

Design Guide: TIDA-01606

11kW 双向三相三级 (T 型) 逆变器和 PFC 参考设计



说明

此参考设计概述了如何实现基于 SiC 的双向三级三相有源前端 (AFE) 逆变器和功率因数校正 (PFC) 级。此设计使用最高为 90kHz 开关频率和 LCL 输出滤波器来减小磁性元件的尺寸。峰值效率达到了 98.6%。此设计展示了如何在 DQ 域中实现完整的三相 AFE 控制。这款双向转换器可实现直流快速充电和车辆到电网 (V2G) 应用。

资源

TIDA-01606	设计文件夹
TMS320F28379D 、 TMS320F280039C	产品文件夹
UCC21710 、 UCC5350 、 AMC3306M05	产品文件夹
TMCS1123 、 AMC0330R 、 AMC0381D	产品文件夹
OPA4388 、 OPA397 、 UCC14341B	产品文件夹
UCC33421 、 C2000WARE	产品文件夹
TMDSCNCD28379D	工具文件夹
TMDSCNCD280039C	工具文件夹

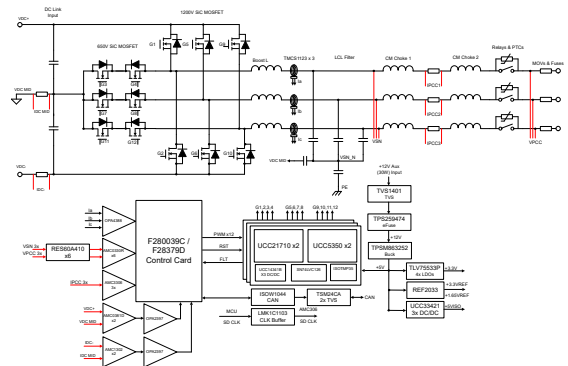
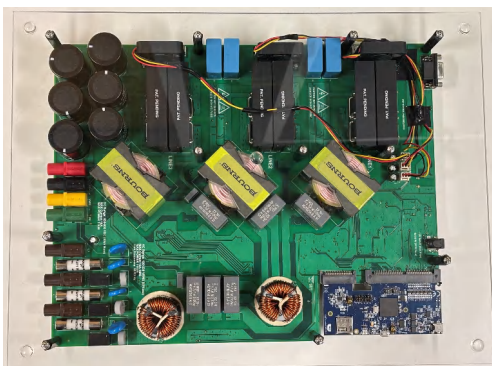


特性

- 额定标称和最大输入电压为 800V 和 900V 直流电压，在 400V 交流 L-L 50Hz 或 60Hz 下的最大功率为 11kW (11kVA)
- 紧凑型输出 LCL 滤波器，开关频率为 90kHz
- 满载时输出电流总谐波失真 (THD) 小于 2.5%
- 用于驱动高压 SiC MOSFET 并具有增强型隔离功能的隔离式驱动器 UCC21710，以及用于驱动中间 SiC MOSFET 的 UCC5350
- 使用 TMCS1123 进行隔离式电流检测，从而实现负载电流控制和监测
- TMS320F28379D 和 TMS320F280039C 控制卡可执行数字控制，搭载了可使锁相环 (PLL) 计算加速的三角函数加速器 (TMU)、用于实现保护比较器子系统以及可将控制环路卸载到协处理器的控制律加速器 (CLA)

应用

- 直流快速充电站
- 直流壁挂式充电箱
- 车载充电器 (OBC) 和无线充电器
- 电源转换系统 (PCS)
- 串式逆变器
- 中央逆变器



1 系统说明

现代商业规模的光伏逆变器在两个方面进行了创新，使市场上的产品体积更小、效率更高：

- 转向更高电压的太阳能电池阵列
- 减小板载磁体的尺寸

通过将阵列中的电压增加到 **1000V** 或 **1500V** 直流电压，可以降低电流以保持相同的功率等级。电流的降低会使设计中所需的铜更少和功率传导器件的体积更小。 di/dt 的降低也可降低电子元件上的应力。然而，高于 **1kV** 的持续直流电压难以设计，甚至难以找到能够承受这种高压的元件。

为了补偿由高压太阳能电池阵列产生的电压应力，目前已设计出了新的光伏逆变器拓扑。传统的半桥会阻止每个开关器件上的全输入电压。通过添加额外的开关阻断和传导元件，可显著降低器件上的整体应力。本参考设计展示了如何实现三级转换器。还可以实现更高级别的转换器，从而进一步提高电压处理能力。

通过在电源转换器中实现更高的开关速度，还能提高太阳能电子设备的功率密度。正如本设计所示，即使是稍高的开关速度也能降低输出滤波器级的整体尺寸要求，而这也是影响设计尺寸的主要因素。

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。这种缓慢的上升和下降会增加导通损耗，因为器件在开关状态中花费的时间更多。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。为此，使用了较新的开关半导体技术（例如具有高电子迁移率的 **SiC** 和 **GaN** 器件）开发方案。本参考设计将 **SiC MOSFET** 与 TI 的 **SiC 栅极驱动器** 技术结合使用，旨在展示可能增加的功率密度。

同样，就车载充电器 (OBC) 而言，人们对更高功率充电器 (**11kW** 和 **22kW**) 的需求越来越高。对于需要三相 PFC 的情况，本设计展示了如何使用 **DQ 控制** 来实现三相 PFC，并提供了完整的控制环路模型。

1.1 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格	详细信息
输出功率	11kW	节 2.3
输出电压	三相 400V _{RMS} (最大值 V_{L-L})	节 2.3
输出频率	50 或 60Hz	节 2.3
输出电流	16A _{RMS} (最大值)	节 2.3
标称输入电压	800-V DC	节 2.3
输入电压范围	600V 至 900V DC	节 2.3
逆变器开关频率	50-90kHz	节 2.3
效率	98.6%	节 2.3.1.5
THD	< 3% (11kW)	
功率密度	2.2kW/L+	
尺寸	27cm × 35cm × 5cm	

2 系统概述

2.1 方框图

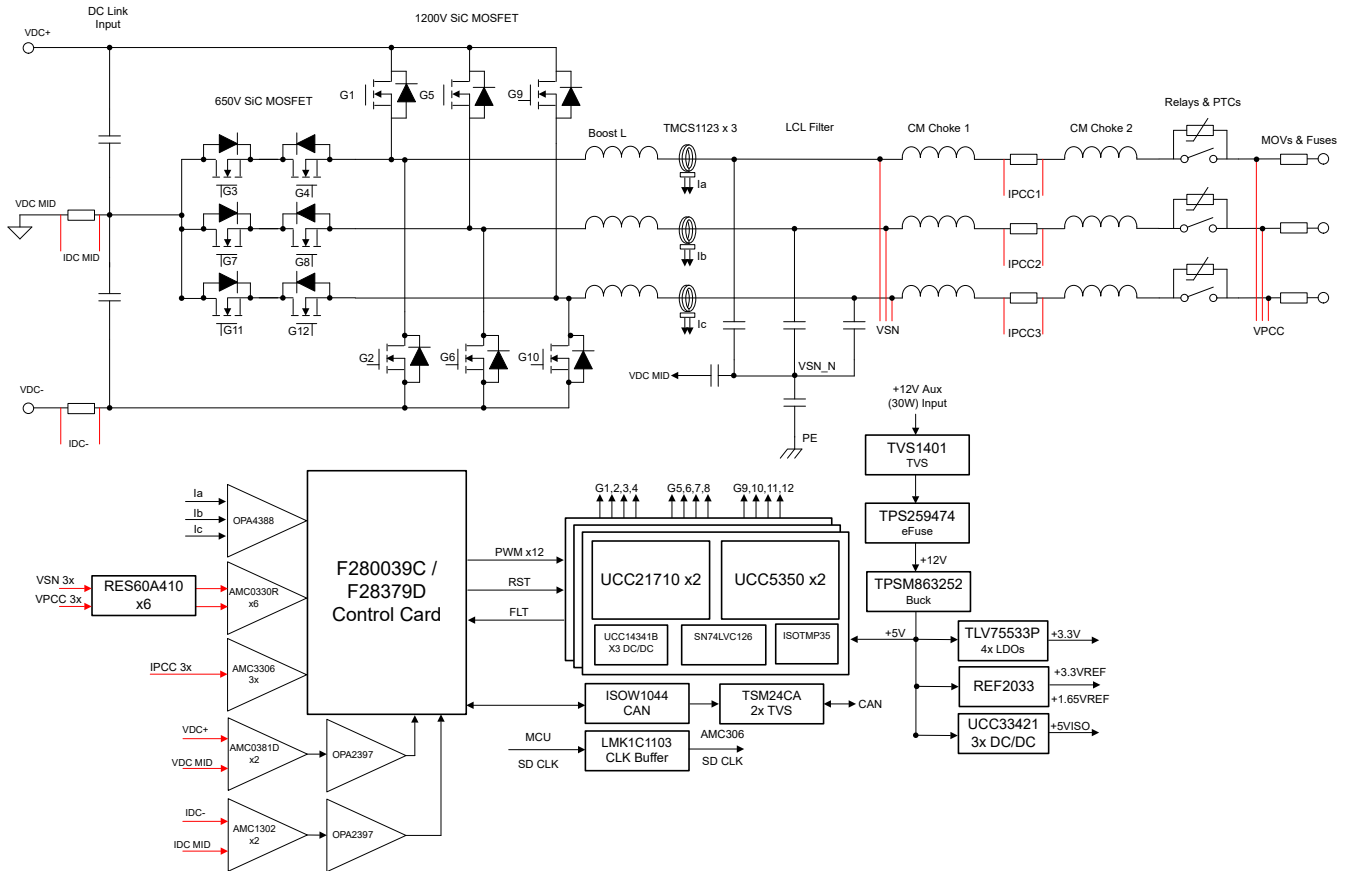


图 2-1. TIDA-01606 方框图

该参考设计由两块互相通信的独立板组成。以下电路板协同工作以形成此三相逆变器参考设计：

- 一块电源板，包括所有的开关器件、栅极驱动器、LCL 滤波器、传感电子器件和电源结构
- 一块支持 DSP 的 TMS320F28379D 控制卡或 TMS320F280039C

2.2 重点产品

2.2.1 UCC21710

UCC21710 器件是一款用于绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 和 SiC MOSFET 的 5.7kV_{RMS} 增强型隔离式栅极驱动器，具有分离输出，提供 10A 的拉电流和 10A 的灌电流。输入端由 3V 至 5.5V 的单电源供电运行。输出侧支持的电源电压范围为 13V 至 33V。两路互补 CMOS 输入控制栅极驱动器输出状态。130ns 的短暂传播时间保证了对于输出级的精确控制。UCC21710 集成了短路保护功能，通过过流检测进行检测，具有保护 SiC MOSFET 所需的快速响应时间。

- 150kV/ μ s (最小值) 的共模瞬态抗扰度 (CMTI)
- 分离输出，可提供 10A 峰值拉电流和 10A 峰值灌电流
- 短传播延迟：90ns (典型值)，130ns (最大值)
- 4A 有源米勒钳位
- 输出短路钳位
- 短路期间的软关断 (STO)
- 在检测到去饱和故障时在 FLT 上发出故障报警并通过 RST 复位
- 具有就绪 (RDY) 引脚指示的输入和输出欠压锁定 (UVLO)
- 有源输出下拉特性，在低电源或输入悬空的情况下默认输出低电平

- 2.25V 至 5.5V 输入电源电压
- 15V 至 30V 输出驱动器电源电压
- CMOS 兼容输入
- 抑制短于 40ns 的输入脉冲和噪声瞬态
- 工作温度：-40°C 至 +150°C (环境温度)
- 可耐受的浪涌隔离电压高达 12800V_{PK}

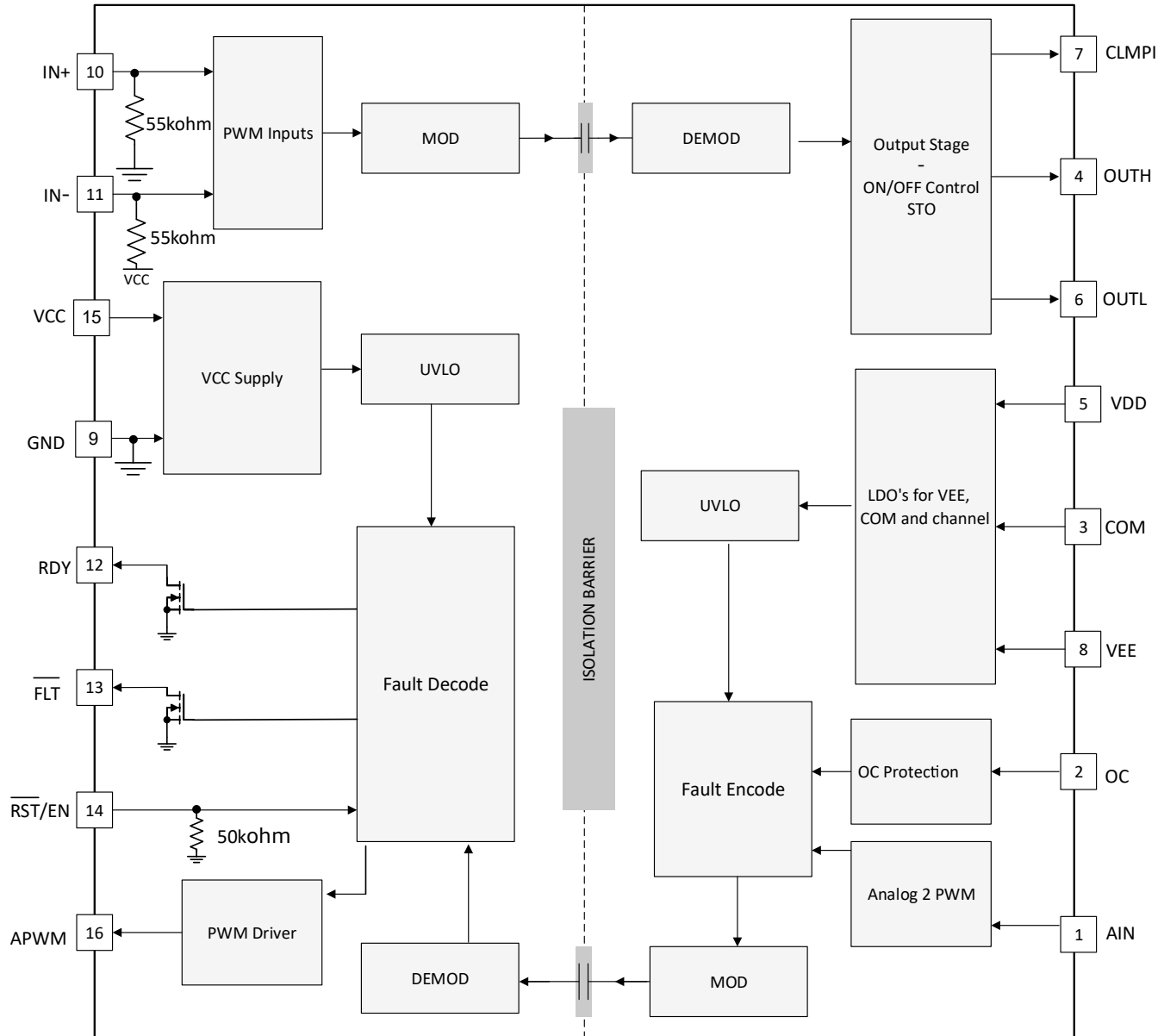


图 2-2. UCC21710 功能方框图

2.2.2 UCC5350

UCC53x0 是一系列紧凑型单通道隔离式 IGBT、SiC 和 MOSFET 栅极驱动器，具有出色的隔离额定值和用于引脚排列配置的型号以及驱动强度。

UCC53x0 采用 8 引脚 SOIC (DWV) 封装。该封装具有 8.5mm 的爬电距离和间隙，可以支持高达 5kV_{RMS} 的隔离电压，非常适合需要增强型隔离的应用。UCC53x0 系列具有各种不同的选项和宽电源范围，适用于电机驱动器和工业电源。

- 3V 至 15V 输入电源电压

- 13.2V 至 33V 输出驱动器电源电压
- 特性选项：
 - 分离输出 (UCC5320S 和 UCC5390S)
 - 与 MOSFET 集电极相关的 UVLO (UCC5320E 和 UCC5390E)
 - 米勒钳位选项 (UCC5310M 和 UCC5350M)
- 输入引脚具有负 5V 电压处理能力
- UCC5320S、UCC5320E 和 UCC5310M 具有 60ns 传播延迟 (典型值)
- 100kV/ μ s 最低 CMTI
- 可承受的隔离浪涌电压：4242V_{PK}
- 安全相关认证：
 - 符合 DIN V VDE V 0884-10 和 DIN EN 61010-1 标准的 4242V_{PK} 隔离 (计划)
 - 符合 UL 1577 标准且长达 1 分钟的 3000V_{RMS} 隔离 (计划)
 - CSA 元件验收通知 5A、IEC 60950-1 和 IEC 61010-1 终端设备标准 (计划)
 - 符合 GB4943.1-2011 标准的 CQC 认证 (计划)
- 针对所有引脚的 4kV ESD
- CMOS 输入
- 8 引脚窄体 SOIC 封装
- 工作温度：- 40°C 至 +125°C (环境温度)

2.2.3 TMS320F28379D

Delfino™ TMS320F2837xD 是一款功能强大的 32 位浮点微控制器单元 (MCU)，专为高级闭环控制应用 (如工业驱动和伺服电机控制、光伏逆变器和转换器、数字电源、运输以及电力线通信) 而设计。数字电源和工业驱动器的完整开发包作为 powerSUITE 和 DesignDRIVE 方案的一部分提供。虽然 Delfino 产品线并非 TMS320C2000™ 产品系列的新成员，但 F2837xD 支持新型双核 C28x 架构，显著提升了系统性能。此外，集成式模拟和控制外设还允许设计人员整合控制架构，并消除了高端系统对多处理器的需求。

- 双核架构：
 - 两个 TMS320C28x 32 位 CPU
 - 200MHz
 - IEEE 754 单精度浮点单元 (FPU)
 - 三角函数加速器 (TMU)
 - Viterbi/复杂数学单元 (VCU-II)
- 两个可编程控制律加速器 (CLA)
 - 200MHz
 - IEEE 754 单精度浮点指令
 - 独立于主 CPU 执行代码
- 片上存储器
 - 512KB (256kW) 或 1MB (512kW) 闪存 (ECC 保护)
 - 172KB (86kW) 或 204KB (102kW) RAM (ECC 保护或奇偶校验保护)
 - 支持第三方开发的双区安全
- 时钟和系统控制：
 - 两个内部零引脚 10MHz 振荡器
 - 片上晶体振荡器
 - 窗口看门狗计时器模块
 - 丢失时钟检测电路
- 1.2V 内核、3.3V I/O 设计
- 系统外设：
 - 两个支持 ASRAM 和 SDRAM 的外部存储器接口 (EMIF)
 - 两个六通道直接存储器存取 (DMA) 控制器
 - 多达 169 个具有输入滤波功能的独立可编程、多路复用通用输入/输出 (GPIO) 引脚
 - 扩展外设中断控制器 (ePIE)
 - 支持多个具有外部唤醒功能的低功耗模式 (LPM)

- 通信外设：
 - USB 2.0 (MAC + PHY)
 - 支持 12 引脚 3.3V 兼容通用并行端口 (uPP) 接口
 - 两个控制器局域网 (CAN) 模块 (引脚可引导)
 - 三个高速 (高达 50MHz) SPI 端口 (引脚可引导)
 - 两个多通道缓冲串行端口 (McBSP)
 - 四个串行通信接口 (SCI/UART) (引脚可引导)
 - 两个 I²C 接口 (引脚可引导)
- 模拟子系统：
 - 多达四个模数转换器 (ADC)：
 - 16 位模式
 - 每个为 1.1MSPS (系统吞吐量高达 4.4MSPS)
 - 差分输入
 - 多达 12 个外部通道
 - 12 位模式
 - 每个为 3.5MSPS (系统吞吐量高达 14MSPS)
 - 单端输入
 - 多达 24 个外部通道
 - 每个 ADC 上有一个采样保持 (S/H) 电路
 - ADC 转换的硬件集成后处理：
 - 饱和失调电压校准
 - 设定点计算的误差
 - 具有中断功能的高电平、低电平和过零比较
 - 触发至采样延迟捕捉
 - 八个具有 12 位数模转换器 (DAC) 参考的窗口比较器
 - 三个 12 位缓冲 DAC 输出
- 增强型控制外设：
 - 24 个具有增强功能的脉宽调制器 (PWM) 通道
 - 16 个高分辨率脉宽调制器 (HRPWM) 通道：
 - 八个 PWM 模块的 A、B 通道均具有高分辨率
 - 死区支持 (对于标准和高分辨率均支持)
 - 六个增强型捕捉 (eCAP) 模块
 - 三个增强型正交编码器脉冲 (eQEP) 模块
 - 八个 Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) 输入通道 (每个通道两个并联滤波器)：
 - 标准 SDFM 数据滤波
 - 用于快速响应超范围情况的比较器滤波器

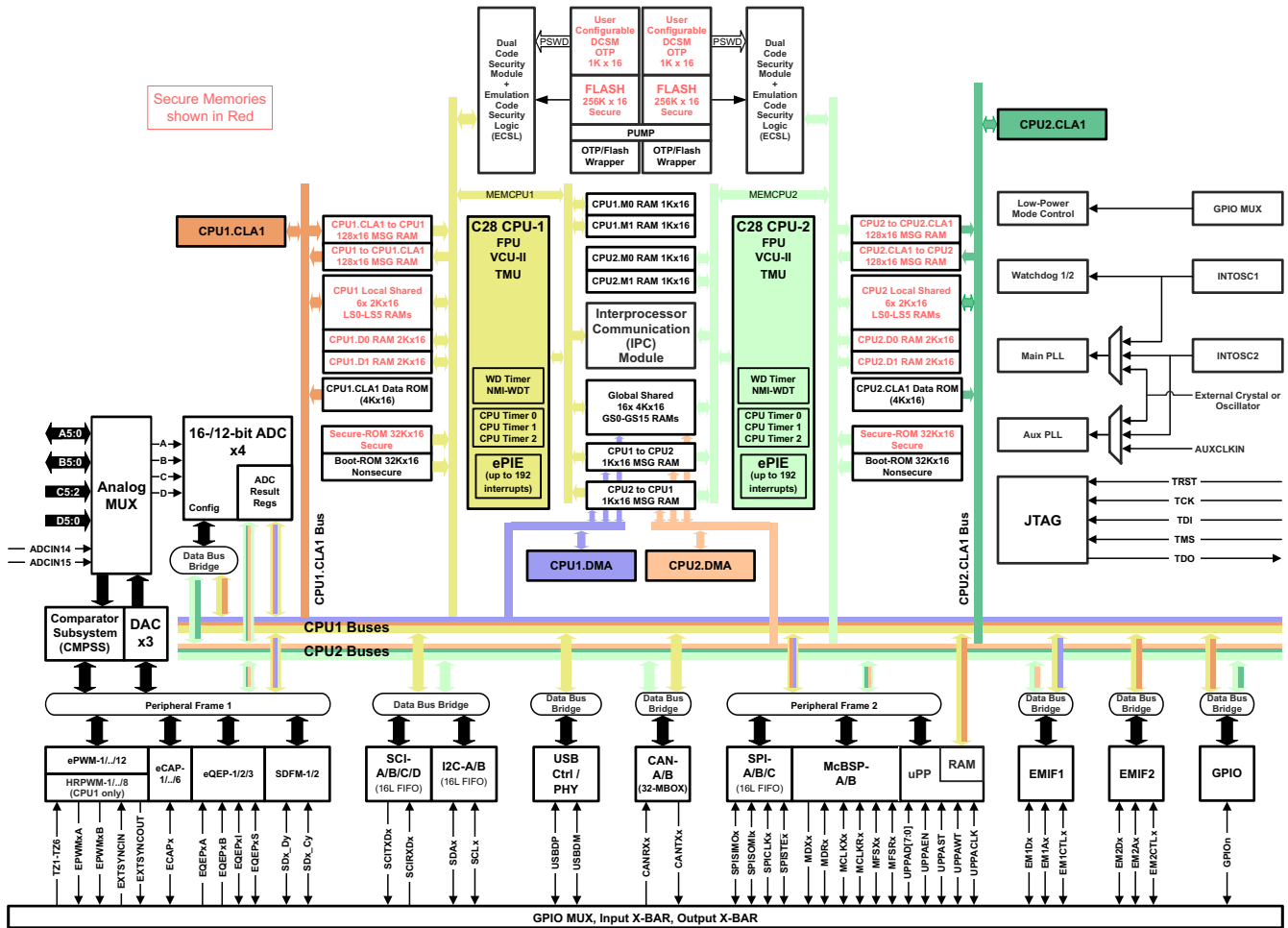


图 2-3. TMS320F28379D 功能方框图

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。

2.2.5 OPA4388

OPAx388 (OPA388、OPA2388 和 OPA4388) 系列精密运算放大器是超低噪声、快速稳定、零漂移、零交叉器件，可实现轨至轨输入和输出运行。这些特性及出色的交流性能与仅为 $0.25\mu\text{V}$ 的失调电压以及 $0.005\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的温漂相结合，使得 OPAx388 成为驱动高精度模数转换器 (ADC) 或缓冲高分辨率数模转换器 (DAC) 输出的理想选择。该设计在驱动 ADC 时具有出色的性能，而不会降低线性度。OPA388 (单通道版本) 采用 VSSOP-8、SOT23-5 和 SOIC-8 封装。OPA2388 (双通道版本) 采用 VSSOP-8 和 SO-8 封装。OPA4388 (四通道版本) 采用 TSSOP-14 和 SO-14 封装。所有版本的额定工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 。

2.2.6 TMCS1123

TMCS1123 是一款电隔离霍尔效应电流传感器，具有业界出色的隔离功能和精度。该器件还提供与输入电流成正比的输出电压，且在所有灵敏度选项下均具有出色的线性度和低漂移。具有内置漂移补偿功能的精密信号调节电路能够在没有系统级校准的情况下，在温度和寿命范围内实现小于 1.4% 的最大灵敏度误差，或在一次性室温校准的情况下，实现小于 0.9% 的最大灵敏度误差 (包括寿命和温度漂移)。

2.2.7 AMC0330R

AMC0x30R-Q1 是一款精密的电隔离放大器，具有 $\pm 1\text{V}$ 高阻抗输入和单端比例输出。高阻抗输入针对与高阻抗电阻分压器或具有高输出电阻的其他电压信号源的连接进行了优化。

2.2.8 AMC0381D

AMC0381D-Q1 是一款精密的电隔离放大器，具有高压直流、高阻抗输入和固定增益差动输出。输入专为直接连接到高压信号源而设计。

2.2.9 UCC14341

UCC14341 是一款高隔离电压直流/直流模块，旨在为 IGBT 或 SiC 栅极驱动器供电。该模块集成了一个变压器和具有专有架构的直流/直流控制器，可实现高效率 and 非常低的发射。高精度输出电压可提供更高的系统效率，不会对功率器件栅极造成过应力。

2.2.10 UCC33421

UCC33421-Q1 是一款采用集成变压器技术且符合汽车标准的直流/直流电源模块，可提供 1.5W 的隔离式输出功率。该器件支持 4.5V 至 5.5V 的输入电压工作范围，并可通过 5.5V 的可选余量调节 5.0V 输出电压。

2.3 系统设计原理

2.3.1 三相 T 型逆变器

2.3.1.1 架构概述

若要了解三级 T 型逆变器背后的推动力，需要了解传统两级逆变器的一些背景知识。图 2-4 展示了此架构的典型实现。

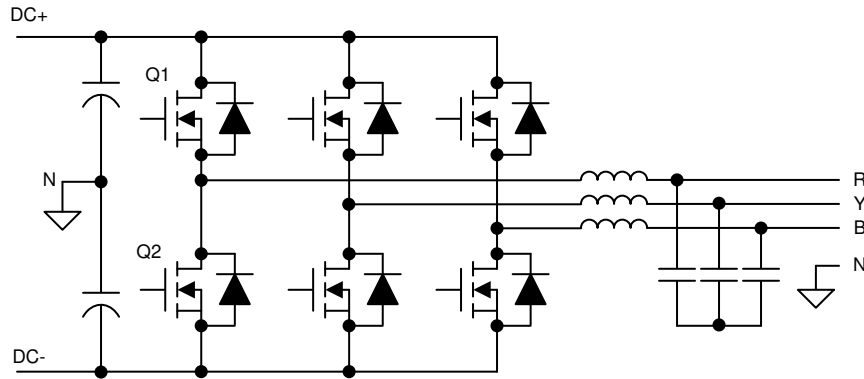


图 2-4. 两级三相逆变器架构

为简化分析，将只看其中一条桥臂。

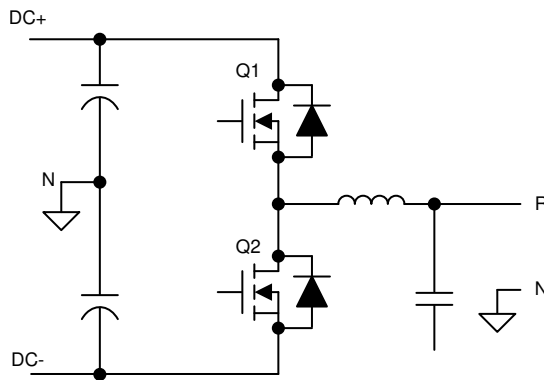


图 2-5. 两级单相逆变器桥臂

在此示例中，两个开关器件形成一对，有四种可能的导通状态，与其他相位无关。

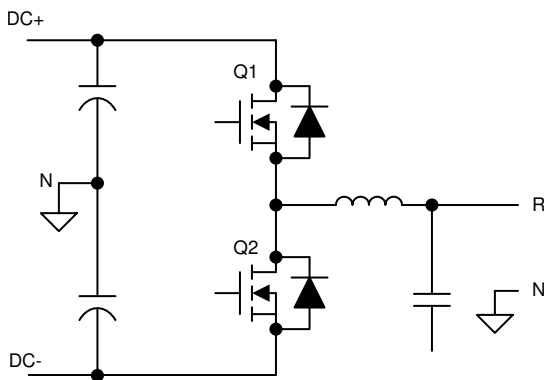


图 2-6. Q1 和 Q2 关断

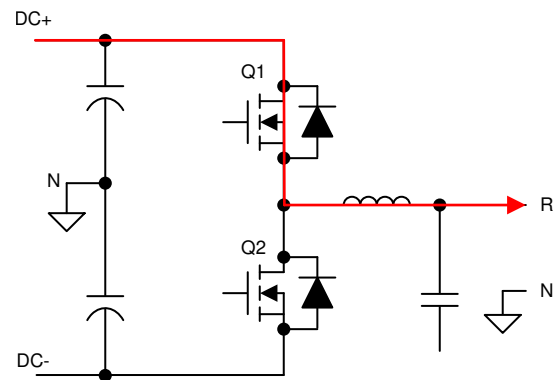


图 2-7. Q1 导通，Q2 关断

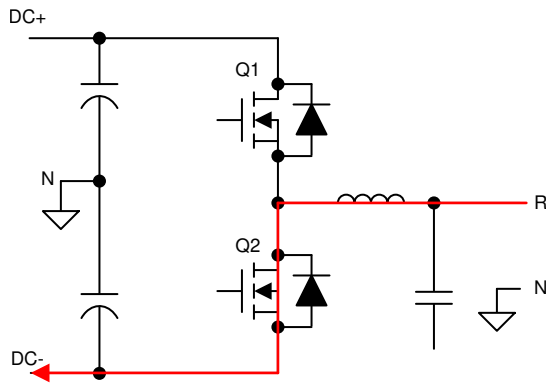


图 2-8. Q1 关断, Q2 导通

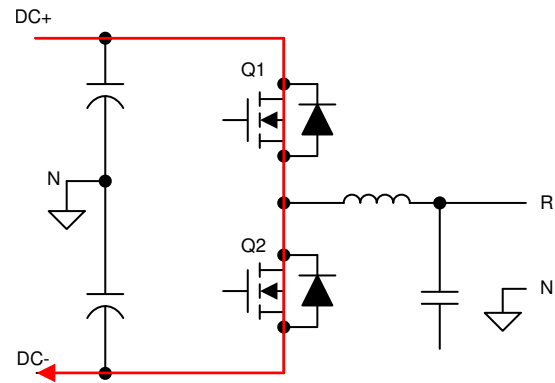


图 2-9. Q1 和 Q2 导通 (无效)

观察通过逆变器的电流路径可以看出, 每个开关器件必须能够阻断 DC+ 和 DC- 之间存在的完整直流链路电压。在传统的低压系统 (< 600V) 中, 这种功能对于现货供应的常见现成 IGBT 来说是微不足道的。然而, 如果在不增加电流的情况下将直流链路电压推高以增加功率吞吐量 (这是电力电子领域的一个普遍趋势), 则此限制功能为支持的电压范围设定了一个上限。

此外, 增加的电压会导致传统 IGBT 的开关损耗增加。即使这些器件能够支持更高的电压, 其中的低 dV/dt 也会加剧。该 dV/dt 决定了一个器件从导通转换到关断的速度 (反之亦然), 从而确定这些状态中每一个状态之间的死区时间。开关时间或死区时间的延长意味着开关处于完全导通状态的时间更少, 从而导致效率降低。

两级逆变器的这两个主要缺点推动了本设计中采用的实现方案的诞生。

标准两级逆变器之后的更高一级是 T 型三级逆变器。这种类型的实现方法是在开关节点和由大容量输入电容器建立的直流链路的中性点之间插入两个背对背开关器件。这两个开关器件置于共发射极配置中, 以便能够通过导通或关断一个或另一个器件来控制电流。这种配置还使两个器件能够共用一个偏置电源, 因为栅极-发射极电压采用相同的基准。图 2-10 所示为该实现方案的简化视图。

备注

E6 硬件中间开关配置为共源开关。然而, E7 硬件中间开关配置为共漏极开关。以下 T 型示例图是使用共源配置完成的。

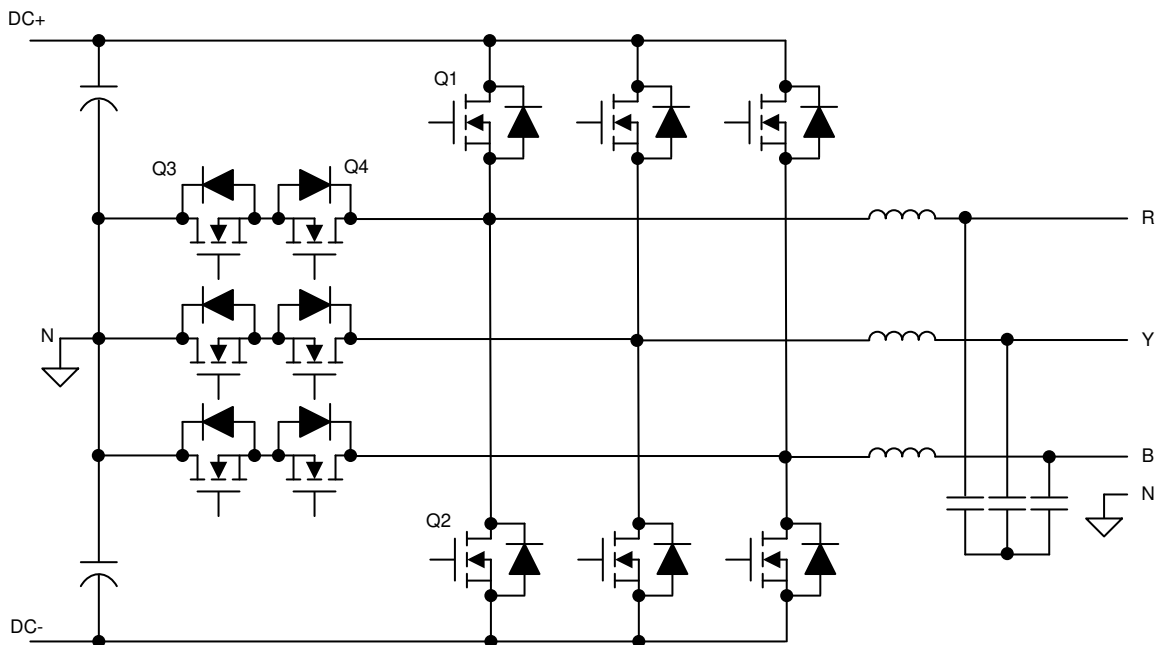


图 2-10. 三级 T 型、三相逆变器架构

为了帮助了解该架构的优势，逆变器再次减少为一条桥臂。

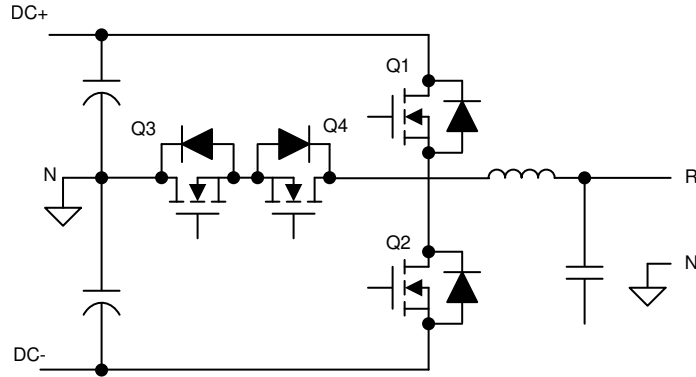


图 2-11. 三级 T 型、单相逆变器桥臂

添加两个额外的开关器件会使系统控制复杂化，但在不同调制点期间对电流进行评估的同样过程能够说明架构的优势。此外，还可以演示一个简化的换向方案，说明 T 型逆变器的控制并不比传统的两级架构困难很多。

一条桥臂具有三种可能的连接状态：DC+、DC- 或 N。这种连接可通过分别闭合 Q1、闭合 Q3 和 Q4 以及闭合 Q2 来实现。但是，该方案取决于系统中当前的路径。更确切地说，对于 DC+ 连接，可以闭合 Q1 和 Q3，对于中性点连接，可以闭合 Q2 和 Q4，而对于 DC- 连接，可以闭合 Q2 和 Q4。该方案的工作情况与电流方向无关，如以下各图所示。

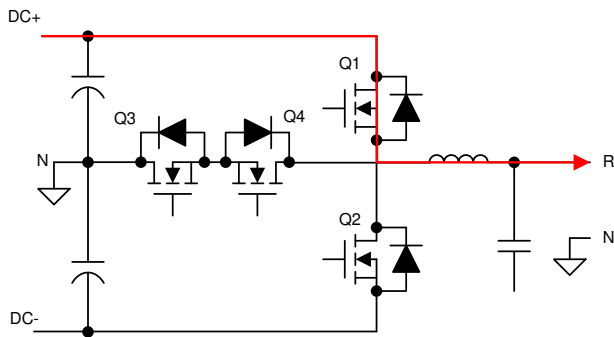


图 2-12. Q1 导通, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

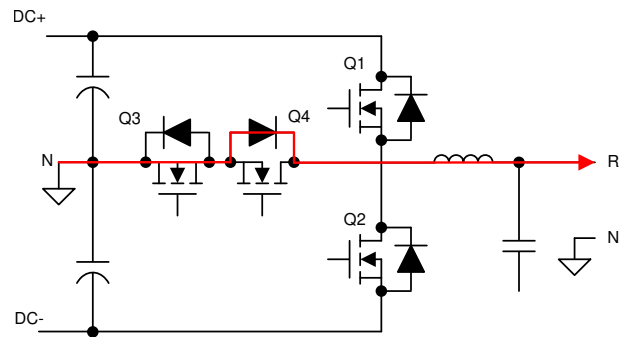


图 2-13. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

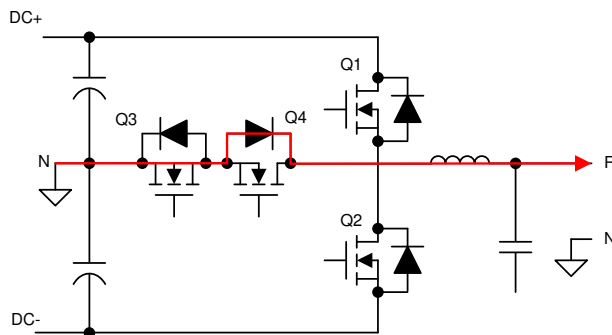


图 2-14. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 导通

此示例首先通过闭合 Q1 和 Q3 将输出相位连接到 DC+，从而从系统输出电流。为了转换到 N 连接，先断开 Q1 并经过一个死区时间延时后闭合 Q4。这种设置允许电流自然流过 Q3 并流过 Q4 的二极管。

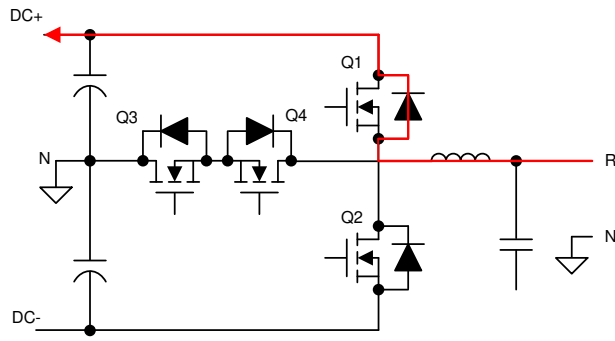


图 2-15. Q1 导通, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

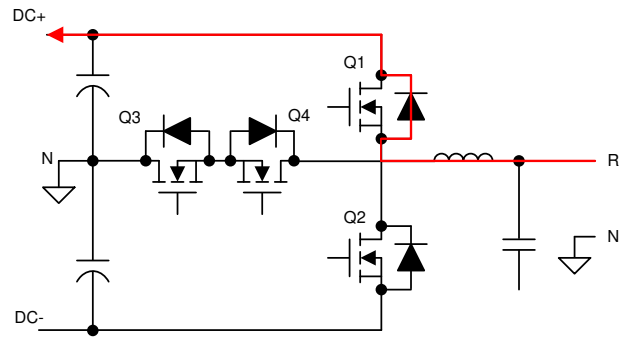


图 2-16. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

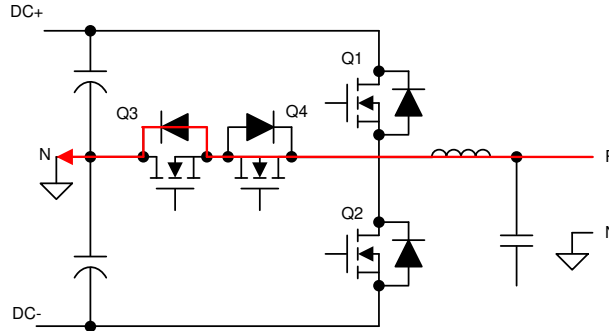


图 2-17. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 导通

对于负电流，可以使用相同的顺序。一旦 Q4 闭合，电流就会流过 Q4 并流过 Q3 的二极管，而不会流过 Q1 的二极管。

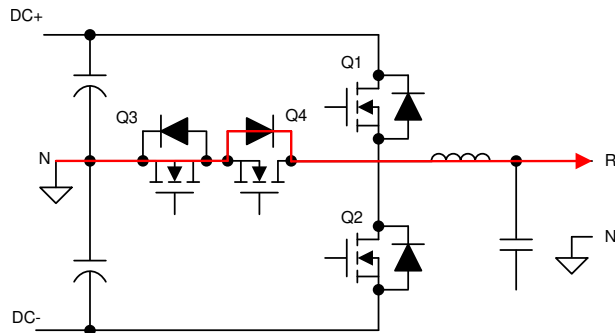


图 2-18. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 导通

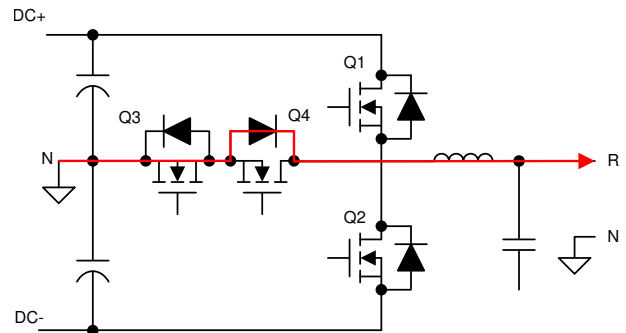


图 2-19. Q1 关断, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

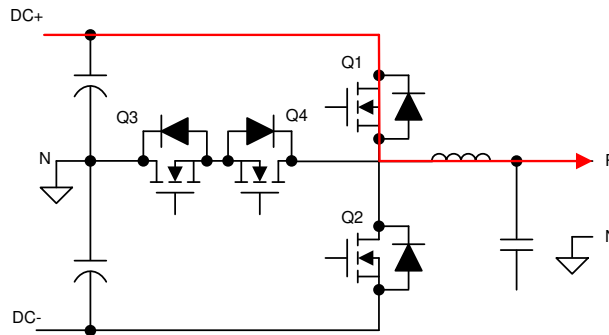


图 2-20. Q1 导通, Q2 关断, Q3 导通, Q4 关断

将输出桥臂从 N 连接到具有正电流的 DC+ 时，可以观察到类似的自然电流。Q3 和 Q4 以完整的 N 连接开始闭合。Q4 关断，但电流仍流经其相关二极管。现在，闭合 Q1 会将电流从 N 自然地切换到 DC+。

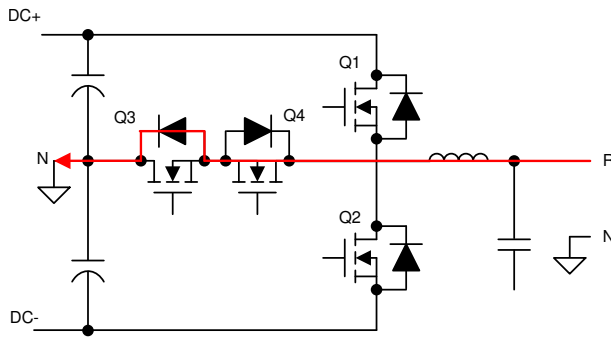


图 2-21. Q1 关断，Q2 关断，Q3 导通，Q4 导通

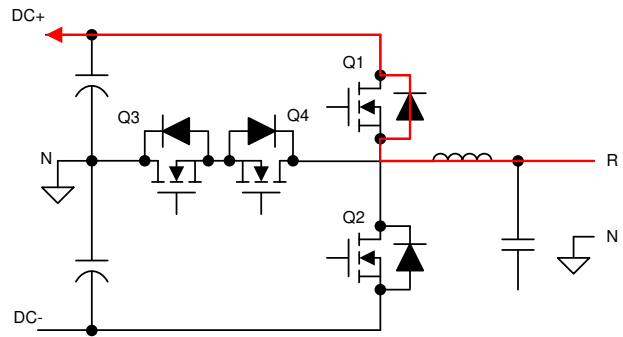


图 2-22. Q1 关断，Q2 关断，Q3 导通，Q4 关断

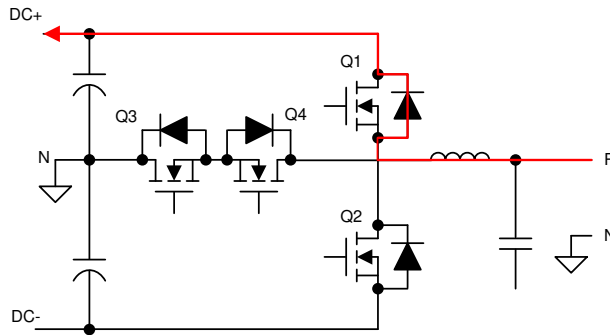


图 2-23. Q1 导通，Q2 关断，Q3 导通，Q4 关断

与前面针对负电流从 DC+ 转换到 N 连接的示例一样，同样的方案在这里也可用于正电流。Q3 和 Q4 开始闭合，将电流传导到 N。Q4 断开，使电流流过 Q1 的二极管。最后，Q1 闭合，电流继续沿相同方向流动。

所有这四种转换状态 (DC+ 到 N、N 到 DC+，并涉及正向和反向电流) 都可共用两个简单的开关方案。对于通过 Q2 转换到 DC- 或从 DC- 进行转换的情况，这一结论也成立。通过在所有开关周期内保留该方案，开关事件之间的简单死区延迟就足以避免击穿；但是，可以相对轻松地在控制软件中添加额外的保护。

这种调制方案的另一个好处是 Q3 和 Q4 绝不会同时开关。这一优点可降低器件上的电压应力以及偏置电源的额定功率，从而有效驱动这些器件。如前文所述，Q3 和 Q4 可共享大小适用于一个驱动器而不是两个驱动器的单电源。

Q1 和 Q2 仍然需要像在传统架构中的逆变器那样阻断完整的直流链路电压。若要使用更高的直流母线电压，此处仍须有完整电压 FET；但是，相关逆变器是背对背的且不会同时开关，因此中间桥臂上的两个开关的额定值可以更低。

2.3.1.2 LCL 滤波器设计

任何向电网传输电力的系统都需要满足特定的谐波含量输出规格。在诸如现代光伏逆变器之类的电压源系统中，高阶 LCL 滤波器通常可提供足够的谐波衰减，同时与更简单的滤波器设计相比，整体设计尺寸得以减小。然而，由于更高阶的性质，在设计中需要注意控制共振。图 2-24 所示为一个典型的 LCL 滤波器。

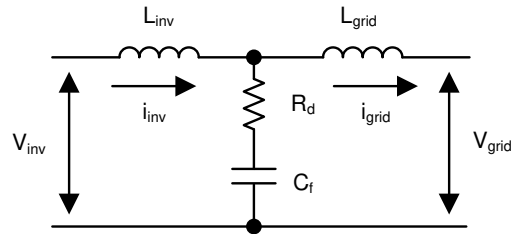


图 2-24. LCL 滤波器架构

与传统的基于硅的开关元件相比，使用 SiC MOSFET（比如本参考设计）的主要优势之一是能够显著提高功率级的开关频率。这种提高的开关频率对逆变器的输出滤波器谐振设计有直接影响，需要加以考虑。为了确保围绕该开关频率正确设计滤波器，本设计中采用了这种已知的数学模型。

主要元件是逆变器电感器，即 L_{inv} ，可根据 [方程式 1](#) 将它推导出来：

$$L_{inv} = \frac{V_{DC}}{8 \times f_{SW} \times I_{grid_rated} \times \%ripple} \quad (1)$$

其中，

- f_{SW} 是 PWM 开关频率
- I_{grid_rated} 是电网 RMS 电流额定值
- % 纹波是纹波电流占额定电网电流的百分比

初级 EMI 滤波电容器 C_f 的大小由 [方程式 2](#) 确定：

$$\frac{1}{L_{inv} \times (2\pi \times f_{SW})^2} \ll C_f < \frac{\% \times Q_{rated}}{2\pi \times f_{grid} \times V_{grid}^2} \quad (2)$$

其中

- % Q_{rated} 是限制 C_f 电容器的额定无功功率的百分比
- f_{grid} 是电网电频率
- V_{grid} 是电网相电压

[方程式 3](#) 展示了示例计算：

$$\frac{1}{130\mu F \times (2\pi \times 90kHz)^2} \ll C_f < \frac{5\% \times \frac{11kVA}{3}}{2\pi \times 60Hz \times 230V^2} \quad (3)$$

$$24nF < C_f < 9.2\mu F$$

在 E7 中，为 C_f 选择 $4.7\mu F$ 。这相当于大约 $6.4kHz$ 的截止频率。

2.3.1.3 电感器设计

备注

E7 中使用的升压电感器是定制的 Bourns 电感器。升压电感器的主要规格包括电感、额定电流、尺寸和工作温度。TI 建议与经验丰富的磁性元件制造商（例如，Bourns Inc.）合作，以便设计定制电感器。

2.3.1.4 SiC MOSFET 选型

如 [架构概述](#) 中所示，主开关器件需要支持完整的开关电压。若要支持此设计的 $1000V$ 直流链路电压，请使用 $1200V$ FET；然而，在这个电压下，由于存在几个因素而需要迁移到 SiC：

- $1200V$ SiC MOSFET 的开关速度明显快于传统 IGBT，因此能够降低开关损耗。
- SiC MOSFET 中的反向恢复电荷明显较小，因此可降低电压和电流过冲。

- 由于导通损耗降低，因此满载时的温度依赖性更低。

中间开关仅承受一半的直流链路电压，在此设计中为 500V。因此，650V 器件是可以接受的。凭借这些相同的特性，完整的 SiC 设计可提供出色的性能。对于本设计，反向恢复损耗和电压过冲限制了对器件的选择。因此，使用了 1200V SiC MOSFET + 650V MOSFET 设计。

导通损耗主要由 1200V SiC MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 和 650V SiC MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 决定。75mΩ SiC 器件具有良好的高温性能，并且 $R_{DS(on)}$ 在 150°C 结温条件下仅增加 40%。使用数据表中的高温 I-V 曲线，计算器件的导通损耗。

开关损耗是每个开关瞬态的开关频率和开关能量的函数，开关能量与开关瞬态下的器件电流和电压有关。使用数据表中的开关能量曲线，可以估算总开关损耗。

同样，可以估算所有器件的导通损耗和开关损耗，还可以估算效率。借助热系统设计的热阻信息，可选择合适的器件额定值。1200V/75mΩ SiC MOSFET 和 650V/60mΩ SiC MOSFET 在热性能、效率和成本之间达到了很好的平衡。

2.3.1.5 损耗估算

任何逆变器效率损失的主要原因都将是开关器件中产生的损耗。对于每个器件，这些损耗分为三类：

- 导通损耗：当器件开启并正常导通时产生
- 开关损耗：当器件在状态之间切换时产生
- 二极管导通损耗：与导通时的压降和电流有关

每一种损耗都由独特的公式决定，并可根据器件数据表以及已设置的设计参数确定。

导通损耗由 FET 的导通时间、开关电流和导通电阻进行驱动：

$$P_{\text{cond_loss}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ce}(t) \times I_c(t) \times D_Q(t) dt \quad (4)$$

其中

- V_{ce} 为导通压降
- I_c 为传导电流
- D_Q 为占空比
- T 表示一个调制周期

开关损耗由器件的开关能量和选定测试点的开关电压决定。使用设计的外部栅极电阻器的电阻值确定器件数据表中的开关能量值。所需的其余值是在设计阶段的早期确定的。

$$P_{\text{sw_loss}} = \frac{(E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \times I_{\text{peak}} \times f_{\text{SW}} \times V_{\text{DC}}}{\pi \times I_{\text{avg}} \times V_{\text{nom}}} \quad (5)$$

图 2-25 针对 C3M0060065D SiC MOSFET 展示了用于从器件数据表中提取开关能量值的图形示例。

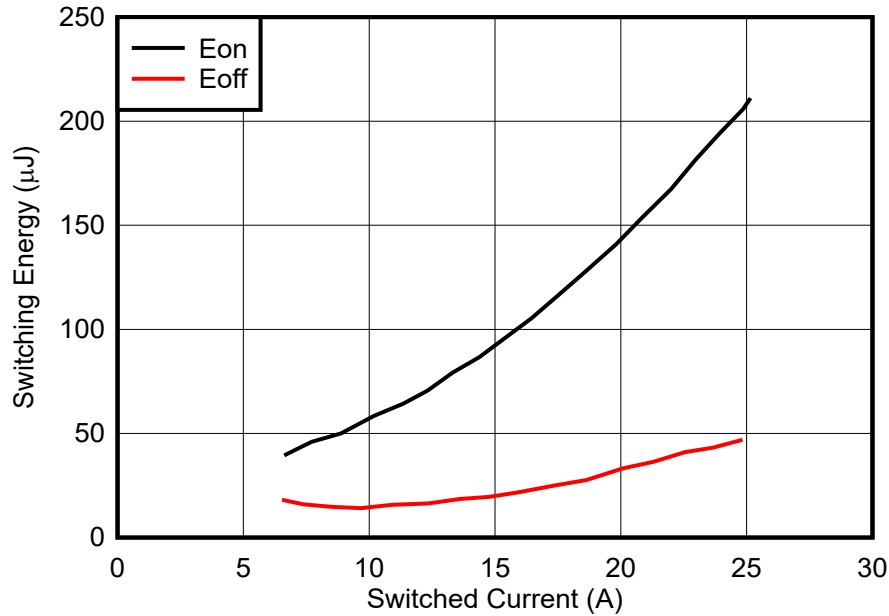


图 2-25. C3M0060065D 的开关能量与开关电流之间的关系

以类似的方式使用已知值计算二极管导通损耗：

$$P_{sw_diode} = \frac{1}{T} \int_0^T V_f(t) \times I_f(t) \times D_D(t) dt \quad (6)$$

其中

- V_f 为电压降
- I_f 为二极管电流
- D_D 为占空比
- T 表示一个调制周期

使用上述三个公式，可针对两个 SiC MOSFET 计算出该设计的预期损耗，如表 2-1 所示。

表 2-1. 开关器件的预期损耗

参数	C3M0075120D (Q1)	C3M0060065D (Q3)
导通损耗	5.76W	4.5W
开关损耗	1.8W	1.13W
二极管损耗	0W	0W
总计	7.56W	5.63W

总系统损耗估算的最后一部分是电感器损耗。这些损耗是使用电感器直流和交流电阻值以及节 2.3.1.3 中的预期电感器电流确定的。

$$P_{ind_loss} = I_{ind_ac_rms}^2 \times R_{DC} + I_{ind_ripple_rms}^2 \times R_{AC} \quad (7)$$

$$P_{ind_loss} = (0.81 \text{ A})^2 \times 0.024 \Omega + (15.155)^2 \times 0.076 \Omega = 5.64 \text{ W} \quad (8)$$

然后，此设计的总主要能量损耗为：

$$P_{loss_total} = 6 \times (P_{Q1_total} + P_{Q3_total}) + 3 \times P_{int_loss} \quad (9)$$

$$P_{\text{loss_total}} = 6 \times (5.631 \text{ W} + 7.56 \text{ W}) + 3 \times 5.64 \text{ W} = 96.102 \text{ W} \quad (10)$$

使用方程式 10 来确定总的预期逆变器效率。请注意，这是一个估算值，但到目前为止可以使用该估算值来验证设计。

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{loss_total}}} \times 100 \quad (11)$$

$$\eta = \frac{10 \text{ kW}}{10 \text{ kW} + 96.102 \text{ W}} = 99.048\% \quad (12)$$

2.3.2 电压感测

通常在逆变器信号路径中的两个点进行电压检测以协助实现控制：在主输出继电器之前和之后。通过启用继电器两侧的测量功能，控制系统可以在连接之前锁定电网电压和频率，从而防止出现任何不匹配问题。

两种检测拓扑结构相似。首先，使用电阻网络将 V_PCC_N 和 V_SN_N 用作虚拟中性点。使用一系列大电阻值来衰减高压信号。将 1.65V 失调电压添加到衰减相电压，以使电压相对于 ADC VREF (即 3.3V) 居中。

2.3.3 电流检测

实现闭环控制系统的核心是逆变器精确测量电流的能力。在此设计中，电流测量是在两个位置使用不同的传感技术完成的。第一个位置是在使用分流电阻的电网输出端。输出为高电压且控制器需要保持隔离状态，因此使用 AMC3306M05 增强型调制器来测量电阻压降。为了保持低系统损耗，AMC3306M05 具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入范围。与典型输入范围为 $\pm 250\text{mV}$ 的其他器件相比，分流器上的总功率损耗显著降低。

在确定该设计的分流电阻大小时，需要在感测精度与功率耗散之间进行权衡。 0.002Ω 的分流器在输出近似为 $\pm 25\text{A}$ 的逆变器上提供 $\pm 50\text{mV}$ 输出信号，但在满载时也仅产生 0.5W 的热量。选择实际器件时，应选择一个高精度值，从而无需校准每个传感器路径。

分流电阻上的电压将馈入 AMC3306M05 Σ - Δ 调制器，而该调制器可生成由 C2000™ MCU 上的 SDFM 解调器进行解码的 Σ - Δ 流。调制器的时钟由 C2000 MCU 上的 eCAP 外设生成，并且 AMC3306M05 数据由内置的 SDFM 调制器决定。

第二个位置是霍尔效应传感器 TMCS1123，该传感器用于检测流经电感器的电流。OPA4388 用于输出滤波，并将所有三相测量集中在相同的 1.65V 偏移基准上。

2.3.4 系统辅助电源

需要一个 12V、2A 辅助电源来为支持器件供电，包括隔离式偏置电源、风扇、继电器、低压模拟和数字电路以及 C2000 控制卡。很多板载电压转换器和稳压器可通过 12V 输入提供 5V、3.3V 和 1.65V 电源轨。TI 建议使用具有过压和过流保护功能的 12V 电源，以在测试期间提供额外保护。

2.3.5 栅极驱动器

2.3.5.1 1200V SiC MOSFET

VCC 和 GND 是 UCC21710 器件输入侧的电源引脚。VCC 的电源电压范围为 3.0V 至 5.5V (相对于 GND)。VDD 和 COM 是 UCC21710 器件输出侧的电源引脚。VEE 是输出驱动器的电源返回点，COM 是逻辑电路的基准。VDD 的电源电压范围为 15V 至 30V (相对于 VEE)。PWM 施加在栅极驱动器的 IN+ 和 IN- 引脚上。

在栅极驱动器次级侧，栅极电阻器 (例如 R203 和 R204) 可控制开关器件的栅极电流。DESAT 故障检测有助于防止短路故障期间集电极电流过多而造成任何损害。为防止开关器件受损，UCC21710 会在检测到故障时缓慢关闭 SiC MOSFET。缓慢关闭可确保出现故障时以可控方式降低过流。DESAT 二极管 (例如 D10) 传导源自栅极驱动器的偏置电流，这便于在 SiC MOSFET 处于开启状态时检测 MOSFET 饱和集电极到发射极电压。

2.3.5.2 650V SiC MOSFET

UCC5350 初级侧由 3.3V 电源轨供电。靠近 VCC1 引脚附近放置的 0.1 μ F 陶瓷电容器，用于噪声去耦合。电源的正向 UVLO 阈值为 2.6V，负向阈值为 2.5V。

栅极驱动器的 PWM 输入由控制器 PWM 输出外设提供。必须在低侧和高侧 PWM 信号之间插入死区时间，以防止两个开关同时导通。该信号是单端信号，并在连接到栅极驱动器输入之前使用，由低通滤波器进行滤波。滤波器可减弱高频噪声，并防止因控制器到栅极驱动器距离较长而导致的 PWM 输入过冲和下冲。反相 PWM 输入 IN 未在该设计中使用，连接到初级侧接地。

3.3 Ω 栅极电阻器 (例如, R258) 用于 MOSFET 开通和关闭。10k Ω 电阻器 (例如, R85) 跨接在 MOSFET 栅极与靠近主电源板 MOSFET 的发射极引脚之间。此连接的作用是在因故障而导致栅极驱动器与 MOSFET 断开连接的情况下确保 MOSFET 保持关断状态。

2.3.5.3 栅极驱动器辅助电源

栅极驱动器依靠 UCC14341B 隔离式偏置电压 (+15V 和 -4V) 来驱动栅极穿过高压隔离栅。在此架构中，总共有九个栅极驱动器，默认隔离式辅助电源数量为九个。隔离式偏置电源的数量可减少到五个。对于九个电源的选项：

1. 3 个低侧电源以 REF_VDC-n 为基准，其中 n = 1、2 和 3
2. 3 个中侧电源以 REF_MIDn 为基准，其中 n = 1、2 和 3
3. 3 个开关节点电源以 REF_SN_Ln 为基准，其中 n = 1、2 和 3

对于五个电源的选项：

1. 1 个低侧电源以 REF_VDC-n 为基准，其中 n = 1
2. 1 个中侧电源以 REF_MIDn 为基准，其中 n = 1
3. 3 个开关节点电源以 REF_SN_Ln 为基准，其中 n = 1、2 和 3

要使五个电源的选项正常工作，应假定所有三个相位的参考点之间的电压降可以忽略不计。

2.3.6 控制设计

术语：

- V_{bus} 或 V_{dc} 逆变器的总线电压
- L_i 和 R_i 逆变器侧电感器的电感和串联电阻
- L_g 和 R_g 电网侧电感器的电感和串联电阻
- C_f 和 R_f 电容值和串联电阻加上任何阻尼电阻
- v_{i_a} 、 v_{i_b} 、 v_{i_c} 三相桥的输出电压，通过三相桥的占空比控制来控制此电压

因此，出于控制目的，假设现在只需要在功率级的两级和三级逆变器之间改变调制，并且控制设计可保持不变。其中， D_a 、 D_b 、 D_c 为生成的控制变量，因此，逆变器的输出电压可表示为 [方程式 13](#)：

$$v_{i_a} = D_a \times \frac{V_{DC}}{2} \quad (13)$$

- i_{i_a} 、 i_{i_b} 、 i_{i_c} 流过逆变器侧电感器的电流
- v_{x_a} 、 v_{x_b} 、 v_{x_c} 滤波电容器上的电压
- i_{g_a} 、 i_{g_b} 、 i_{g_c} 滤波电容器上的电压
- v_{g_a} 、 v_{g_b} 、 v_{g_c} 电网频率

2.3.6.1 电流环路设计

对于 [图 2-26](#) 所示的逆变器滤波器，使用 KCL 和 KVL 可以编写出 [方程式 14](#)。

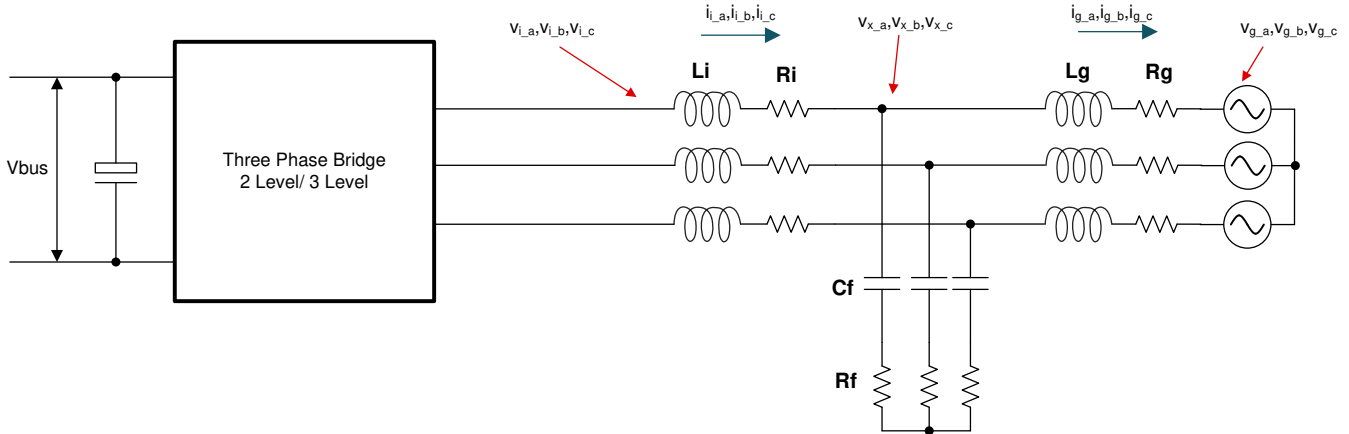


图 2-26. 逆变器模型

$$v_{i_a} - L_i \frac{di_{i_a}}{dt} - R_i i_{i_a} = v_{x_a} \quad (14)$$

重新排列后，[方程式 14](#) 可以改写为 [方程式 15](#)：

$$\frac{di_{i_a}}{dt} = \frac{1}{L_i} v_{i_a} - \frac{1}{L_i} (R_i i_{i_a} + v_{x_a}) \quad (15)$$

同样，在另一个节点上，使用 KCL 和 KVL，[方程式 16](#) 可以写为 [方程式 16](#)：

$$\frac{di_{g_a}}{dt} = \frac{1}{L_2} v_{x_a} - \frac{1}{L_2} (R_2 i_{g_a} + v_{g_a}) \quad (16)$$

假设 R_f 可以忽略不计，则可针对电容器电压编写出 [方程式 17](#)：

$$\frac{dv_{x_a}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{i_a} - i_{g_a}) \quad (17)$$

通常设计的是同步坐标系控制，其中使用的 d_q 以电网频率速度旋转坐标系并使 d 轴与电网电压矢量对齐。使用基本的三角恒等式， i_d 和 i_q 可以写成 [方程式 18](#) 和 [方程式 19](#)。

$$i_d = \frac{2}{3} (i_a \cos \omega t + i_b \cos(\omega t - 120) + i_c \cos(\omega t + 120)) \quad (18)$$

$$i_q = -\frac{2}{3} (i_a \sin \omega t + i_b \sin(\omega t - 120) + i_c \sin(\omega t + 120)) \quad (19)$$

取导数，并使用偏导数定理，可以写出 [方程式 20](#)：

$$\begin{aligned} \rightarrow \frac{di_d}{dt} &= \frac{2}{3} \left(\frac{di_a}{dt} \cos \omega t + \frac{di_b}{dt} \cos(\omega t - 120) + \frac{di_c}{dt} \cos(\omega t + 120) \right) + \omega i_q \\ \frac{di_d}{dt} &= \frac{2}{3} \left(\frac{di_a}{dt} \cos \omega t + \frac{di_b}{dt} \cos(\omega t - 120) + \frac{di_c}{dt} \cos(\omega t + 120) \right) - \frac{2}{3} \omega (i_a \sin \omega t + i_b \sin(\omega t - 120) + i_c \sin(\omega t + 120)) \end{aligned} \quad (20)$$

可以写出以下状态公式：

$$\frac{di_{i_d}}{dt} = \frac{1}{L_i} v_{i_d} + \omega i_{i_q} - \frac{1}{L_i} (R_i i_{i_d} + v_{x_d}) \quad (21)$$

$$\frac{di_{i_q}}{dt} = \frac{1}{L_i} v_{i_q} - \omega i_{i_d} - \frac{1}{L_i} (R_i i_{i_q} + v_{x_q}) \quad (22)$$

因此，使用这些公式，并代入 [方程式 23](#)：

$$(sL_i) i_{i_d}(s) = v_{i_d}(s) + (\omega L_i) i_{i_q}(s) - (R_i i_{i_d}(s) + v_{x_d}(s)) \quad (23)$$

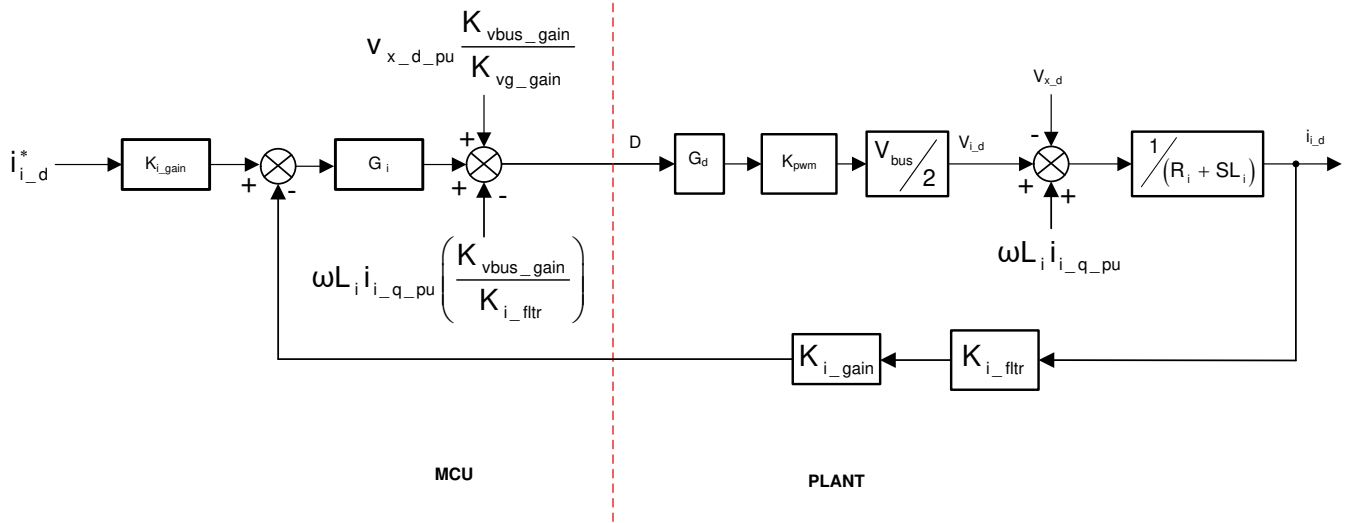
对前面的公式取拉普拉斯函数：

$$(sL_i) i_{i_q}(s) = v_{i_q}(s) - (\omega L_i) i_{i_d}(s) - (R_i i_{i_q}(s) + v_{x_q}(s)) \quad (24)$$

以控制图格式编写时，如下所示。添加前馈元件能够消除模型中的额外干扰和误差源，添加了两个前馈元件：

1. 针对来自同步坐标系中另一个轴的耦合项
2. 针对输出电网电压

绘制的图如 [图 2-27](#) 所示。



其中：

- $i_{i_d}^*$ 为电流基准
- K_{i_gain} 为电流检测标量，是 1/最大电流检测值
- K_{i_filtr} 为在电流检测路径上连接的滤波器，是 1/最大电流检测值
- K_{vbus_gain} 为总线的电压检测标量，是 1/最大电压检测值
- K_{vg_gain} 为电网电压的电压检测标量，是 1/最大电压检测值

图 2-27. Id 电流环路模型

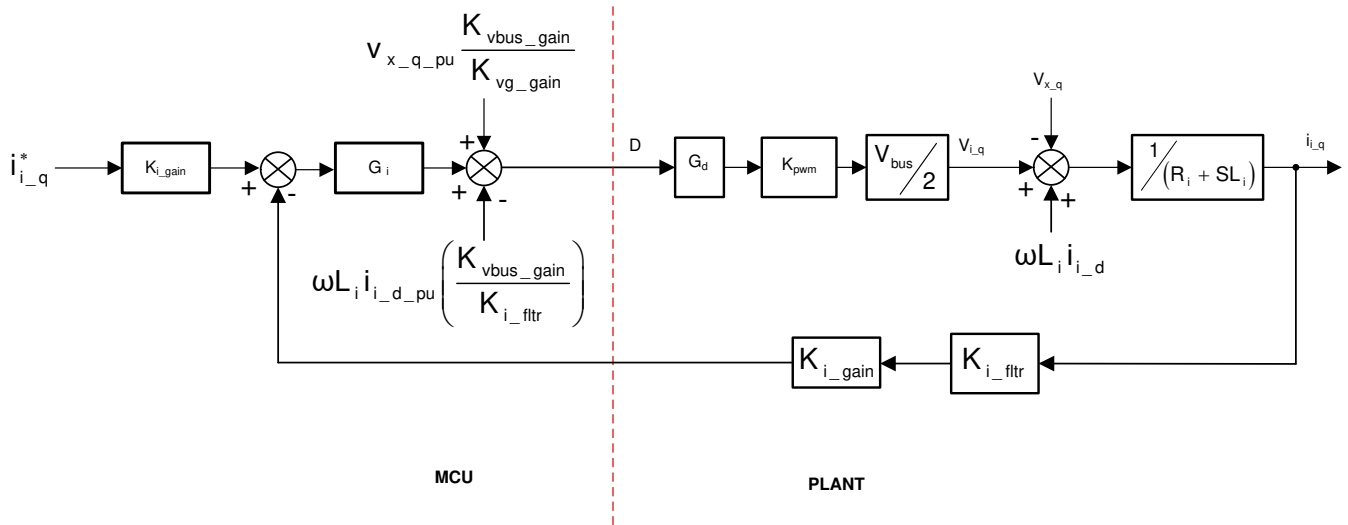


图 2-28. Iq 电流环路模型

使用前馈元件，小信号模型可以写成方程式 25 (注意：由于检测范围的差异，总线电压和电网电压应用了不同的比例因子)：

$$\frac{\hat{i}_{i_d_pu}}{\hat{d}} = G_d K_{pwm} \frac{1}{K_{vbus_gain}} K_{i_gain} K_{i_filtr} \frac{1}{(R_i + sL_i)} \quad (25)$$

在使用 LCL 滤波器的情况下，如方程式 26 所示，可将以下内容视为简化模型：

$$\frac{\hat{i}_{i_d_pu}}{\hat{d}} = G_d K_{pwm} \frac{1}{K_{vbus_gain}} K_{i_gain} K_{i_fltr} \frac{1}{\left(Z_i + \frac{Z_c Z_f}{Z_c + Z_f} \right)} \quad (26)$$

将电流环路受控体与电流环路的软件频率响应警报 (SFRA) 测量数据进行比较，如 图 2-29 所示。

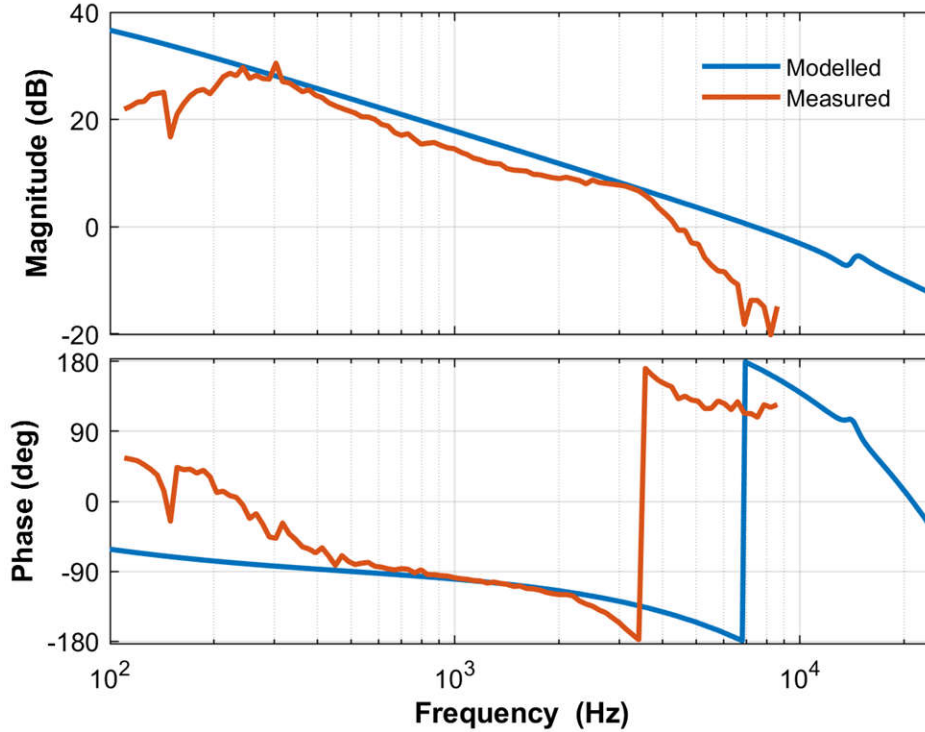


图 2-29. 电流环路受控体频率响应建模值与测量值

方程式 27 表示的是为闭环运行设计的补偿器：

$$G_i = 0.3 \times \frac{(s + 2\pi \times 95.6)}{s} \quad (27)$$

使用它可实现图 2-30 中的开环图，从而在 I_d 和 I_q 环路中提供约 >1kHz 的带宽。

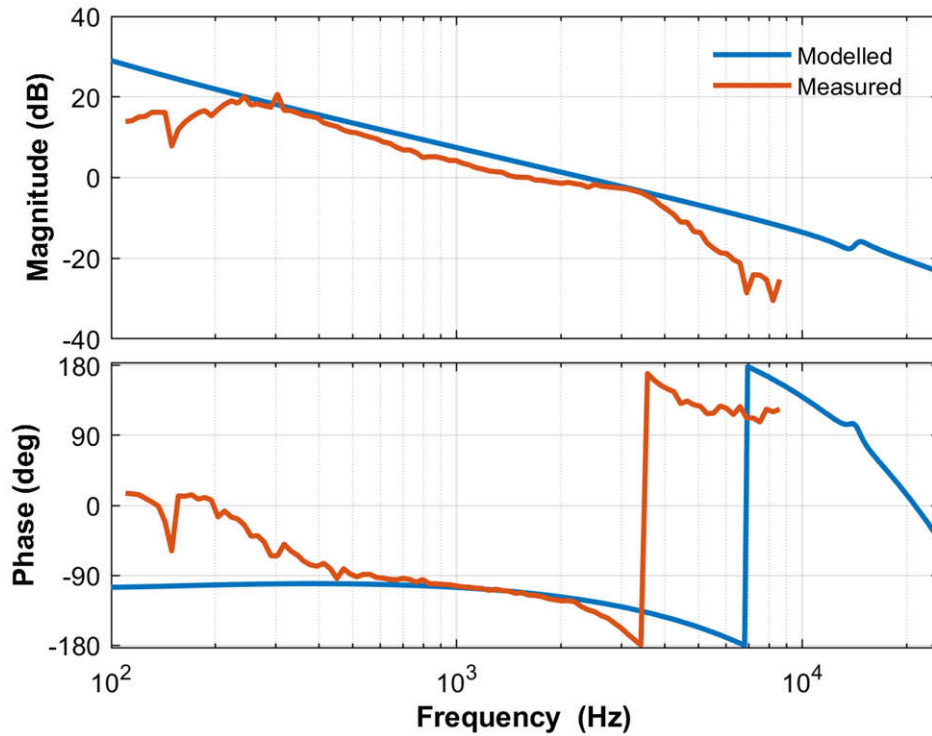


图 2-30. 电流环路开环响应建模值与测量值

2.3.6.2 PFC 直流母线电压调节环路设计

在查看电压环路模型之前，来自 DQ 域的功率测量值可写为：

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = [v_a \quad v_b \quad v_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = (T_{abc \rightarrow dq0}^{-1} \vec{v}_{dq0})^T (T_{dq0 \rightarrow abc} \vec{i}_{dq0}) = \vec{v}_{dq0} (T_{abc \rightarrow dq0}^{-1})^T T_{dq0 \rightarrow abc} \vec{i}_{dq0} = \frac{3}{2} (v_{gd} i_d + v_{gq} i_q) \quad (28)$$

$$T_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

其中

因此：

$$P = \frac{3}{2} (v_{gd} i_d + v_{gq} i_q) \quad (29)$$

$$Q = -v_{gd} i_d + v_{gq} i_q \quad (30)$$

假定直流母线调节环路提供电源基准，用该基准除以线路电压 RMS 的平方即可得出电导率。进一步乘以线路电压将得到瞬时电流。

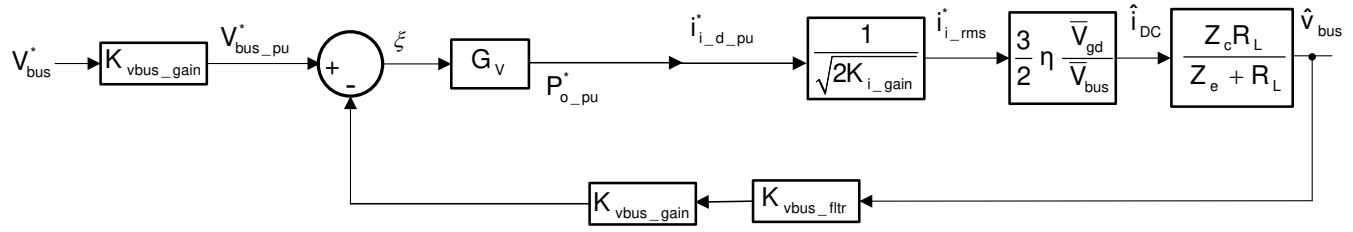


图 2-31. 电压环路模型

通过围绕运行点对[方程式 31](#) 进行线性化来形成直流母线调节环路的小信号模型：

$$i_{DC} V_{bus} = 3\eta v_{g_rms} i_{g_rms} \Rightarrow \hat{i}_{DC} = 3\eta \frac{\bar{V}_{g_rms}}{\bar{V}_{bus}} \hat{i}_{g_rms} \quad (31)$$

由于变换的幅度不变，通过使用 $\hat{i}_{g_rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{i}_{gd}$ 和 $\hat{v}_{g_rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{v}_{gd}$ 从 RMS 转换为峰值量，可推导出 [方程式 32](#)。

$$\hat{i}_{DC} = \frac{3}{2} \frac{\bar{V}_{gd}}{\bar{V}_{bus}} \hat{i}_{gd} \quad (32)$$

同样适用于直流母线上的电阻负载：

$$\hat{v}_{bus} = \frac{Z_c R_L}{Z_c + R_L} \hat{i}_{DC}$$

所以，电压环路受控体可写成[方程式 33](#)

$$G_{v_bus} = \frac{Z_c R_L}{Z_c + R_L} \times p \times \frac{K_{vbus_fitr} \times K_{vbus_gain}}{K_{i_gain}} \times \frac{1}{(V_{bus} \times K_{vg_gain})} \times \frac{3}{2} \times \left(\frac{V_{g_peak}}{V_{g_Sense_max}} \right) \quad (33)$$

通过使用先前的模型，为该电压环路设计了以下补偿器 ([方程式 34](#))：

$$G_v = 1.8581 \times \frac{(s + 2\pi \times 35)}{s} \quad (34)$$

SFRA 用于测量电压环路带宽，并与该模型进行比较，结果显示了与该模型的良好相关性。[图 2-32](#) 展示了建模值与测量值的受控体频率响应比较情况，而 [图 2-33](#) 展示了建模值与测量值的开环频率响应比较情况。

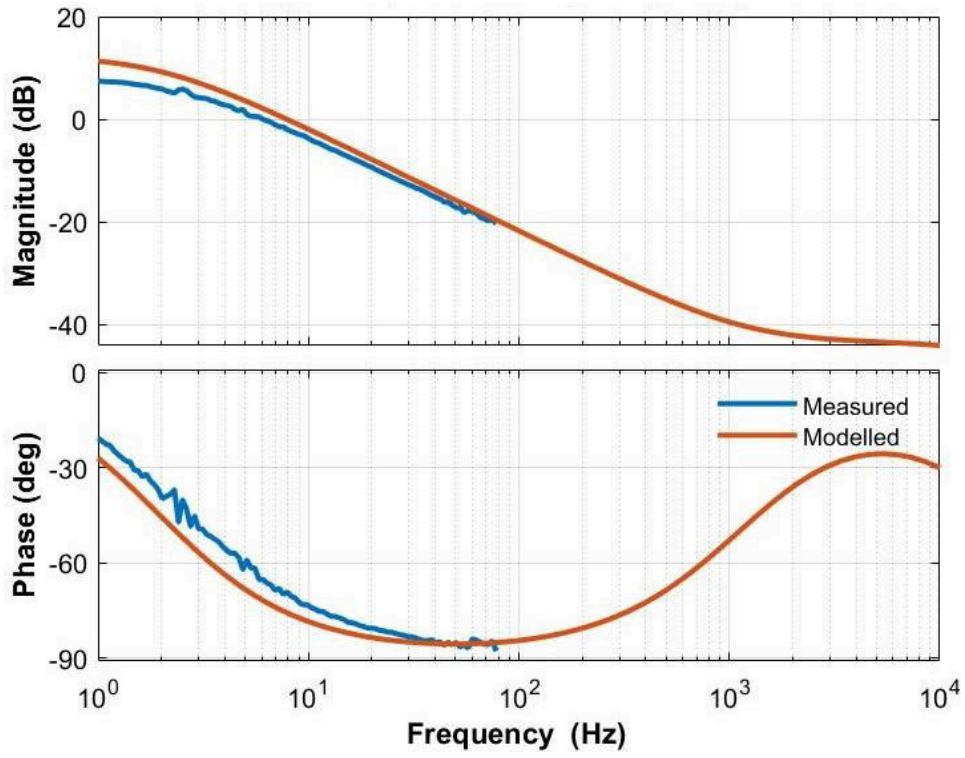


图 2-32. 电压环路受控体频率响应测量值与建模值

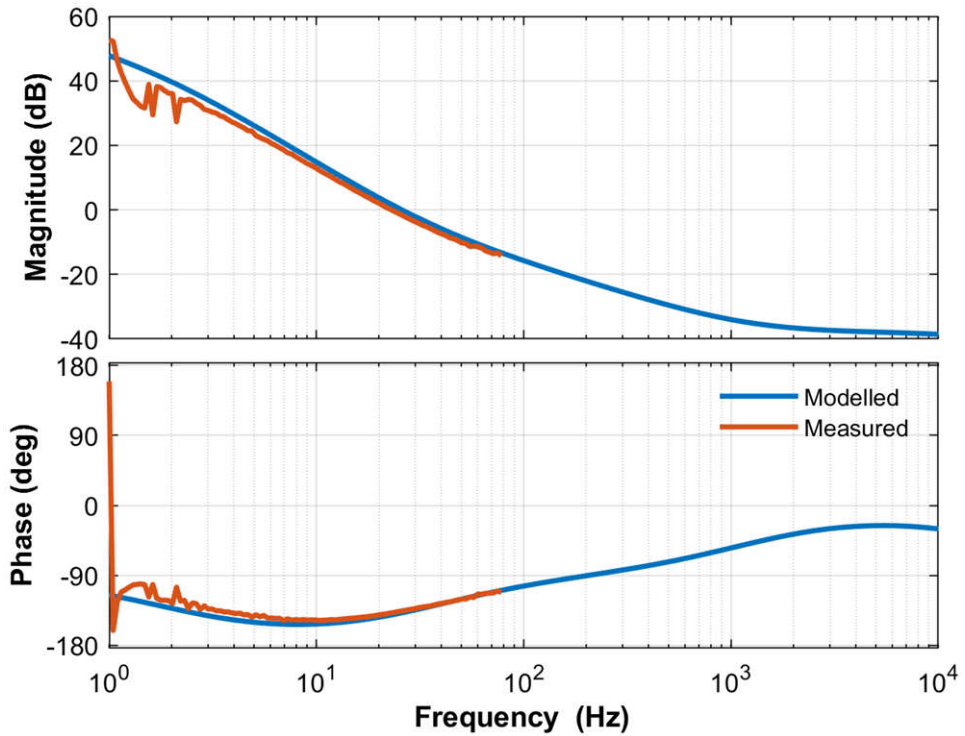


图 2-33. 电压环路开环频率响应建模值与测量值

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 所需的硬件和软件

本部分将详细介绍硬件，并说明电路板上的不同区域，以及如何为本设计指南所述的实验设置这些区域。

3.1.1 硬件

3.1.1.1 所需的测试硬件

本设计中的被测器件 (DUT) 的设置和运行涉及以下几个部分：

- 一个 E7 TIDA-01606 主板
- [TMS320F28379D 控制卡](#) 或者 [TMS320F280039C 控制卡](#)
- 带有弹簧铁氧体的微型 USB 线缆 (例如，建议用可防躁的 ZCAT3035-1330-BK)
- 一个 USB 隔离器 (用于实现安全性和防噪性能)
- 笔记本电脑或其他计算机 (例如 Microsoft® Windows® 11 操作系统)

对本设计进行供电和评估所需的测试设备如下：

1. 用作电路板初级电源的 12V/2A 台式电源。TI 建议使用具有过压保护 (OVP) 和过流保护 (OCP) 功能的电源。
2. 对于 PFC 模式：
 - 支持 400V_{L-L} 的三相交流电源
 - 要连接到直流输出端的同等 11kW 电子负载
3. 对于逆变器模式：
 - 星形连接电阻负载网络 (如 11kW 负载组)
 - 用于直流链路输入的 800V、12A 电源
4. 四通道电能质量分析仪 (如 WT5000)
5. 示波器、电压表、差分探头 (如 P5200A) 和电流探头 (如 TCP0030)

该设计遵循高速边缘卡 (HSEC) 概念。本设计可通过兼容的 HSEC 控制卡在 C2000™ MCU 产品系列的多个器件之间进行扩展。[表 3-1](#) 中列出了用于控制 MCU 功率级的重要资源。

3.1.1.2 设计中使用的微控制器资源 (TMS320F28379D)

[表 3-1](#) 详细说明了用于控制板上功率级的主要控制器外设，[表 3-2](#) 列出了主要连接器和功能。

表 3-1. 电路板上用于控制功率级的关键控制器外设

引脚编号	说明	软件名称
15、31、28	电网电压感测 A、B、C 相	TINV_VGRID_A、B、C
21、33、30	逆变器侧电压 A、B、C 相	TINV_VINV_A、B、C
25、37、34	逆变器侧电流 A 相	TINV_IINV_A、B、C
42	总线电压感测	TINV_VBUS
40	总线电压中点感测	TINV_VBUS_MID
12、14、18、20	A、B、C 相和环境温度	TINV_TEMP_A、B、C、AMB
49、50、58	PWM1 A、B、C 相	TINV_Q1_A、B、C
51、52、60	PWM3 A、B、C 相	TINV_Q3_A、B、C
53、54、62	PWM2 A、B、C 相	TINV_Q2_A、B、C
99、103、107	SDFM 数据 IG A、B、C	TINV_IGRID_A、B、C
101、105、109	SDFM 时钟 IG A、B、C	
57、75	SDFM 时钟源	
89、87、85	SiC 故障信号 A、B、C (低电平有效)	TINV_FAULT_A、B、C
92	A、B、C 上的控制继电器。 E7 使用一个 GPIO 来控制所有继电器。	TINV_RELAY_N
61、63	栅极驱动器电源 PWM	TINV_GATE_DRIVE
71	风扇的控制 GPIO。之前，在 E6 中，风扇的控制 GPIO 是引脚 59。	TINV_FAN

表 3-1. 电路板上用于控制功率级的关键控制器外设 (续)

引脚编号	说明	软件名称
108、110	这些引脚用于在启动固件调试时查看扩展坞上的 ISR 嵌套等	TINV_PROFILING1、2
95	栅极驱动器使能	TINV_PWM_EN
81	栅极驱动器复位	TINV_R

备注

为支持带 C2000Ware_DigitalPower_SDK 的 E7 硬件，进行了细微的软件更改。确保更改 tinv_user_settings.h 中的代码，以支持新的风扇控制 GPIO。

```

// #define TINV_FAN_GPIO          9
// #define TINV_FAN_GPIO_PIN_CONFIG GPIO_9_GPIO9

#define TINV_FAN_GPIO          18
#define TINV_FAN_GPIO_PIN_CONFIG GPIO_18_GPIO18
    
```

对于 CCS 监视窗口中的继电器用户控制，使用 TINV_NEUNALRelaySet 功能来控制继电器 (E7 硬件更改)。此外，隔离式辅助电源使能引脚为低电平有效。当用户启动 CCS 调试器时，默认启用电源。请勿使用 TINV_allRelaySet 函数，因为这会影响偏置电源使能引脚。由于 FET 可能会过热，因此在推大功率之前应确保使用 TINV_fanSet 函数启用风扇。

表 3-2. 主要连接器和功能

连接器名称	功能
J13、J15、J18	VDC+、VDC_MID 和 VDC - 端子
J30、J14、J16、J17	PE (保护接地)、L1、L2 和 L3 端子
J3	12V 辅助电源
J1	辅助电源跳线
J26、J29B	HSEC 控制卡连接器槽
J4、J5、J6	MCU GND 基准选项。一次选择一个选项。默认为 J6 (GRID_GND / PE)
J19、J20、J21	风扇连接器
S1 - S5	对于 379D 操作，将所有五个开关设置到位置 1。对于 039C 操作，将所有五个开关设置到位置 3。PCB 包含丝印标签，可帮助用户配置设置。

备注

默认 MCU GND 基准为 GRID_GND / PE。用铁氧体代替 R10 有助于抑制常见噪声。如果用户决定选择 J4 或 J5 作为 MCU 基准，请确保在使用高压输入源 (例如 3-P Chroma) 进行测试时，使用隔离式 12V 工作台电源。有时，开关噪声可能会通过传导和辐射发射破坏风扇功能。如果咬接式铁氧体扼流圈无法缓解风扇噪声问题，请使用单独的 12V 电源，以保证风扇在大功率测试期间能正常工作。也就是说，从 J19、J20 和 J21 上断开风扇，然后将其连接到单独的 12V (1A) 电源。

在高功率测试期间，TI 建议使用差分探头测量信号，即使在 MCU 低压侧也是如此，因为大多数单端探头回路夹都连接到接地端 GND。这为共模噪声提供了一条低阻抗路径，并且可以在示波器上看到。使用差分探头可为 GND 提供足够的阻抗，从而将从高侧到低侧的共模噪声去耦。使用铁氧体代替 R10 时，这种方法效果很好。

3.1.1.3 F28377D、F28379D 控制卡设置

需要对器件控制卡进行某些设置以通过 JTAG 进行通信并使用隔离式 UART 端口。这些设置还提供正确的 ADC 参考电压。下面是需要针对 F28379D 控制卡的修订版 1.1 进行的设置。

另请参阅位于 C2000Ware 内 <sdk_install_path>\c2000ware\boards\controlCARDs\TMDSCNCD28379D 下的信息表：

1. 必须在两端将控制卡上的 A:SW1 设置到打开 (向上) 位置, 从而启用到器件的 JTAG 连接以及 SFRA GUI 的 UART 连接。如果该开关处于关闭 (向下) 位置, 则无法使用控制卡上的内置隔离式 JTAG, 而且 SFRA GUI 无法与器件进行通信。
2. A:J1 是适用于 USB 电缆的连接器的, 该电缆用于实现运行 Code Composer Studio (CCS) 的主机 PC 与器件之间的通信。如前所述, 使用 USB 隔离器连接笔记本电脑。
3. 需要对该设计的控制环路进行调优, 因而需使用 3.3V 基准; 因此, 设置相应的跳线以在外部为片上 ADC 提供 3.3V 基准。对于 F28379D 控制卡的 1.3 版, 这意味着 SW3 和 SW2 需要移动到带 “.” 的一端, 也就是定义的左侧, 因此会将 3.3V VDDA 作为 ADC 的基准。如需了解更多信息, 请参阅 [信息表](#)。
4. 在跳线连接器 J3 上, 使用跳线将引脚 2 和引脚 3 连接在一起。

3.1.1.4 设计中使用的微控制器资源 (TMS320F280039C)

备注

未来将支持 TMDSCNCD280039C 评估和开发板。根据相关控制卡, 在主板上配置 S1 - S5。

3.1.2 软件

在以下链接中查找相关软件信息: www.ti.com/tool/C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK

3.1.2.1 固件入门

3.1.2.1.1 打开 CCS 工程

本设计的软件在 C2000Ware_DigitalPower_SDK 中提供, 并在 powerSUITE 框架内受到支持。若要打开工程:

1. 安装 CCS (版本 10.1 或更高版本)。
2. 从 [工具页面](#) 安装 C2000Ware DigitalPower SDK。
3. 打开 CCS 并创建一个新的工作区。
4. 在 CCS 内, 转到 View → Resource Explorer。在 Resource Explorer 下, 转到 Software → C2000Ware DigitalPower SDK - <version> → solutions 并选择此解决方案, 即 TIDA-01606, 然后点击 “Import Project”。该代码适用于 F28379D 和 F280039C。

备注

CCS 建议安装与导入工程相关的特定编译器版本。如果需要, 请在 TI.com 上找到编译器以进行下载并安装。安装编译器后, 在工程属性菜单中配置编译器版本。确保 CCS 工程工具发现路径包括编译器安装的路径。

3.1.2.1.2 Digital Power SDK 软件架构

<> 中显示了工程的总体结构。导入工程之后, CCS 内将显示 Project Explorer。

特定于解决方案并且独立于器件的文件位于 <solution>.c <solution>.h 中, 其中含有核心算法代码。

特定于电路板并且特定于器件的文件位于 <solution>_hal.c 和 <solution>_hal.h 中。该文件包含特定于器件的驱动程序, 用于运行相关场景。如果用户想要使用不同的调制方案或不同的器件, 除了更改工程中的器件支持文件, 用户只需要对这些文件进行更改。

<solution>-main.c 文件由项目的主要框架组成。该文件由对电路板和 solution 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。

对于此设计, <solution> 是 *tin*, 也被称为模块名称。

可通过点击列在 Project Explorer 下的 main.syscfg 文件来打开 powerSUITE 页面。powerSUITE 页面生成 <solution>_settings.h 文件。该文件是由 powerSUITE 页面生成的用于工程编译的唯一 C 语言文件。用户不得手动修改该文件, 因为每次保存工程时 powerSUITE 都会覆盖更改。<solution>_user_settings.h 包含在 <solution>_settings.h 中, 可用于保留 powerSUITE 工具范围之外的任何设置, 例如 ADC 映射的 #defines、GPIO 等。

Kit.json 和 solution.js 文件由 powerSUITE 在内部使用，也不允许用户进行修改。对这些文件进行的任何更改都会导致工程无法正常运行。

设计名称也用作设计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 *TINV* 名称作为前缀（例如，*TINV_vSecSensed_pu*）。这种命名规则使用户组合不同的场景，同时避免命名冲突。

3.1.2.1.3 中断和实验结构

工程中包含两个 ISR（*ISR1* 和 *ISR2*），其中 *ISR1* 是速度最快且不可嵌套的 ISR。*ISR1* 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。

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* 用于运行辅助控制功能，例如对电流和电压信号进行连续平均以消除噪声，以及针对命令参考运行压摆率功能。

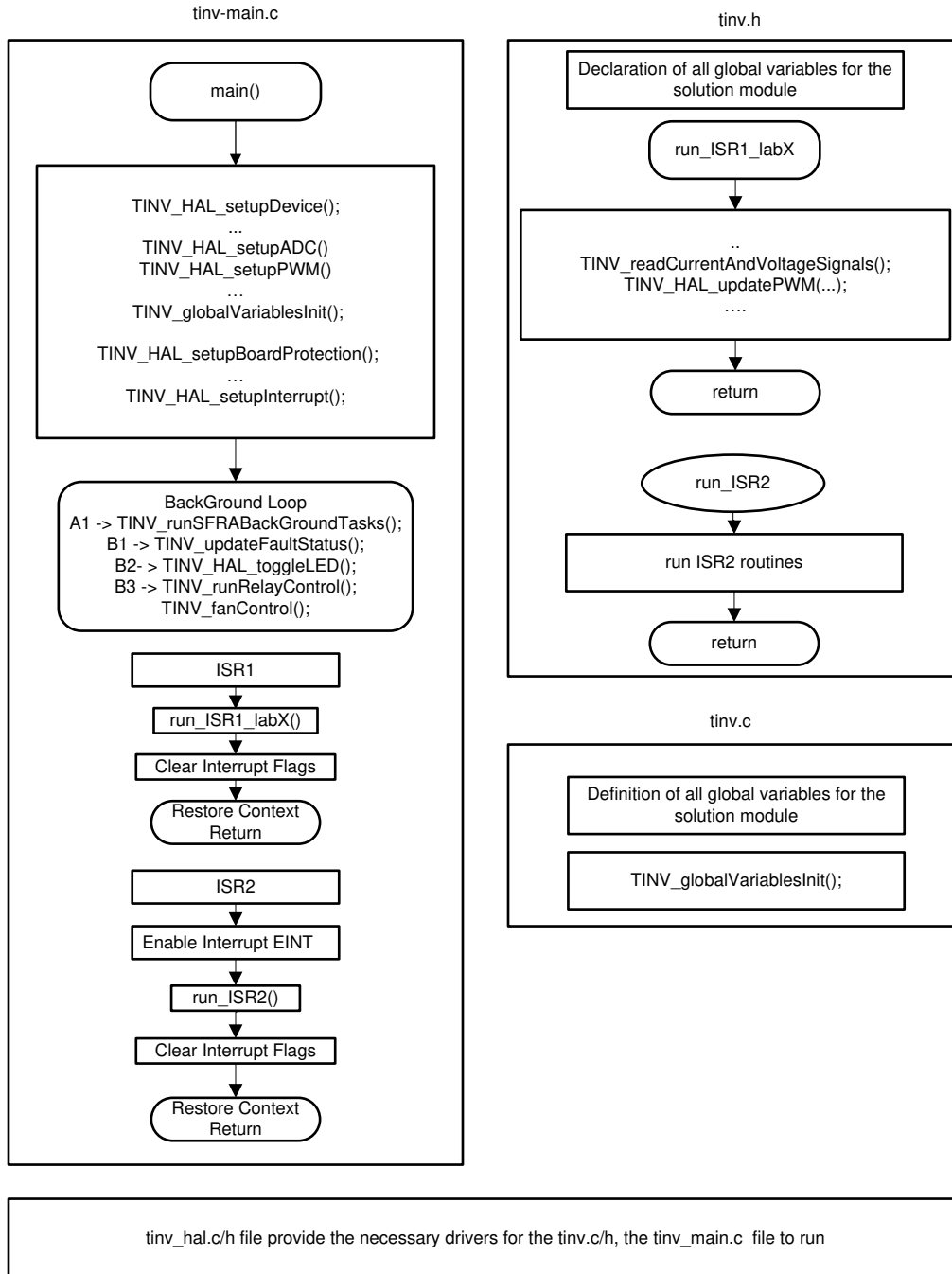


图 3-1. 软件流程图

此参考设计的软件分为七个实验，表 3-3 列出了这些实验及其测试方法。所有这些实验都能够在 C28x 主 CPU 或控制律加速器上运行。

表 3-3. 测试参考设计的实验概述

实验编号	说明	注释	测试环境
1	INV : PWM 和 ADC 检查	测试 PWM 驱动器、ISR 结构和执行速率,可在控制卡上运行。单元测试保护机制。测试转换数据的 ADC 映射和读取。	控制卡
2	INV : 开环检查	PWM 检查、ADC 检查、保护检查、逆变模式直流母线连接和电阻星形网络作为负载	控制卡 + 功率级硬件
3	INV : 闭合电流环路,电阻负载连接到交流电		控制卡 + 功率级硬件
4	INV : 闭合电流环路,并网测试逆变器模式		控制卡 + “硬件在环”下的仿真功率级
5	PFC : 三相交流电源,直流电阻负载,开环检查	1. 检查 vGridRms、iGridRms 和 vBus 测量值是否正确 2. 检查 PLL 是否已锁定。	控制卡 + 功率级硬件
6	PFC : 闭合电流环路,电阻负载连接到直流电,三相交流电?		控制卡 + 功率级硬件
7	PFC : 闭合电压环路 + 电流环路,电阻负载连接到直流电,三相交流电?		控制卡 + 功率级硬件

3.1.2.1.4 构建、加载和调试固件

若要构建工程,右键点击工程名称,然后点击 *Rebuild Project* (重建工程)。项目编译成功。

要加载工程,首先确保在 Project Explorer 中的 targetConfigs (*.ccxml 文件)下将正确的目标配置文件设置为“Active”。然后,点击 *Run* → *Debug* (运行 → 调试)以启动调试会话。对于双 CPU 器件,可能会显示一个窗口,用户可以在其中选择要对哪个 CPU 执行调试。在本例中,选择“CPU1”。然后工程加载到器件上,同时 CCS 调试视图变为活动状态。代码在主例程开始时停止。

若要调试系统,应监视观察/表达窗口中的变量。若要在此窗口中填入正确的变量,请点击 *View* → *Scripting Console* (查看 → 脚本编写控制台),以打开脚本编写控制台对话框。在该控制台的右上角,点击 *Open* (打开),然后浏览至位于工程文件夹内的 *setupdebugenv_lab<Number>.js* 脚本文件。这将在观察窗口中填入调试系统所需的合适变量。启用观察窗口中的“Continuous Refresh”(持续刷新)按钮,可持续更新控制器中的值。

实时仿真是一项特殊仿真功能,允许在 MCU 运行时更新 Code Composer Studio 内的窗口。该功能不但可实现图形和观察视图更新,而且使用户能够改变观察或存储器窗口中的值,并且无需停止处理器即可查看这些更改对系统的影响。若要启用实时模式,请点击 CCS 项栏上的此按钮。如果出现消息框,请选择 *YES* 以启用调试事件。这将把状态寄存器 1 (ST1) 的位 1 (DGBM 位)置位为 0。DGBM 是调试使能屏蔽位。当 DGBM 位设置为 0 时,内存和寄存器值将传递到主机处理器以更新调试器窗口。

在不同的实验中,有时需要通过查看图形窗口中的数据来验证所测量的电流和电压或控制变量。对于此图形窗口,可将其与控制器上运行的一段代码结合使用,用于显示控制器如何感知数值的快照。这些值通常由数据记录器记录在较慢的 ISR 中。要将图形导入 CCS 视图,请选择“Tools”(工具)→“Graph”(图形)→“DualTime”(双时间),然后点击“Import”(导入)并指向工程文件夹中的 *graph1.GraphProp* 文件。CCS 会显示两个图形。点击这些图形上的“Continuous Refresh”(持续刷新)。还可以通过导入 *graph2.GraphProp* 文件来添加第二组图形。

3.1.2.1.5 CPU 负载

从 CPU1 运行时,实验 3 和实验 7 的主控制 ISR 在 50kHz 速率下大约需要 54MIPS,这大约是从 200MHz F2837x 处理器运行时 CPU 的 27%。这包括 ADC 驱动器、abc-dq0 和 dq0-abc 变换、变换、PWM 生成、两个电流控制环路、一个电压环路 and SFRA 调用。

3.1.2.2 保护方案

图 3-2 说明了用于在设计中设置跳闸行为的软件函数。

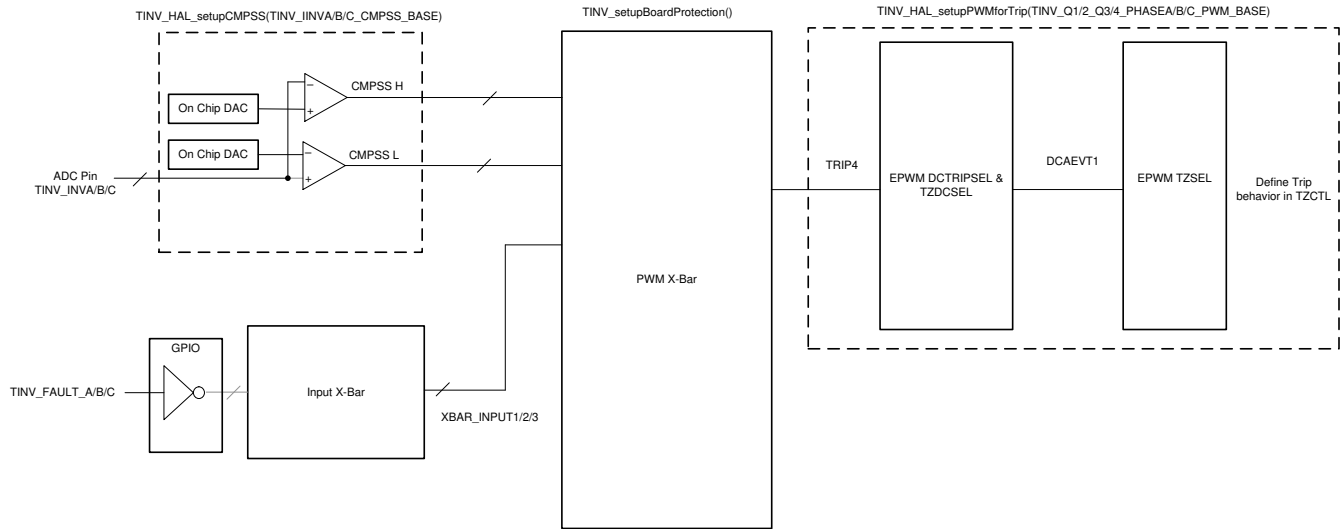


图 3-2. 跳闸设置软件图

TINV_updateFaultStaus() 函数将在缓慢的后台任务中被定期调用以更新跳闸标志并在需要时重置锁存器。

如果发生跳闸事件，PWM 需要单独清除跳闸标志。这部分通常在 ISR 中通过调用 TINV_clearPWMTrips() 来处理。

3.1.2.3 PWM 开关方案

图 3-3 是使用的 PWM 配置，仅显示了 A 相 PWM 模块时基。其他相同。EPWM11 在 F28377 上用于实现 SDFM 同步。

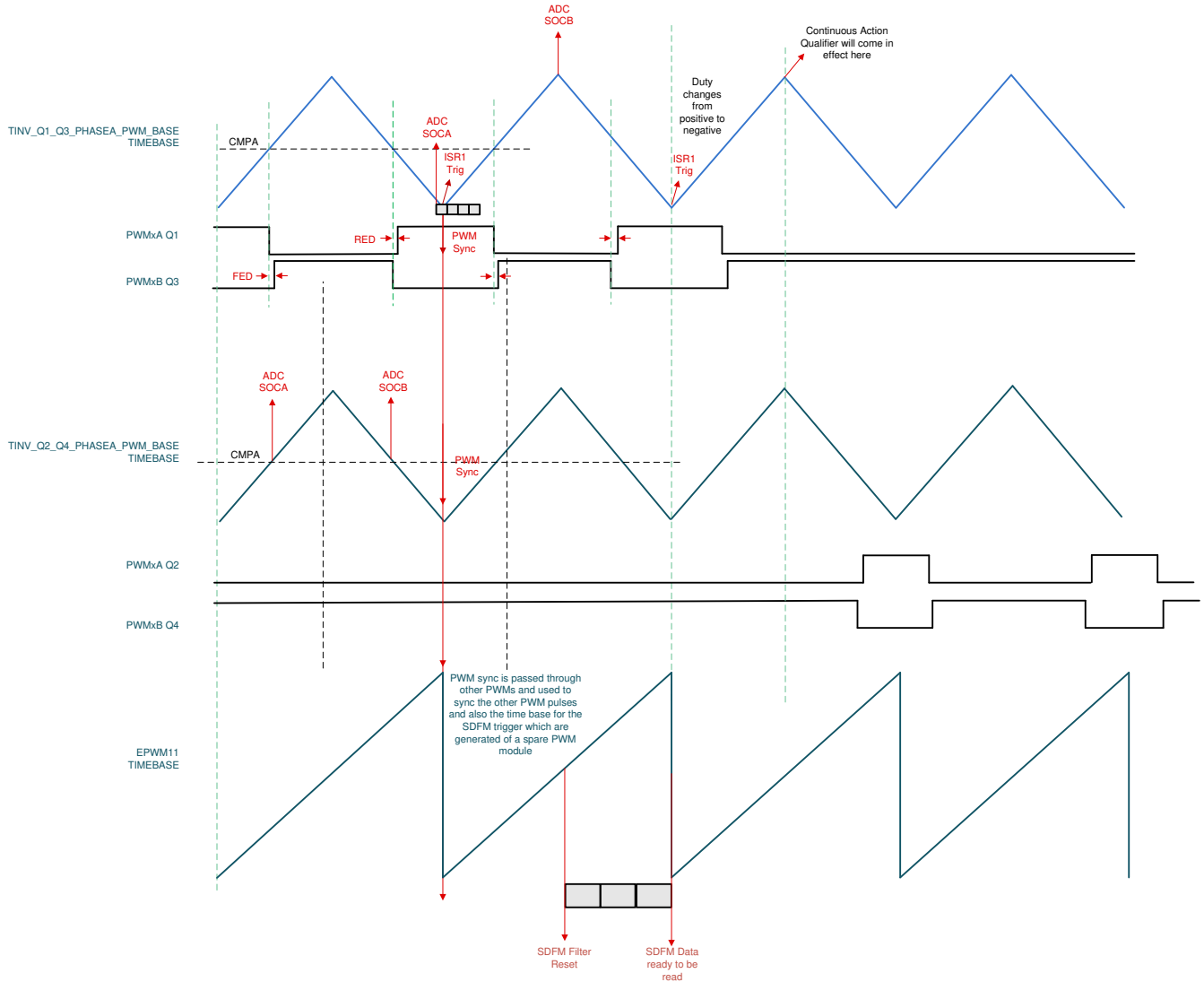


图 3-3. PWM 配置

3.1.2.4 ADC 负载

为了保持同步运行，所有转换都按如下方式触发：

`TINV_Q1_Q3_A_PWM_BASE`；即 `EPWM1 TBCTR_D_CMPB` → `EPWM1_SOCA` (绿色)，每个周期触发一次

`TINV_Q1_Q3_A_PWM_BASE`；即 `EPWM1 TBCTR_D_CMPB` → `EPWM1_SOCA` ()，每 10 个周期触发一次

`TINV_Q2_Q4_A_PWM_BASE`；即 `EPWM2 TBCTR_U_CMPB` → `EPWM2_SOCA`，每个周期触发一次

`TINV_Q2_Q4_A_PWM_BASE`；即 `EPWM2 TBCTR_D_CMPB` → `EPWM2_SOCA`，每个周期触发一次

`TINV_Q1_Q3_A_PWM_BASE`；即 `EPWM3 TBCTR_PERIOD` → `EPWM3_SOCA`，每个周期触发一次

表 3-4 展示了在 TIDA-01606 硬件上使用 F2837xD 时的映射。

表 3-4. ADC 负载架构 F28379D

	ADC-A	ADC-B	ADC-C	ADC-D
SOC0	IINV-A → ADCIN-14 , CMPSS4	TEMP_A → ADC-B0	IINV-B → ADC-C4 , CMPSS5	IINV-C → ADC-D2、 CMPSS8
SOC1	VGRID-A → ADC-A2	TEMP_B → ADC-B1	VGRID-B → ADC-C2	VGRID-C → ADC-D0
SOC2	VINV-A → ADC-A4	TEMP_A → ADC-B2	VINV-B → ADC-C3	VINV-C → ADC-D1
SOC3	VGRID-A → ADC-A2	TEMP_AMB → ADC-B3	VGRID-B → ADC-C2	VBUS → ADC-D5
SOC4	VGRID-A → ADC-A2		VGRID-B → ADC-C2	VGRID-C → ADC-D0
SOC5	VGRID-A → ADC-A2		VGRID-B → ADC-C2	VBUS → ADC-D5
SOC6				VGRID-C → ADC-D0
SOC7				VBUS → ADC-D5
SOC8				VGRID-C → ADC-D0
SOC9				VBUS → ADC-D5

表 3-5 展示了在 TIDA-01606 硬件上使用 F280039C 时的映射。

表 3-5. ADC 负载架构 F280039C

	ADC-A	ADC-B	ADC-C
SOC0	IINV-B → ADCIN-A12、CMPSS2	IINV-C → ADCIN-B14、CMPSS3	IINV-A → ADCIN-C0、CMPSS1
SOC1	VGRID-A → ADC-A2	V_REF → ADC-B8	VGRID-C → ADC-C1
SOC2	VINV-A → ADC-A5	VGRID-B → ADC-B0	VINV-B → ADC-C3
SOC3	VINV-C → ADC-A8	VGRID-B → ADC-B0	VBUS → ADC-C14
SOC4	VMID → ADC-A3	VGRID-B → ADC-B0	VGRID-C → ADC-C1
SOC5	VGRID-A → ADC-A2	VGRID-B → ADC-B0	VBUS → ADC-C14
SOC6	VMID → ADC-A3	TEMP_A → ADC-B3	VGRID-C → ADC-C1
SOC7	VGRID-A → ADC-A2	TEMP_B → ADC-B2	VBUS → ADC-C14
SOC8	VMID → ADC-A3	TEMP_C → ADC-B12	VGRID-C → ADC-C1
SOC9	VGRID-A → ADC-A2	TEMP_AMB → ADC-B4	VBUS → ADC-C14
SOC10	VMID → ADC-A3		

备注

由于布局噪声，ADC 电流读数不用于闭环运行，而是采用 SDFM 基极检测功能来闭合环路。因此，电网电流用于闭合电流环路，并且应针对此变化相应地解读图表。

3.2 测试和结果

本节中的所有实验都可以使用两个控制卡进行。但是，在使用 TMS320F280039C 控制卡时，请考虑以下注意事项：

- 无法使用 GUI 界面。要更改参数和操作实验，必须直接更改 user_settings.h 文件中的参数。
- 无法使用 SFRA。
- 可以使用空间矢量调制以及直流链路电容器的中点控制。请注意，电网的中性点必须与电网断开。通过更改以下用户设置参数，可采用两种新的控制技术：
 - #define TINV_THIRD_HARMONIC_INJECTION_STATUS
TINV_THIRD_HARMONIC_INJECTION_ENABLE
 - #define TINV_MIDDLE_POINT_CONTROL_STATUS TINV_MIDDLE_POINT_CONTROL_ENABLE

以下参数用于测试 E7 硬件，可使用 main.syscfg 或 tinv_settings.h 进行配置。使用 E6 时，保留默认的主 syscfg 值。以下代码所示为 E7 参数：

```
// Power Stage Settings
//
#define TINV_PWM_SWITCHING_FREQ_HZ ((float32_t)90*1000)
#define TINV_PWM_DEADBAND_US ((float32_t)0.15)
#define TINV_PWM_PERIOD_TICKS (TINV_PWM_SYSCLK_FREQ_HZ / TINV_PWM_SWITCHING_FREQ_HZ)
#define TINV_PWM_DEADBAND_TICKS (int16_t)((float32_t)TINV_PWM_DEADBAND_US * \
                                           (float32_t)TINV_PWM_SYSCLK_FREQ_HZ * \
                                           (float32_t)ONE_MICRO_SEC)

#define TINV_AC_FREQ_HZ ((float32_t)60)
#define TINV_VBUS_NOMINAL_VOLTS ((float32_t)800)
#define TINV_LI_INDUCTOR_VALUE ((float32_t)0.13*0.001)
#define TINV_LG_INDUCTOR_VALUE ((float32_t)0.01*0.001)
#define TINV_VGRID_MAX_SENSE_VOLTS ((float32_t)512.5)
#define TINV_VINV_MAX_SENSE_VOLTS TINV_VGRID_MAX_SENSE_VOLTS
#define TINV_VBUS_MAX_SENSE_VOLTS ((float32_t)1100)
#define TINV_IINV_MAX_SENSE_AMPS ((float32_t)33)
#define TINV_IINV_TRIP_LIMIT_AMPS ((float32_t)29)
#define TINV_IGRID_MAX_SENSE_AMPS ((float32_t)32)
#define TINV_IGRID_TRIP_LIMIT_AMPS ((float32_t)29)

//
// PI Controller Settings from Compensation Designer
//
#define TINV_GI_PI_KP ((float32_t)0.0996509341)
#define TINV_GI_PI_KI ((float32_t)0.0070057718)

#define TINV_GV_PI_KP ((float32_t) 1.9979056049)
#define TINV_GV_PI_KI ((float32_t) 0.0041887902)
```

备注

需要对 C2000Ware_DigitalPower_SDK 软件进行一些更改，才能支持新的 E7 硬件。第一项更改是风扇 GPIO 更改，如 [节 3.1.1.2](#) 之前所述（为方便起见，在此处显示）。第二项软件更改是在默认 SDK 软件中反转电压检测极性，因为最新的 E7 对 V_PCC 和 V_SN 采用非反相电压检测。

对于 tinv_user_settings.h 中的风扇 GPIO 更改：

```
//E6
//#define TINV_FAN_GPIO 9
//#define TINV_FAN_GPIO_PIN_CONFIG GPIO_9_GPIO9

//E7
#define TINV_FAN_GPIO 18
#define TINV_FAN_GPIO_PIN_CONFIG GPIO_18_GPIO18
```

备注

在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 TINV_fanSet 函数以大功率测试时启用风扇。

使用以下步骤，在 tinv.h 中更改 E7 电压感测极性：

```

// voltage sensing on the actual board is non-inverted hence a +2.0f needs to be multiplied as
below
TINV_vInv_A_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_A_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_A_sensedOffset_pu) * 2.0f;

TINV_vInv_B_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_B_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_B_sensedOffset_pu) * 2.0f;

TINV_vInv_C_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_C_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_C_sensedOffset_pu) * 2.0f;

TINV_vGrid_A_sensed_prev_pu = TINV_vGrid_A_sensed_pu;

TINV_vGrid_A_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_A_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_A_sensedOffset_pu ) * 2.0f;

TINV_vGrid_B_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_B_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_B_sensedOffset_pu ) * 2.0f;

TINV_vGrid_C_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_C_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_C_sensedOffset_pu ) * 2.0f;
    
```

对于 tinv.h 中的 E6 电压检测（默认 SDK 代码可接受）：

```

// voltage sensing on the actual board is inverted hence a -2.0f needs to be multiplied as below
TINV_vInv_A_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_A_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_A_sensedOffset_pu) * -2.0f;

TINV_vInv_B_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_B_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_B_sensedOffset_pu) * -2.0f;

TINV_vInv_C_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VINV_C_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vInv_C_sensedOffset_pu) * -2.0f;

TINV_vGrid_A_sensed_prev_pu = TINV_vGrid_A_sensed_pu;

TINV_vGrid_A_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_A_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_A_sensedOffset_pu ) * -2.0f;

TINV_vGrid_B_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_B_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_B_sensedOffset_pu ) * -2.0f;

TINV_vGrid_C_sensed_pu = ((float32_t)TINV_VGRID_C_READ *
                        TINV_ADC_PU_SCALE_FACTOR -
                        TINV_vGrid_C_sensedOffset_pu ) * -2.0f;
    
```

备注

对于 E7 硬件，要打开所有三相继电器（预充电后），应使用 CCS 监视窗口中的 TINV_NeutralRelaySet 函数。只对 E6 硬件使用 TINV_allRelaySet。

3.2.1 实验 1

本实验应该在控制卡和扩展坞上运行。

通过更改 <tin_v_settings.h> 或 main.syscfg 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 1”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）。大多数用户可以跳至实验 2，直接开始测试流程。

```
#define TINV_LAB 1
```

所有其他选项现在都可以在 user_settings.h 文件中保留为默认值

```
#if TINV_LAB == 1
#define TINV_TEST_SETUP TINV_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define TINV_PROTECTION TINV_PROTECTION_DISABLED
#define TINV_SFRA_TYPE TINV_SFRA_CURRENT
#define TINV_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)TINV_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#define TINV_POWERFLOW_MODE TINV_INVERTER_MODE
#define TINV_DC_CHECK 0
#define TINV_SPLL_TYPE TINV_SPLL_SRF
#endif
```

图 3-4 展示了运行代码时的软件图表。

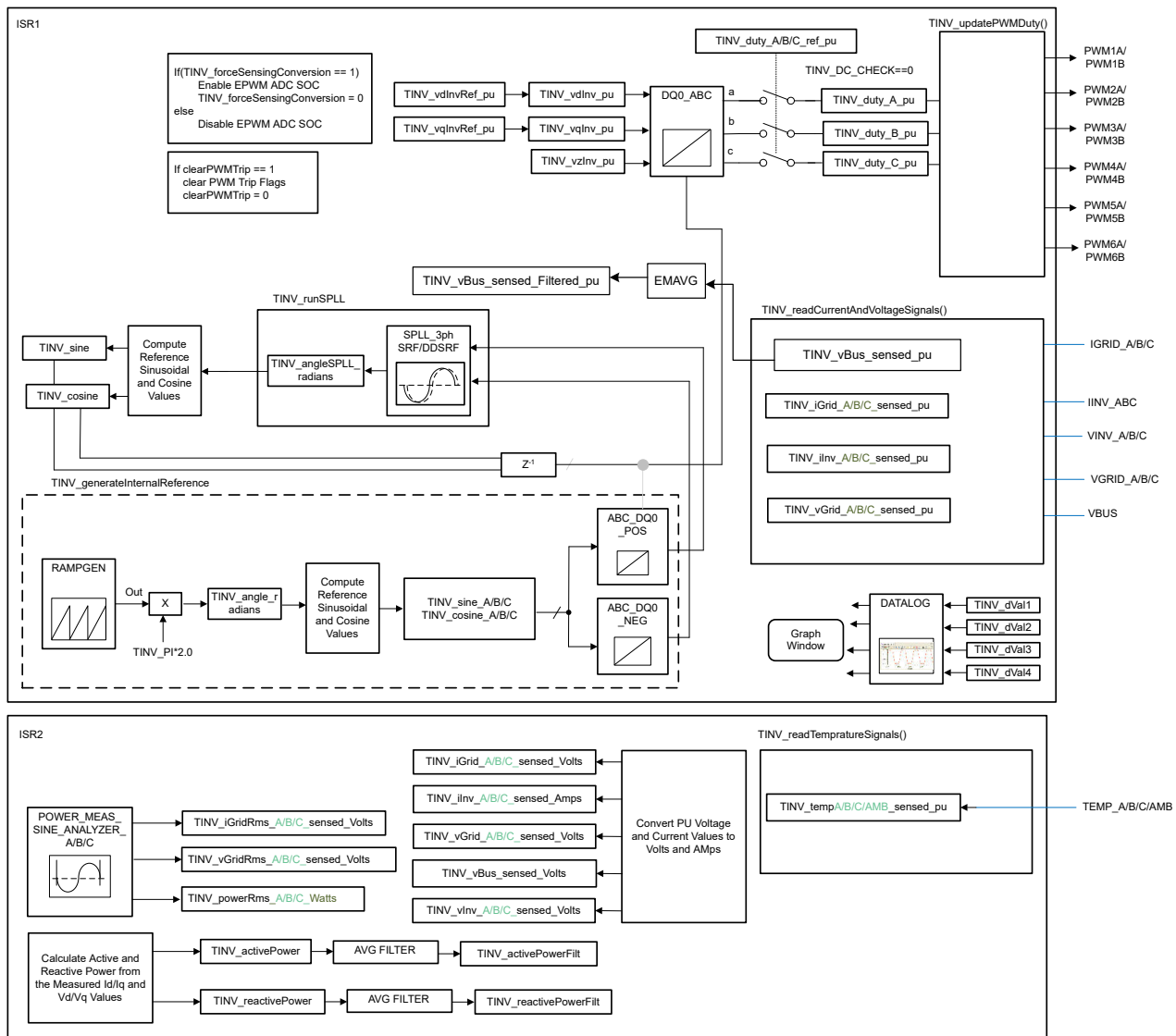


图 3-4. 实验 1 软件图

3.2.2 测试逆变器运行情况

[实验 2](#)、[实验 3](#) 和 [实验 4](#) 详细说明了在逆变器模式下运行功率级的步骤。[实验 2](#) 是开环中的逆变器运行模式。[实验 3](#) 是闭合电流环路下的逆变器运行模式。[实验 4](#) 是并网逆变器运行模式，在该模式下仅在硬件在环 (HIL) 平台下进行检查，而不在硬件上进行检查。在端子 J13 和 J18 之间施加高压 (800VDC)。12V 辅助电源连接到端子 J3。在端子 J14、J16 和 J17 之间连接三相星形连接式电阻负载。J30 是保护性接地端子，连接到高压电源接地端。

已使用直流母线电压的滤波值，将直流母线过压检查添加到所有 *逆变器实验*，包括 [实验 1](#) 到 [实验 5](#)。

TINV_filterAndCheckForBusOverVoltage() 函数从 ISR1 运行，并检查直流母线过压情况。在过电压条件下，此函数将关闭所有 PWM 输出，并将系统运行状态记录为 *总线过压状态*。滤波后的直流母线电压由使用平均函数 EMAVG 的瞬时检测直流母线电压计算得出。这都是在 ISR1 中计算的。用户可以在 tinv_user_settings.h 中设置 TINV_VBUS_OVERVOLT_LIMIT：

```
#define TINV_UNDERVOLT_LIMIT
#define TINV_VBUS_OVERVOLT_LIMIT 900
#define TINV_VBUS_CLAMP_MIN_PU 0.1f
#define TINV_GRID_OVER_UNDER_FREQ_LIMIT 3
#define TINV_GRID_OVER_UNDER_VRMS_LIMIT 35
#define TINV_UNIVERSAL_GRID_MAX_VRMS 240
#define TINV_UNIVERSAL_GRID_MIN_VRMS 20
#define TINV_UNIVERSAL_GRID_MAX_FREQ 65
#define TINV_UNIVERSAL_GRID_MIN_FREQ 45
```

前馈和去耦功能在 ISR1 内部实现，并为所有使用电流环路的逆变器实验室添加。因此，对于逆变器模式，这是在 [实验 3](#) 和 [实验 4](#) 中完成的 (前馈和去耦)。对于此前馈和去耦功能，将滤波后的直流总线电压与用户定义的最小总线电压进行比较，以计算钳位滤波后的直流总线电压。这也是在 ISR1 中完成的。这个钳位滤波后的直流母线电压和电流控制器输出最终用于实现前馈和去耦功能。

对于基于 SDFM 的电流检测，还为所有 *逆变器实验* 添加了过流保护 (OCP)。

3.2.2.1 实验 2

在本实验中，功率级在硬件或 HIL 平台上以开环方式运行。图 3-5 所示为实际硬件的实验设置。

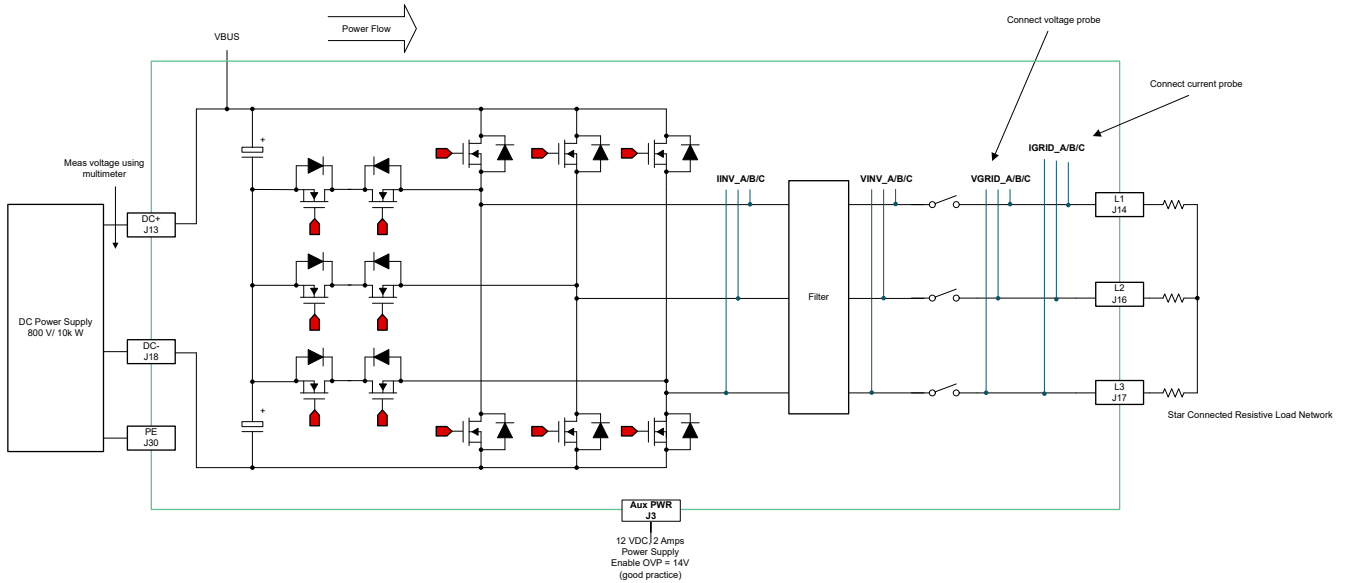


图 3-5. 带电阻负载的逆变器模式实验设置

图 3-6 显示了软件图表。

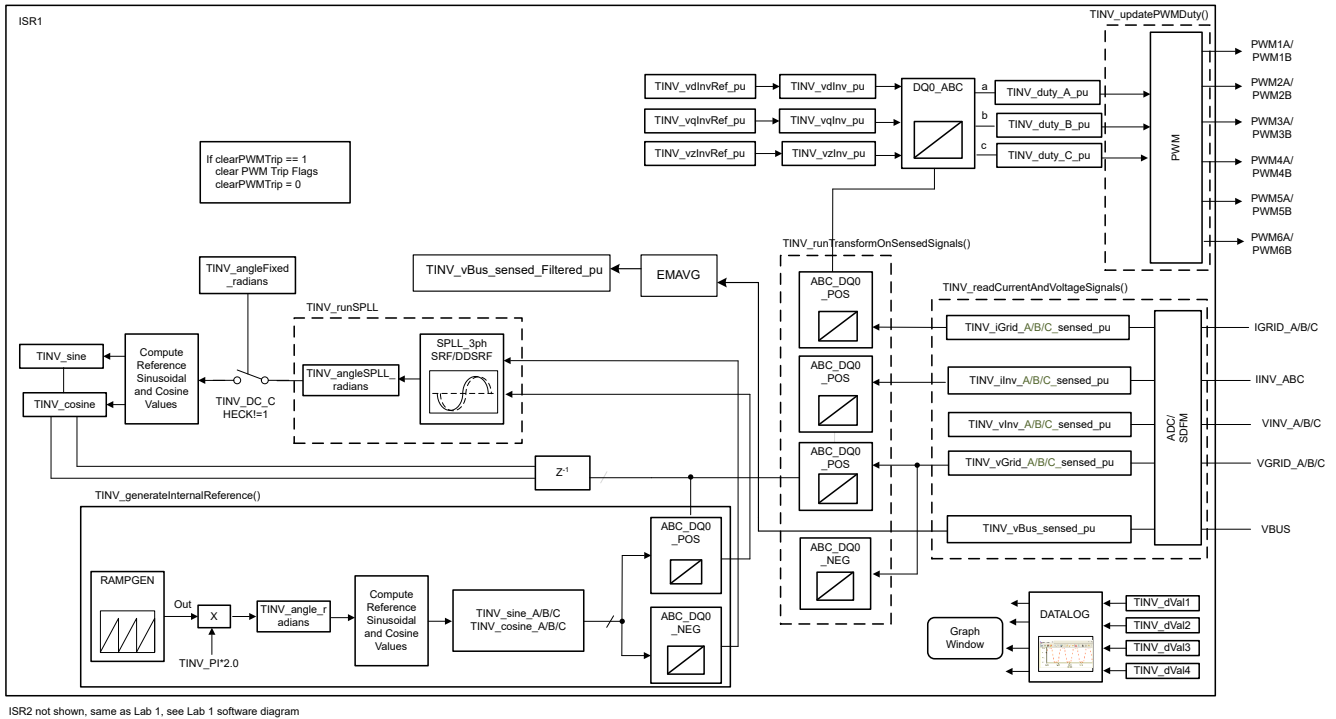


图 3-6. 实验 2 软件图

另请参阅硬件测试设置部分，了解用于配置该测试的设备的实际详情。通过更改 <tinvs_settings.h> 或 main.syscfg 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 2”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）。

在 `user-settings.h` 文件中，有一些附加选项可用，但本用户指南中所述的测试采用以下代码。

```
//
// Option to use SDFM based grid sensing for the current loop
// with this option the inv current from hall sensor is overwritten by the grid current from SDFM
// On Revision 5 of the hardware the only option supported is the SDFM sensing
//
#define TINV_SDFM 1
#define TINV_ADC 2
#define TINV_CURRENT_LOOP_SENSE_OPTION TINV_ADC
...
#if TINV_LAB == 2
#define TINV_TEST_SETUP TINV_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define TINV_PROTECTION TINV_PROTECTION_ENABLED
#define TINV_SFRA_TYPE TINV_SFRA_CURRENT
#define TINV_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)TINV_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#define TINV_POWERFLOW_MODE TINV_INVERTER_MODE
#define TINV_DC_CHECK 0
#define TINV_SPLL_TYPE TINV_SPLL_SRF
#endif
```

在此检查中，软件在硬件和/或 HIL 平台上运行。

首先为星形连接的负载设置一个大约 $500\ \Omega$ 的适当电阻负载（确认测试所需的适当额定功率），但也可以在空载条件下启动逆变器模式。启用 12V 辅助电源。构建并加载代码，使用 `lab2.js` 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。

- CCS 监视窗口在调试模式下启动后，以持续刷新开始测试。
- 在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 `TINV_fanSet` 函数以大功率测试时启用风扇。
- 通过向 `TINV_neutralRelaySet` 写入 1 来开启继电器。辅助电源汲取的电流应接近 600mA。
- 将直流母线电压 V_{bus} 缓慢斜升至 800V。
- 设置 `TINV_clearPWMTrip = 1`，以清除 PWM 跳闸信号。现在开关操作将开始，并且正弦电压开始出现在输出端。此时，辅助电源汲取的电流接近 800mA。启用风扇时，总辅助电源电流约为 1.4A。
- `TINV_vdInvRef_pu`（默认值为 0.835）是调制指数，可用于以开环方式改变逆变器的交流输出。
- 在继续闭合实验 3 中的电流环路之前，验证图形窗口中感测到的电压和电流测量数据。图 3-7 是使用 C2000SDFM 模块感测到的电网侧电流的图形窗口。标度以每单位 (pu) 显示。

```
#ifndef __TMS320C28XX_CLA__
TINV_dval1 = TINV_iGrid_A_sensed_pu;
TINV_dval2 = TINV_iGrid_B_sensed_pu;
TINV_dval3 = TINV_iGrid_C_sensed_pu;
TINV_dval4 = TINV_rgen.out;
DLOG_4CH_run(&TINV_dLog1);
#endif
```

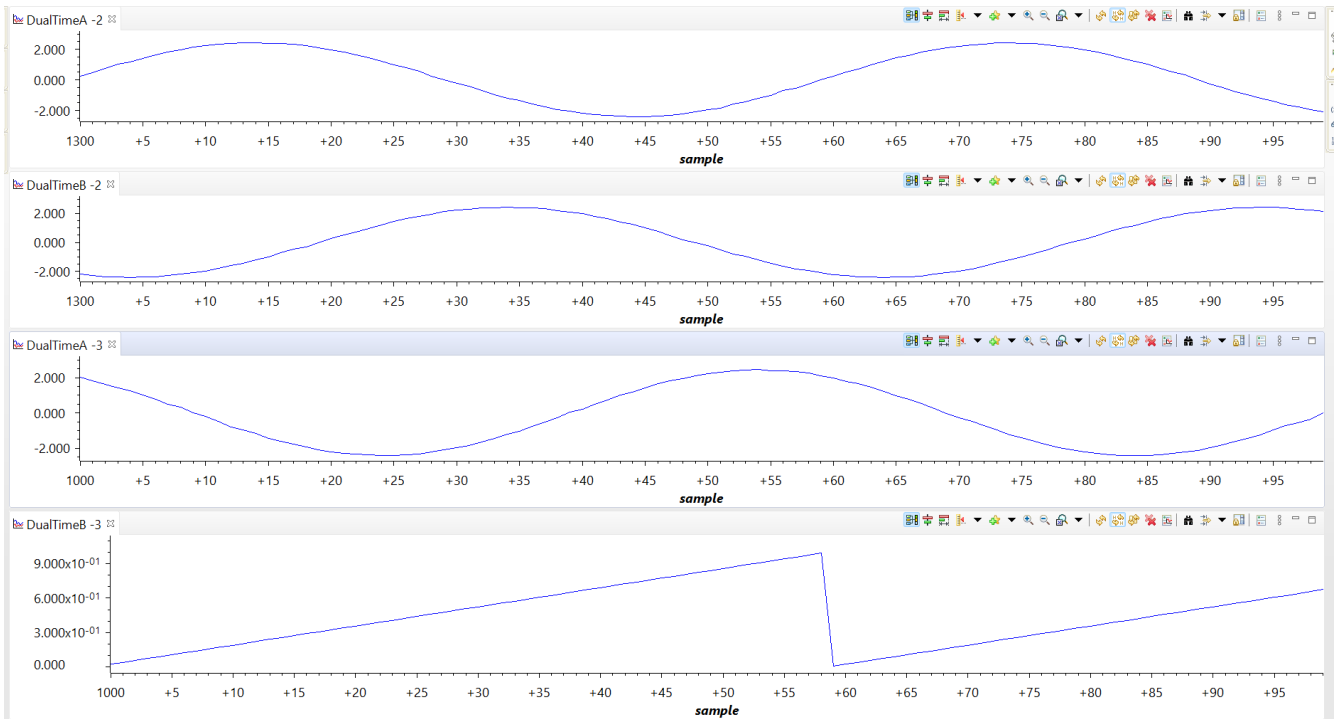



图 3-7. 感测到的电网电流

图 3-8 展示了从 CCS 图形窗口监测到的三个电网电压。标度以每单位 (pu) 显示。

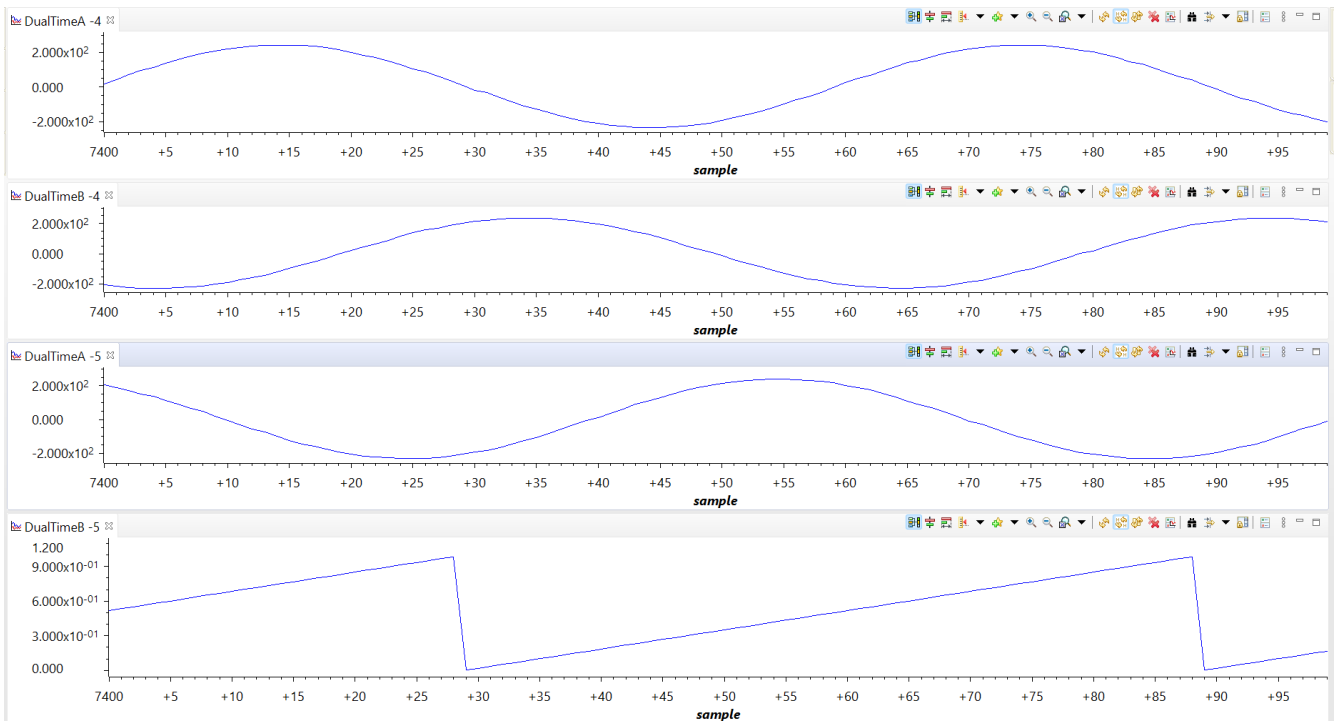
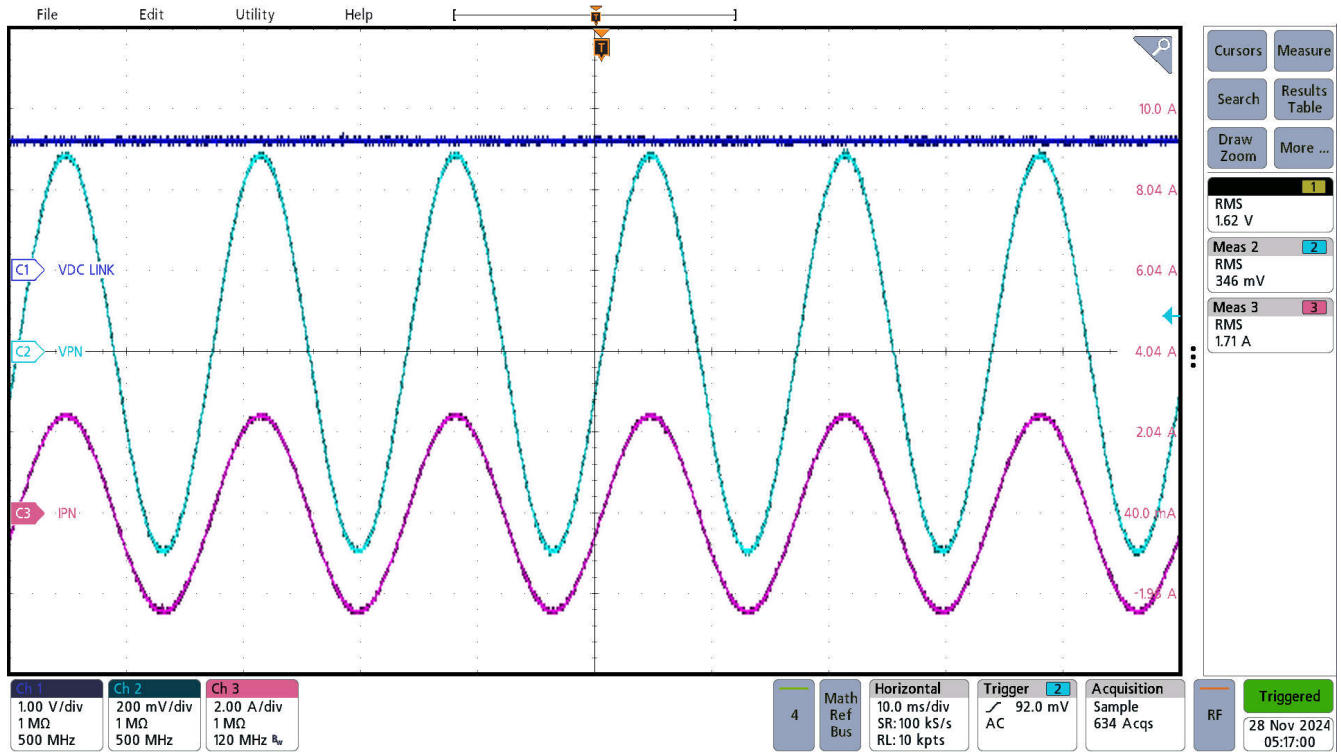


图 3-8. 感测到的电网电压

图 3-9 所示为在 173VAC 和 0.88kW 下开环运行的逆变器捕获到的电压和电流波形。



示波器信号：通道 1 - 直流链路电压（蓝色）、通道 2 - VPN 交流电压（蓝绿色）、通道 3 - IPN 交流电流（红色）。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-9. 开环逆变器电压和电流波形

3.2.2.2 实验 3

在本实验中，功率级在实际硬件或 HIL 平台上以闭环方式运行。图 3-10 展示了软件图表。

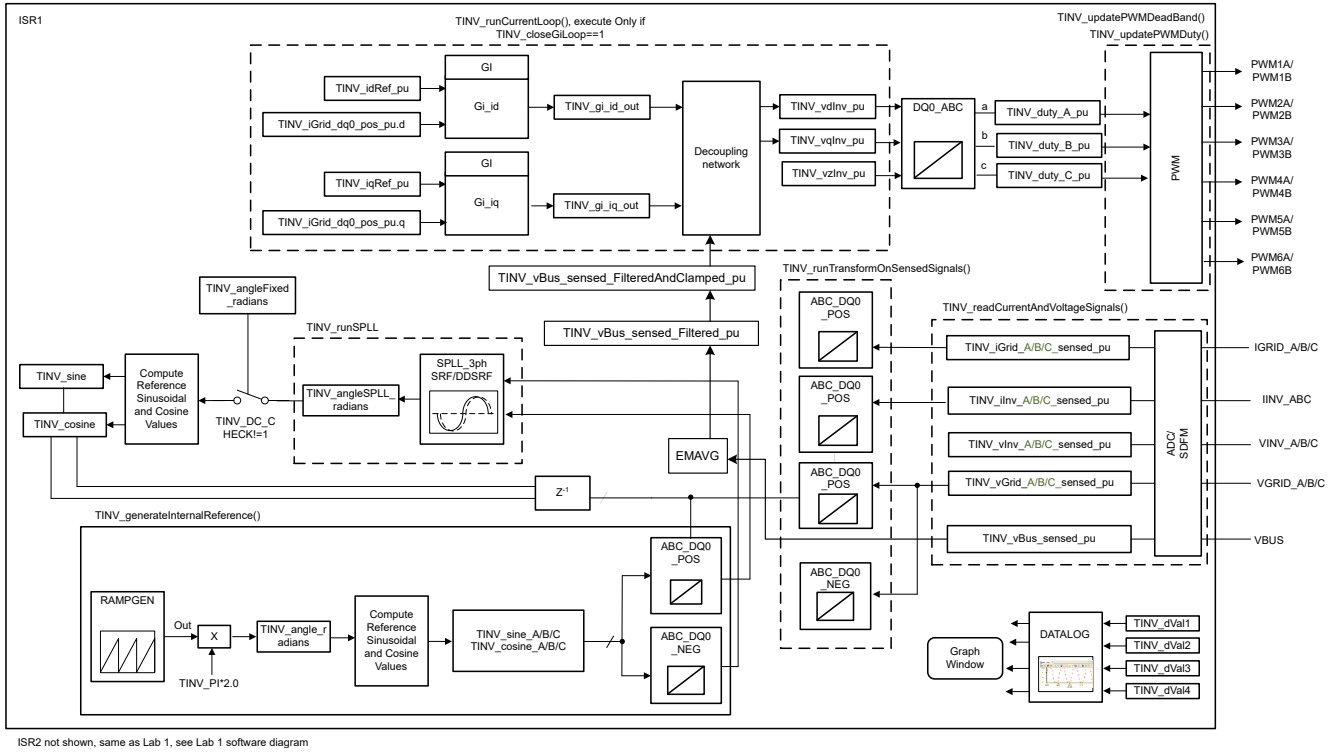


图 3-10. 实验 3 软件图

通过更改 <tinvs_settings.h> 或 main.syscfg 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 3”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）。

在 user_settings.h 文件中，有一些附加选项可用，但本用户指南中所述的测试采用以下代码。

```
#if TINV_LAB == 3 #define TINV_TEST_SETUP TINV_TEST_SETUP_RES_LOAD #define TINV_PROTECTION
TINV_PROTECTION_ENABLED #define TINV_SFRA_TYPE TINV_SFRA_CURRENT #define TINV_SFRA_AMPLITUDE
(float32_t)TINV_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2 #define TINV_POWERFLOW_MODE TINV_INVERTER_MODE
#define TINV_DC_CHECK 0 #define TINV_SPLL_TYPE TINV_SPLL_DDSRF #endif
```

在此检查中，软件在硬件和/或 HIL 平台上运行。

请参阅硬件测试设置部分，了解用于配置该测试的设备的实际详情。此时，请勿向电路板提供任何高压电源。

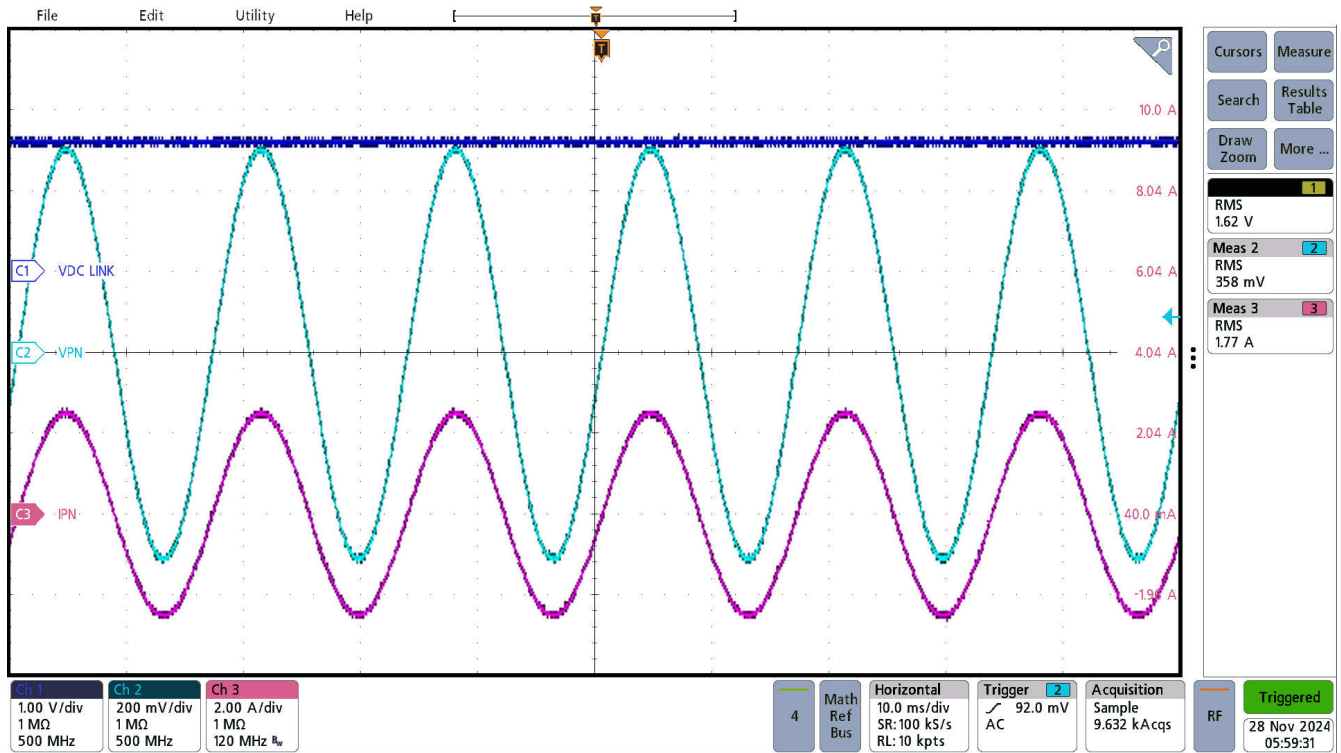
- 首先启动 main.cfg 并在工程选项中选择 lab3（实验 3）。补偿器样式（PI 补偿器）和调优环路（电流环路）将自动填充。现在点击运行补偿设计器图标，然后补偿设计器工具会以电流环路受控体模型启动，powerSUITE 页面中指定了相应的参数。
- 用于运行控制环路的电流补偿器系数如下代码中所示。用户可修改这些系数以满足必要的环路带宽和相位裕度。用于电阻负载的理想系数与用于并网的系数略有不同，因为电网阻抗非常低。补偿器设计传递函数和响应如图 3-11 所示。

```
#define TINV_GI_PI_KP ((float32_t)0.0996509341)
#define TINV_GI_PI_KI ((float32_t)0.0070057718)
```

- 对比例增益值和积分增益值感到满意后，点击 Save COMP（保存 COMP）。该操作将补偿器值保存到工程中。关闭补偿设计器并返回 powerSUITE 页面。
- 构建并加载代码，使用 lab3.js 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。
- 在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 TINV_fanSet 函数以大功率测试时启用风扇。
- 通过向 TINV_neutralRelaySet 写入“1”来开启继电器。辅助电源汲取的电流应接近 600mA。

- 首先设置一个大约 500Ω 的适当电阻负载，但也可以在空载条件下启动逆变器模式。
- 将直流母线电压 V_{bus} 缓慢斜升至 $800V$ 。
- 设置 $TINV_clearPWTrip = 1$ ，以清除 PWM 跳闸信号。现在开关操作将开始，并且正弦电压开始出现在输出端。此时，辅助电源汲取的电流接近 $800mA$ 。
- 一旦设置 $TINV_clearPWTrip$ ，就会启用 $TINV_closeGiLoop$ 变量，并且闭合电流环路动作将开始。
- $TINV_idRef_pu$ 是电流命令参考，默认情况下，此参考在启动时填充为 $0.005pu$ 的值。缓慢改变此值以提高输出交流电压，并对测量电流跟踪指令值进行观察。
- 在继续闭合实验 3 中的电流环路之前，验证观察窗口中的 $TINV_idRef_pu$ 是否处于低设置 ($0.005pu$)。
- 在 $800V$ 输入电压下将 id_ref 缓慢增加至 $0.06pu$ ，以将输出功率提高至 $0.9kW$ ，每相约为 $300W$ 。图 3-11 所示为功率分析仪和示波器波形。

- 图 3-11 所示为在 0.9kW 下以闭合电流环路运行的逆变器捕获到的电压和电流波形。



示波器信号：通道 1 - 直流链路电压（蓝色）、通道 2 - 交流电压（蓝绿色）、通道 3 - 交流电流（红色）。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-11. 逆变器闭环运行

- SFRA 集成在本实验的软件中，通过在硬件上进行测量来验证所设计的补偿器是否能够提供足够的增益裕量和相位裕度。若要运行 SFRA，请使工程保持在运行状态，然后在 .cfg 页面中点击 SFRA 图标。此时将弹出 SFRA GUI。
- 在 SFRA GUI 上选择器件的相应选项。例如，对于 F28379D，选择“Floating Point”。点击 **Setup Connection**。在弹出窗口中取消选中“boot on connect”选项，然后选择合适的 COM 端口。点击 **OK**。返回到 SFRA GUI，然后点击 **Connect**。
- SFRA GUI 将连接到器件。现在可以通过点击“Start Sweep”（启动扫描）来启动 SFRA 扫描。完整的 SFRA 扫描需要几分钟才能完成。可以通过查看 SFRA GUI 上的进度条以及检查控制卡背面用于指示 UART 活动的蓝色 LED 的闪烁情况来监视活动。完成之后，立即显示一个包含开环图的图，如图 3-12 所示。这证明所设计的补偿器确实是稳定的。具有上述系数的受控体和开环的 SFRA 分别如图 3-12 和图 3-13 所示。该操作验证了电流补偿器设计。若要使系统安全停止，请将输入直流电压降至零。
- 上述一组补偿设计器系数是稳健且可靠的。如果电流对指令参考的跟踪性能出现振荡，用户可使用以下这组系数。若要更改系数，必须从电源套件页面重新启动补偿设计器工具。

```
#define TINV_GV_PI_KP ((float32_t) 1.9979056049)
#define TINV_GV_PI_KI ((float32_t) 0.0041887902)
```

- 对比例增益值和积分增益值感到满意后，点击 **Save COMP**（保存 COMP）。该操作将补偿器值保存到工程中。

- 具有一组新系数的逆变器在电流模式下的受控体和开环的 SFRA 响应分别如图 3-12 和图 3-13 所示。

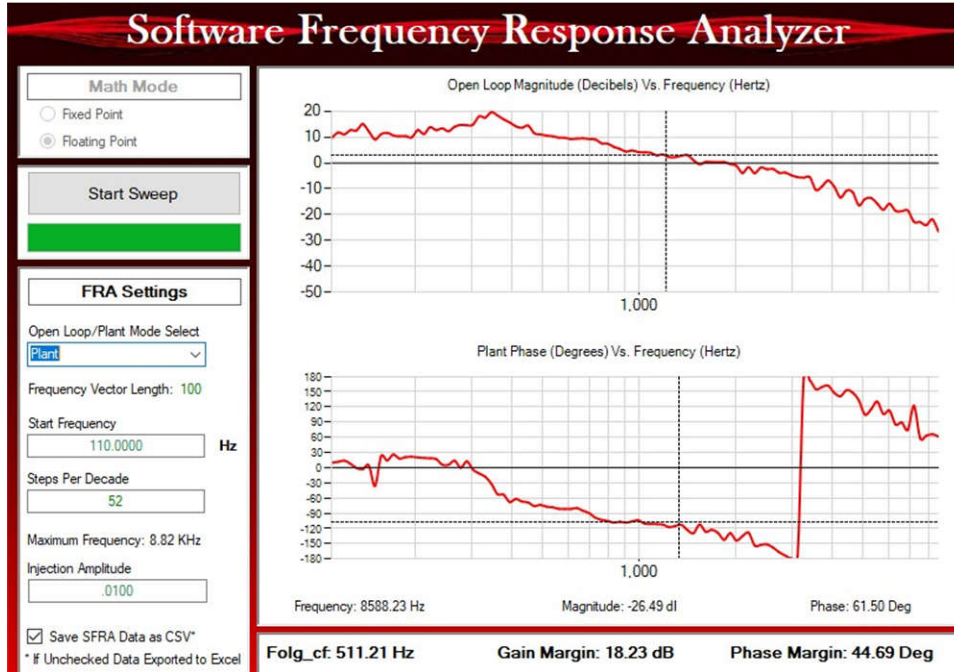


图 3-12. 逆变器对于电流环路的 SFRA 受控体响应

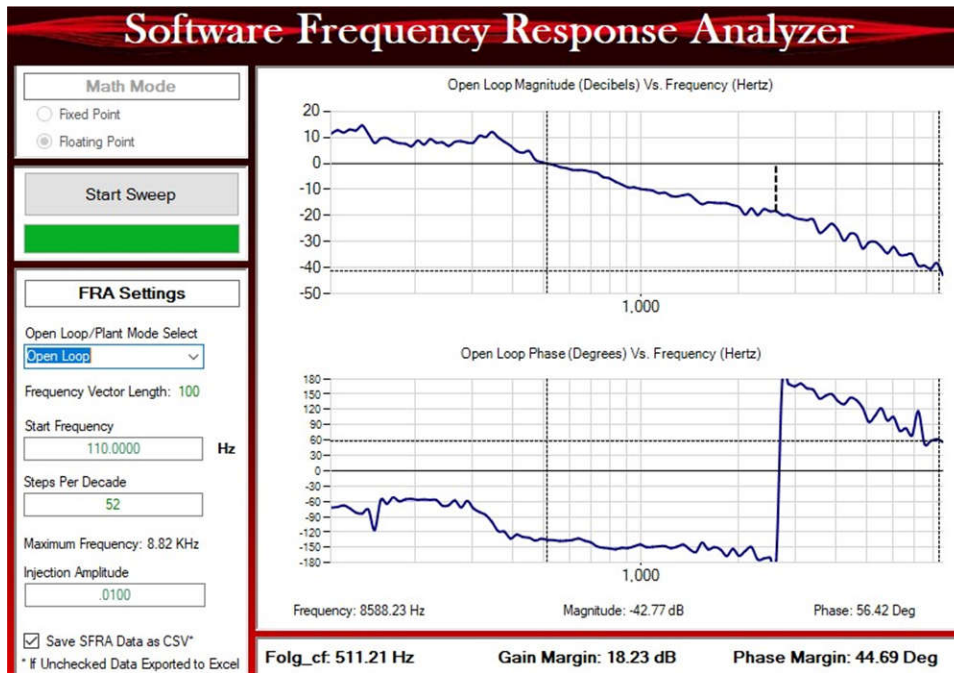


图 3-13. 逆变器对于电流环路的 SFRA 环路响应

3.2.2.3 实验 4

在本实验中，功率级在 HIL 平台上以闭环方式并网运行。图 3-14 显示了软件图表。

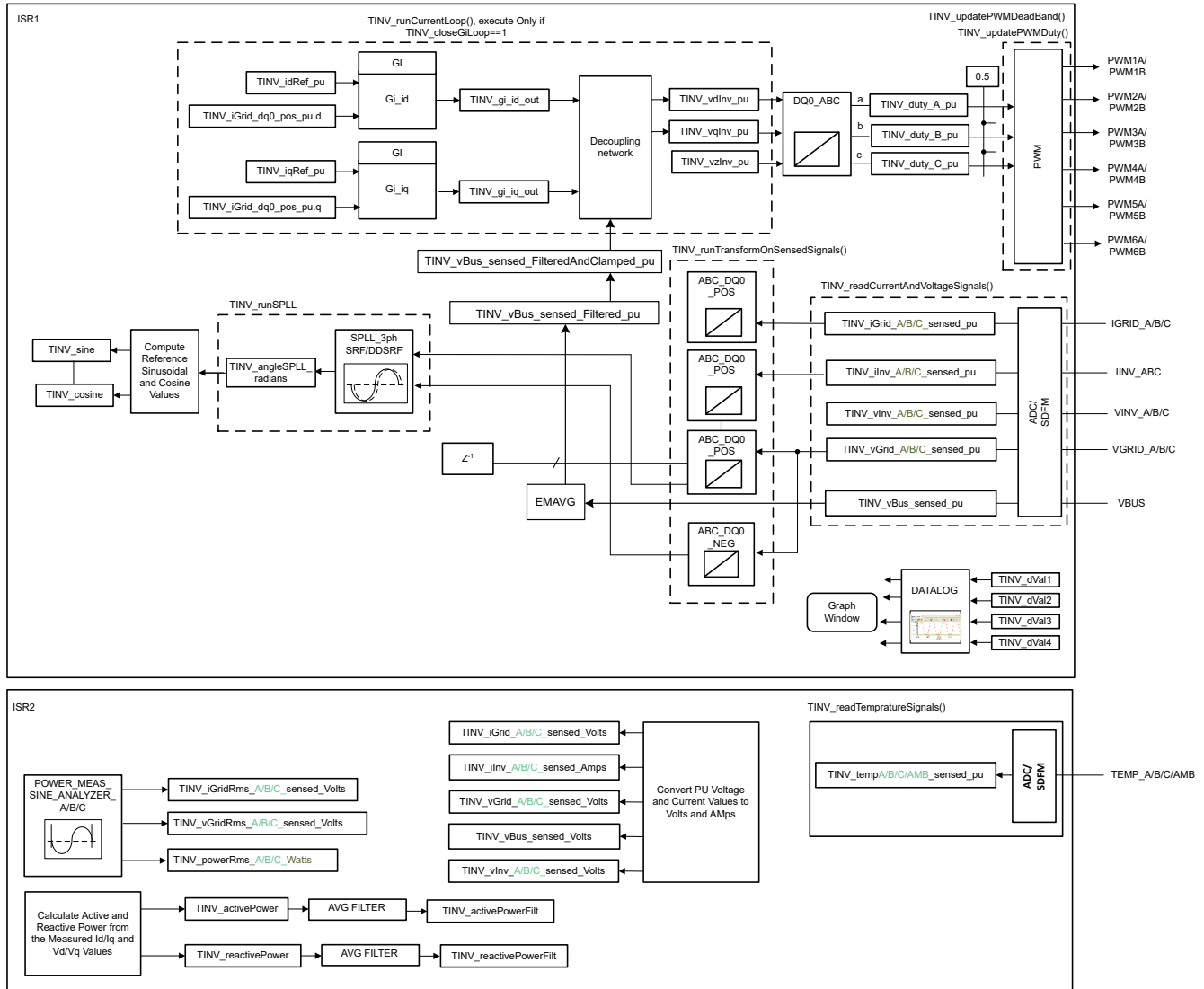


图 3-14. 实验 4 软件图

备注

本实验仅按照 HIL 设置进行验证。

通过更改 `<tin_v_settings.h>` 或 `main.syscfg` 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 4”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）。

在 `user settings.h` 文件中，有一些附加选项可用，但本用户指南中所述的测试采用以下代码。

```
#if TINV_LAB == 4
#define TINV_TEST_SETUP TINV_TEST_SETUP_GRID_CONNECTED
#define TINV_PROTECTION TINV_PROTECTION_ENABLED
#define TINV_SFRA_TYPE TINV_SFRA_CURRENT
#define TINV_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)TINV_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#define TINV_POWERFLOW_MODE TINV_INVERTER_MODE
#define TINV_DC_CHECK 0
#define TINV_SPLL_TYPE TINV_SPLL_SRF
#endif
```

在此检查中，软件在 HIL 平台上运行。

构建并加载代码，使用 `lab4.js` 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。

- 在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 `TINV_fanSet` 函数以大功率测试时启用风扇。
- 将直流母线电压 V_{bus} 缓慢斜升至 800V
- 在 `TINV_startPowerStage` 变量中输入 "1" 并将电网的交流电压斜升至 $230V_{RMS}$ L-N；即 $400V_{L-L}$ 。
- 设置适当的并网，并在电压达到 $230V_{RMS}$ 时立即向 `TINV_neutralRelaySet` 写入 "1" 来开启继电器，因为浪涌电流限制电阻可能会发热并烧坏。电流现在应馈入电网。
- 缓慢将此 `TINV_idRef_pu` 变量增加至 0.6pu，此时每相功率将约为 1.9kW。

使用 SFRA 测量电流环路带宽。图 3-15 和图 3-16 展示了在 HIL 平台上测得的逆变器在电流模式下运行时的受控体响应和环路响应。

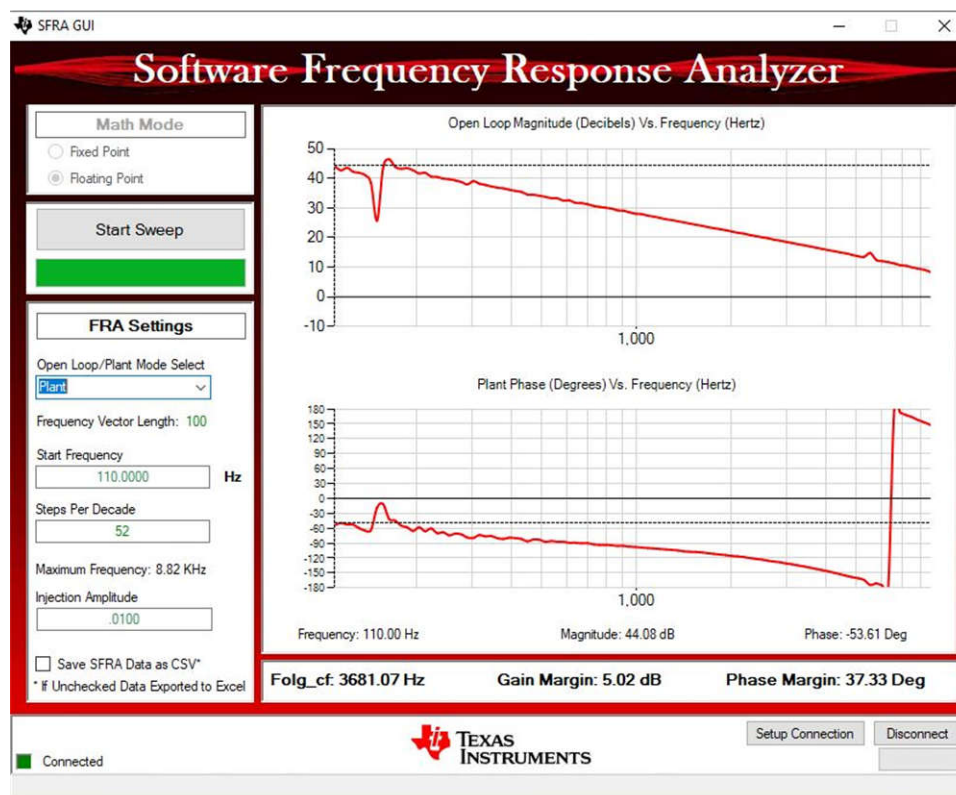


图 3-15. 在 HIL 上测得的逆变器 SFRA 受控体响应

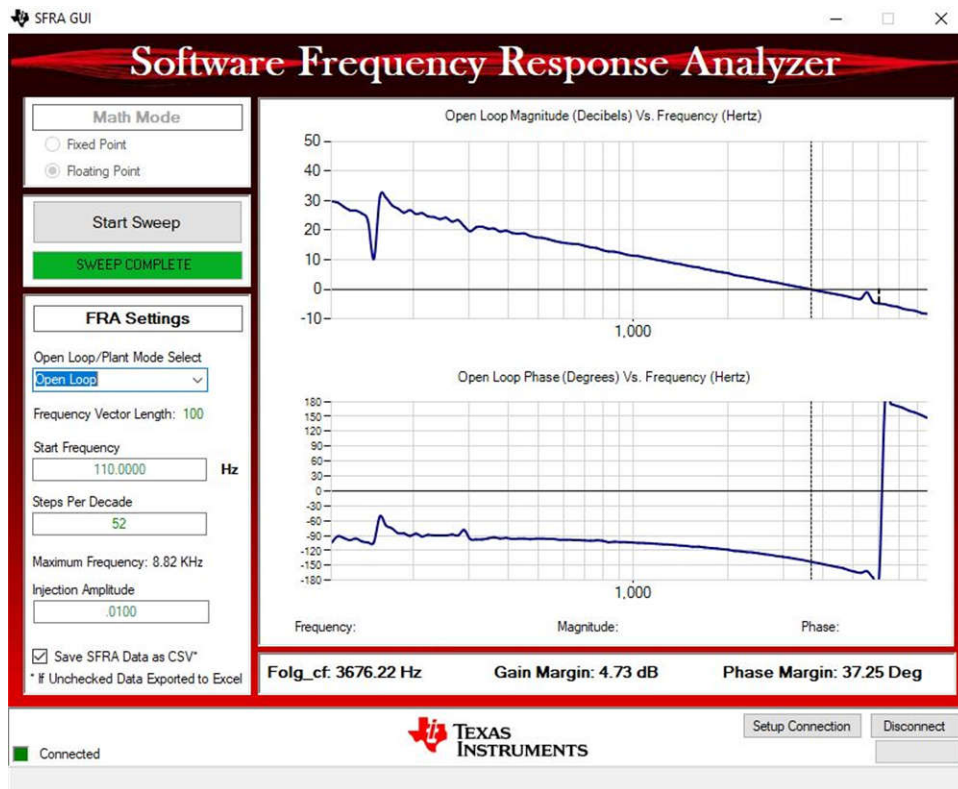


图 3-16. 在 HIL 上测得的逆变器 SFRA 环路响应

3.2.3 测试 PFC 运行情况

[实验 5](#)、[实验 6](#) 和 [实验 7](#) 详细说明了在 PFC 模式下运行功率级的步骤。[实验 5](#) 是开环中的 PFC 运行模式。实验 6 是闭合电流环路下的 PFC 运行模式。[实验 7](#) 是在闭合电压和电流环路中运行的 PFC 模式，这种情况在 HIL 平台和实际硬件上进行检查。

已使用直流母线电压的滤波值，将直流母线过压检查添加到所有 PFC 实验，包括 [实验 5](#) 到 [实验 7](#)。TINV_filterAndCheckForBusOverVoltage() 函数从 ISR1 运行，并检查直流母线过压情况。在过电压条件下，此函数将关闭所有 PWM 输出，并将系统运行状态记录为总线过压状态。滤波后的直流母线电压由使用平均函数 EMAVG 的瞬时检测直流母线电压计算得出。这都是在 ISR1 中计算的。

前馈和去耦功能在 ISR1 内部实现，并为所有使用电流环路的 PFC 实验添加。因此，对于 PFC 模式，这是在 [实验 6](#) 和 [实验 7](#) 中完成的。对于此前馈和去耦功能，将滤波后的直流母线电压与用户定义的最小总线电压进行比较，以计算钳位滤波后的直流母线电压。这也是在 ISR1 中完成的。这个钳位滤波后的直流母线电压和电流控制器输出最终用于实现前馈和去耦功能。

对于基于 SDFM 的电流检测，还为所有 PFC 实验添加了过流保护 (OCP)。

[图 3-17](#) 展示了硬件设置，其中的直流端子 J13 和 J18 连接到电子负载。12V 辅助电源连接到端子 J3。在端子 J14、J16 和 J17 (A、B 和 C) 之间连接三相交流电源。J30 是连接到电源 PE 的 PE 端子。请参阅[硬件测试设置](#)部分，了解用于配置该测试的设备的实际详情。

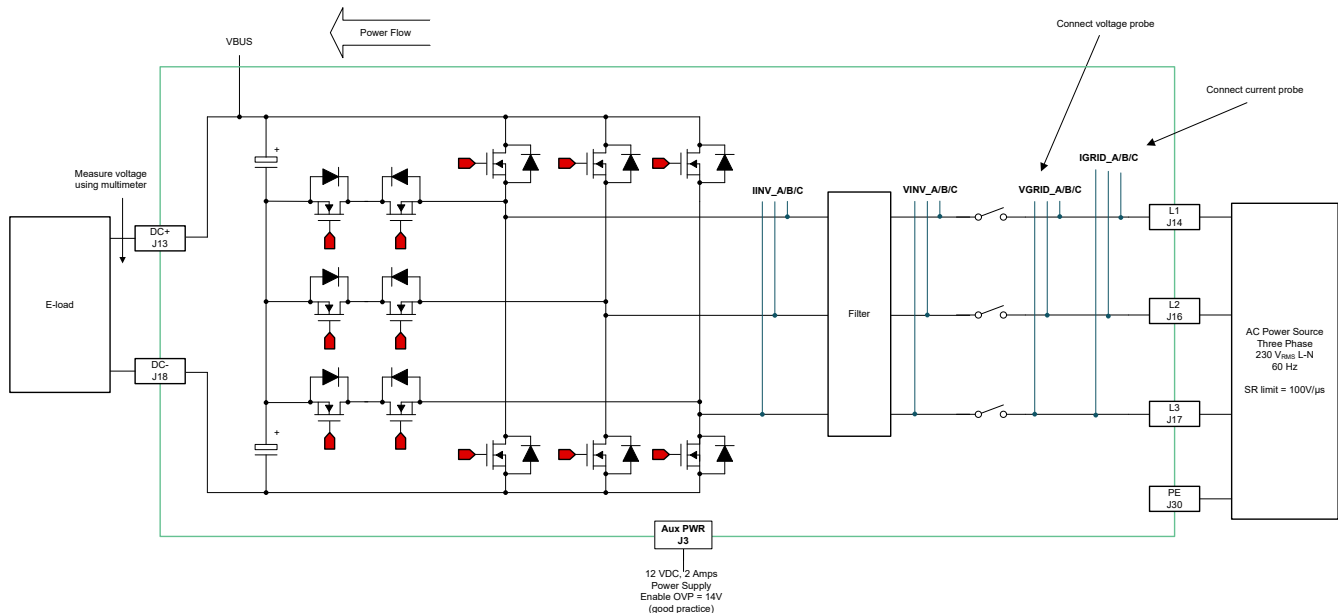


图 3-17. PFC 模式测试设置

3.2.3.1 实验 5

这是第一个 PFC 实验。本实验中将检查检测功能，并且在 clearPWMTrip 设置为 1 之前不会发生开关操作。

PFC 模式的硬件设置如[图 3-17](#) 所示。TI 建议在诸如 30V_{RMS} 之类的低电压下启动 PFC 并连接 2k Ω 电阻器。

通过更改 <tinvs_settings.h> 或 main.syscfg 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 5”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）。

在这种情况下，转换器作为整流器运行，可以观察到在无任何功率因数校正的情况下汲取的整流电流。还可以在此构建中安全地验证软件锁相环 (SPLL) 锁定。

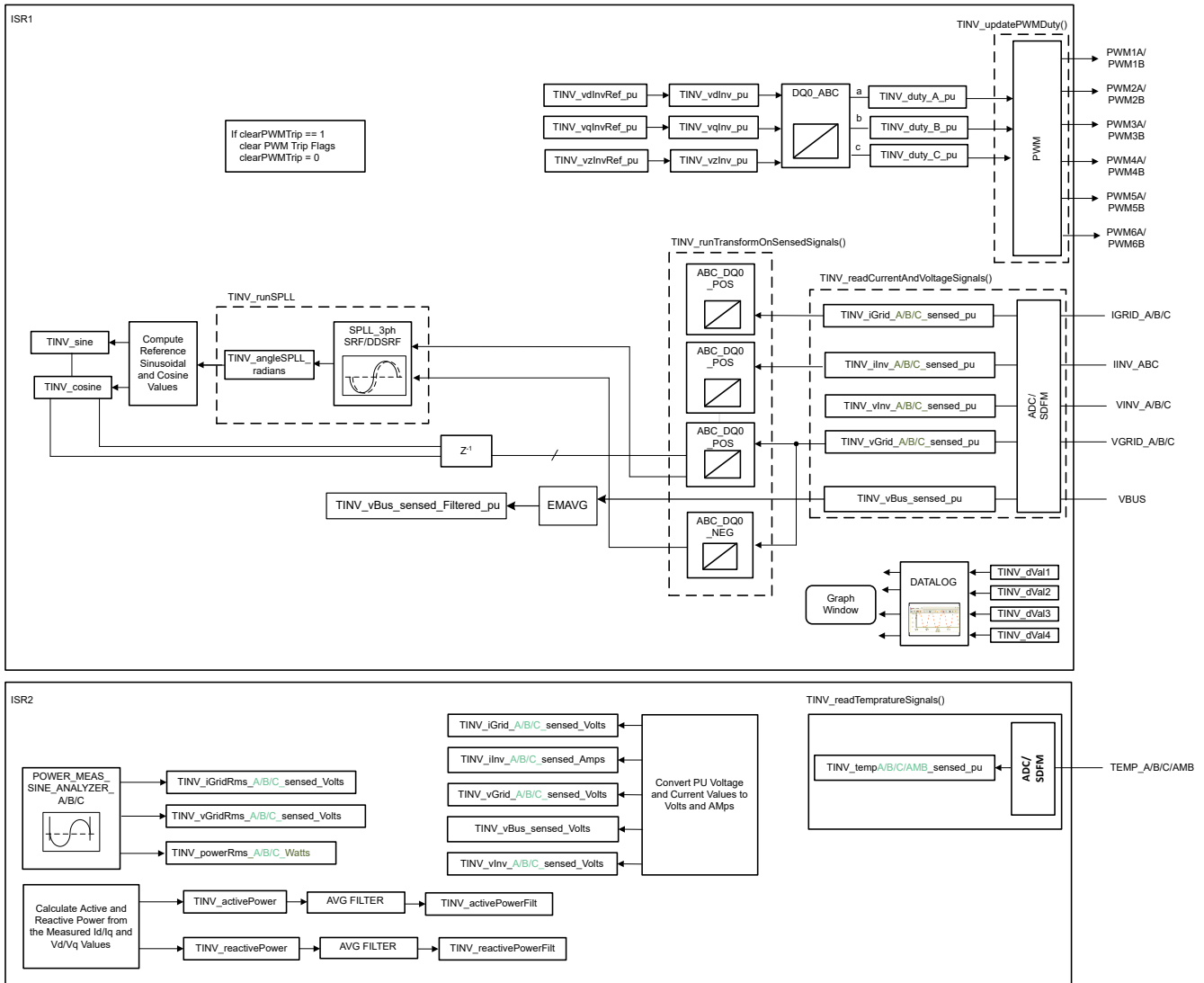


图 3-18. 实验 5 软件图

因此，在数据记录器上放置以下变量：

```
TINV_dVal1 = TINV_vGrid_A_sensed_pu;
TINV_dVal2 = TINV_angleSPLL_radians / (float32_t)(2.0f * TINV_PI);
TINV_dVal3 = TINV_vGrid_A_sensed_pu;
TINV_dVal4 = TINV_iInv_A_sensed_pu;
DLOG_4CH_run(&TINV_dLog1);
```

确保正确指定电网频率，对于基于 powerSUITE 的工程，可通过 sysconfig 页面更改电网频率。如果不使用基于 powerSUITE 的工程，请修改 tinv_settings.h 文件。

```
#define TINV_AC_FREQ_HZ ((float32_t)50)
```

构建并加载代码，使用 lab5.js 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。

可通过绘制缓冲器来检查 PLL 锁定。使用 graph1.graphprop，通过 *Tools* → *Graph* → *Dual Time* 查看缓冲器。

使用的是余弦变换；因此，当 Vgrid 为峰值时，角度将为 0。

通过向 TINV_neutralRelaySet 写入 1 来闭合继电器。

最初，为了安全起见，此测试只能以 $30V_{RMS}$ 运行，因此需要安全地将交流电源斜升至 $30V_{RMS}$ ，并观察 CCS 调试窗口中的图形以确认 PLL 正在锁定。图 3-19 所示为通过监视窗口进行的低电压锁环检查。

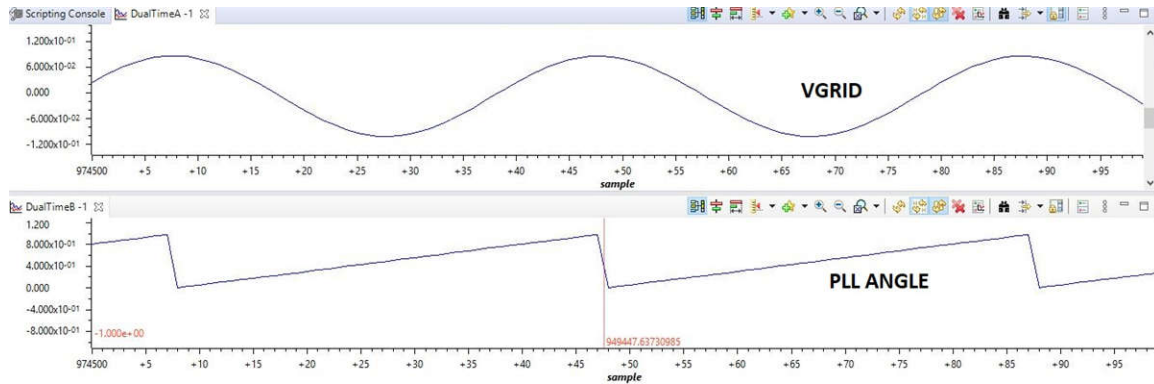


图 3-19. PLL - 电网电压同步

如果 PLL 未锁定，则还可以将其设置为“1”以发出 `tinvs_reset_PLL` 命令，这样将启动一项任务以消除模块中的整体误差并将所有内存元素归零。

同样，可通过 CCS 的图形观察窗口来检查从电网流过所有相位的电流。图 3-20 所示为通过图形窗口检测到的电网电流。检查从观察窗口观察到的三相电网电流。

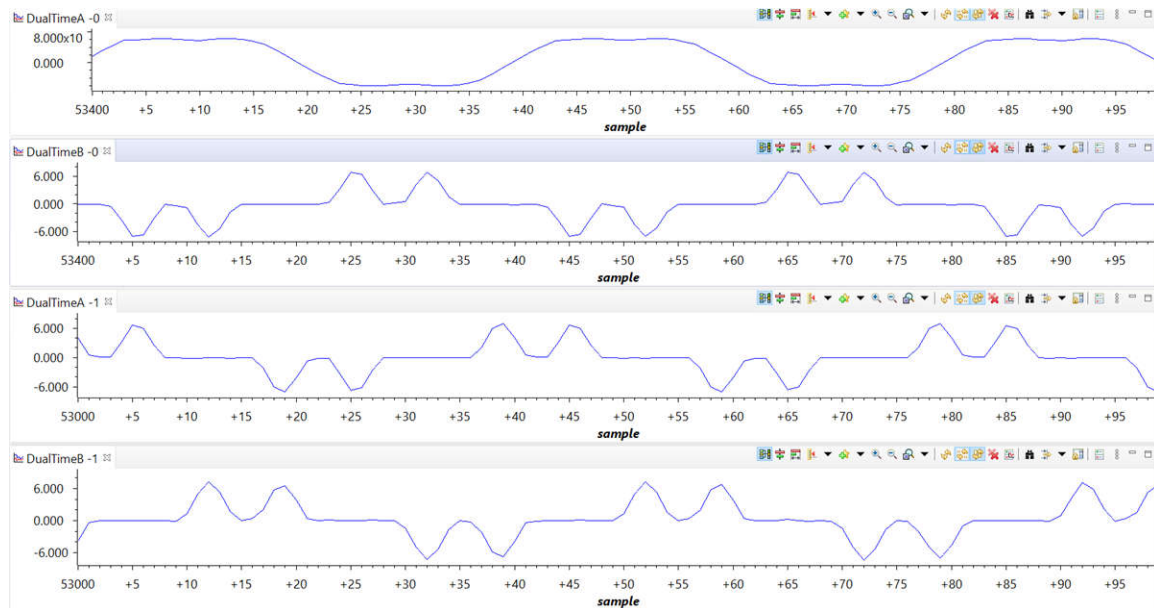


图 3-20. 检测到的电网电流 - PFC 模式

若要验证实验 5 中的升压操作，请按照提供的顺序执行以下步骤：

- 开启辅助电源，将其设置为 12V，然后调试并运行代码。
- 将可以接受的负载连接到 J13 和 J18 端子。确保使用高负载电阻（大约 $2k\Omega$ ），否则会导致高浪涌电流进而触发过流标志。电子负载也可以在恒压 (CV) 模式下使用。将钳位电压设为输入交流相电压的 2.6 倍以上。例如，如果使用 $30V_{RMS}$ 交流电压，则至少将电子负载 CV 电压设置为 78V（高于直流链路上的未升压整流电压）。
- 在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 `TINV_fanSet` 函数以大功率测试时启用风扇。
- 向三相端子施加 $30V_{RMS}$ 交流电压。
- 立即通过向 `TINV_neutralRelaySet` 写入 1 来开启继电器。电压开始出现在直流端子上。
- 通过将 `TINV_clearPwmTrip` 设置为 1 来清除 PWM 跳闸以查看直流电压轻微升高的情况。

在 PFC 操作开始之前，由于 Vbus 上的负载，将汲取整流电流。一旦将 clearPwmTrip 设置为 1，就会看到直流电压略微升高。

备注

在 PFC 实验 (实验 5、实验 6 和实验 7) 中会出现这样一种情况：转换器作为整流器运行，并且可以看到在无任何功率因数校正的情况下汲取整流电流。但是一旦将 TINV_clearPwmTrip 设置为 1 后，便没有开关操作 - 栅极信号保持关闭。

这是因为在三个相位之一中设置了一个过流或 DSAT 标志 (InvA_overcurrent、InvB_overcurrent、DSATA、DSATB)，这会在以下三种情况中发生：

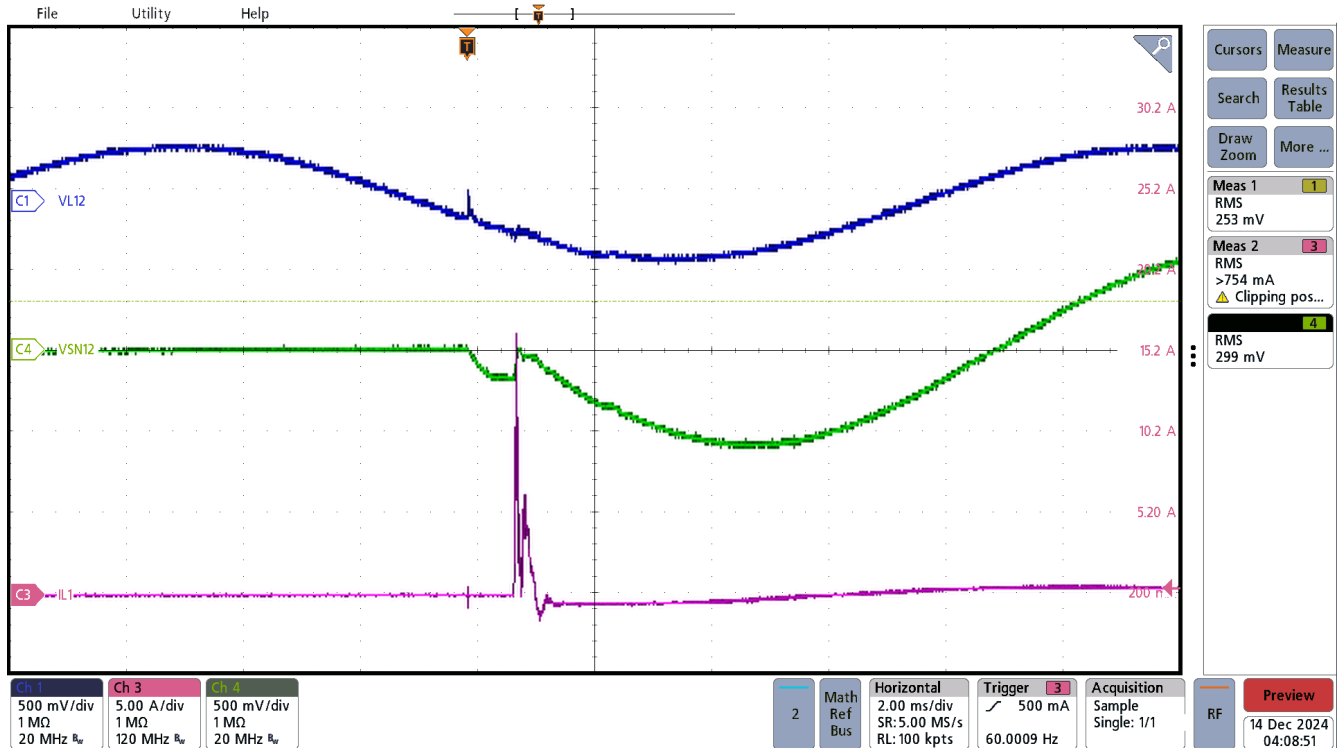
1. 继电器闭合时会产生浪涌电流，从而导致三个相位之一中发生过流跳闸。
2. 当将 TINV_clearPwmTrip 设置为 1 时，开关操作会导致出现待设置的标志之一。
3. 将 TINV_StartpowerStage 设置为 1 以闭合电流和电压环路。

将 EPWM TZFLG 设置为 0X000C，在这种情况下不会进行开关。因此，请确保增加负载电阻，以便浪涌电流不会引起跳闸条件，而 EPWM TZFLG 从 0x0004 变为 0x0000 并进行开关。

一旦将 FLG 设置为 0x000C，即使执行 TINV_reset_fault_status 来重置故障，尽管故障可能会被清除，也不会观察到 PWM 操作。

目标是一旦启动辅助电源并调试代码，所有故障 (即 InvA_overcurrent、InvB_overcurrent, DSATA、DSATB，等等) 应设置为零，以便控制器不会进入跳闸状态。

如有可能，应将交流电源上的转换率限制为 $100\text{V}/\mu\text{s}$ 。这有助于消除使交流电源 OCP 跳闸的浪涌电流。如果继电器长时间保留打开状态导致 EMI 滤波电容器上的电压衰减接近 0V，就会发生这种情况，如 图 3-21 所示。稍后，当继电器闭合时，无功负载中会出现较大的浪涌电流，这会触发交流电源 OCP 功能。



示波器信号：通道 1 - 输入端的 V_{L-L} (蓝色)、通道 4 - EMI 电容器 C68 VSN 上的电压 (浅绿色)、

通道 3 - 交流输入电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-21. 预充电周期后无功负载电压衰减导致的浪涌电流

3.2.3.2 实验 6

在此构建级别中检查 PFC 的电流环路。实验 6 主要用于调整电流环路并优化性能。该实验可在低电压和低功率下安全启动，因为在无监控电压环路的情况下以较高功率启动会因过流事件而升高电压并导致开关烧毁。小心设置 TINV_idRef_pu 变量，以免直流端子出现过流跳闸和高电压。此外，将 TINV_idRef_pu 定义为负号表示 PFC 工作模式，定义为正号表示逆变器工作模式。

图 3-22 描述了运行实验 6 的软件流程。

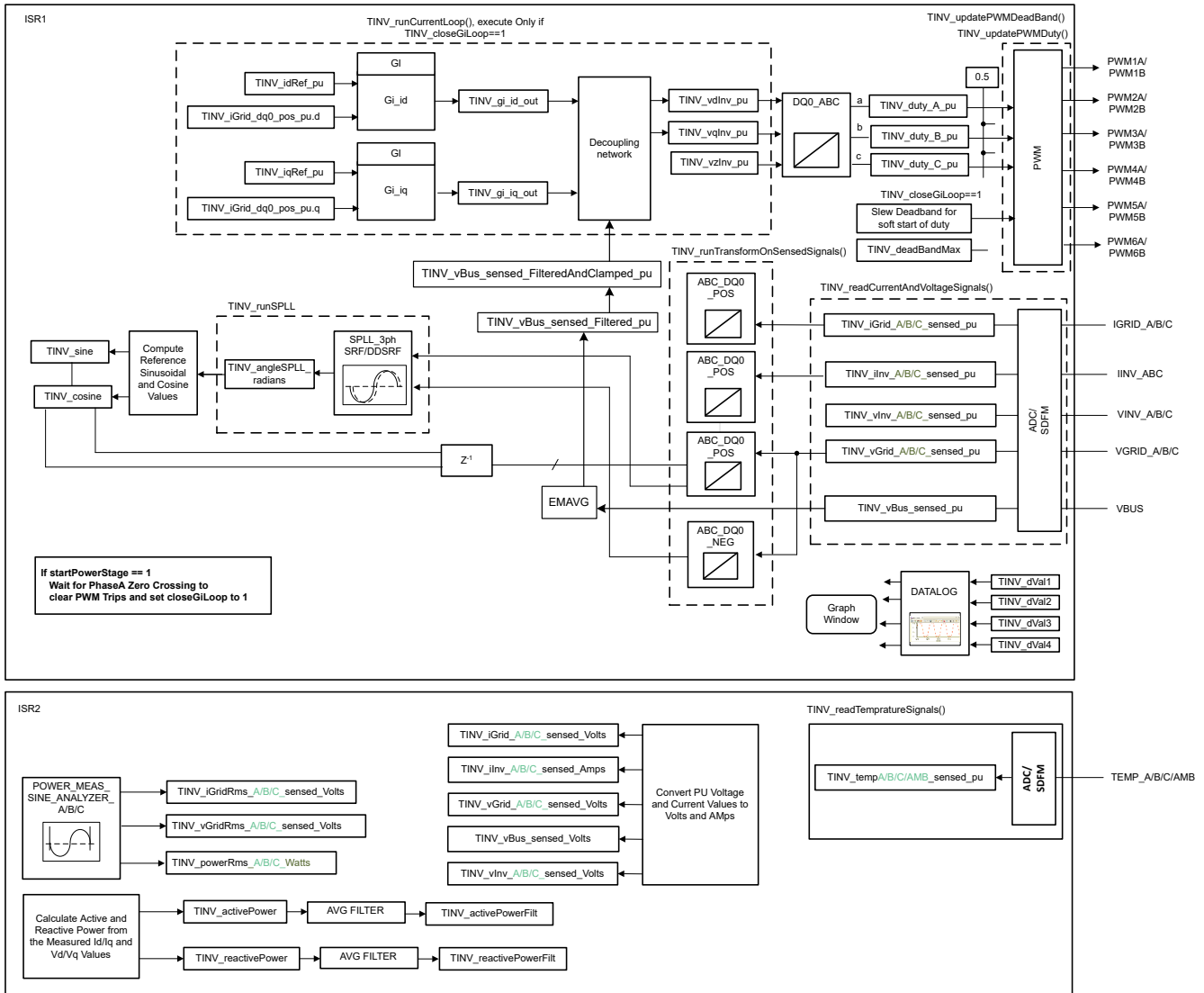


图 3-22. 实验 6 软件图

通过更改 <tinvs_settings.h> 或 main.syscfg 文件中的实验编号，将工程设置为“实验 6”（使用 powerSUITE 工程时，powerSUITE GUI 将进行此更改）

在 user_settings.h 文件中，有一些附加选项可用，但本设计指南中所述的测试采用以下代码。

```
#if TINV_LAB == 6
#define TINV_TEST_SETUP TINV_TEST_SETUP_RES_LOAD
#define TINV_PROTECTION TINV_PROTECTION_ENABLED
#define TINV_SFRA_TYPE TINV_SFRA_CURRENT
#define TINV_SFRA_AMPLITUDE (float32_t)TINV_SFRA_INJECTION_AMPLITUDE_LEVEL2
#define TINV_POWERFLOW_MODE TINV_RECTIFIERER_MODE
#define TINV_DC_CHECK 0
#define TINV_SPLL_TYPE TINV_SPLL_SRF
#endif
```

在此检查中，软件在硬件和/或 HIL 平台上运行。

请参阅 [硬件测试设置](#) 部分，了解用于配置该测试的设备的实际详情。请勿向电路板提供任何高压电源。

- 首先启动 `main.syscfg` 并在工程选项中选择 **Lab 6 (实验 6)**。补偿器样式 (PI 补偿器) 和调优环路 (电流环路) 将自动填充。现在点击运行补偿设计器图标, 然后补偿设计器工具会以电流环路受控体模型启动, `powerSUITE` 页面中指定了相应的参数。
- 用于运行控制环路的电流补偿器系数如以下代码中所示。用户可修改这些系数以满足必要的环路带宽和相位裕度。用于电阻负载的理想系数与用于并网的系数略有不同, 因为电网阻抗非常低。补偿器设计传递函数和响应如图 3-23 所示。

```
#define TINV_GV_PI_KP ((float32_t) 1.9979056049)
#define TINV_GV_PI_KI ((float32_t) 0.0041887902)
```

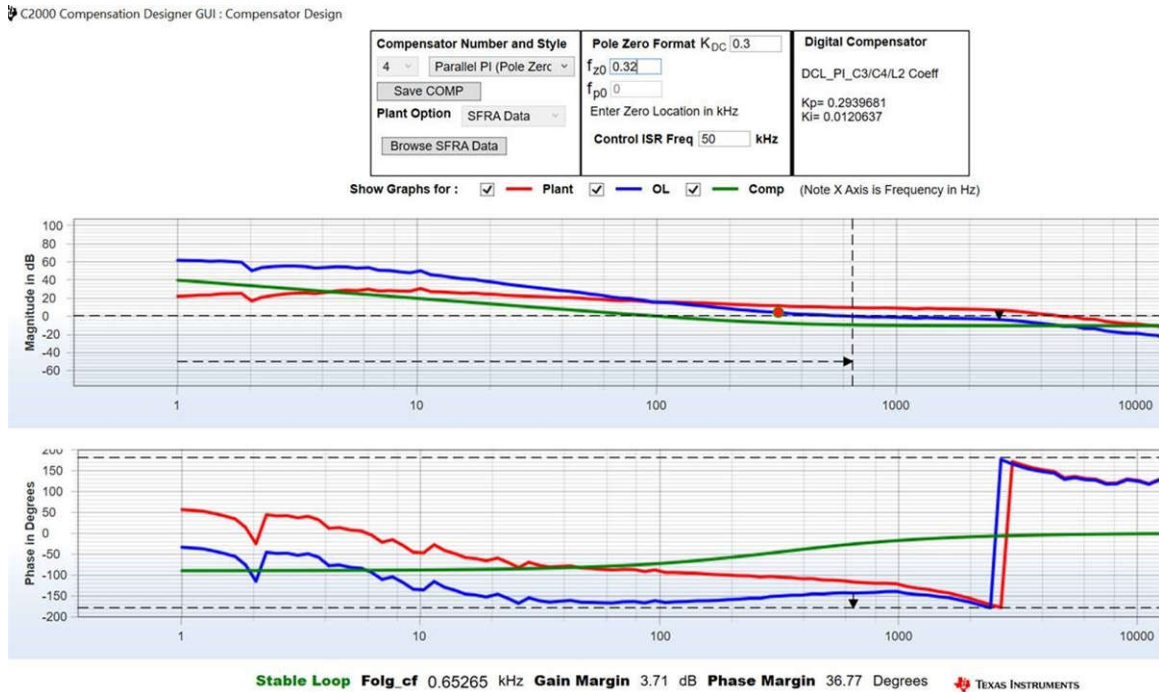


图 3-23. 补偿器设计 GUI - 电流环路 PI 系数

- 对比例增益值和积分增益值感到满意后, 点击 **Save COMP** (保存 COMP) 按钮。该操作将补偿器值保存到工程中。关闭补偿设计器并返回 `powerSUITE` 页面。
- 开启辅助电源并将其设置为 12V。构建并加载代码, 使用 `lab6.js` 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。
- 将电子负载 CV 电压设置为 100V, 极限电流为 20A。
- 将交流输入电压设置为 30V_{RMS}, 并进行适当的电流限制。
- 在调试会话期间, 确保在使用 CCS 观察窗口中的 `TINV_fanSet` 函数以大功率测试时启用风扇。
- 开启交流电源后, 立即通过向 `TINV_neutralRelaySet` 写入 1 来开启继电器。确保在开启交流电源后立即 (在 2 秒内) 开启继电器。
- 将 `TINV_idRef_pu` 设置为 -0.015pu
- 若要启动 PFC 模式, 请在 `TINV_startPowerStage` 变量中输入 “1”, 现在应该会以正弦信号 (带有一些谐波, 因为电流处于低功率) 从电网汲取电流, 并会在 `vBus` 上看到升压操作。输出电压将从 75V 升至 100V 左右。
- 随着负载的增加, 电流变为正弦信号。这验证了 PFC 会在 30V_{RMS} 下启动。
- 接下来, 使用 120V_{RMS} 和 230V_{RMS} 输入重新进行 PFC 测试。

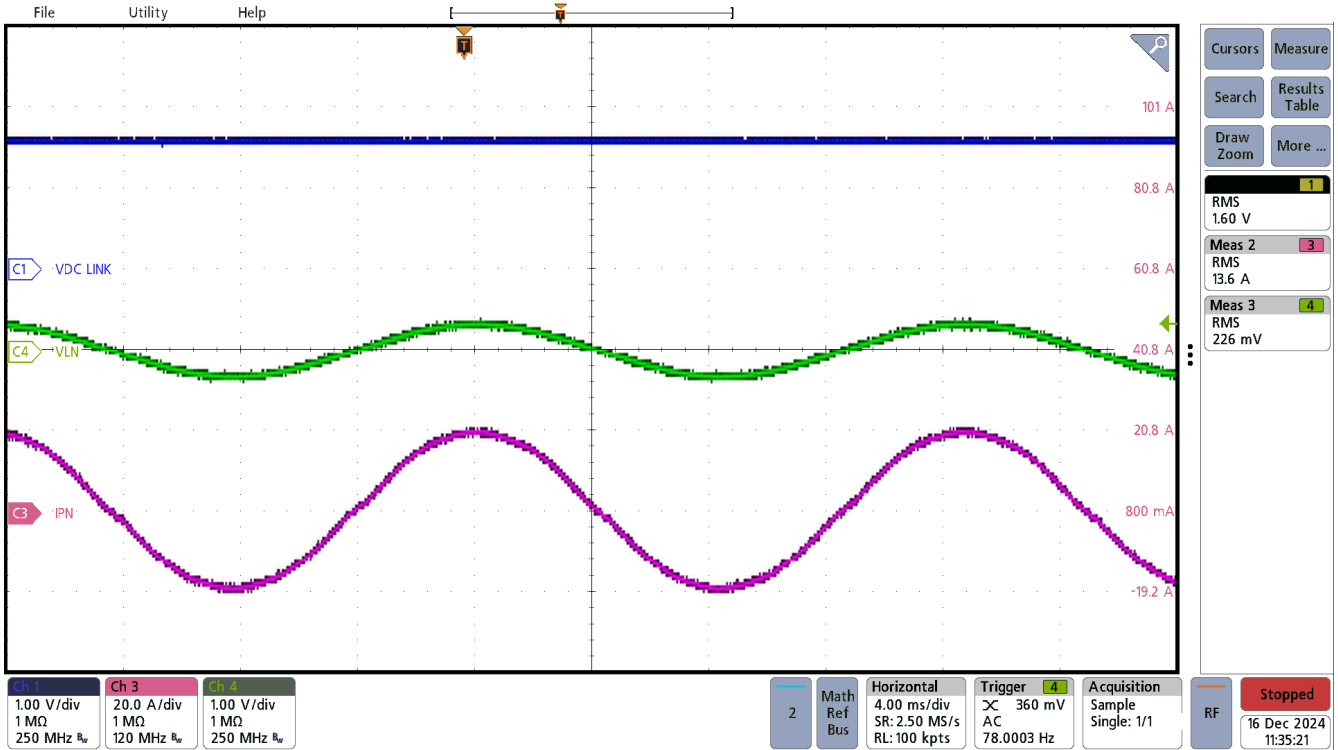
- 将电子负载 CV 电压设置为 800V，极限电流为 20A。启动 PFC 升压，与先前完成的操作相似。

备注

实验 7 介绍 PFC 的电压环路。

此实验依赖于用于调节输出电压的电子负载。必须为这些测试配置 TINV_VBUS_OVERVOLT_LIMIT。

- 图 3-24 展示了一个在 120V_{RMS}、90kHz PWM 下运行的 PFC 闭合电流环路示例。



示波器信号：通道 1 - 直流电压（蓝色），通道 4 - 交流电压（绿色），
通道 3 - 交流电流（红色）。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-24. PFC 电流环路在 120V_{RMS} 下运行

- 现在重复前面的步骤以验证在 220V_{RMS} 下的 PFC。
- 图 3-25 展示了一个在 230V_{RMS}、90kHz PWM 下运行的 PFC 闭合电流环路示例。

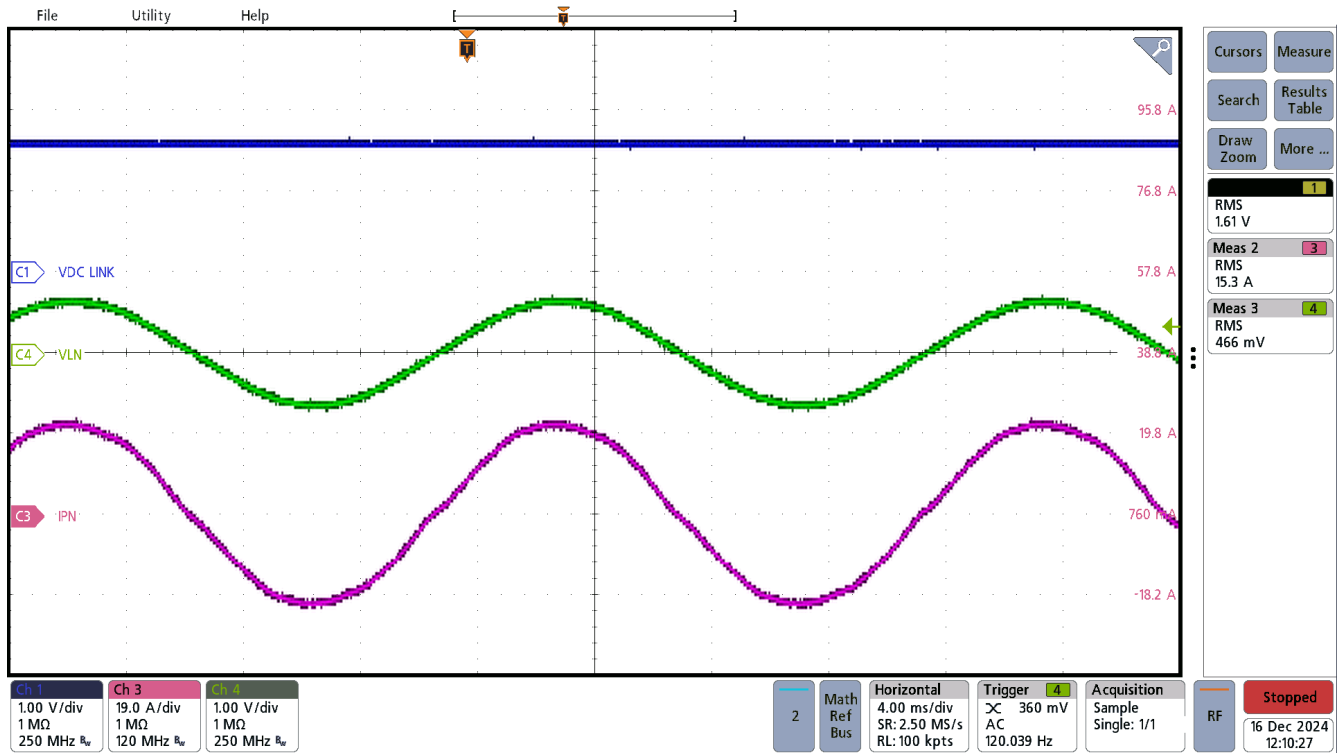
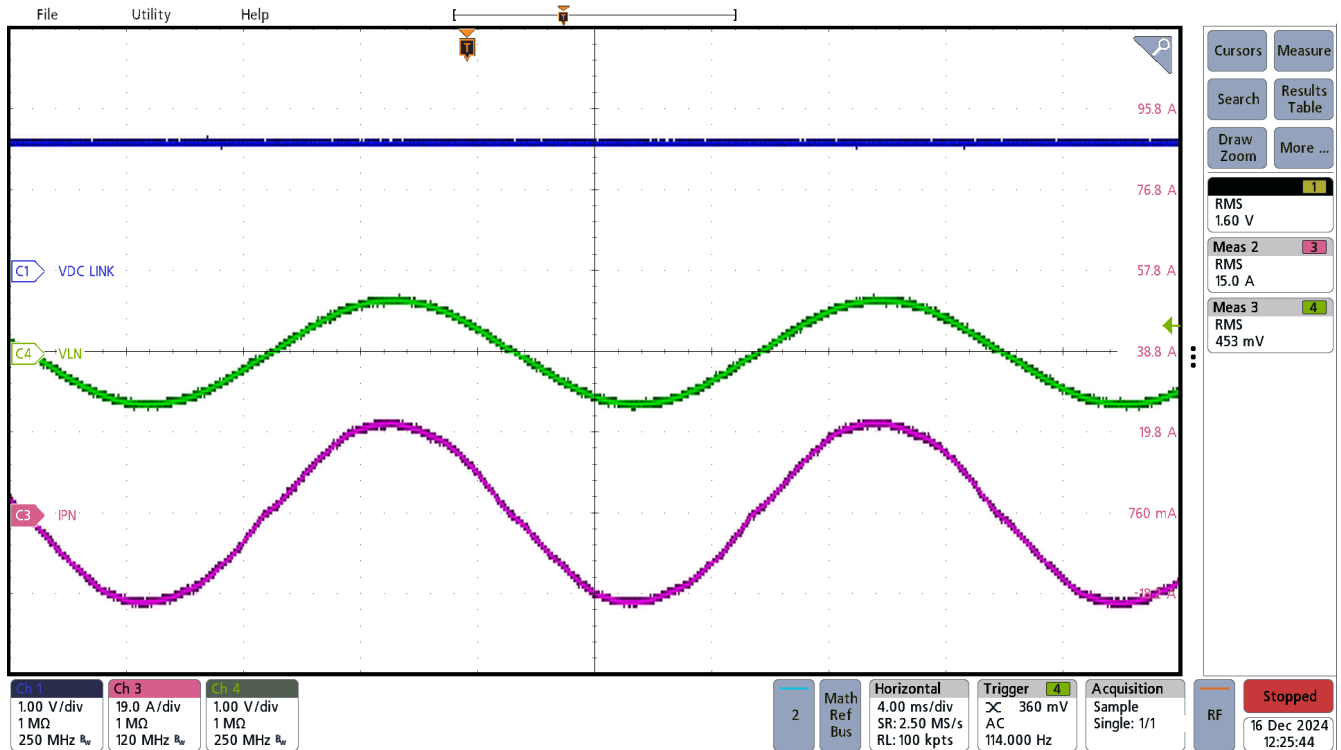


图 3-25. PFC 电流环路在 $230V_{RMS}$ ， $90kHz$ 下运行

- 图 3-26 展示了一个在 $230V_{RMS}$ 、 $70kHz$ PWM 下运行的 PFC 闭环电流环路示例。



通道 3 - 交流电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-26. PFC 电流环路在 230V_{RMS}，70kHz 下运行

- 在启动时实施软启动方案，确保在启动时降低过流。为此，可通过调整死区设置来限制 PWM 模块的占空比。图 3-27 展示了此设置中的 PWM 配置，其中死区设置为较大值并缓慢减小至标称值以限制电流尖峰。

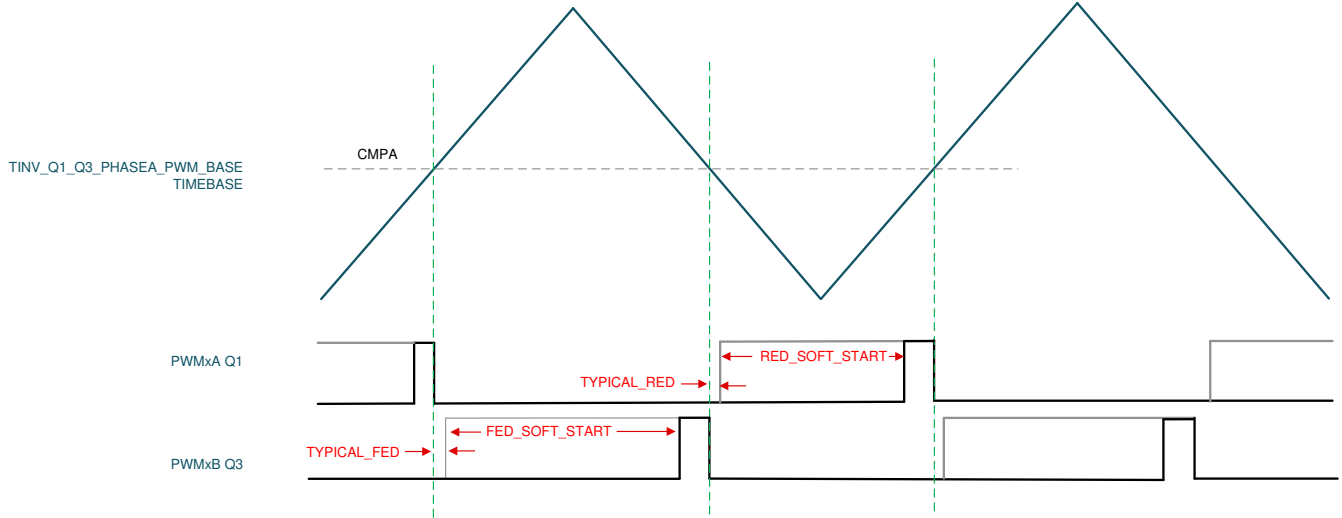


图 3-27. 死区软启动 PWM 配置

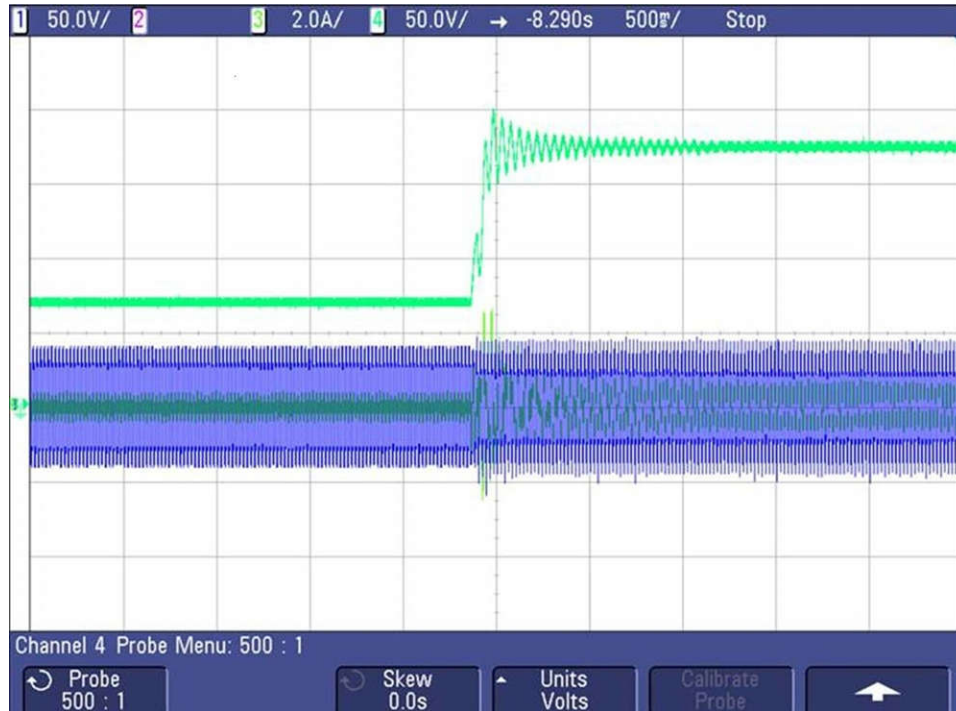
- 图 3-28 所示为在启动时实施的无死区启动方案的效果。如果没有软启动，就会出现巨大的电流尖峰，导致过流跳闸，直流母线电压也会崩溃。图 3-28 所示为未实施软启动的过流情况。



示波器信号：通道 1 - 交流电压 (蓝色)，通道 2 - 交流电流 (浅绿色)，通道 3 - 直流电压 (深绿色)

图 3-28. 未实施软启动

图 3-29 所示为通过实施软启动减少的电流尖峰。



示波器信号：通道 1 - 交流电压（蓝色），通道 2 - 交流电流（浅绿色），通道 3 - 直流电压（深绿色）。

图 3-29. 涉及自适应死区的软启动

- SFRA 集成在本实验的软件中，通过在硬件上进行测量来验证所设计的补偿器是否能够提供足够的增益裕量和相位裕度。若要运行 SFRA，请使工程保持在运行状态，然后在 `cfg` 页面中点击 SFRA 图标。此时将弹出 SFRA GUI。
- 在 SFRA GUI 上选择器件的相应选项。例如，对于 F28377D，选择“Floating Point”。点击 *Setup Connection*。在弹出窗口中取消选中 *boot on connect* 选项，然后选择合适的 COM 端口。点击 OK 按钮。返回到 SFRA GUI，然后点击 *Connect*。
- SFRA GUI 将连接到器件。现在可以通过点击 *Start Sweep* 按钮启动 SFRA 扫描。完整的 SFRA 扫描需要几分钟才能完成。可以通过观察 SFRA GUI 上的进度条以及检查控制卡背面用于指示 UART 活动的蓝色 LED 闪烁情况来监视活动。完成之后，立即显示一个包含开环图的图，如 图 3-30 和 图 3-31 所示，这两个图分别对应于 SFRA GUI 测量的受控体响应和环路响应。这证明所设计的补偿器确实是稳定的。

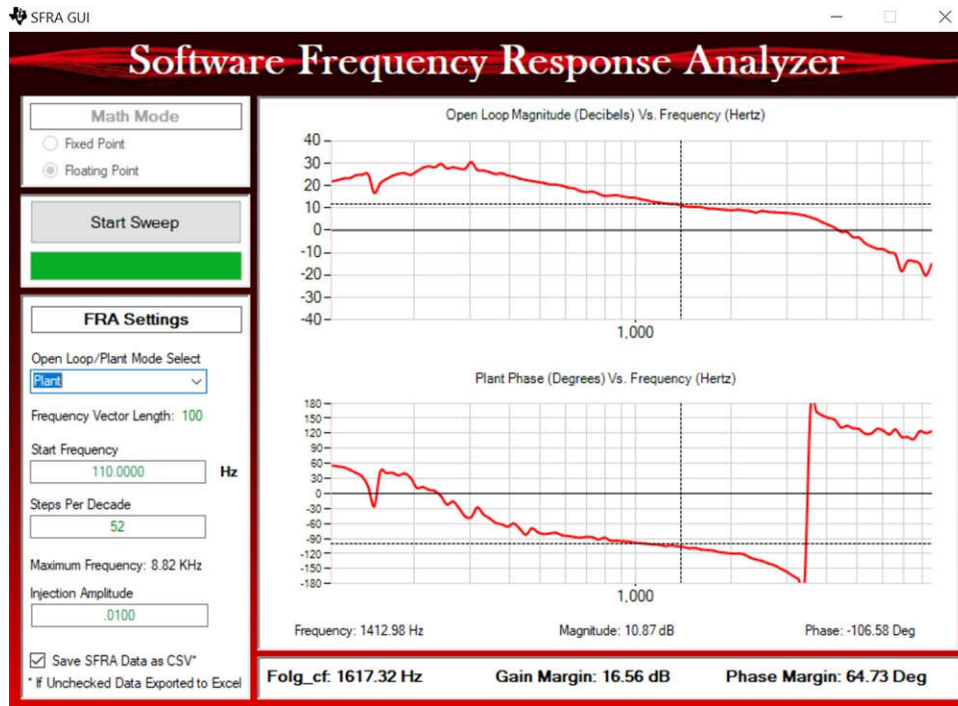


图 3-30. PFC 对于电流环路的 SFRA 受控体响应

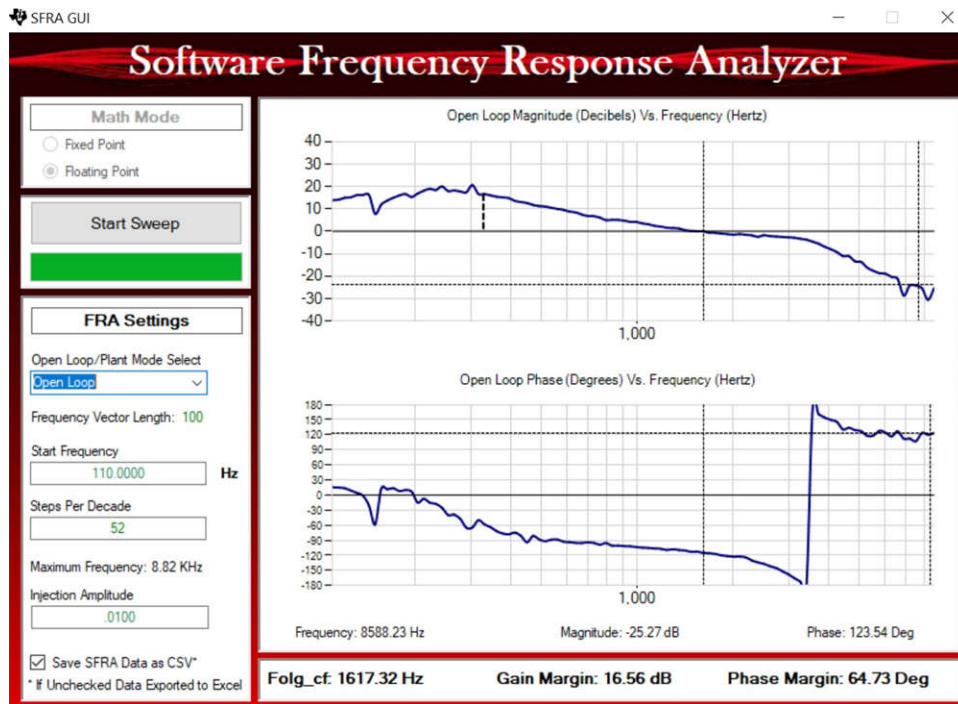


图 3-31. PFC 对于电流环路的 SFRA 环路响应

- 频率响应数据也保存在工程文件夹的 SFRA 数据文件夹下，并根据 SFRA 运行的时间添加时间戳。
- 这样就完成了对实验 6 的验证。

- 首先启动 `main.cfg` 并在工程选项中选择“Lab 7”（实验 7）。补偿器样式（PI 补偿器）和调优环路（电流环路）将自动填充。现在点击 *运行补偿设计器* 图标，然后补偿设计器工具会以电流环路受控体模型启动，powerSUITE 页面中指定了相应的参数。
- 图 3-33 所示为用于运行控制环路的电流补偿器系数。用户可修改这些系数以满足必要的环路带宽和相位裕度。用于电阻负载的理想系数与用于并网的系数略有不同，因为电网阻抗非常低。图 3-33 展示了补偿器设计传递函数和响应。

```
#define TINV_GI_PI_KP ((float32_t)1.8540138247)
#define TINV_GI_PI_KI ((float32_t)0.0081723506)
```

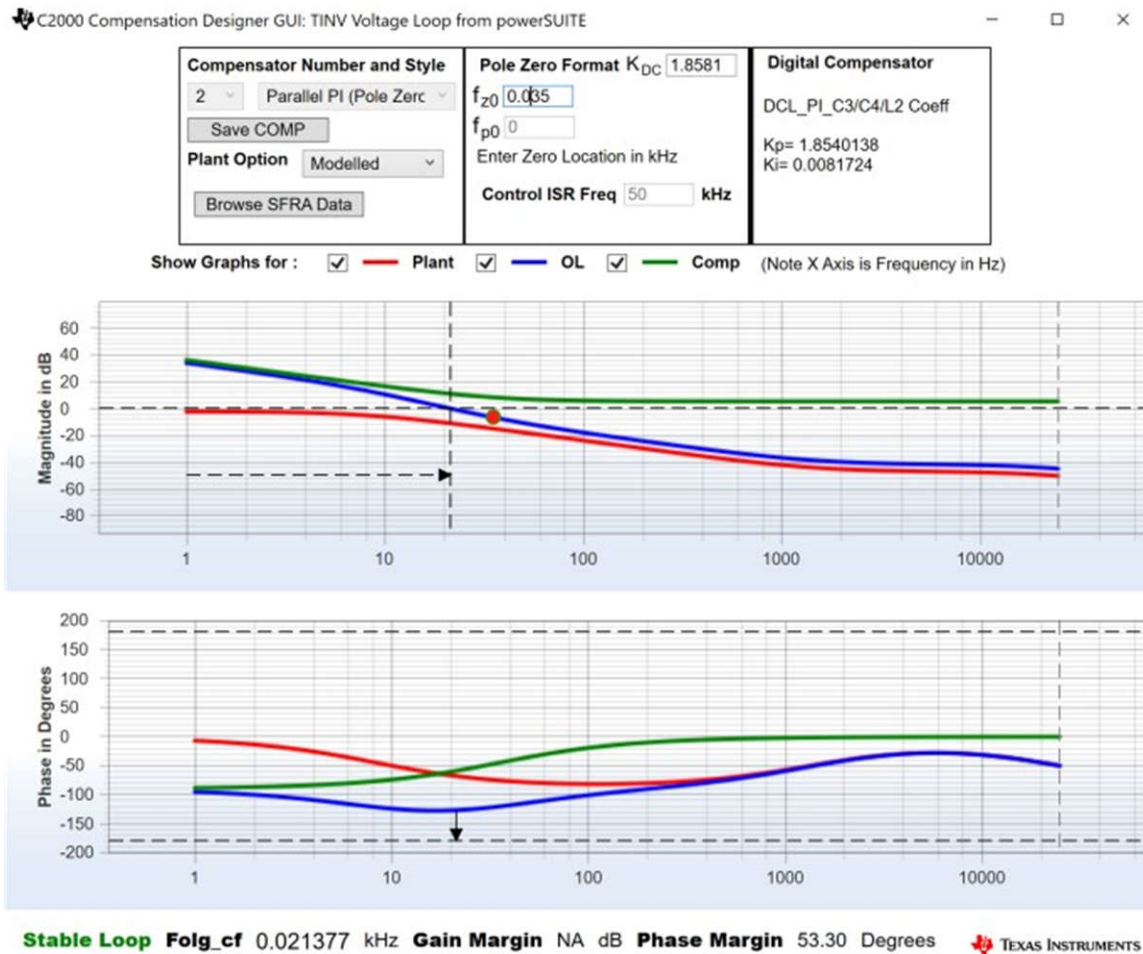


图 3-33. 补偿器设计 GUI - 电压环路 PI 系数

- 对比例增益值和积分增益值感到满意后，点击 `Save COMP`（保存 COMP）按钮。该操作将补偿器值保存到工程中。关闭 *补偿设计器* 并返回 powerSUITE 页面。
- 开启辅助电源并将其设置为 12V。构建并加载代码，使用 `lab7.js` 文件在 CCS 窗口中填充观察变量。
- 将电子负载电阻设置为 $3k\Omega$ 左右的高值，或在 CC 模式下设置为 0.25A。
- 将交流输入电压设置为 $230V_{RMS}$ ，并进行适当的电流限制。
- 开启交流电源后，立即通过向 `TINV_neutralRelaySet` 写入 1 来开启继电器。确保在开启交流电源后立即（在 2 秒内）开启继电器。
- 现在将 `TINV_vBusRef_pu` 设置为 0.727pu。这相当于 800V 的总线电压。
- 在调试会话期间，确保在使用 CCS 观察窗口中的 `TINV_fanSet` 函数以大功率测试时启用风扇。
- 若要启动 PFC 模式，请在 `TINV_startPowerStage` 变量中输入“1”，现在应该会以正弦信号（带有一些谐波，因为电流处于低功率）从电网汲取电流，并会在 vBus 上看到升压操作。如图 3-34 所示，输出电压将从 550V 升至 800V 左右，从交流电源汲取的功率约为 200W。此转换在约 150ms 内完成。
- 随着负载的增加，电流变为正弦信号。这验证了 PFC 在 $230V_{RMS}$ 下启动，如图 3-34 所示。

- 如果观察到任何会导致 PWM 关闭的过流跳闸情况，请参见实验 5 中的注释来调试这种情况。
- **测试结果**部分显示了转换器效率结果和瞬态测试。
- SFRA 集成在本实验的软件中，通过在硬件上进行测量来验证所设计的补偿器是否能够提供足够的增益裕量和相位裕度。若要运行 SFRA，请使工程保持在运行状态，然后在 .cfg 页面中点击 SFRA 图标。此时将弹出 SFRA GUI。
- 在 SFRA GUI 上选择器件的相应选项。例如，对于 F28379D，选择“Floating Point”（浮点）。点击 **Setup Connection**。在弹出窗口中取消选中 **boot on connect** 选项，然后选择合适的 COM 端口。点击 OK 按钮。返回到 SFRA GUI，然后点击 **Connect**。
- SFRA GUI 将连接到器件。现在可以通过点击 **Start Sweep** 按钮启动 SFRA 扫描。完整的 SFRA 扫描需要几分钟才能完成。可以通过观察 SFRA GUI 上的进度条以及检查控制卡背面用于指示 UART 活动的蓝色 LED 闪烁情况来监视活动。完成之后，立即显示一个包含开环图的图，如 图 3-34 所示。图 3-34 展示了 SFRA GUI 测量的受控体响应，而 图 3-35 展示了 SFRA GUI 测量的环路响应。这证明所设计的补偿器确实是稳定的。

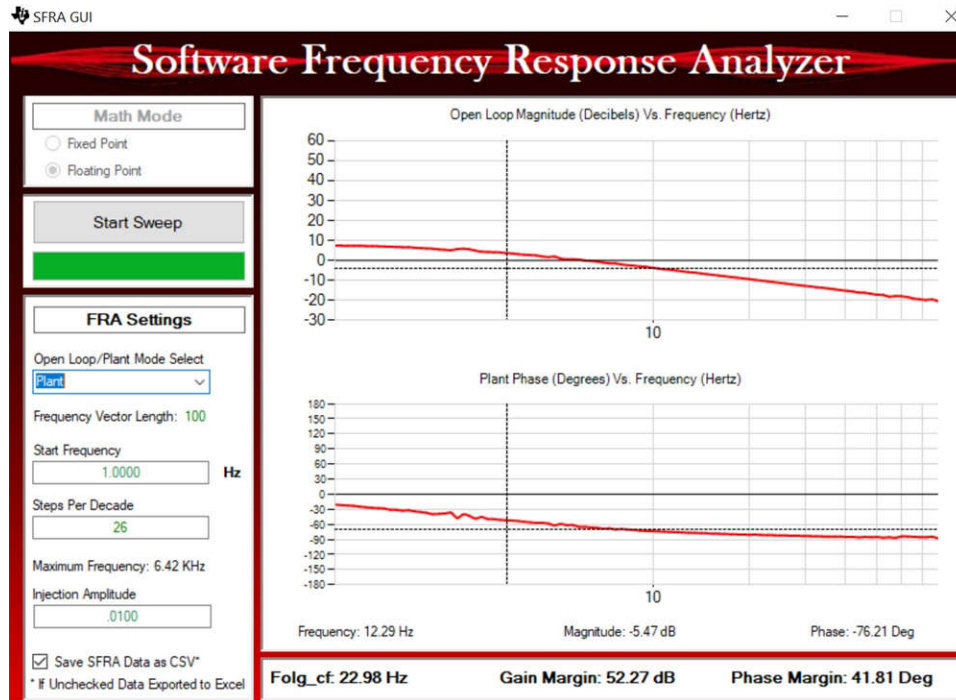


图 3-34. PFC 对于电压环路的 SFRA 受控体响应

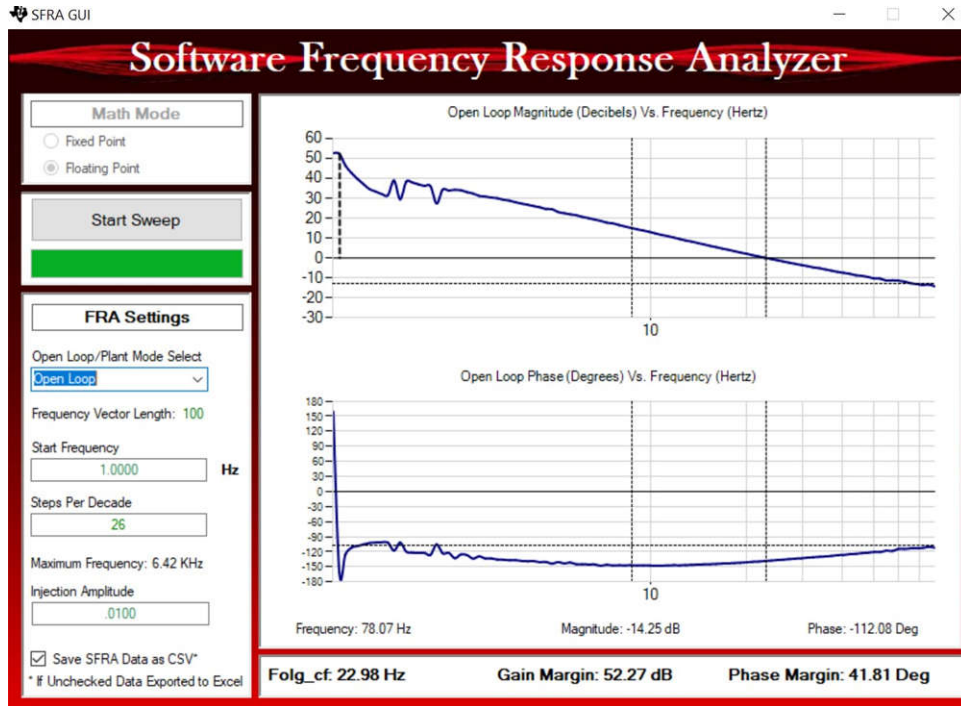


图 3-35. PFC 对于电压环路的 SFRA 环路响应

- 频率响应数据也保存在工程文件夹的 SFRA 数据文件夹下，并根据 SFRA 运行的时间添加时间戳。此外，请注意测量的增益裕量和相位裕度接近于之前阐述的电压环路补偿器设计中所示的建模值。
- 该操作验证了电压环路补偿器设计。若要使系统安全停止，请将输入交流电压降至零。

3.2.4 效率测试设置

图 3-36 展示了测试此参考设计效率所需的设备。

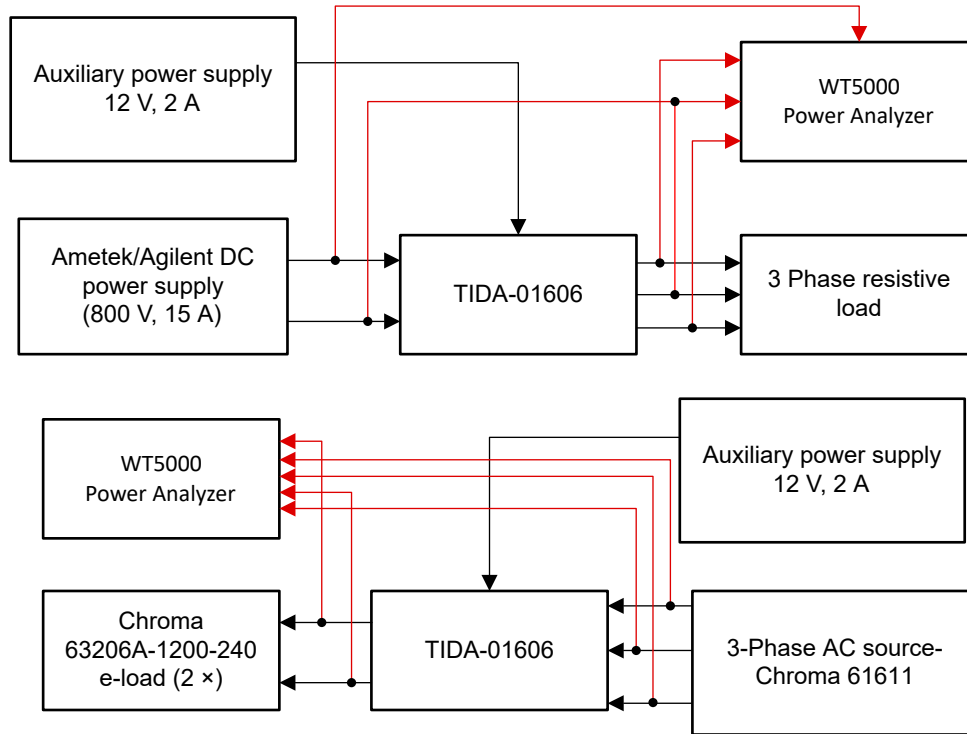


图 3-36. 效率测试设置

- Chroma 616xx 系列三相交流电源用于测试 PFC 模式，AMETEK、Agilent 800V 直流电源用于支持逆变器工作模式 (TIDA-01606)
- 110kW Simplex PowerStar (或任何三相电阻) 负载组用作可配置的负载，以便在各种设定点测试本设计
- Tektronix WT5000 精密功率分析仪
- 外部 BK 精密工作台电源用于提供 12V 输入来为 DUT 供电

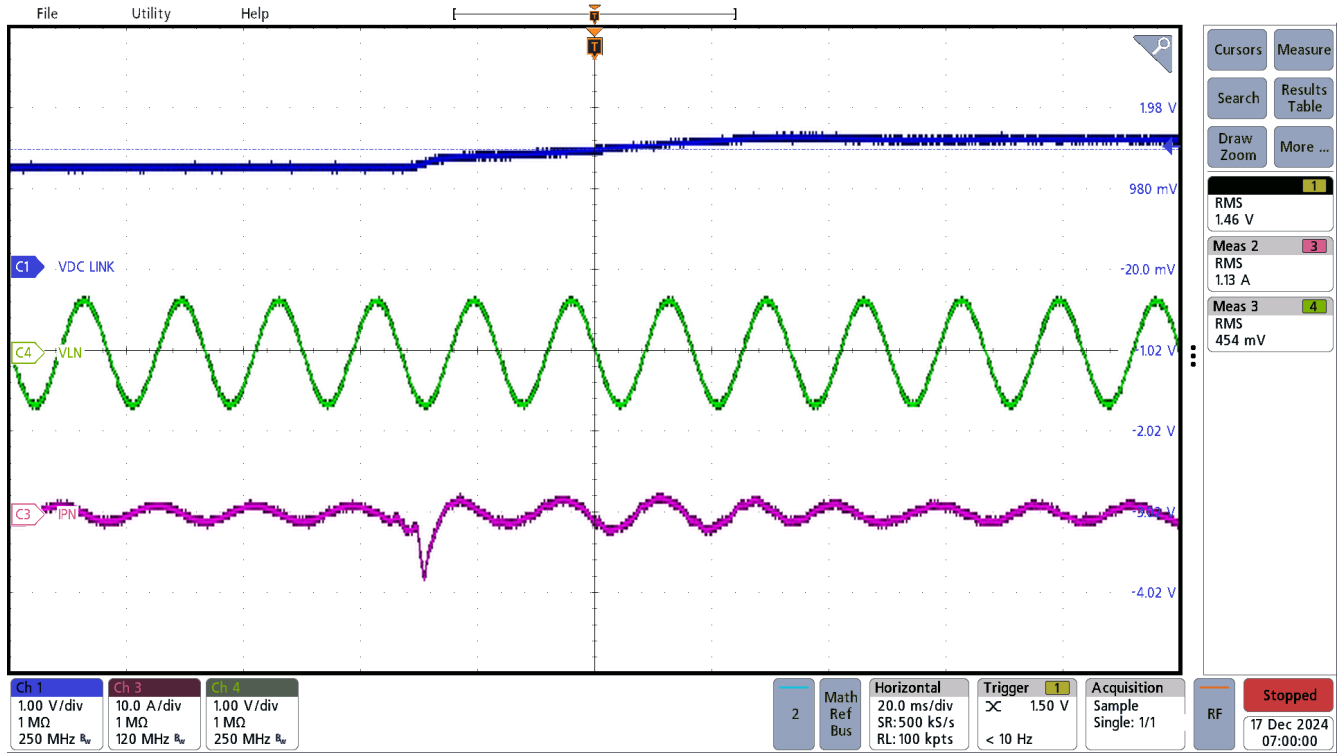
3.2.5 测试结果

以下几个部分介绍了逆变器模式和 PFC 工作模式的结果。

3.2.5.1 PFC 模式

3.2.5.1.1 PFC 启动 - 230V_{RMS}、400V_{L-L} 交流电压

图 3-37 中显示了功率级的启动序列，其中采用输入三相 400V_{L-L} 并且输出总线电压稳定在 800V，负载功率约为 750W。从 550V 到 800V 的升压操作在约 70ms 内完成。图 3-37 所示为 PFC 的启动性能。



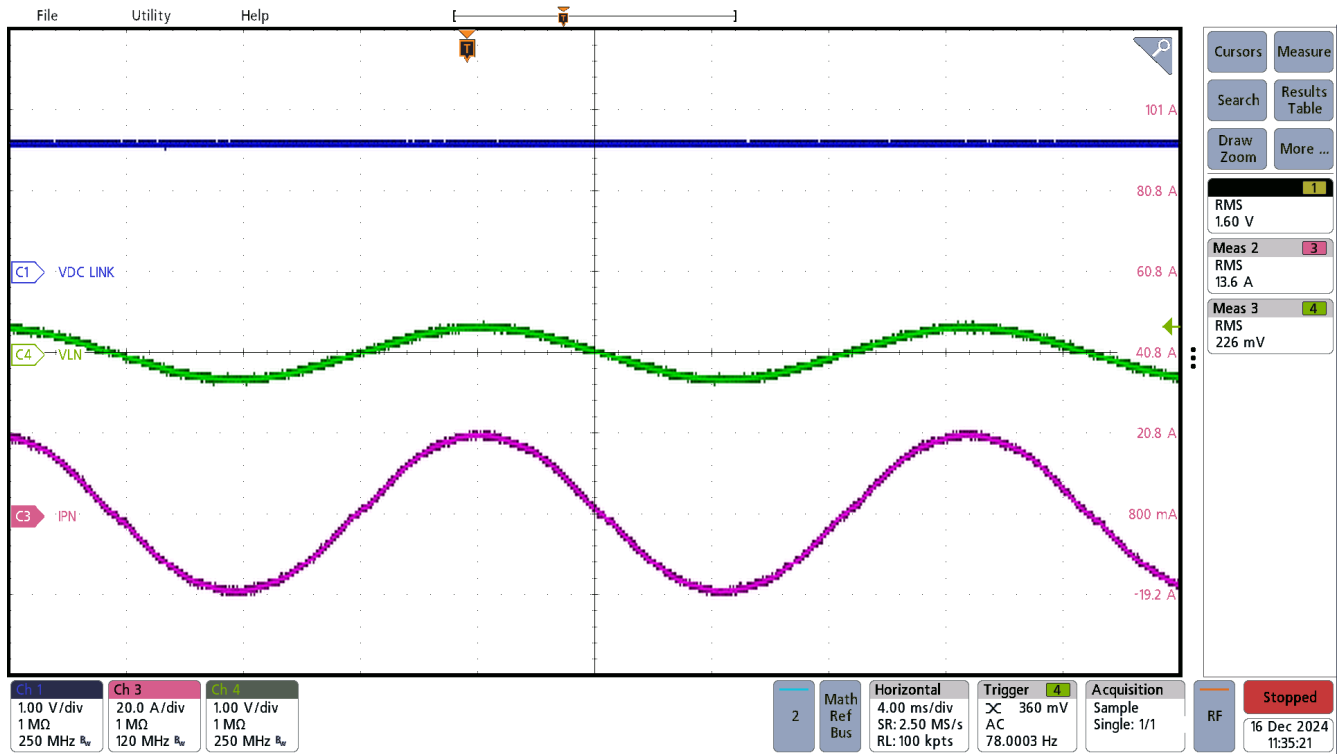
示波器信号：通道 1 - 输出端 VDC (蓝色)，通道 4 - 交流输入相电压 VLN (绿色)，通道 3 - 交流输入电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-37. PFC 230V_{RMS} 启动

在调整电压环路时已非常小心，确保在启动时直流链路电压从 550V 上升到 800V 期间没有过压 (高于 800V) 问题。在高负载条件下启动 PFC 会导致过流事件，进而会导致 PWM 跳闸。因此，应在上述测试条件或较低输出功率下启动 PFC。有关 PWM 跳闸的可能原因以及用户为避免这种情况需要采取的可能预防措施，另请参阅 [实验 5](#)。

3.2.5.1.2 稳态结果 - PFC 模式

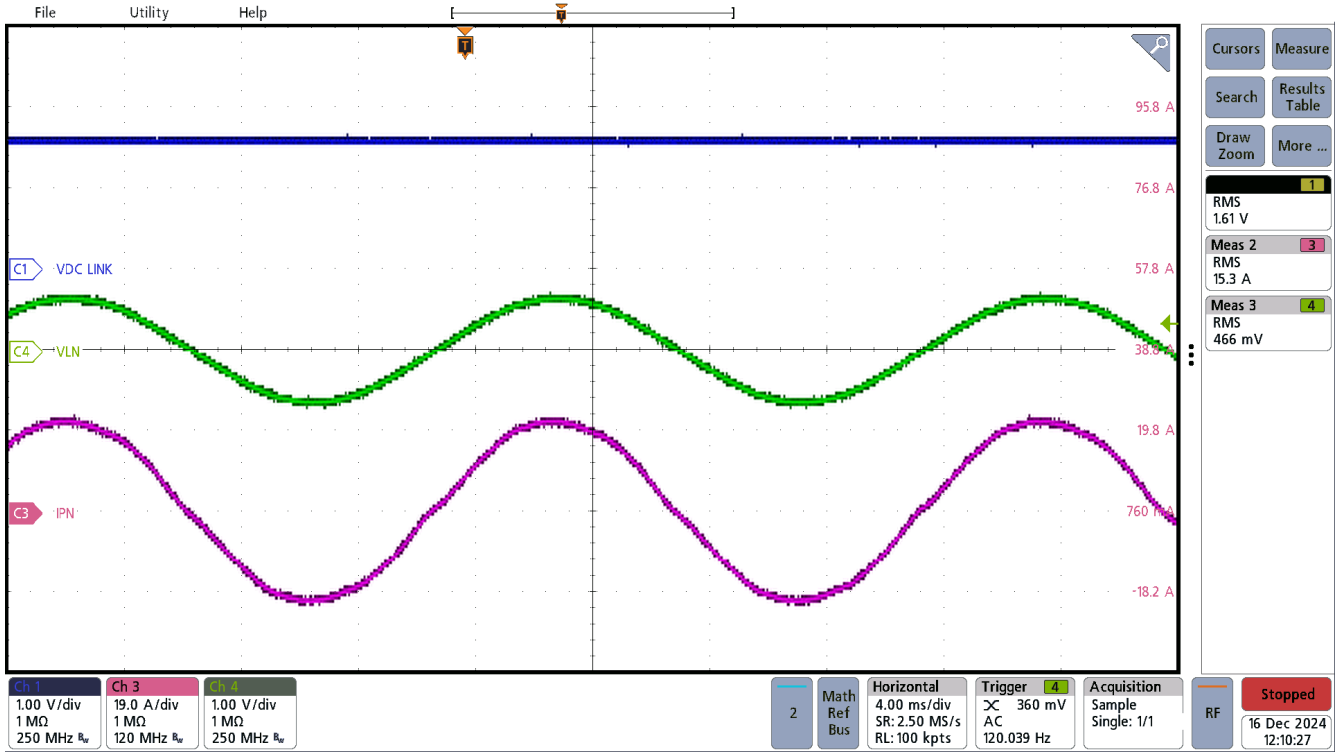
图 3-38 所示为 PFC 在 $120V_{RMS}$ 和 $4.5kW$ 输出功率下的稳态性能。



示波器信号：通道 1 - 输出端 VDC (蓝色)，通道 4 - 交流输入相电压 VLN (绿色)，通道 3 - 交流输入电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-38. 稳态下的 $120V_{RMS}$ PFC 结果 - $4.5kW$

图 3-39 所示为 PFC 在 230V_{RMS} 输入和 4.5kW 输出功率下的稳态性能。



示波器信号：通道 1 - 输出端 VDC (蓝色)，通道 4 - 交流输入相电压 VLN (绿色)，通道 3 - 交流输入电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-39. 稳态下的 230V_{RMS} PFC 波形 - 4.5kW

3.2.5.1.3 效率、THD 和功率因数结果、60Hz - PFC 模式

本节将介绍在 120V_{RMS} 和 230V_{RMS} 下以 PFC 模式运行的转换器的效率、ITHD (电流总谐波失真) 和功率因数结果。对于 120V_{RMS} 输入，在 90kHz PWM 下对 400V 和 800V 输出进行了测试。对于 230V_{RMS} 输入，在 800V 输出下对 70kHz 和 90kHz PWM 进行了测试。

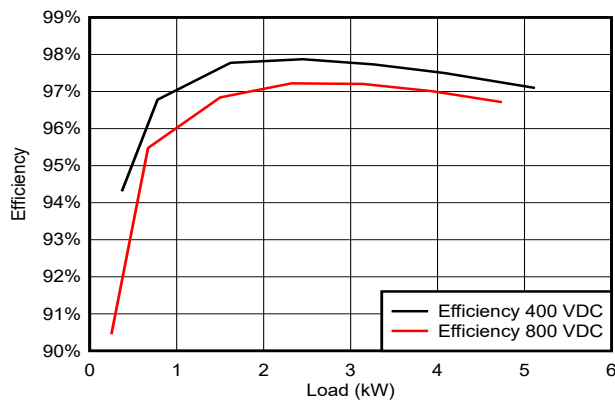


图 3-40. 120V_{RMS} , 90kHz 下的效率结果 - PFC 模式

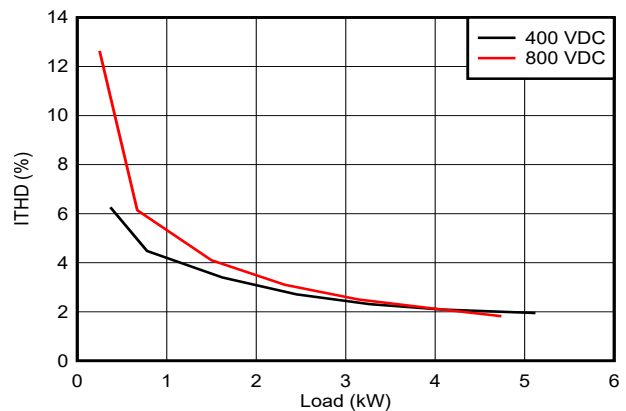


图 3-41. 120V_{RMS} , 90kHz 下的 THD 结果 - PFC 模式

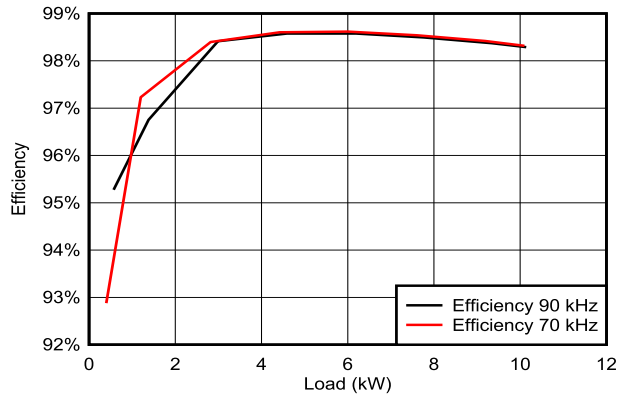


图 3-42. 230V_{RMS}, 800 VDC 下的效率结果 - PFC 模式

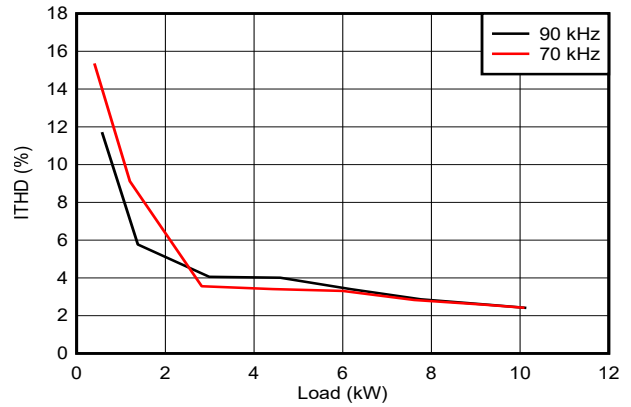


图 3-43. 230V_{RMS}, 800 VDC 下的 THD 结果 - PFC 模式

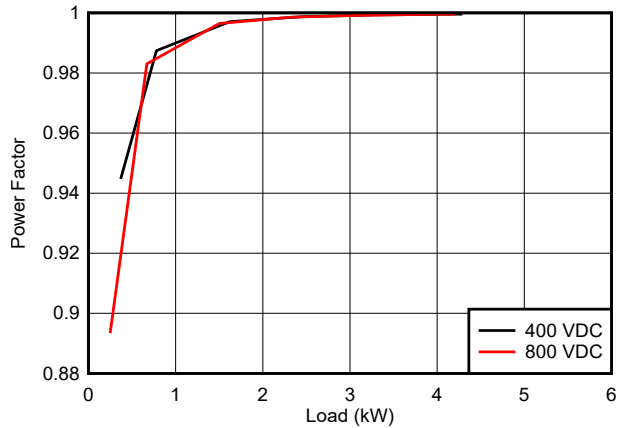


图 3-44. 120V_{RMS}, 90kHz 下的功率因数结果 - PFC 模式

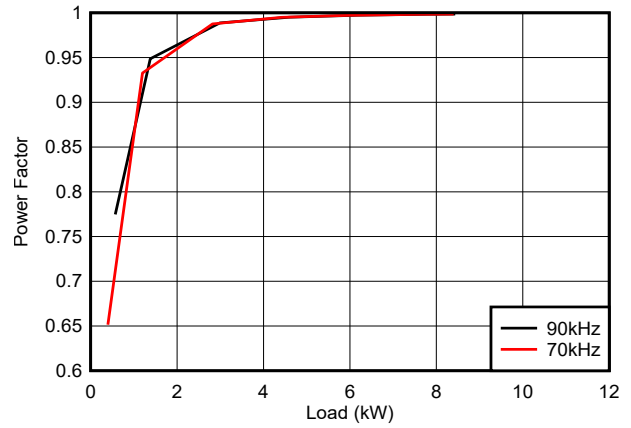


图 3-45. 230V_{RMS}, 800 VDC 下的功率因数结果 - PFC 模式

3.2.5.1.4 阶跃负载变化时的瞬态测试

在本部分中，转换器最初在 800V 直流链路电压和 230V_{RMS} 交流输入电压下运行，输出电流约为 0A。然后，转换器会承受 5A 阶跃负载 (4kW)。下一个负载阶跃是从 5A 到 0A。结果如 图 3-46 和 图 3-47 所示。在直流链路上测得的峰值电压纹波约为稳态的 10%。

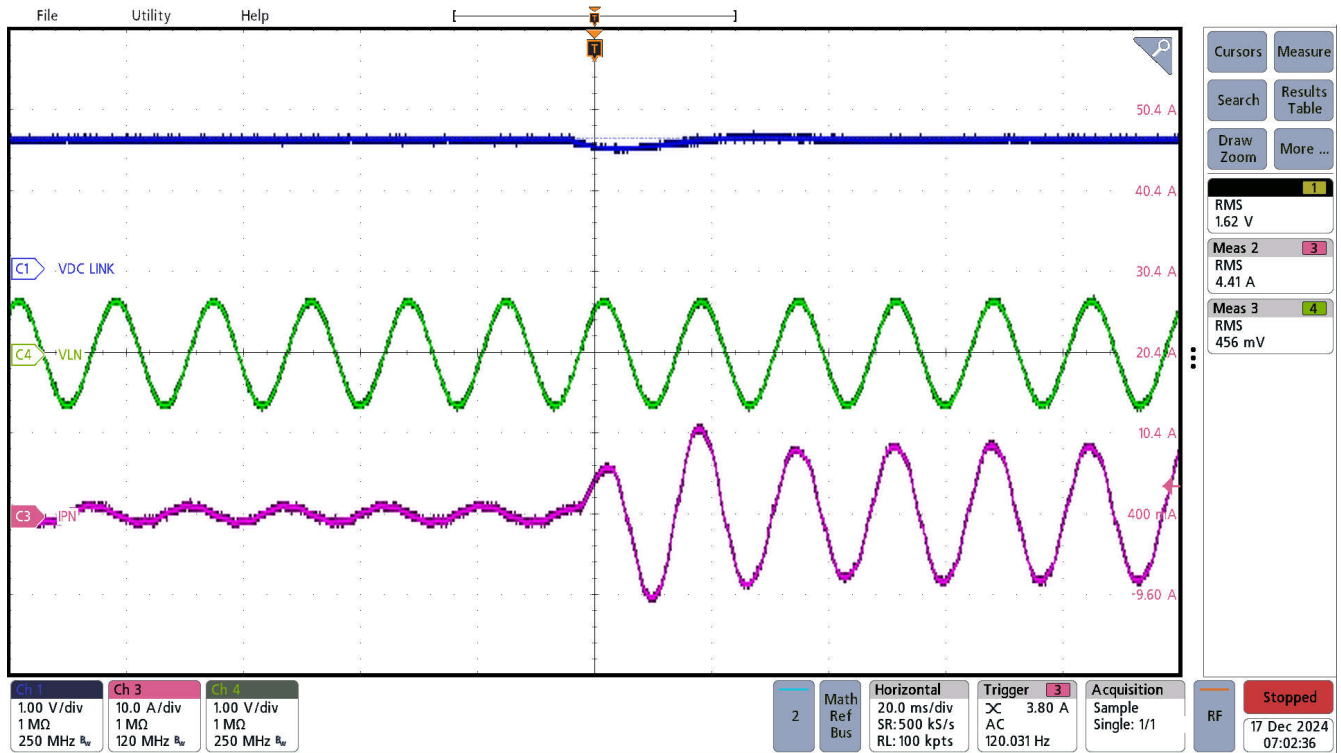
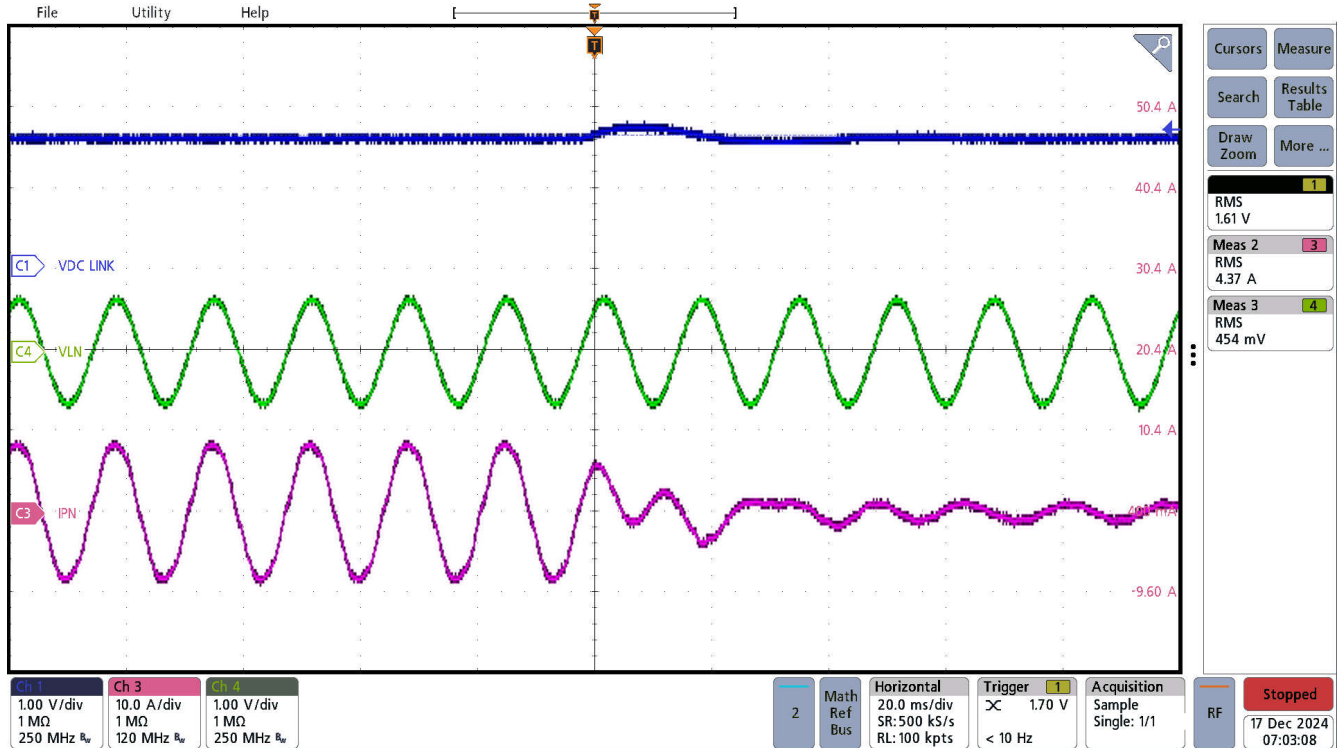


图 3-46. 升压负载瞬态 - 0W → 4kW



通道 3 - 交流输入电流 (红色)。电压探头在 500:1 下按比例缩小。

图 3-47. 降压负载瞬态 - 4kW → 0W

3.2.5.2 逆变器模式

在 800V、940W 条件下进行的初步闭环逆变器模式测试表明，效率约为 97.5%。图 3-48 和 图 3-49 展示了逆变器的热像。

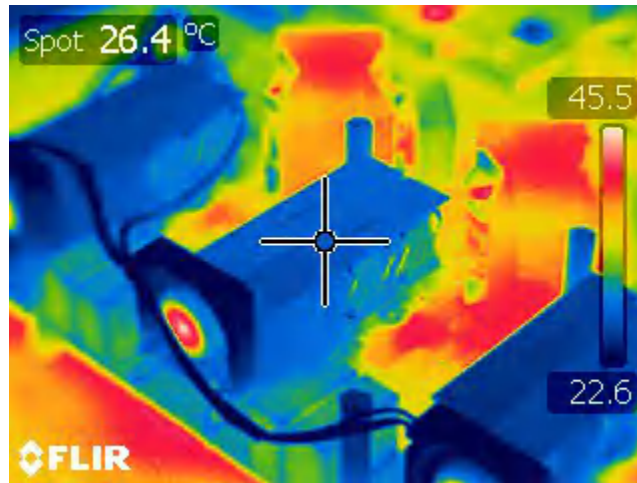


图 3-48. 电路板底部的热像，逆变器运行功率为 900 W

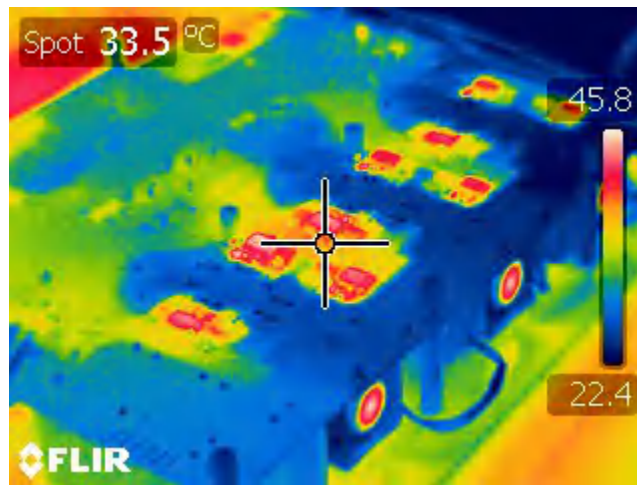


图 3-49. 电路板顶部的热像，逆变器运行功率为 900 W

4 设计文件

4.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-01606](#) 中的设计文件。

4.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-01606](#) 中的设计文件。

4.3 PCB 布局建议

4.3.1 布局图

要下载板层图，请参阅 [TIDA-01606](#) 中的设计文件。

4.4 Altium 工程

要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-01606](#) 中的设计文件。

4.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-01606](#) 的设计文件。

4.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-01606](#) 中的设计文件。

5 商标

TI E2E™, Delfino™, TMS320C2000™, and C2000™ are trademarks of Texas Instruments.

Microsoft® and Windows® are registered trademarks of Microsoft Corporation.

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。

6 关于作者

RUFFO RICCARDO 2019 年在意大利都灵理工大学获得电气、电子和通信工程博士学位。他目前在德州仪器 (TI) 德国分公司担任系统工程师，负责电网基础设施和可再生能源领域的工作。他的主要工作包括电动汽车充电、感应式无线电力传输、光伏、可再生能源和储能应用。

KELVIN LE 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责为电网领域开发系统设计并重点关注电动汽车充电。Kelvin 自 2015 年以来一直在 TI 工作。Kelvin 在美国中央俄克拉荷马大学获得了生物学工程学士学位，并在德克萨斯大学奥斯汀分校获得了电气和计算机工程硕士学位。

作者要感谢 **MANISH BHARDWAJ**、**BART BASILE**、**HARISH RAMAKRISHNAN** 和 **MURALI KRISHNA PACHIPULUSU** 对该参考设计的支持。

7 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 I (July 2023) to Revision J (February 2025)	Page
• 通篇对硬件修订版 E7 进行了更新。.....	1

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