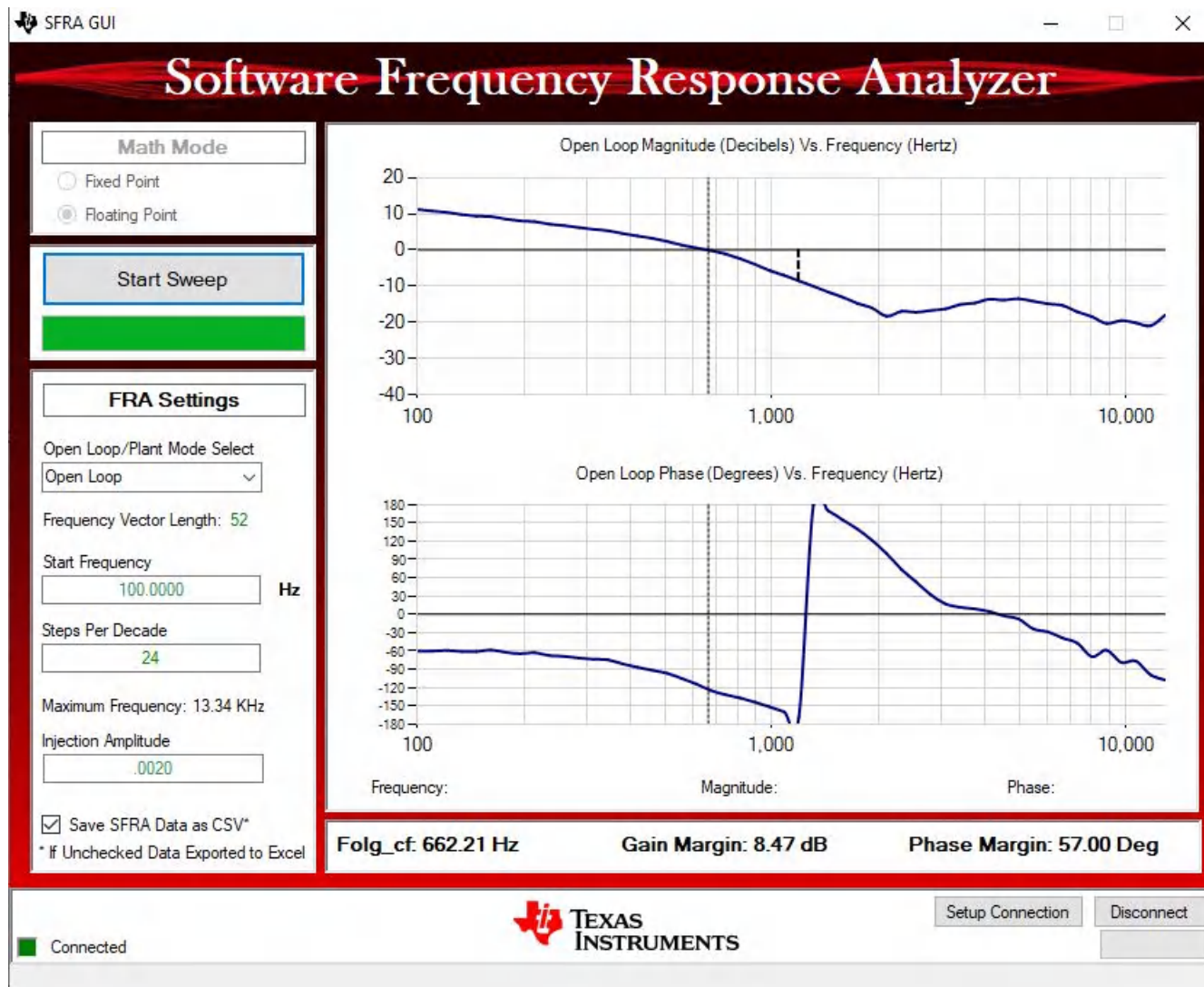
在该软件中，作为安全预防措施，最大相移限制为 0.065。调节初级电压，使其保持在相移限制内并仍能生成所需的次级电压。此外，可以在代码中将允许的最大相移修改为 0.15。

7. 缓慢地增加 VPRIM 直流输入电压并相应地调节 DAB_vSecRef_Volts，以达到所需的工作点
8. 通过将 DAB_vSecRef_Volts 从 400V 改变为 500V 以测试闭环操作。观察到 DAB_vSecSensed_Volts 会跟踪此命令参考。

• 闭环电压的频率响应

1. 通过点击 SFRA 图标，运行 SFRA。SFRA GUI 随即打开。
2. 在 SFRA GUI 上选择用于器件的选项；例如，对于 F280049，请选择浮点。点击 **Setup Connection** (设置连接) 按钮。在弹出窗口中，取消选中 “boot-on-connect” (启动连接) 选项，然后选择合适的 COM 端口。选择 **OK** 按钮。返回到 SFRA GUI，然后点击 **Connect** (连接) 按钮。
3. SFRA GUI 将连接到器件中。现在可以通过点击 **Start Sweep** (启动扫描) 按钮启动 SFRA 扫描。完成完整的 SFRA 扫描需要几分钟的时间。监控 SFRA GUI 上进度条中的活动或检查控制卡背面上的蓝色 LED 的闪烁情况以指示 UART 活动。

图 4-36 中的波特图是使用 DF22 补偿器采集的。



测试条件： $V_{IN} = 600V$ ， $I_{IN} = 4.78A$ ， $V_{OUT} = 425V$ ，SFRA 振幅 = 0.002

图 4-36. 实验 3 用于闭环电压环路的 SFRA 开环图

4.4.4 实验 4

• 用于实验 4 (闭环电流环路 - Isec) 的测试设置

通过从 PowerSUITE GUI 的“Project Options” (项目选项) 下拉菜单中选择 **实验 4: Closed Loop Current with Resistive Load** (具有电阻负载的闭环电流环路) 对工程进行编译。确保按照工作条件设置电流/电压限制。

```
#if DAB_LAB == 4
#define DAB_CONTROL_RUNNING_ON C28X_CORE
#define DAB_POWER_FLOW DAB_POWER_FLOW_PRIM_SEC
#define DAB_INCR_BUILD DAB_CLOSED_LOOP_BUILD
#define DAB_TEST_SETUP DAB_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define DAB_PROTECTION DAB_PROTECTION_ENABLED
#define DAB_CONTROL_MODE DAB_CURRENT_MODE
#define DAB_SFRA_TYPE 1
#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL1
#endif
```

1. 通过点击 CCS 中的绿色运行按钮，运行工程
2. 通过在脚本控制台中加载 javascript “setupdebugenv_lab4.js”，在“Watch” (观察) 窗口中填充所需的变量。

Expression	Type	Value	Address
(x) DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	closedLoopCheck_Current	0x00008002@Data
(x) DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
(x) DAB_powerFlowState_powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x0000800C@Data
(x) DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
(x) DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu	float	0.0320000015	0x000080D8@Data
(x) DAB_tripFlag_tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x000080D4@Data
(x) DAB_clearTrip	long	0	0x000080D6@Data
(x) DAB_closeGiLoop	long	0	0x000080C2@Data
(x) DAB_iSecRef_Amps	float	1.0	0x000080DC@Data
(x) DAB_vPrimSensed_Volts	float	255.465332	0x00008038@Data
(x) DAB_iPrimSensed_Amps	float	0.5546875	0x00008024@Data
(x) DAB_vSecSensed_Volts	float	168.744965	0x0000805C@Data
(x) DAB_iSecSensed_Amps	float	0.813476562	0x0000804E@Data

图 4-37. 实验 4 观察视图配置

3. 通过将“1”写入 DAB_clearTrip 变量，启用 PWM
4. 在观察视图中，检查 DAB_vPrimSensed_Volts、DAB_iPrimSensed_Amps、DAB_vSecSensed_Volts 和 DAB_iSecSensed_Amps 变量是否定期更新
5. 通过写入 DAB_iSecRef_Amps，设置输出电流 (本例中为 1A Adc)
6. 通过将“1”写入 DAB_closeGiLoop 变量，启用闭环操作。控制器根据工作条件自动将相移从默认值 0.032 调节至 0.04186，从而生成与 DAB_iSecRef_Amps 匹配的次级输出电流。

备注

在该软件中，作为安全预防措施，最大相移限制为 0.065。请调节初级电压，以使其保持在相移限制内并仍能生成所需的次级电流。此外，可以在代码中将允许的最大相移修改为 0.15。

Expression	Type	Value	Address
DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	closedLoopCheck_Current	0x00008002@Data
DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
DAB_powerFlowState.powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryCharging	0x0000800C@Data
DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu	float	0.0418684259	0x000080D8@Data
DAB_tripFlag.tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x00008004@Data
DAB_clearTrip	long	0	0x000080C6@Data
DAB_closeGiLoop	long	1	0x000080C2@Data
DAB_iSecRef_Amps	float	1.0	0x000080DC@Data
DAB_vPrimSensed_Volts	float	254.465332	0x00008038@Data
DAB_iPrimSensed_Amps	float	0.788085938	0x00008024@Data
DAB_vSecSensed_Volts	float	205.658142	0x0000805C@Data
DAB_iSecSensed_Amps	float	1.02929688	0x0000804E@Data

图 4-38. 实验 4 观察视图 - 启用闭环

- 现在，缓慢地增加 VPRIM 直流输入电压并相应地调节 DAB_iSecRef_Amps，以达到所需的工作点。

备注

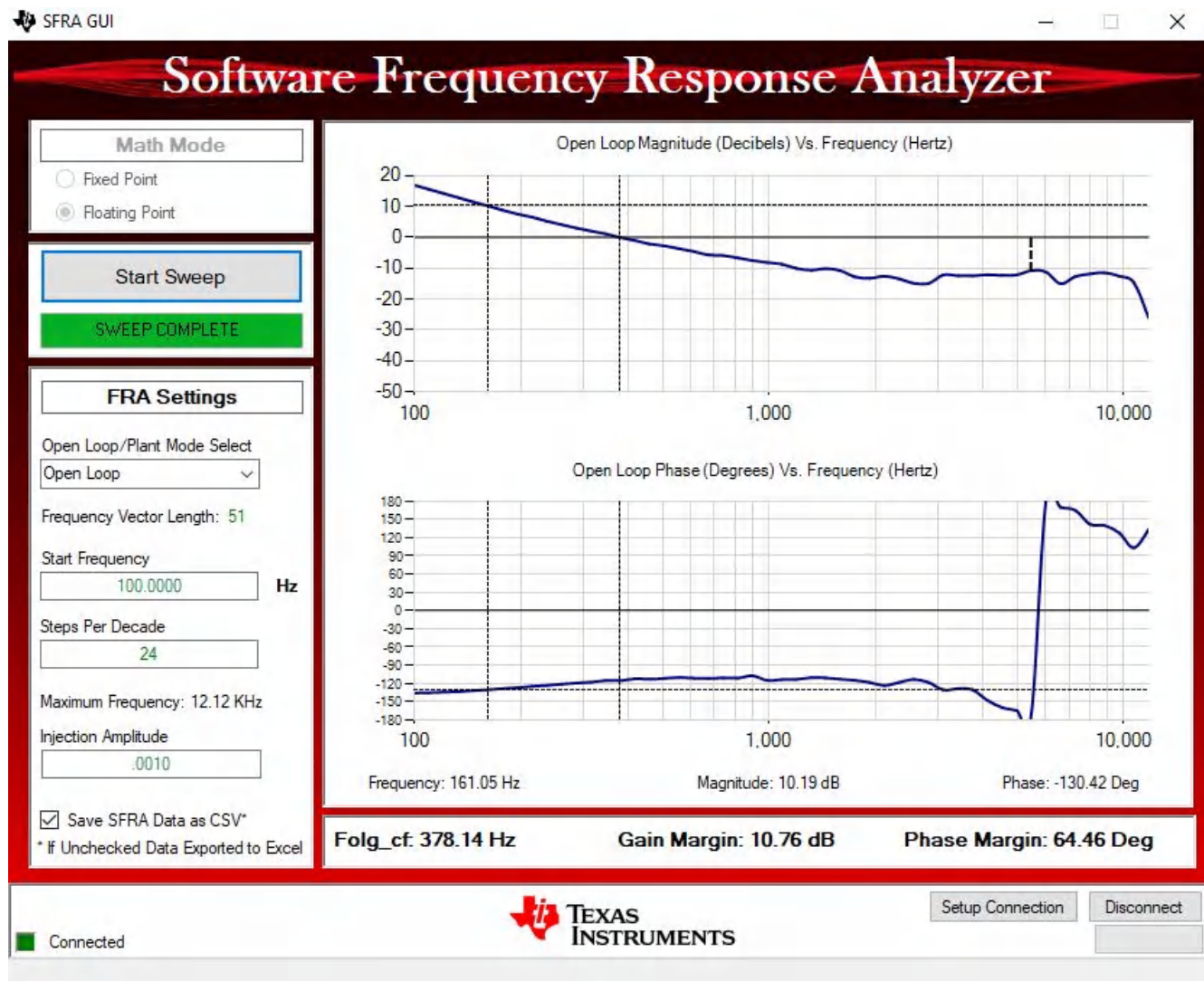
确保根据输出负载将次级电流限制为安全值。高阻抗负载会导致产生危险的次级电压，进而损坏电路板。确保启用了次级过压保护并且阈值已设置为安全值。

```
#define DAB_PROTECTION DAB_PROTECTION_ENABLED
#define DAB_VSEC_TRIP_LIMIT ((float32_t)500)
#define DAB_BOARD_PROTECTION_VSEC_OVERVOLTAGE 1
```

• 闭环电流的频率响应

- 通过点击 SFRA 图标，运行 SFRA。SFRA GUI 将弹出。
- 在 SFRA GUI 上选择用于器件的选项；例如，对于 F280049，请选择浮点。点击 *Setup Connection* (设置连接) 按钮。在弹出窗口中，取消选中 “boot-on-connect” (启动连接) 选项，然后选择合适的 COM 端口。选择 OK 按钮。返回到 SFRA GUI，然后点击 *Connect* (连接)。
- SFRA GUI 将连接到器件中。现在可以通过点击 “Start Sweep” (开始扫描) 启动 SFRA 扫描。完成完整的 SFRA 扫描需要几分钟的时间。查看 SFRA GUI 上进度条中的活动或检查控制卡背面上的蓝色 LED 的闪烁情况来指示 UART 活动。

图 4-39 中的波特图是使用 PI 补偿器 (增益为 6) 采集的。



测试条件： $V_{IN} = 600V$ ， $I_{OUT} = 4.2A$ ， $V_{OUT} = 440V$

图 4-39. 实验 4 用于闭环电流环路的 SFRA 开环图

电流由电池（负载）侧的 AMC3301 检测。PI 控制器信息如下：

```
#define DAB_GI_KP 6
#define DAB_GI_KI 0.0063030
#define DAB_GI_UMAX 0.06
#define DAB_GI_UMIN 0.001
#define DAB_GI_IMAX 2.0
#define DAB_GI_IMIN ((float32_t) - 2.0)
```

4.4.5 实验 5

- 图 4-40 显示了实验 5 (开环电压 - 反向功率流) 的测试设置。

在此设置中，直流电源连接到次级侧，而电阻负载连接到初级侧。

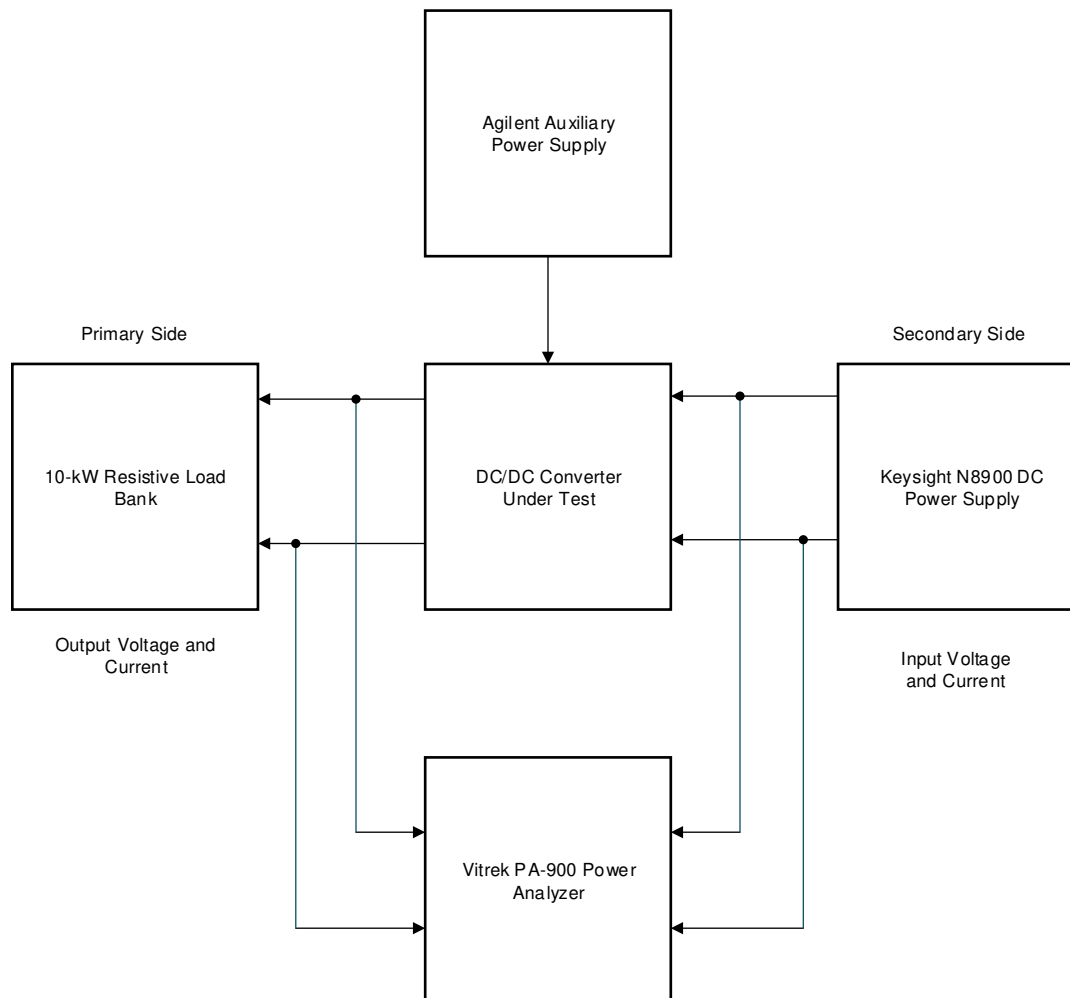


图 4-40. 实验 5 测试设置

- 通过从 PowerSUITE GUI 的“Project Options”（项目选项）下拉菜单中选择实验 5: *Open Loop (开环) PWM, Sec to Prim Power Flow (次级到初级功率流)*，对工程进行编译。确保按照工作条件设置电流和电压限制。

```
#if DAB_LAB == 5
#define DAB_CONTROL_RUNNING_ON C28X_CORE
#define DAB_POWER_FLOW DAB_POWER_FLOW_SEC_PRI
#define DAB_INCR_BUILD DAB_OPEN_LOOP_BUILD
#define DAB_TEST_SETUP DAB_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define DAB_PROTECTION DAB_PROTECTION_ENABLED
#define DAB_CONTROL_MODE DAB_VOLTAGE_MODE
#define DAB_SFRA_TYPE 0#define DAB_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)DAB_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#endif
```

- 通过点击 CCS 中的绿色运行按钮，运行工程
- 通过在脚本控制台中加载 javascript “setupdebugenv_lab5.js”，在“Watch”（观察）窗口中填充所需的变量。

Expression	Type	Value	Address
(x)= DAB_buildLevel.buildLevel	enum <unnamed>	openLoopCheck	0x00008002@Data
(x)= DAB_pwmSwState_pwmSwState	enum <unnamed>	pwmSwState_singlePhaseShiftControl	0x00008008@Data
(x)= DAB_powerFlowState_powerFlowSt	enum <unnamed>	powerFlow_BatteryDischarging	0x0000800C@Data
(x)= DAB_tripFlag_tripFlag	enum <unnamed>	noTrip	0x00008004@Data
(x)= DAB_clearTrip	long	0	0x000080C6@Data
(x)= DAB_pwmFrequency_Hz	float	100000.0	0x000080CA@Data
(x)= DAB_pwmPhaseShiftPrimSecRef_p	float	-0.0320000015	0x000080D6@Data
(x)= DAB_vPrimSensed_Volts	float	173.166504	0x00008038@Data
(x)= DAB_iPrimSensed_Amps	float	-0.87890625	0x00008024@Data
(x)= DAB_vSecSensed_Volts	float	103.191628	0x0000805C@Data
(x)= DAB_iSecSensed_Amps	float	-1.54199219	0x0000804E@Data
+ Add new expression			

图 4-41. 实验 5 观察视图

3. 通过将“1”写入 DAB_clearTrip 变量，启用 PWM
4. 通过写入 DAB_pwmPhaseShiftPrimSec_pu，以 0.002pu 的步长缓慢地改变相移，并观察转换器输出的电压变化。

备注

相移值中的负号是反向功率流所需的。



测试条件： $V_{OUT} = 600V V_{DC}$ ，相移 = -0.032， $V_{IN} = 330V V_{DC}$ ，负载 = 400 Ω

图 4-42. 实验 5 反向功率流

- 过流保护 (反向功率流)

图 4-43 和图 4-44 图示了过流保护 (反向功率流) 。

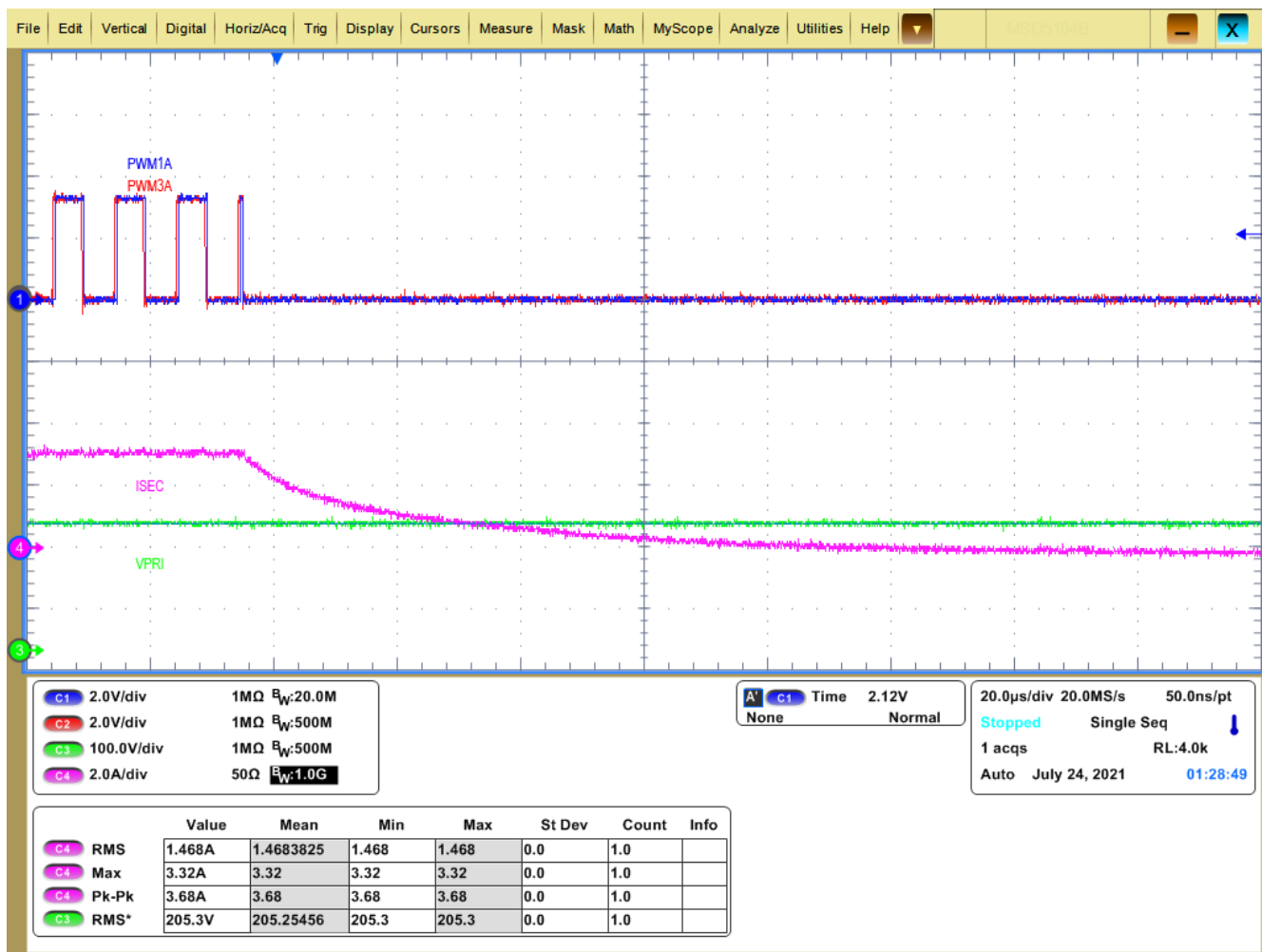


图 4-43. 实验 5 次级 (源) 上的反向功率流跳变 (电源) ，限值设置等于 4A

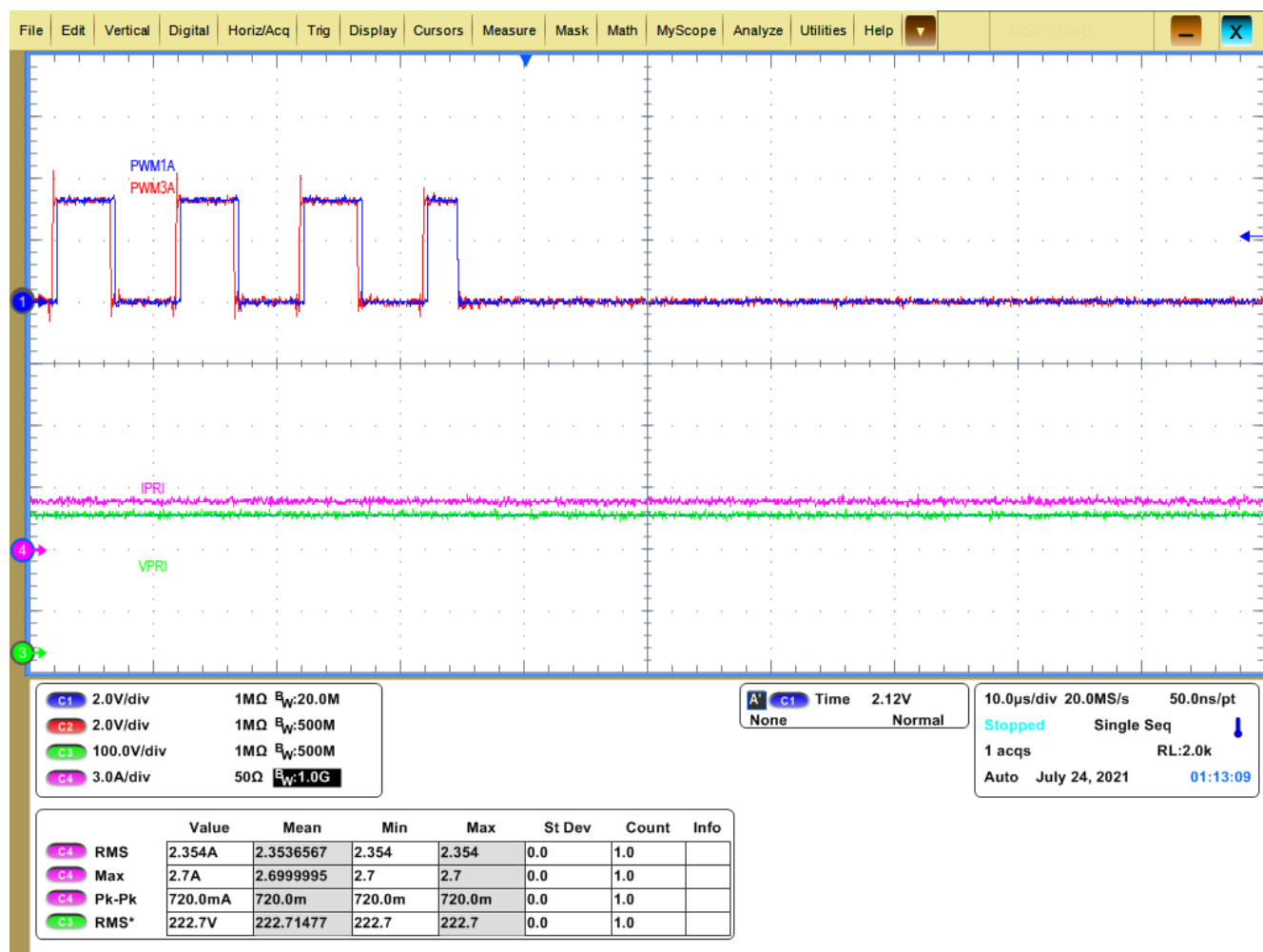


图 4-44. 实验 5 初级 (电阻负载) 上的反向功率流, 限值设置等于 2.5A

4.5 测试结果

DC/DC 转换器的测试和实现分两个阶段完成：

- 开环测试：在此阶段中，PWM 波形在固定频率为 100kHz 时配置，并改变输入电桥与输出电桥之间的相位以获得所需的输出电压和功率级别。通过测量不同功率级别下的效率量化转换器的性能。
- 闭环测试：在此阶段中，对转换器的稳定性及跟踪基准电压的能力和好的瞬态性能进行了测试。

4.5.1 开环性能

表 4-4 显示了系统效率是输出功率的函数。通过更改负载以及输入电桥与输出电桥之间的相位角来改变转换器输出功率以达到 10kW。从表中可以看出，转换器在大概 6kW 时的峰值效率为 98.2%，并在 10kW 时的满载效率为 97.6%。图 4-45 显示了在不同功率水平下转换器的测量效率。

表 4-4. 转换器效率结果

测试条件	输入电压 V_{IN} : 800V, 开关频率 : 100kHz, 相移 : 10° 至 15° , 负载电阻 : 从 128 Ω 减小至 34 Ω						输入电压 V_{IN} : 800V, 开关频率 : 100kHz, 负载电阻 : 26 Ω , 相移 : 从 16° 增加到 23°					
负载 (单位为瓦特)	500	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	
效率	91%	94%	97.50%	97.70%	97.90%	98%	98.16%	97.90%	97.80%	97.75%	97.60%	

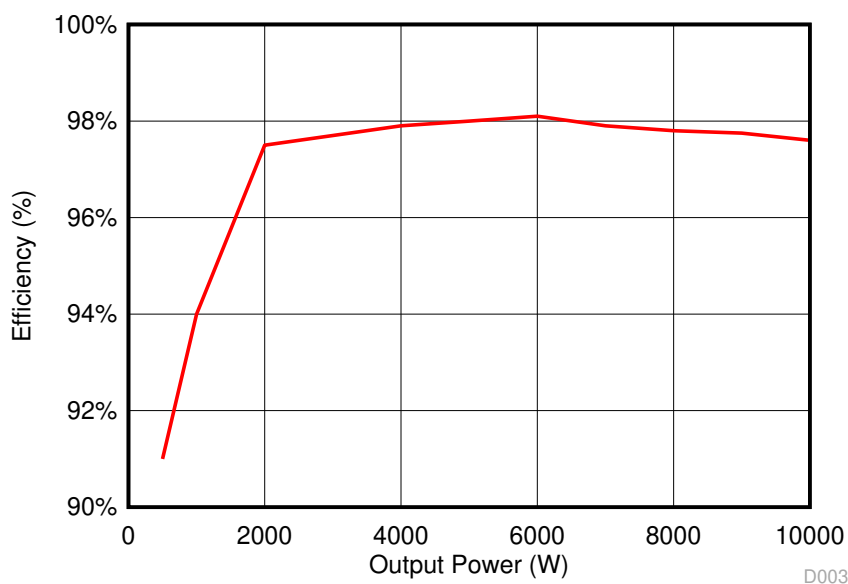


图 4-45. 效率与输出功率间的关系

表 4-5 显示了用于将输出功率从轻载改为满载的电阻负载。输入电压一直保持为 800V 不变。从表中可以看到，为了实现 10kW 的功率传输，通过将负载电阻保持为 26Ω 来改变相位角。对于特定的功率输出、输入电压、输出电压、开关频率、匝数比和漏电感，可以使用方程式 14 来计算相位角。

表 4-5. 结果汇总

输入电流 (A)	输入功率 (W)	输出电流 (A)	输出电压 (V)	输出功率 (W)	效率	负载电阻 (Ω)	观察到的相移 (度)	实际计算出的相移 (度)
2.47	1976	3.875	496	1922	97.3%	128	10	7
4.37	3496	7.07	483.4	3416	97.7%	68	10	7
5.51	4408	9.06	473	4286	97.2%	52	10	8.5
7.79	6232	13.42	455.6	6114	98.1%	34	15	13
8.86	7088	16.49	419.4	6916	97.6%	26	16.2	16.32
11.56	9248	18.85	479.4	9036	97.7%	26	21.6	18.9
12.62	10096	19.68	500.5	9855	97.6%	26	23	20

表 4-5 显示了观察到的相移（根据 PWM 设置计算得出）与根据公式计算得出的实际相移略有不同。根据理论公式可以很好地设置相移，但是根据施加于转换器的负载，需要对相位进行微调，以便提供所需的功率。在相移为 23 度的条件下，当输入电压为 800V 且开关频率为 100kHz 时，可以获得 10kW 的全功率传输和 500V 的输出电压。通过控制相位以闭环方式将输出电压调节至所需值，该调节将在本设计发布后提供。

图 4-46 显示了 10kW 功率水平下的初级侧 SiC MOSFET 的漏极电压（深蓝色）、栅极电压（青色）和电感器电流（紫色）波形。漏极电压在 0V 至 800V 之间切换，栅极电压波形从 +15V 切换至 -4V，而电感器电流具有明显的梯形特征，峰值电流约为 20A。

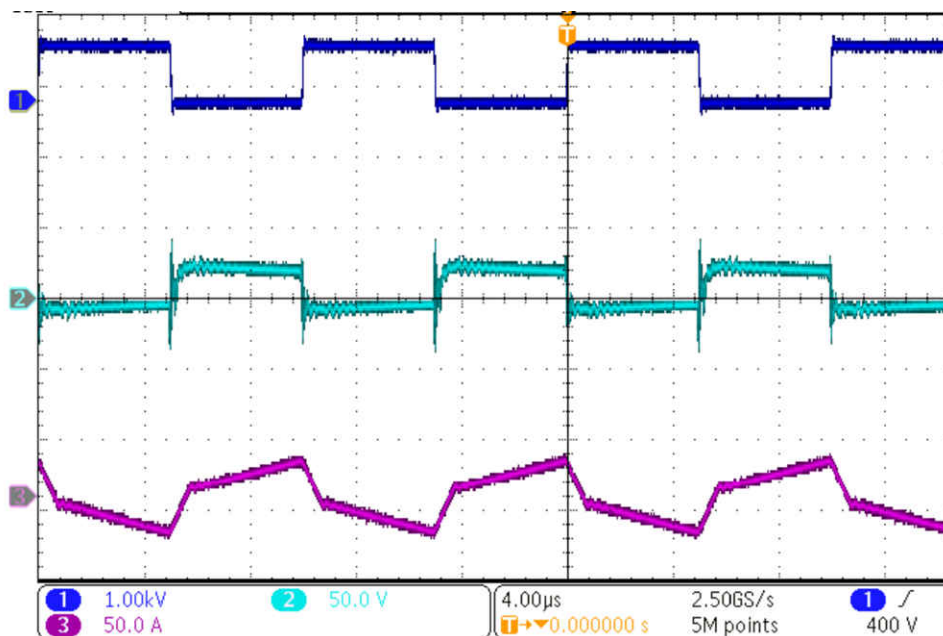


图 4-46. 10kW 时的波形

图 4-47 显示了导通瞬间时的波形。一旦漏极电压（青色）下降至零，就会施加栅极脉冲（深蓝色）以导通 MOSFET。这会使得 MOSFET 出现 ZVS 导通。图 4-48 显示了开关关断波形。关断过程导致开关损耗。通过在 MOSFET 上放置输出电容器可以最大程度地降低此损耗。

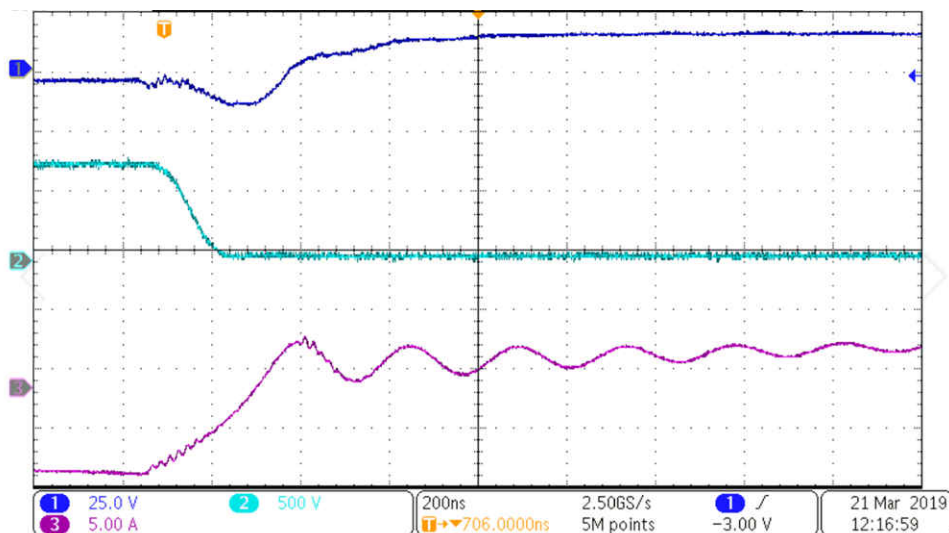


图 4-47. 开关导通波形

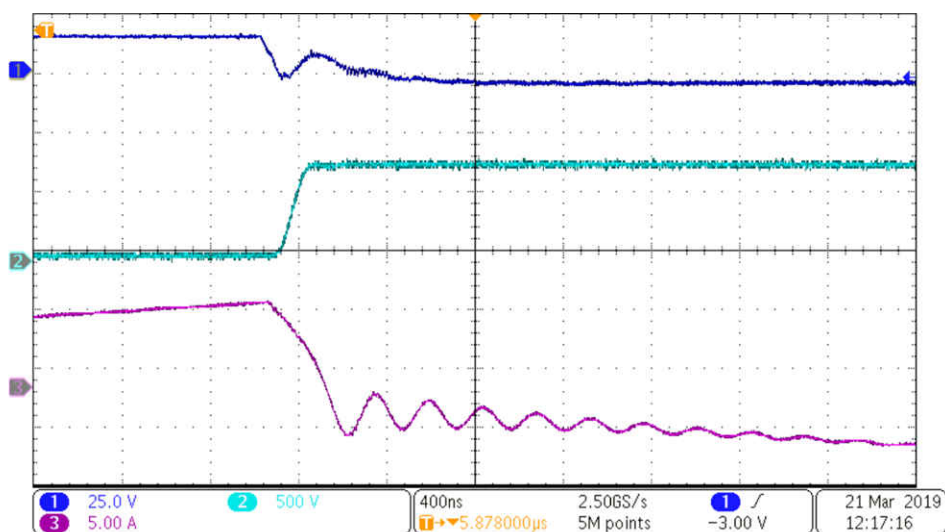


图 4-48. 开关关断波形

表 4-6 显示了转换器的尺寸。计算得出的转换器总功率密度为 2.32kW/L，超过了 1kW/L 的目标规格。

表 4-6. 电路板尺寸

轴	尺寸
X	328 mm
是	160 mm
Z	82 mm
体积	4.3 升

4.5.2 闭环性能

如需对闭环性能进行量化，当前设计中实现了以下功能模块：

- 使用 AMC1311 检测初级电压和次级电压
- 使用 AMC3302 和 AMC3306 检测电流
- 使用 TMP235 和 LMT87 检测温度，以增加保护电源器件的可能性（此设计中并未实现）

这些功能模块与 F280049 MCU 连接，在 MCU 中，可以处理信号以实现电压模式或电流模式控制。目前，此参考设计中尚未实现数字控制。在此参考设计发布后，本节将对信号链校准、稳定性以及转换器闭环性能等测试结果进行更新。

5 设计文件

5.1 原理图

如需下载原理图，请参阅 [TIDA-010054](#) 中的设计文件。

5.2 物料清单

如需下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010054](#) 的设计文件。

5.3 PCB 布局建议

5.3.1 布局图

如需下载板层图，请参阅 [TIDA-010054](#) 中的设计文件。

5.4 Altium 项目

如需下载 Altium Designer® 项目文件，请参阅 [TIDA-010054](#) 的设计文件。

5.5 Gerber 文件

如需下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-010054](#) 中的设计文件。

5.6 装配图

如需下载装配图，请参阅 [TIDA-010054](#) 的设计文件。

6 相关文档

1. [高功率双有源电桥直流/直流转换器的性能特征](#)
2. [采用 1.2kV 碳化硅 MOSFET 和肖特基二极管的 25kW 700V 电隔离式双向 DC-DC 转换器的性能](#)
3. [对双向、双有源电桥 DC-DC 转换器拓扑进行建模和优化](#)

6.1 商标

TI E2E™, Piccolo™, TMS320C2000™, C2000™, and Code Composer Studio (代码调试器)™ are trademarks of Texas Instruments.

CHAdEMO® is a registered trademark of The Tokyo Electric Power Company.

SIMPLE SWITCHER (简单开关)® is a registered trademark of Texas Instruments.

MATLAB® is a registered trademark of MathWorks, Inc.

Cree® is a registered trademark of Cree, Inc.

Payton Planar Magnetics® is a registered trademark of Payton Planar Magnetics, LTD.

Keysight® is a registered trademark of Keysight Technologies, Inc.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

所有商标均为其各自所有者的财产。

7 术语

- SiC - 碳化硅
- DAB - 双有源电桥
- ZVS - 零电压开关
- EV - 电动汽车
- CCS - Code Composer Studio (代码调试器)
- V2G - 车联网

8 作者简介

Lei Song 是德州仪器 (TI) 德国公司的系统工程师，负责为电网基础设施开发参考设计解决方案。近来他专注于电动汽车充电、太阳能和能源存储的系统级参考设计。**Lei** 获得勃兰登堡工业大学电力工程学硕士学位。过去，他一直致力于 PMIC、电机控制 MCU、LED 驱动器、磁性电流传感器和集成 AFE 的 IC 开发。

Harish Ramakrishnan 是德州仪器 (TI) 印度分公司的系统工程师，负责为电网基础设施领域开发参考设计解决方案。他获得了印度杜尔加布尔理工大学电气工程学士学位，并获得了在得克萨斯州农工大学电气工程硕士学位。

N. Navaneeth Kumar 是德州仪器 (TI) C2000 组的系统工程师，负责开发电机控制解决方案。**N. Navaneeth** 在电力电子设备、EMC、模拟和混合信号设计领域拥有丰富经验。他在驱动器、太阳能逆变器、UPS 和继电保护领域拥有系统级产品设计经验。

Manish Bhardwaj 是德州仪器 (TI) C2000 微控制器系统解决方案组的系统应用工程师，负责为数字电源、电机控制和太阳能应用开发参考设计解决方案。在 2009 年加入 TI 前，**Manish** 获得了亚特兰大佐治亚理工学院电气和计算机工程专业理学硕士学位以及印度德里理工学院工程学士学位。

9 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision B (October 2021) to Revision C (July 2022)	Page
• 更新了节 2.3.4.1 中的方程式 7 和方程式 8。.....	14
• 更新了节 2.3.5.1 中的方程式 18	20
• 更新了节 2.3.5.2 中的方程式 19	20
• 更新了节 2.3.5.3 中的方程式 30	24

Changes from Revision A (September 2021) to Revision B (October 2021)	Page
• 更新了图 2-3。.....	9
• 将步骤 2 中的值从 0.01ns 更改为了 0.05ns。.....	50

Changes from Revision * (June 2019) to Revision A (September 2021)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 更新了首页方框图和电路板照片.....	1
• 更新了图 2-1 并将注释新增到节 2.1 中.....	5
• 更新了节 2.2 中的器件.....	6
• 更新了电路说明一节中的原理图.....	29
• 更新了节 3.4 中的功率架构图。.....	33
• 更新了软件一节。.....	39
• 新增了 PowerSUITE GUI 一节。.....	48
• 新增了五个小节来详细介绍各个实验结果.....	49

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司