

Design Guide: TIDA-010938

与电池储能系统配合使用、基于 GaN 的 10kW 单相串式逆变器参考设计



说明

此参考设计概述了如何为电池储能系统 (BESS) 实现具有双向功率转换系统的基于 GaN 的单相串式逆变器。该设计由两个串式输入组成，每个输入能处理多达 10 个串联的光伏 (PV) 电池板，还具有一个储能系统端口，用于处理 50V 至 500V 范围内的电池组。从串式输入到 BESS 的标称额定功率高达 10kW。可配置的直流/交流转换器支持在 230V 电压下向单相电网连接输入高达 4.6kW。三个功率级的数字控制在单个 C2000™ MCU 上执行。

资源

TIDA-010938	设计文件夹
LMG3522R030、TMCS1123、AMC1302	产品文件夹
ISOW1044、ISO1412、UCC14131-Q1	产品文件夹
ISO7741、ISO7762	产品文件夹
OPA4388、INA181	产品文件夹
TMDSCNCD280039C	产品文件夹

特性

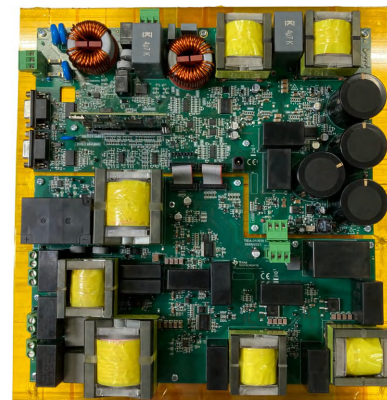
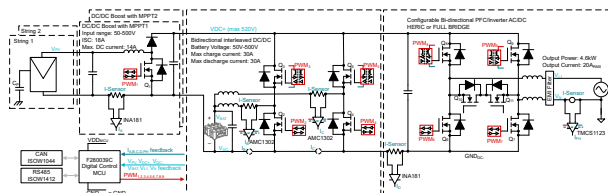
- 可针对宽电池电压范围进行配置的双向直流/直流级
- 可配置的直流/交流级 (HERIC、H 桥单极和双极调制方案)
- 功率密度提高 2 倍，使光伏逆变器更轻、更易于安装 (2.5kW/L)
- 总损耗低 (< 2%)，可充分利用阳光，并提高电池储能的效率
- 使用独特的 MCU 即可控制整个电路板
- 成本得以优化，并且 MCU GND 以 V_{DC-} 为基准，允许在所有连接到 V_{DC-} 的 GaN 器件上使用非隔离式驱动

应用

- 串式逆变器
- 电源转换系统 (PCS)



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

随着光伏系统需求的增加，在推动向可再生能源进一步转变和在住宅普及太阳能利用两方面，逆变器发挥着重要作用。串式逆变器呈模块化、每瓦成本低以及易于放大以提升功率等级等特性，使串式逆变器成为单相应用市场的理想选择。混合串式逆变器还可以通过电池储存能量，因此可提供良好的出口，以更大限度地提高串式输入的电力利用率，还可在夜间或低辐照度场景中提供为电网供电的替代途径。

此类混合串式逆变器将 PV 电池板功率点跟踪与一个逆变器级以及包含一个电池级的双向功能组合在一起，从而增加了对更高功率密度和效率的需求。这正是氮化镓 (GaN) FET 可以为这一应用带来诸多优势的地方。由于 GaN FET 支持高开关频率，因此 GaN FET 可以使 EMI 滤波器和散热器变得更小，使系统更紧凑、更轻，进而增加设计的外形尺寸。

此参考设计旨在展示具有完全双向功率流的双通道单相串式逆变器的实现方案，该方案将 PV 输入功能与支持各种电池电压的 BESS 相结合。

此设计包含三个主要级：

- 具有升压转换器的 2 × PV 输入
- 具有双向直流/直流转换器的电池输入
- 直流/交流转换器

该系统由两个按不同功能分开的电路板组成。

第一个电路板称为直流/直流板，由两个用于各个串式输入的输入升压转换器和一个与电池级关联的直流/直流转换器组成。第二个电路板称为直流/交流板，由直流链路电容器、直流/交流转换器和滤波电路组成。该设计中的所有高频开关器件均基于 TI 的顶部冷却 GaN FET。

这两个电路板均安装在铝散热器上方，该散热器通过热界面材料与 GaN FET 连接，并通过其他热界面材料与 SiC 二极管连接。设计中的散热器应在静态冷却条件下工作，尺寸为 324mm × 305mm × 57mm。系统总尺寸为 300mm × 280mm × 48mm，因此体积为 4 升，外形尺寸为 2.5kW/L。

1.1 主要系统规格

由于该参考设计分为三个主要级，因此单独定义了每级的主要规格。表 1-1 展示了直流/交流转换器的主要规格，表 1-2 展示了升压转换器的主要规格，而表 1-3 展示了双向直流/直流转换器的主要规格。

表 1-1. 主要系统规格：直流/交流级

参数	规格
最大值 标称直流输入电压	520V 400V
额定输出电压	230V
额定输出功率	4.6kW
开关频率	87kHz
功率因数	±有源、±无源
环境温度范围	-40°C 至 +60°C
冷却	静态冷却
散热器热阻	0.3°C/W
总谐波失真 (THD)	< 5 %
直流链路电容	800 μ F
直流链路电压纹波	±23V

表 1-2. 主要系统规格：直流/直流升压级

参数	规格
串式输入电压	50V 至 500V (每个串多达 10 个电池板)
短路电流	18A
标称直流电流	14A 串
最大 标称直流链路电压	520V 400V
标称输出功率	10kW
开关频率	130kHz
环境温度范围	-40°C 至 +60°C

表 1-3. 主要系统规格：双向直流/直流级

参数	规格
最大 标称直流链路电压	520V 400V
最大充电 放电电流	30A 30A
电池电压范围	50V 至 500V
标称输出功率	10kW
开关频率	每个桥臂 65kHz
环境温度范围	-40°C 至 +60°C

**小心**

请勿在无人照看的情况下使该设计通电。

**警告**

高电压！ 电路板中存在可接触到的**高电压**。可能发生电击。如电路板的电压和电流处理不当，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。为安全起见，强烈建议使用具有过压和过流保护功能的隔离式测试设备。

TI 认为在对电路板通电或进行仿真之前，用户有责任确认其已明确并理解电压和隔离要求。**通电后，请勿触摸该设计或与该设计相连的元件。**

**警告**

表面高温！接触会导致烫伤。请勿触摸！

电路板上电后，某些元件可能会达到 55°C 以上的高温。在运行过程中或运行刚结束时，不得触摸电路板，因为可能存在高温。

**警告**

TI 建议，该参考设计 **仅可在实验室环境中运行，不应视为成品** 供一般消费者使用。该设计旨在环境室温下运行，未在其他环境温度下进行运行测试。

TI 建议，该参考设计仅可由熟悉处理高压电子和机械部件、系统及子系统所存在相关风险的 **合格工程师和技术人员** 使用。

电路板中存在可接触到的高电压。 如电路板的电压和电流处理不当或施加不正确，则可能导致电击、火灾或伤害事故。使用该设备时应特别小心，并采取相应的保护措施，以避免伤害自己或损坏财产。

1.2 具有升压转换器的 PV 输入

图 1-1 展示了升压拓扑的方框图。该设计由两个具有一个公共输出轨的并联独立串式输入组成。每个串的输入电压是可变的，取决于各种因素，如温度、串联电池板数量、由软件设置的串最大功率点 (MPP) 工作电压等。每个输入连接到直流/直流升压级，从而将可变串式电压输出升压至更高且稳定的直流链路电压。该升压级控制着串的输入电压和电流，并可为每个串实现最大功率点跟踪 (MPPT) 算法。然后，通用直流链路提供用于连接到直流/直流双向转换器和直流/交流转换器的公共总线。

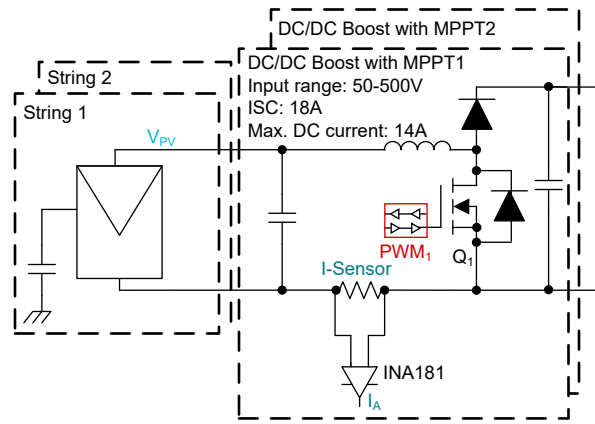


图 1-1. 升压转换器方框图

考虑到每个电池板的额定电压为 50V，每个串可以包含 2 至 10 个串联的电池板，相当于最大输入电压为 50V 至 500V。在 350V 标称额定电压和 14A 输入电流的情况下，这些转换器的额定功率为 5kW，能够提供 10kW 的总输入功率。

在这个应用中，由于直流链路电压保持恒定，因此升压转换器的占空比是可变的并取决于输入串电压。每个 GaN FET 的开关频率均为 130kHz。

1.3 双向直流/直流转换器

图 1-2 展示了双向直流/直流转换器拓扑的方框图。在诸如串式转换器这样的非隔离式拓扑中，双向转换器可用于可能采用电池储能的系统。由于直流/直流转换器需要在一个方向上充当电池充电器（降压模式）并且需要对电池放电（升压模式），从而在直流链路上提供更高且稳定的输出电压，因此双向性是必要的。

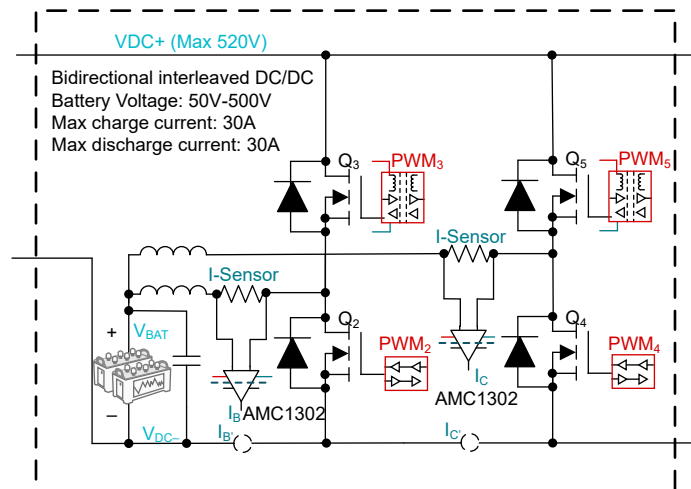


图 1-2. 双向直流/直流转换器方框图

在升压模式下，由于该转换器通过直流链路为逆变器供电，因此放电功率限制为 4.6kW，限制是逆变器级的最大额定功率。根据电池电压，该值最高可达 30A。在降压模式下，也可以使用 30A 的充电电流来达到更高的功率级别。

在电流值为 30A 的情况下，仅单个 GaN FET 的传导损耗就可能非常高 ($30 \times 30 \times 0.03 = 27W$)，这可能会导致 GaN 器件发热，而 GaN FET 的 $R_{DS(on)}$ 也会随温度的升高而增大，因而这会增加传导损耗。

为了减少器件过热以及因 FET 导通和开关损耗增大而导致功率损耗增加的这种影响，可以采用一种合理的设计来交错支路。在桥臂之间应用 $360^\circ/2$ 等于 180° 的相位差，以减少纹波电流，如图 1-3 所示。

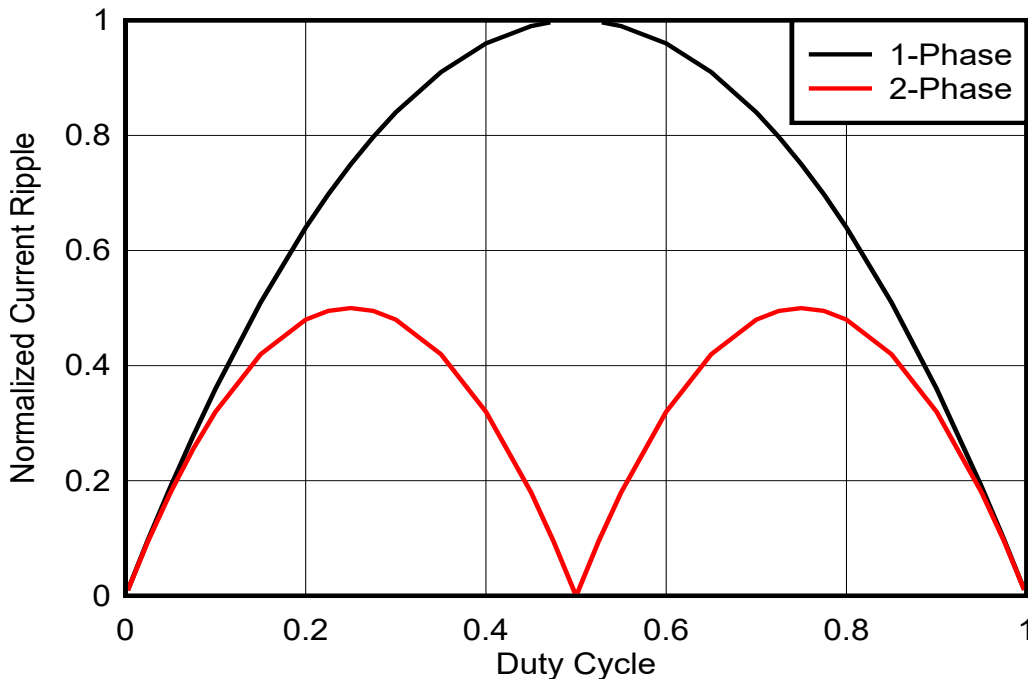


图 1-3. 标准化电流纹波 v/s 占空比

这种多相设计的两个相位都连接在输出节点上，因此每个相位的电感电流同时对输出电容器进行充电和放电，这取决于哪个相位处于活动状态（名为“L1 和 L2 电流”）。这种充放电会产生总输出电流（名为“输出电流”），其峰峰值较低，如图 1-4 所示。

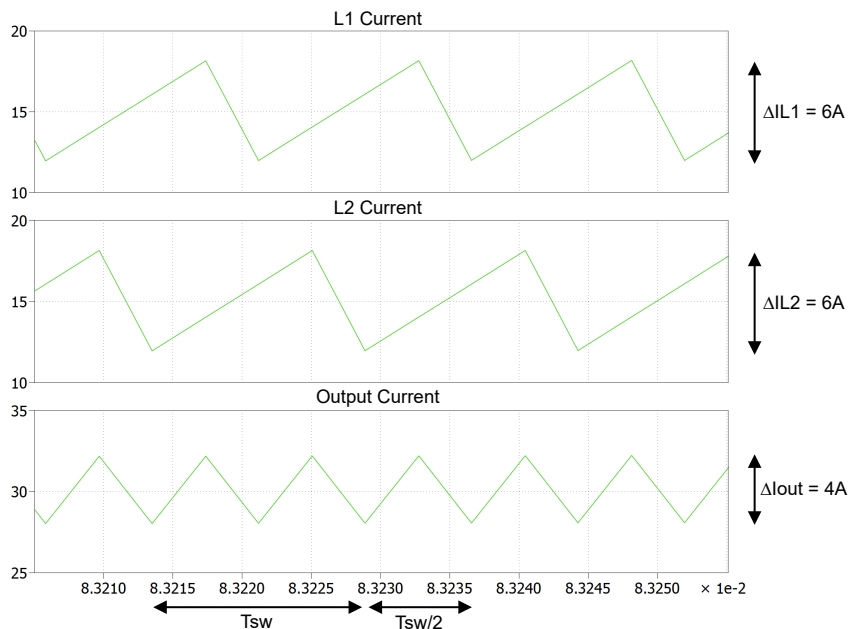


图 1-4. 输出电流波形

输出电容器中较小的纹波电流或交流电流会降低总输出电压纹波，从而减小将输出电压保持在公差范围内所需的电容量。在设计中添加额外的相位会降低流经去耦电容器的 RMS 输入电流，从而降低输入电压上的纹波。

分支的并联还有助于跨输出 EMI 滤波器实现两倍的开关频率，这有助于减小尺寸。对称交错涉及以相同频率切换不同部分，但会交错相位以控制噪声输出和纹波。两个分支需要相同的电流，从而产生 2 倍的输出电流，并且占空比是固定的，具体取决于电池电压和直流链路电压。此外，还会在半桥 FET 之间插入死区时间以避免电流路径

短路，同时开关以互补方式进行切换。因此，这种设计的额定值可为升级提供 4.6kW 的输出，并且能够在大约 330V 的电池电压下为电池充电，标称值可高达 10kW。每个交错级以 65kHz 的频率进行切换，从而产生 130kHz 的等效输出频率。

1.4 直流/交流转换器

图 1-5 展示了直流/交流级的方框图。逆变器级是双向的，从而实现从直流级到交流级的功率转换，反之亦然。该拓扑由 H 桥构成，每组对角开关在输出电压的一个半波期间以高频工作。与电网并联的附加开关允许在输出滤波器上产生额外的电压电平，从而使此电源转换系统成为三级拓扑，进而降低 FET 两端的开关损耗和 COSS 损耗。这也使得恒定的共模电压能够产生可忽略不计的漏电流，因为 PV 输入级在续流阶段与交流电网解耦。

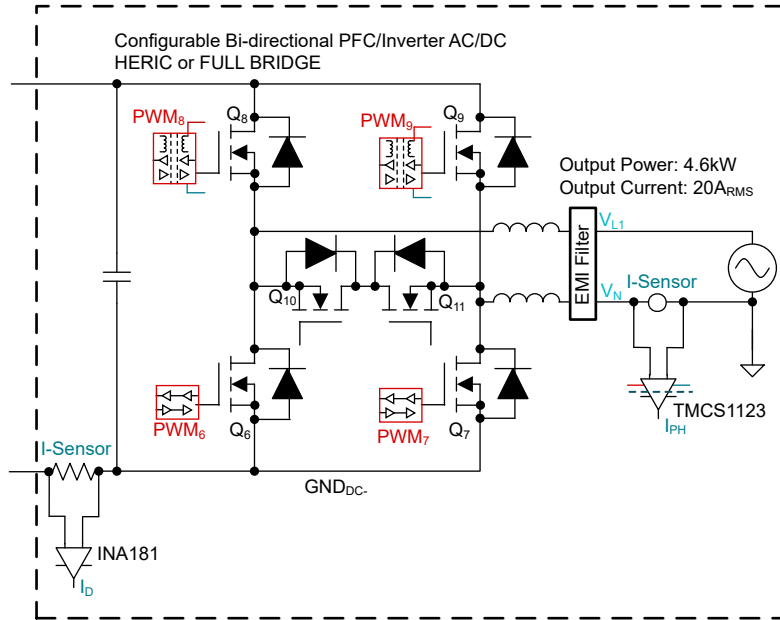


图 1-5. 直流/交流转换器方框图

这种拓扑是无变压器串式逆变器应用的不错选择，在这类应用中，交流电网和 PV 电池板之间没有可用的隔离。由于 PV 表面暴露在接地屋顶或附近的其他表面上方，因此共模电流是 PV 应用中众所周知的挑战。表面积较大会导致 PV 电池板与接地之间的杂散电容值较高，在潮湿环境或雨天，杂散电容可能高达 200nF/kWp，如图 1-6 所示。当转换器的共模电压没有得到很好的缓解时，这种寄生电容会导致高共模电流流入系统，并可能导致 EMI 和电网电流失真等问题。

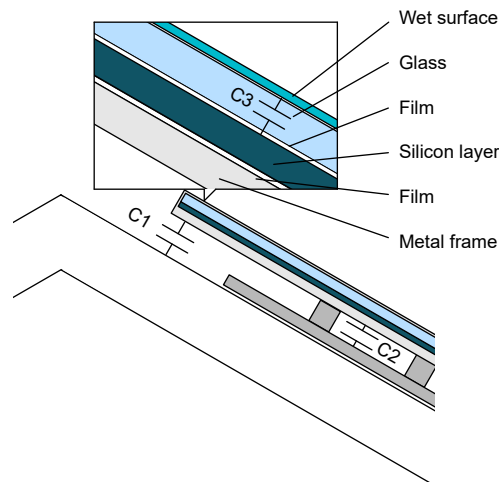


图 1-6. PV 电池板寄生电容

但是，包含变压器的微型逆变器具有高阻抗电流返回路径，而对成本敏感的应用（如串式逆变器）则不同。串式逆变器通常为返回电流提供低阻抗路径，因此产生非常高的电流值，如图 1-7 所示。因此，对地的漏电流在无变压器的概念中是一个重要问题。为此，可以实施具有更少振荡的特殊单相无变压器拓扑，稍后对此进行讨论。此外，采用无框架电池板有助于进一步减少此类问题。

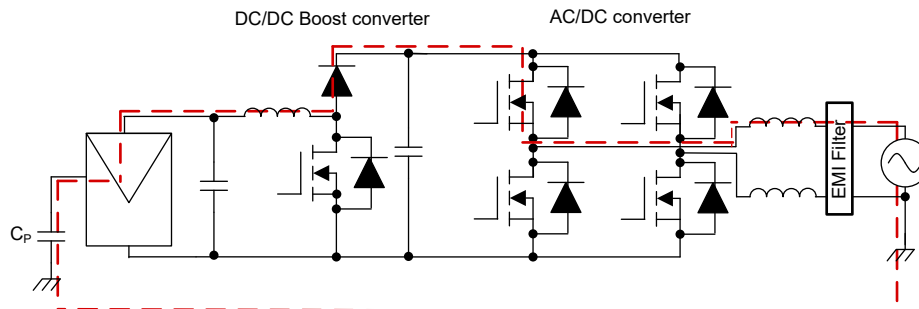


图 1-7. 共模噪声

该直流/交流转换器以 87kHz 开关频率运行，用于正弦电网电流控制，从而使 EMI 滤波器设计变得紧凑。在单相 230V_{RMS} 电网下，能够以 20A_{RMS} 的输出电流实现 4.6kW 的输出功率。EMI 滤波器由分割在两个电源轨之间的升压电感器（可改善共模抑制能力）、两个共模扼流圈、C_x 电容器和 C_y 电容器组成。EMI 滤波器旨在衰减注入电网的差模和共模噪声。此外，直流链路上还存在电解电容器，以补偿此类单相应用中存在的 100Hz 电源纹波。请注意，两个半桥都需要具有死区时间以避免击穿。测量电网中的电流，并随后由 MCU 使用比例谐振 (PR) 控制器进行控制。为了控制有功功率和无功功率，需要对在公共耦合点 (PCC) 内流动的电流进行高精度测量。电流控制需要实施与电网电压频率同步的锁相环 (PLL)。直流链路电压控制环路用于控制电网中现有灌电流或拉电流的振幅。

2 系统设计原理

2.1 升压转换器

2.1.1 电感器设计

在任何功率转换器设计中，电感器设计都是最重要的部分。与电感器设计相关的四个重要特性是电感值、纹波电流、饱和电流和直流电阻 (DCR)。

通常，电感值可以通过[方程式 1](#) 计算得出。

$$L \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta i_L(pk - pk) \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (1)$$

其中

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- f_{sw} 是开关频率
- i_L 是电感器纹波电流

另外，电感纹波也可以通过[方程式 2](#) 得出。

$$\Delta i_L(pk - pk) \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{L \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (2)$$

其中，

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- L 是电感值
- f_{sw} 是开关频率

如[图 1-3](#) 所示，在最坏情况下，升压转换器或单相转换器的占空比为 50%。因此，针对相应的条件计算电感值。正常情况下，建议使用的电感器峰峰值电流应小于电感器平均电流的 40%，以获得最大输出电流。较大值的电感器产生的较小纹波可降低电感器的磁滞损失和 EMI。电感器的饱和电流必须大于计算出的峰值电感器电流。

在升压稳压器中，电感器直流电流可根据[方程式 3](#) 计算得出。

$$I_{L-DC} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times \eta} \quad (3)$$

其中，

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- I_{out} 是升压转换器的输出电流
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- η 是电源转换效率

因此，电感器峰值电流根据[方程式 4](#) 计算得出。

$$i_{L-pk} = I_{L-DC} + \frac{\Delta i_L(pk - pk)}{2} \quad (4)$$

2.1.2 整流器二极管选型

为了进一步降低系统中的损耗并实现高整流级效率，建议使用肖特基二极管，因为肖特基二极管具有低正向压降和更快的恢复时间。

正向电流额定值需要大于最大输出电流，如[方程式 5](#) 所示。

$$I_F > I_{out-max} \quad (5)$$

其中，

- I_F 是整流器二极管的平均正向电流
- $I_{out-max}$ 是应用中需要的最大输出电流

肖特基二极管的峰值电流额定值比平均额定值高得多。因此系统中的较高峰值电流不是问题。

需要检查的另一个参数是二极管的功率耗散，以控制导通损耗。二极管能够根据[方程式 6](#) 处理功率耗散。

$$P_D = I_F \times V_F \quad (6)$$

其中，

- I_F 是整流器二极管的平均正向电流
- V_F 是整流器二极管的正向电压

本应用中采用的是 C6D20065G，即 650V、20A 碳化硅肖特基二极管。

2.1.3 MPPT 运行

PV 电池板的功率输出取决于若干参数，例如电池板受到的辐照、电池板电压、电池板温度等。相应地，一串 PV 电池板的功率输出取决于 PV 电池板的个别情况。因此，在影响参数值发生变化的条件下，功率输出也在一天之中不断变化。[图 2-1](#) 展示了一块太阳能电池板的 I-V 曲线和 P-V 曲线。I-V 曲线表示电池板输出电流与输出电压之间的关系。如图中的 I-V 曲线所示，当端子短接时，电池板电流最大；当端子开路且空载时，电池板电流最小。

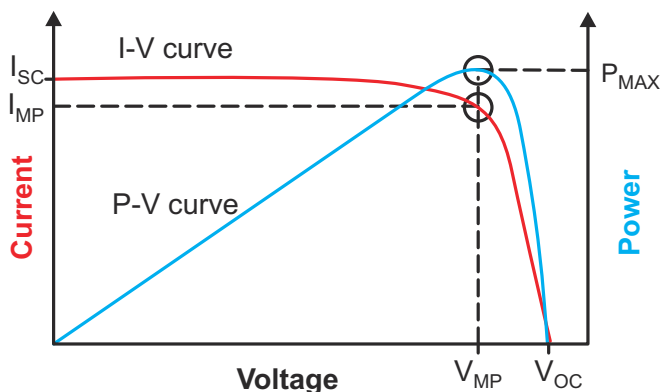


图 2-1. 太阳能电池板特性 I-V 和 P-V 曲线

如图所示，当电池板电压和电池板电流的乘积达到最大值时，从电池板获得的最大功率表示为 P_{MAX} 。该点指定为最大功率点 (MPP)。[图 2-2](#) 和 [图 2-3](#) 举例说明了各项参数对太阳能电池板输出功率的影响。这些图形还显示了太阳能电池板的功率输出随辐照度的变化。在这些图中可观察到，太阳能电池板的功率输出随辐照度的增加而增加，随辐照度的减少而减少的情况。还要注意的，发生 MPP 时的电池板电压也随着辐照度的变化而变化。类似的概念也可应用于串式逆变器，在该逆变器中，除了监视输出串电流之外，还监视总串电压。

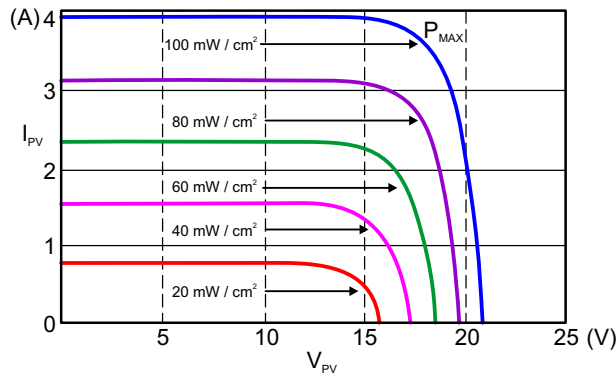


图 2-2. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 (图 A)

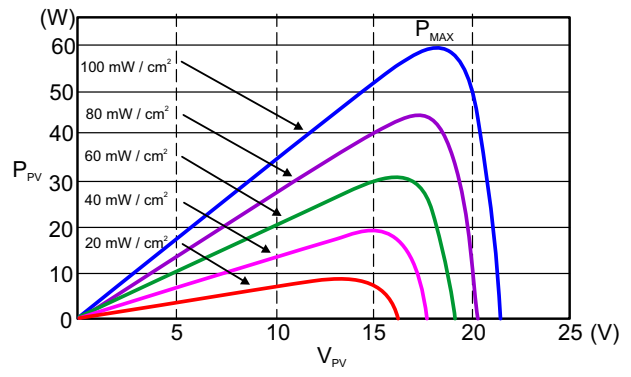


图 2-3. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 (图 B)

有关自动识别电池板 MPP 的挑战通常通过在系统中采用 MPPT 算法来解决。MPPT 算法尝试在最大功率点运行串，并使用开关功率级来为负载提供从电池板中汲取的功率。扰动观测法 (PO) 是更为常用的 MPPT 算法之一。该算法的基本原理简单，而且易于在基于微控制器的系统中实现。该过程会稍微提高或降低 (扰动) 电池板的工作电压。可通过改变转换器的占空比来扰动串电压。假定串电压已稍微增加，而这会导致电池板功率增加，那么沿同一方向执行另一个扰动。如果串电压的增加减少了电池板功率，则沿负方向执行扰动以稍微降低串电压。通过执行扰动并观察功率输出，系统开始在串 MPP 附近运行，并在 MPP 周围产生轻微振荡。扰动的大小决定了系统运行与 MPP 的接近程度。有时，该算法可能卡在局部最大值而不是全局最大值，但可以通过对算法进行细微调整来解决此问题。PO 算法易于实现且有效，因此此设计选用了这一算法。

2.2 双向直流/直流转换器

2.2.1 电感器设计

在任何功率转换器设计中，电感器设计都是最重要的部分。与电感器设计相关的四个重要特性是电感值、纹波电流、饱和电流和直流电阻 (DCR)。

通常，电感值可以通过 [方程式 7](#) 计算得出

$$L \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{\Delta i_L (pk - pk) \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (7)$$

其中，

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- f_{sw} 是转换器的开关频率
- i_L 是电感器纹波电流

因此，电感器纹波也可以通过 [方程式 8](#) 得出

$$\Delta i_L (pk - pk) \geq \frac{V_{in} \times (V_{out} - V_{in})}{L \times f_{sw} \times V_{out}} \quad (8)$$

其中，

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- L 是电感值
- f_{sw} 是开关频率

从 [图 1-3](#) 可看出，在最坏情况下，升压转换器或单相转换器的占空比为 25%。因此，针对相应的条件计算电感值。正常情况下，建议使用的电感器峰峰值电流应小于电感器平均电流的 40%，以获得最大输出电流。较大值的电感器产生的较小纹波可降低电感器的磁滞损失和 EMI。电感器的饱和电流必须大于计算出的峰值电感器电流。

在升压稳压器中，电感器直流电流可根据[方程式 9](#) 计算得出

$$I_{L-DC} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times \eta} \quad (9)$$

其中，

- V_{out} 是升压转换器的输出电压
- I_{out} 是升压转换器的输出电流
- V_{in} 是升压转换器的输入电压
- η 是电源转换效率

因此，电感器峰值电流根据[方程式 10](#) 计算得出，

$$i_{L-pk} = I_{L-DC} + \frac{\Delta i_{L(pk-pk)}}{2} \quad (10)$$

其中，

$i_{L(pk-pk)}$ 是峰峰值电感器电流纹波

2.2.2 低压侧电容器

在降压模式运行期间，低压侧电容器需要滤除交流纹波分量。可通过[方程式 11](#) 计算电容值

$$C_{LV} = \frac{\Delta i_{out(pk-pk)}}{8 \times f_{sw} \times \Delta V_{out(pk-pk)}} \quad (11)$$

其中，

- $i_{out(pk-pk)}$ 是峰峰值输出电流纹波
- f_{sw} 是转换器的开关频率
- $V_{out(pk-pk)}$ 为峰峰值输出电压纹波

2.2.3 高压侧电容器

在升压模式运行期间，高侧电容器需要滤除交流纹波分量。可通过[方程式 12](#) 计算电容值

$$C_{HV} = \frac{i_{out(DC-link)} \times D}{n \times f_{sw} \times \Delta V_{out(pk-pk)}} \quad (12)$$

其中，

- $i_{out-DClink}$ 是输出直流链路电流
- D 为占空比
- n 为交错级数
- f_{sw} 是转换器的开关频率
- $V_{out(pk-pk)}$ 为峰峰值输出电压纹波

2.3 直流/交流转换器

2.3.1 升压电感器设计

电感器在系统效率、电流纹波和整体尺寸方面发挥着重要作用。根据输入电压、输出电压和最坏情况下的纹波来计算电感值。直流/交流转换器的电感值可根据[方程式 13](#) 计算得出。

$$L \geq \frac{V_{DCBus}}{4 \times \Delta I_{pk-pk} \times f_{sw}} \quad (13)$$

其中，

- f_{sw} 是开关频率

- V_{DCBus} 为直流链路电压
- I_{pk-pk} 是纹波电流

正常情况下，建议使用的电感器峰峰值电流应小于电感器平均电流的 40%，以获得最大输出电流。较大值的电感器产生的较小纹波可降低电感器的磁滞损失和 EMI。电感器的饱和电流必须大于计算出的峰值电感器电流。

电感器峰值电流根据 [方程式 14](#) 计算得出。

$$i_{L-pk} = i_{L-DC} + \frac{\Delta i_{L(pk-pk)}}{2} \quad (14)$$

其中，

$i_{L(pk-pk)}$ 是峰峰值电感器电流纹波

2.3.2 直流链路电容器

直流链路电容器电压纹波频率是线路频率的两倍。直流链路电容器负责消除此电压纹波，以提供稳定的直流链路电压。所需的直流链路电容可按 [方程式 15](#) 所示进行计算。

$$C_{out} \geq \frac{P_{out}}{V_{out} \times 2 \times \pi \times f_g \times V_{ripple}} \quad (15)$$

其中，

- V_{out} 是直流链路标称电压
- f_g 是电网的频率
- P_{out} 是最大功率
- V_{ripple} 是峰峰值电压纹波

3 系统概述

3.1 方框图

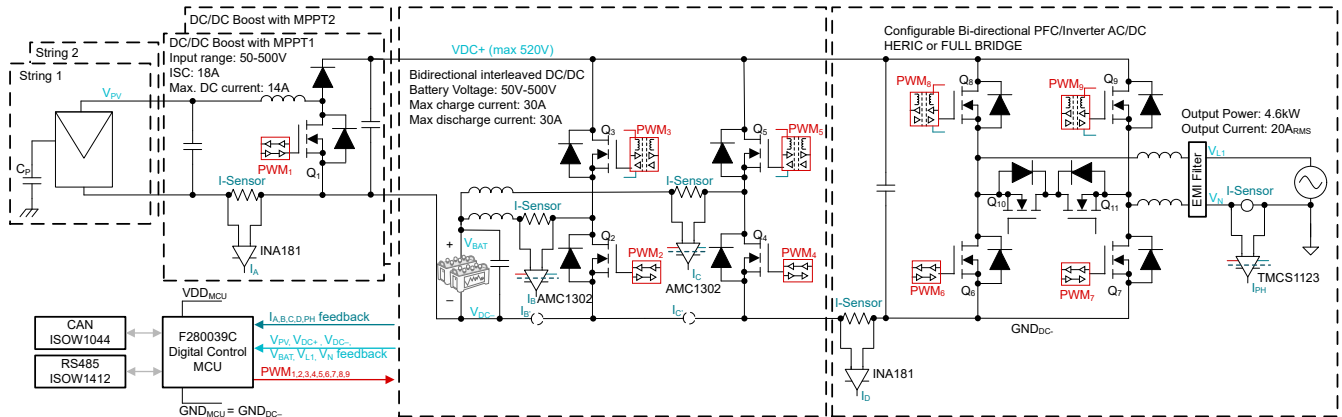


图 3-1. TIDA-010938 方框图

3.2 设计注意事项

3.2.1 升压转换器

此参考设计的第一级是非隔离式升压转换器。该设计有两个相同的通道，它们有一个公共输出轨。根据升压转换器的性质，运行期间的输出电压需要高于输入电压。假设一个最多有 10 个电池板的串式输入的电压范围高达 500V，可以选择最大 520V 的 400V 直流链路电压。表 3-1 展示了关键参数。

表 3-1. 升压转换器规格

参数	规格
串式输入电压	50V 至 500V (每个串多达 10 个电池板)
标称直流电流	14A 串
最大值 标称直流输出电压	520V 400V
标称输出功率	5kW
开关频率	130kHz

3.2.1.1 高频 FET

LMG3522R030 用于此级。这是一款具有集成驱动器的 650V 额定 30mΩ GaN FET，具有高级电源管理功能，包括针对过流、短路、过热的数字温度报告和故障检测以及 VDD UVLO 和高阻抗 RDRV 引脚。GaN FET 的温度通过可变占空比 PWM 输出进行报告，以便在目标点获取直接的结温读数。输入 EMI 滤波器专为实现差分噪声抑制而设计，可保持低于传导发射屏蔽。高质量输出陶瓷电容器和薄膜电容器放置在直流链路输出端以处理电流纹波。使用的电感器是 Bourns 145451。图 3-2 展示了一个转换器级的原理图。

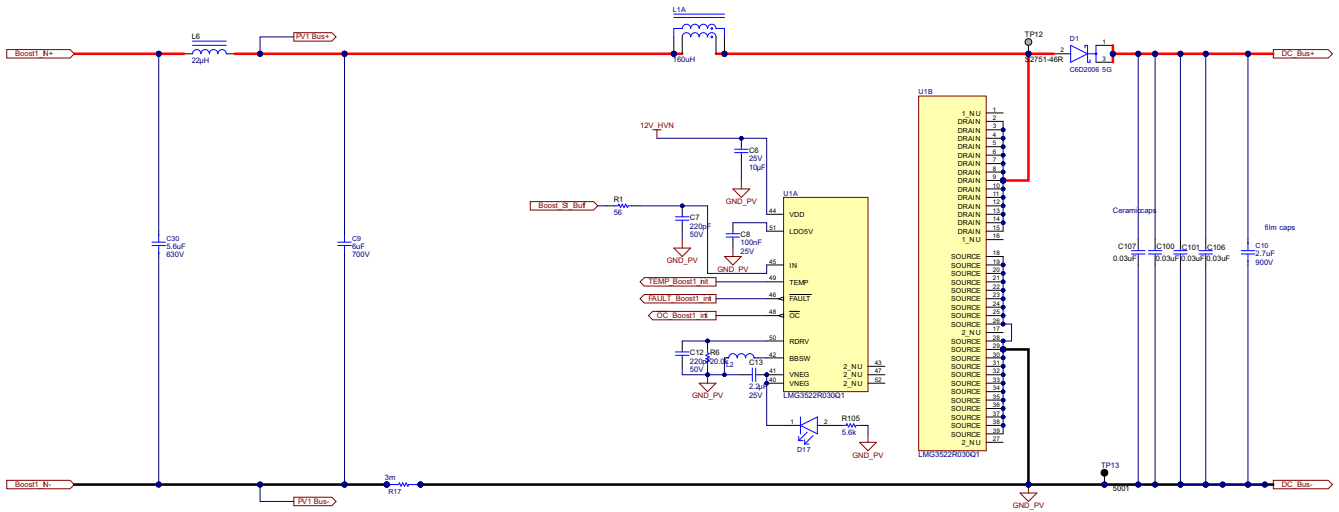


图 3-2. 升压转换器设计

开关频率很高，因此需要重点关注寄生电感和电源环路。减轻寄生电感的影响可降低开关节点处的电压尖峰。GaN、SiC 二极管、电感器之间开关节点的布线在 PCB 层中具有非常小的环路面积，因而产生很小的寄生电感和更少的振铃。四个并联的电容器有助于将等效串联电感 (ESL) 降低为原来的四分之一。二极管、陶瓷电容器和 GaN 之间的电源环路也会尽可能小。LMG3522R030 的布局如图 3-3 所示，其中开关节点以黄色突出显示，电源环路以箭头标记。请注意，从布局可以看出，SiC 二极管下面有很多过孔。这样做是为了通过改善散热来降低 PCB 的热阻。两个升压级设计为对称，并且原理图和布局尽可能相同。

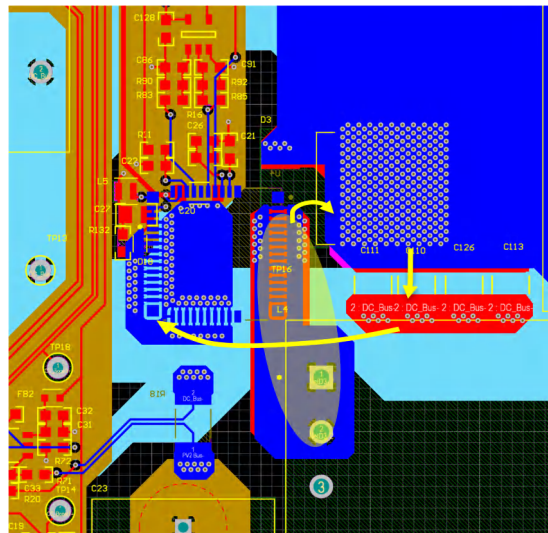


图 3-3. 升压转换器布局

3.2.1.2 输入电压和电流检测

务必密切监控串式输入电流和电压，以便通过 MPPT 从每个串获得最大功率。节 2.1.3 全面介绍了 MPPT。

为了实现 MPPT 运行，此参考设计对每个串式输入进行电压和电流测量。由于 MCU 与直流总线电势共用同一接地端，因此可以进行非隔离式测量。这样就可以使用采用 INA181 且具有成本优势的非隔离式分流器电流检测设计。INA181 是一款双向电压输出电流检测放大器。该器件具有基准电压输入，用于在电池充电期间测量负电流。INA181A2 的内部增益设置为 50V/V，带宽为 210kHz。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。3mΩ 的分流器提供 ±22A 输出逆变器的测量范围，但在满载时也仅产生 0.6W 的热量。图 3-4 显示了这种情况。

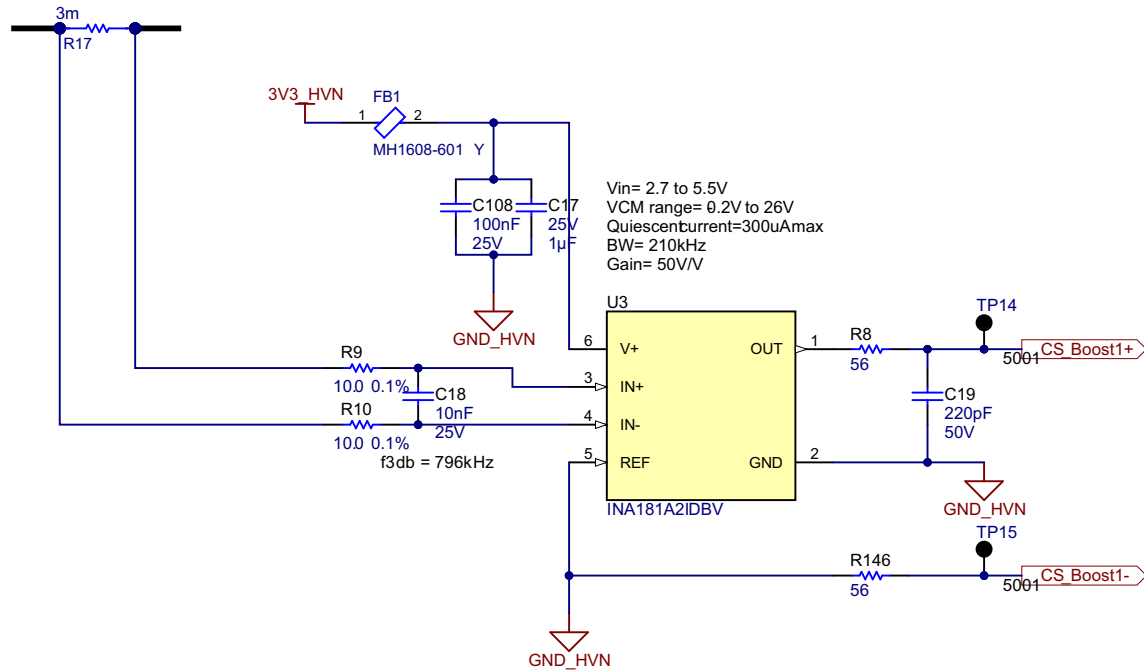


图 3-4. 输入电流检测

对于升压级的电压测量，使用了 OPA2388 双通道运算放大器。两个通道都用于两个升压级电压测量。

3.2.2 双向直流/直流转换器

如前所述，双向直流/直流转换器是一种交错式直流/直流转换器，在为电池充电时它能够用作降压转换器，或者在为直流总线充电时它能够用作升压转换器，因此是通过电池实现的直流/交流转换器。表 3-2 展示了该级的规格。

表 3-2. 双向直流/直流转换器规格

参数	规格
最大 标称直流链路电压	520V 400V
最大充电 放电电流	30A 30A
电池电压范围	50V 至 500V
标称输出功率	10kW
开关频率	每个桥臂 65kHz

3.2.2.1 高频 FET

与升压转换器类似，该级也使用 LMG3522R030。该级的不同之处在于高侧 (HS) FET 需要与 MCU 隔离。控制信号隔离基于数字隔离器 ISO7741。数字隔离器是一款四通道 3/1 器件，对于此器件，使用基本隔离版本，这是因为该版本对于系统来说已足够。数字隔离器的电源由 LMG3522R030 器件的 LDO 在内部生成的 5V 电压提供。电源隔离基于 UCC14131，后者是一个高度隔离的直流/直流电源模块，可从板上的 12V 电源为 GaN FET 提供隔离式 12V 电源。LMG3522R030 还具有内置的结温报告功能。使用同一个数字隔离器来隔离此温度信号。可以在控制 MCU 中使用温度信息，以便在环境温度较高时对转换器进行热保护。使用的电感器是 Bourns 145452。图 3-5 展示了相应的原理图。

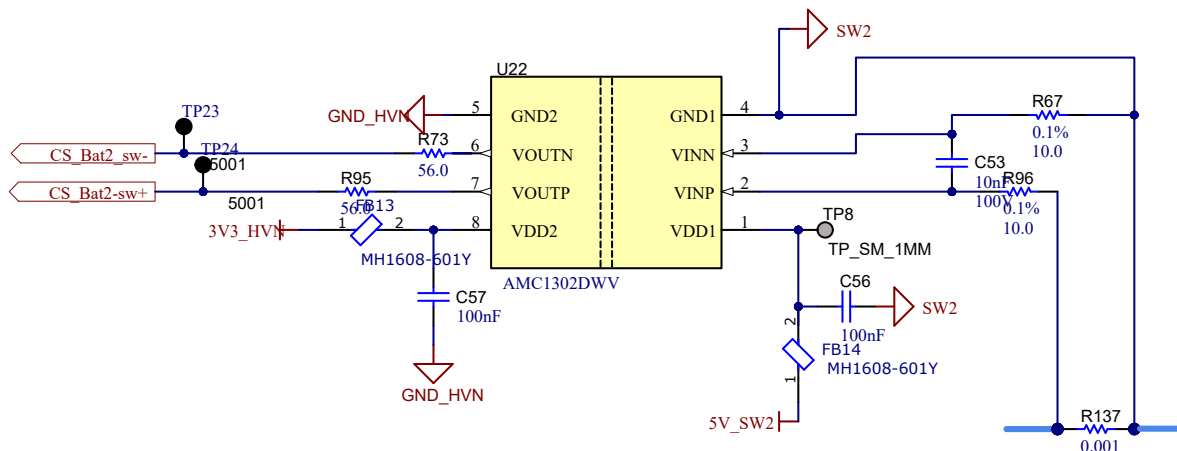


图 3-7. 电流检测

如图 3-7 中所示，使用隔离式电流放大器 AMC1302 为每个相位在相应的开关节点上电流测量，AMC1302 是一种不带集成直流/直流的精密电流检测增强型隔离式放大器。此 IC 具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入电压范围，针对使用低输入阻抗的电流测量进行了优化。通过 $1\text{m}\Omega$ 分流器传递直流电流，因此产生的线性测量范围为 $\pm 50\text{A}$ 。器件的电源由 LMG3522R030 器件的 LDO 在内部生成的 5V 电压提供。

对于升压级的电压测量，使用了 OPA2388 双通道运算放大器。

3.2.2.3 输入继电器

由于直流/直流转换器的输入端子与电池相连，并且电池的作用更类似于低阻抗电压源，因此可能会在启动时发生电路板过流事件。因此，使用带有预充电电路的继电器来连接电路并断开电路与电池的连接。

3.2.3 直流/交流转换器

直流/交流转换器是双向转换器，可以作为逆变器和 PFC 运行。直流/交流转换器是可配置的转换器，可在以下三种不同的调制方案中运行。

- 采用单极拓扑的 H 桥
- 采用双极拓扑的 H 桥
- HERIC 拓扑

考虑到拓扑的所有优缺点，只需在软件和硬件方面进行一些调整，即可根据需要对系统进行配置。该级的规格如表 3-3 中所述

表 3-3. 直流/交流转换器规格

参数	规格
最大 标称直流链路电压	520V 400V
额定输出电压	230V
额定输出功率	4.6kW
开关频率	87kHz
直流链路电容	800 μF
直流链路电压纹波	$\pm 23\text{V}$

3.2.3.1 高频 FET

LMG3522R030 是一款顶部冷却器件，也用于交流/直流转换器设计。这款 GaN FET 具有集成式栅极驱动和内置保护功能。可使用外部电阻器来配置栅极驱动速度。在当前的电路板设计中，交流/直流 FET 可以分为两个功率级，我们将其称为功率级 A 和功率级 B，如图 3-8 所示。

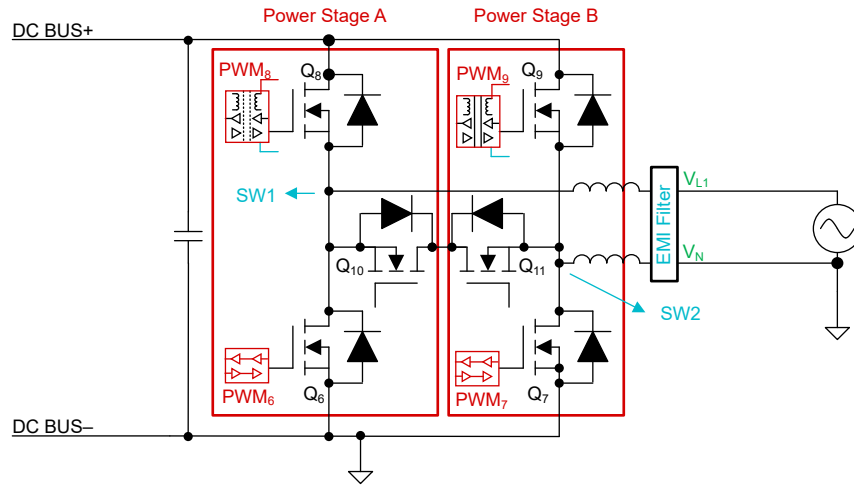


图 3-8. 直流/交流转换器的功率级

在每个功率级中，都有两个 FET，需要与 MCU 隔离。控制信号隔离基于数字隔离器 ISO7762。数字隔离器是一款六通道 4/2 器件，对于此器件，使用基本隔离版本，这是因为该版本对于系统足够了。数字隔离器的电源由 LMG3522R030 器件的 LDO 在内部生成的 5V 电压提供。电源隔离基于 UCC14131，后者是一个高度隔离的直流/直流电源模块，可从板上的 12V 电源为 GaN FET 提供隔离式 12V 电源。LMG3522R030 还具有内置的结温报告功能。使用同一个数字隔离器来隔离此温度信号。可以在控制 MCU 中使用温度信息，以便在环境温度较高时对转换器进行热保护。每个数字隔离器负责两个 FET 的温度报告、故障/OC 信号和 PWM 信号。同一桥臂上 FET 间的死区时间保持为 140ns，以避免击穿。HS FET 的配置与双向直流/直流转换器类似，两个 FET 从磁体和数字引脚提供 12V 电压，两者连接到同一个数字隔离器。

开关频率相当高，因此必须重点关注寄生电感和电源环路。减轻寄生电感的影响可降低开关节点处的电压尖峰。同一开关节点上的 GaN 和升压电感器之间的开关节点布线在 PCB 层中具有非常小的环路面积，因而产生很小的寄生电感和更少的振铃。底层用于开关节点，保持相对较小，但足以具有近似的载流能力。此外，对于开关节点的控制电路，内层 1 和 2 上的多边形可用于扩展开关节点，以及为顶层和底层的信号提供返回路径。三个并联的陶瓷电容器有助于将等效串联电感 (ESL) 降低为原来的三分之一。陶瓷电容器和 GaN 之间的电源环路也会尽可能小。两个功率级设计为对称，并且原理图和布局尽可能相同。

在整个电路板上具有良好的直流总线或接地连接也很重要。还建议为直流总线+、交流线路和中性点电流路径使用良好的多边形覆铜，因为这些路径承载高电流。对于顶层的信号，建议在内层 1 上布置一个返回层；而对于在底层进行布线的信号，建议具有一个经过内层 2 的返回路径。这有助于保持信号的完整性。

3.2.3.2 电流测量

实现闭环控制系统的核心是逆变器精确测量电流的能力。通过基于霍尔效应的电流传感器 TMCS1123 来测量电网中的电流，该传感器能够以高精度测量流入公共耦合点 (PCC) 的电流。此设计可在电网和 MCU 之间实现增强型隔离。图 3-9 展示了该电流测量。

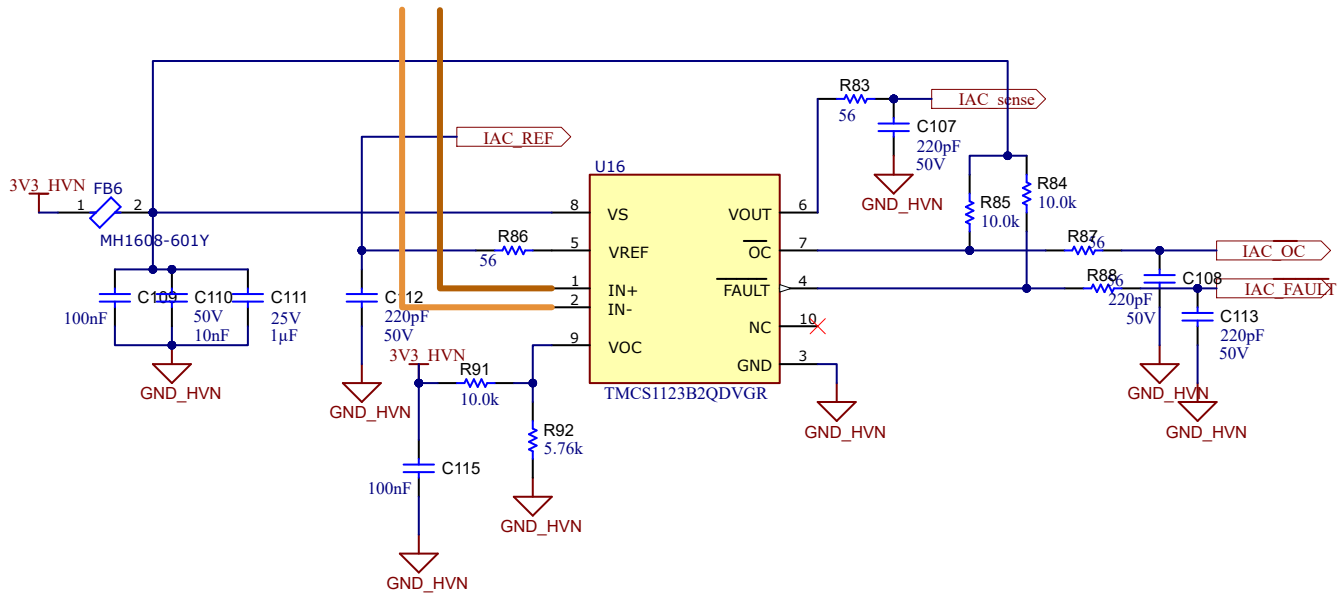


图 3-9. AC 电流检测

3.2.3.3 电压测量

通常在逆变器信号路径中的两个点进行电压检测配置以协助实现控制：在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。我们使用的是 OPA2388，这是一种双通道运算放大器。两个通道都用于测量交流电压。此外，还使用另一个 OPA2388 检测直流总线电压。

3.2.3.4 辅助电源

使用降压配置下的 UCC28710 生成适用于整个系统的 GaN FET、运算放大器、继电器、隔离式放大器、数字电路等项目的辅助电源。具体思路是，在串式逆变器启动时，当出现在直流总线上的串式输入电压达到某个特定值时，UCC28710 降压控制器就会运行，并产生 12V 电源。这是一种非隔离式拓扑，因为 MCU 也位于直流总线上。VS 检测由电阻器 R93 和 R95 设置，输出为 12V。电流检测通过电阻器 R96、R97 和 R98 设置。务必记住电感器 L13 的峰值电流和直流额定电流，以满足电路的必要负载电流要求。

图 3-10 展示了电源原理图。

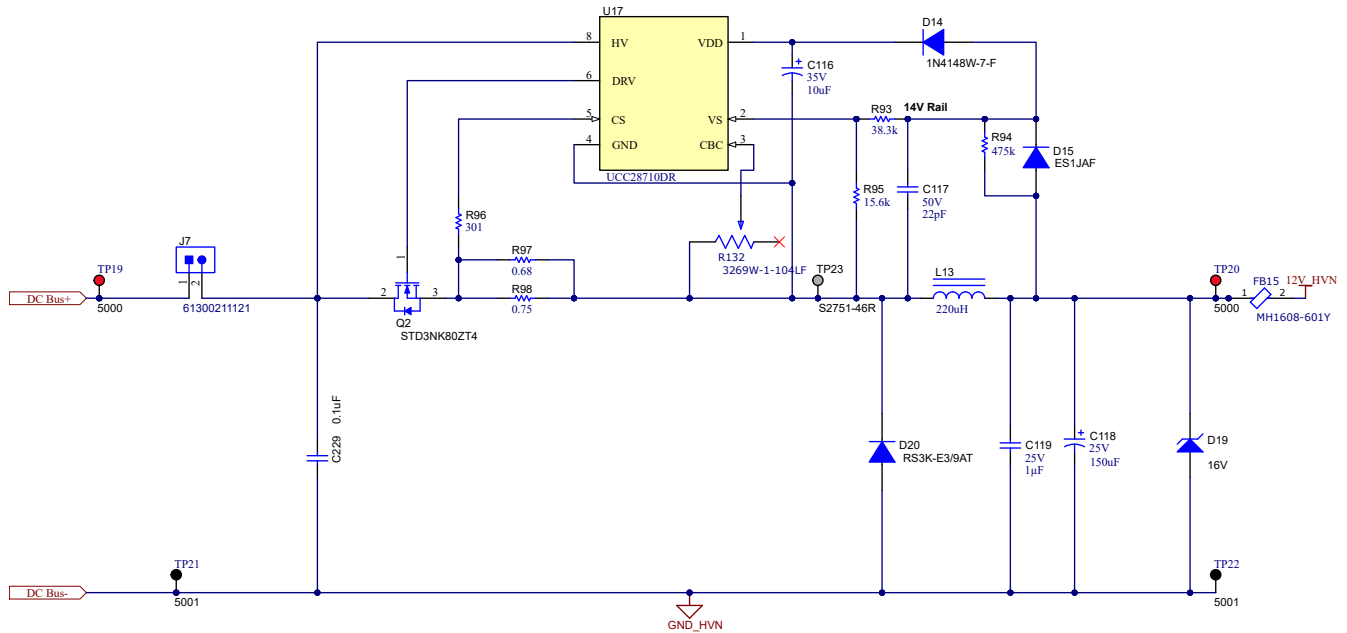


图 3-10. 辅助电源设计

此外，根据电路板上其他元件的要求，降压转换器 TPS56020 将 12V 轨转换为 5V 轨，并使用 LDO TLV75533 将 5V 轨转换为 3V3 轨。

3.2.3.5 无源器件选择

如图 3-11 所示，直流/交流级中存在多个无源器件。以下部分详细介绍了每个无源器件设计背后的理论。EMI 滤波器设计由两个升压电感器、两个共模扼流圈以及一个 C_X 和 C_Y 安全电容器网络组成。

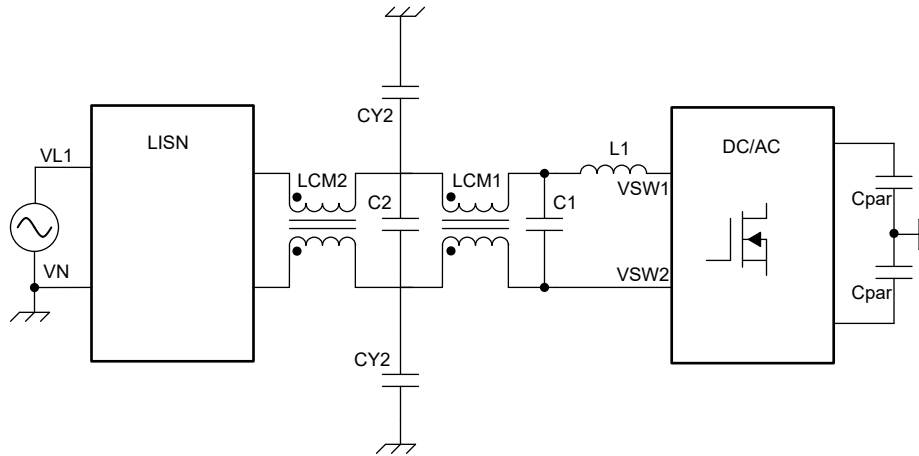


图 3-11. 直流/交流滤波器方框图

• 升压电感器选择

升压电感器的设计对于寻找可实现出色滤波器效率和极小滤波器体积的理想 EMI 滤波器至关重要。升压电感器的主要作用是滤除开关频率谐波，有必要牢记电流纹波的计算方式并选择能够承受计算得出的电流纹波的磁芯材料。升压电感器被进一步拆分，以便为各个开关节点提供更好的共模滤波能力和更好的滤波能力。

许多标准的发射屏蔽从 150kHz 开始；因此，选择低于 150kHz 的开关频率始终是一种很好的设计做法。在此设计中，为 H 桥双极和 HERIC 直流/交流拓扑选择 87kHz 的开关频率。对于采用单极调制方案的 H 桥，根据拓扑定义，输出 EMI 滤波器处的开关频率效应会加倍。因此，采用了 43.5kHz 的开关频率。通过选择 87kHz 的工作

频率，一次谐波不需要明显衰减，而只需要对二次谐波、三次谐波等后续谐波进行衰减。当具有 230V_{AC} 输出时，为升压电感器选择 30% 的电流纹波系数。电感值通过 [方程式 16](#) 计算得出。

$$L \geq \frac{520 \text{ V}}{4 \times \left(\frac{4600 \text{ W}}{230 \text{ V}} \right) \times \sqrt{2} \times 0.3 \times 87000 \text{ Hz}} \quad (16)$$

计算出等于 176 μH 的电感值。本设计选择 Bourns 145453，这是一个额定值为 87 $\mu\text{H}/20_{\text{RMS}}$ 的电感器。电感器在两个桥臂上进行拆分，以提供更好的共模能力。通常，升压电感器对差分 and 共模噪声有影响。

• C_X 电容选择

X 类 (C_X) 和 Y 类 (C_Y) 电容器是经过安全认证的电容器，通常用于交流线路滤波应用，有助于尽可能减少产生的 EMI。此外，X 电容器连接在相线和中性线之间，以防止差模干扰，而 Y 电容器旨在滤除共模噪声。共模扼流圈可以使用共模噪声抑制功能。

C_X 是连接在线间或相线到中性线之间的电容器。这些电容器的目的是衰减从直流/交流注入电网的差模噪声。这些电容器的值是在为电网提供的无功功率与差模衰减之间进行权衡的结果。默认情况下，注入电网的无功功率等于 [方程式 17](#)。

$$Q = V_g^2 \times 2\pi f_g \times C_X \quad (17)$$

在负载为 10% 时，功率因数设置为 0.9 (26°)，这是一项要求。因此，可限制无功功率的数量，由 [方程式 18](#) 给出。

$$Q_{max} = 0.1 \times P_{nom} \times \tan \phi \quad (18)$$

最大电容值可根据 [方程式 17](#) 和 [方程式 18](#) 计算得出，结果等于 13.5 μF 。分别选择了两个值均为 4.7 μF 的 C_X 电容器。

• C_Y 电容选择

有必要检测小的漏电流 (通常为 5mA 至 30mA) 并足够快 (<30ms) 地断开，以防止器件损坏或触电。针对漏电流问题的某些标准规定，如果 100mA 的漏电流值持续长达 0.04s，采用无变压器逆变器的 PV 系统必须停止服务。当接近地面的总电容为 13.6nF 时，通过 Y 电容的漏电流可以根据 [方程式 19](#) 计算得出。

$$I_{Y-cap} = V \times 2\pi f_g \times C_Y \quad (19)$$

对于 230V_{RMS} 的电网电压，该值为 0.98mA < 30mA，因此满足系统要求。

• EMI 滤波器设计

以下 EMI 滤波器旨在衰减注入电网的差模和共模噪声。可在共模和差模域中分析 EMI 滤波器。根据 [图 3-12](#) 中所示的 EMI 滤波器，可以推导等效共模和差模电路，分别如 a) 和 b) 部分所示，其中 L_σ 表示共模扼流圈的漏电感。

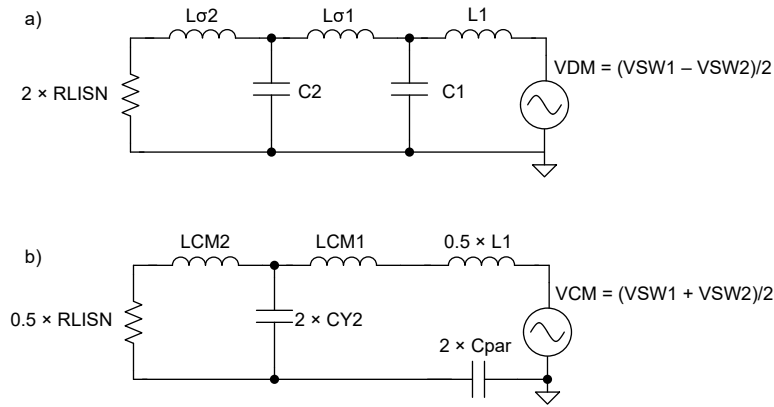


图 3-12. EMI 滤波器设计

- a. 等效差模模型
- b. 等效共模模型

第一个要衰减的关键频率是 174kHz。由于 87kHz 不在 EMI 屏蔽范围内，因此未考虑该值。

表 3-4. DM/CM 模式下所需的衰减

衰减	值
174kHz 时的差模衰减	87dB
174kHz 时的共模衰减	83dB

设计了一个 EMI 滤波器，其值如表 3-5 中所列。

表 3-5. EMI 滤波器值

参数	值
L1	87 μH
CX1	4.7 μF
Lcm1	Lcm 4mH、Lσ 4 μH
CX2	4.7 μF
Lcm2	Lcm 4mH、Lσ 4 μH
CY2	6.8nF

此 EMI 滤波器使用了两个 Bourns CMC (047708)。

• 直流链路电容

在单相应用中，存在来自电网的电源纹波，并会导致直流链路上出现电压纹波。使用方程式 20 计算直流链路电容值。

$$C_{out} \geq \frac{4600 \text{ W}}{2 \times 400 \times \pi \times 50 \text{ Hz} \times 46 \text{ V}} \quad (20)$$

在 4.6kW、400V 和 50Hz 工作条件下，计算出 800 μF 的总电容。为该应用选择了 5 个 ALH82(1)161DD600 器件。另请注意，通过电解电容器的纹波电流可由所用的电容器模型来处理。

3.3 主要产品

3.3.1 TMDSCNCD280039C - TMS320F280039C 评估模块 C2000™ MCU controlCARD™

德州仪器 (TI) 的 F280039C controlCARD (控制卡) (TMDSCNCD280039C) 提供了一种了解并实验 F28003x 器件的好方法。F28003x 器件是 TI 的 C2000™ 微控制器 (MCU) 系列成员。此 120 引脚 controlCARD 旨在提供滤波良好的稳健设计, 能够在大多数环境中工作。

controlCARD™ 具有以下特性:

- F280039C 微控制器 - 高性能 C2000 微控制器位于 controlCARD 上
- 120 引脚 HSEC8 边缘卡接口 - 可兼容 C2000 的所有 180 引脚 controlCARD 类应用套件和 controlCARD。
- 内置隔离式 JTAG 仿真 - 通过 XDS110 仿真器提供的接口轻松连接 Code Composer Studio™, 不需要使用额外的硬件。切换开关允许使用外部 JTAG 仿真器。
- 内置隔离式电源 - 从 USB Type-C® 连接器通过隔离栅传递 5V 电源。允许 controlCARD 完全由 USB Type-C 连接器供电和运行。F280039C 与 USB 端口完全隔离。
- 电源自动开关 - controlCARD 会自动切换到外部 5V 电源 (如有)。无需额外配置。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [TMDSCNCD280039C](#) 产品页面。

3.3.2 LMG3522R030 具有集成式驱动器、保护和温度报告功能的 650V 30mΩ GaN FET

LMG3522R030 GaN FET 具有集成式驱动器和保护功能, 适用于开关模式电源转换器, 可让设计人员实现更高水平的功率密度和效率。LMG3522R030 集成了一个硅驱动器, 可实现高达 150V/ns 的开关速度。与分立式硅栅极驱动器相比, TI 的集成式精密栅极偏置可实现更高的开关 SOA。这种集成特性与 TI 的低电感封装技术相结合, 可在硬开关电源拓扑中提供干净的开关和超小的振铃。可调栅极驱动强度允许将压摆率控制在 20V/ns 至 150V/ns 之间, 这可用于主动控制 EMI 并优化开关性能。高级电源管理功能包括数字温度报告和故障检测。GaN FET 的温度通过可变占空比 PWM 输出进行报告, 这可简化器件加载管理。报告的故障包括过热、过流和 UVLO 监控。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [LMG3522R030](#) 产品页面。

3.3.3 TMCS1123 - 精密霍尔效应电流传感器

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的最大总误差小于 1.75%, 或在一次性室温校准 (同时包括寿命和温度漂移) 的情况下的最大总误差小于 1%。交流或直流输入电流流经内部导体, 所产生的磁场可由集成式片上霍尔效应传感器进行测量。无磁芯结构消除了对磁集中器的需求。差分霍尔传感器可抑制外部杂散磁场产生的干扰。低导体电阻将可测量电流范围提高至 ±96 A, 同时更大程度地降低功率损耗并降低散热要求。绝缘能够承受 5000V_{RMS}, 加上最小 8.1mm 的爬电距离和电气间隙, 可提供高达 1100VDC 的可靠寿命增强型工作电压。集成式屏蔽可提供出色的共模抑制和瞬态抗扰度。固定的灵敏度使 TMCS1123 能够通过单个 3V 至 5.5V 的电源运行, 因此消除了辐射测量误差并提高了电源噪声抑制能力。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [TMCS1123](#) 产品页面。

3.3.4 AMC1302 - 具有 ±50mV 输入电压的增强型隔离式精密放大器

AMC1302 是一款隔离式精密放大器, 此放大器的输出与输入电路由抗电磁干扰性能极强的隔离层隔开。该隔离栅经认证可提供高达 5kV_{RMS} 的增强型电隔离, 符合 VDE V 0884-11 和 UL1577 标准, 并且可支持最高 1.5kV_{RMS} 的工作电压。该隔离栅可将系统中以不同共模电压电平运行的各器件隔开, 并保护电压较低的器件免受高电压冲击。AMC1302 的输入针对直接连接低阻抗分流电阻器或其他具有低信号电平的低阻抗电压源的情况进行了优化。出色的直流精度和低温漂支持在 -40°C 至 +125°C 的扩展工业级工作温度范围内, 在 PFC 级、直流/直流转换器、交流电机和伺服驱动器中进行精确的电流控制。集成的无分流器和无高侧电源检测特性可简化系统级设计和诊断。

有关该器件的更多详细信息, 请参阅 [AMC1302](#) 产品页面。

3.3.5 ISO7741 EMC 性能优异的四通道、3 个正向、1 个反向增强型数字隔离器

ISO7741 器件是高性能、四通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的 $5000V_{RMS}$ (DW 封装) 和 $3000V_{RMS}$ (DBQ 封装) 隔离额定值。该系列包含的器件具有符合 VDE、CSA、TUV 和 CQC 标准的增强绝缘等级。

ISO7741B 器件专为仅需要基本绝缘额定值的应用而设计。在隔离 CMOS 或 LVCMOS 数字 I/O 时，ISO774x 器件可在低功耗下提供高电磁抗扰度和低辐射。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 (SiO_2) 绝缘栅相隔离。这些器件配有使能引脚，可用于将各自输出置于高阻态以适用于多主驱动应用中，并降低功耗。ISO7740 器件具有四条方向全部相同的通道，ISO7741 器件具有三条正向通道和一条反向通道，而 ISO7742 器件具有两条正向通道和两条反向通道。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [ISO7741](#) 产品页面。

3.3.6 ISO7762 EMC 性能优异的六通道、4 个正向、2 个反向增强型数字隔离器

ISO7762 器件是高性能六通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 的 $5000V_{RMS}$ (DW 封装) 和 $3000V_{RMS}$ (DBQ 封装) 隔离额定值。该系列器件还通过了 VDE、CSA、TUV 和 CQC 认证。在隔离 CMOS 或 LVCMOS 数字 I/O 时，ISO776x 系列器件可提供高电磁抗扰度和低辐射，并具备低功耗特性。每个隔离通道都有一个由二氧化硅 (SiO_2) 绝缘栅分开的逻辑输入和逻辑输出缓冲器。ISO776x 系列器件采用所有可能的引脚配置，因此所有六个通道都可以处于同一方向，或者一个、两个或三个通道处于反向，而其余通道处于正向。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [ISO7762](#) 产品页面。

3.3.7 UCC14131-Q1 汽车类、1.5W、12V 至 15V V_{IN} 、12V 至 15V V_{OUT} 、高密度、> $5kV_{RMS}$ 隔离式直流/直流模块

UCC14131-Q1 是一款符合汽车标准的高隔离电压直流/直流电源模块，旨在为 GaN、IGBT、SiC 或 Si 栅极驱动器供电。UCC14131-Q1 集成了一个变压器和一个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。该器件可通过 12V 稳压输入提供隔离式 12V 输出，用于驱动 GaN 和 Si MOSFET，以及通过 15V 稳压输入提供隔离式 15V 或 18V 输出，以便偏置 SiC MOSFET 或 IGBT 的驱动器电路。高精度可提供更好的通道增强，从而实现更高的系统效率，而又不会对功率器件栅极造成过应力。UCC14131-Q1 可以高效地提供高达 1.5W (典型值) 的隔离式输出功率。该模块需要非常少的外部元件，并且具有片上器件保护功能，可提供额外的特性，例如输入欠压锁定、过压锁定、输出电压电源正常比较器、过热关断、软启动超时、可调隔离式正负输出电压、使能引脚和开漏输出电源正常引脚。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [UCC14131-Q1](#) 产品页面。

3.3.8 ISOW1044 具有集成直流/直流电源的低辐射、 $5kV_{RMS}$ 隔离式 CAN FD 收发器

ISOW1044 器件是一款电隔离式控制器局域网 (CAN) 收发器，内置隔离式直流/直流转换器，无需在空间受限的隔离式设计中使用单独的隔离式电源。低发射、隔离式直流/直流转换器符合 CISPR 32 辐射发射 B 类标准，在简单的两层 PCB 上仅使用两个铁氧体磁珠。额外的 20mA 输出电流可用于为板上的其他电路供电。该器件具有一个集成的 10Mbps GPIO 通道，有助于去除用于诊断、LED 指示或电源监控的额外数字隔离器或光耦合器。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [ISOW1044](#) 产品页面。

3.3.9 ISOW1412 具有集成电源的低辐射、500kbps、增强型隔离式 RS-485、RS-422 收发器

ISOW1412 器件是电隔离 RS-485、RS-422 收发器，内置隔离式直流/直流转换器，无需在空间受限的隔离式设计中使用单独的隔离式电源。低辐射、隔离式直流/直流转换器符合 CISPR 32 辐射发射 B 类标准，在简单的两层 PCB 上仅使用两个铁氧体磁珠。额外的 20mA 输出电流可用于为板上的其他电路供电。集成的 2Mbps GPIO 通道有助于去除用于诊断、LED 指示或电源监控的任何额外数字隔离器或光耦合器。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [ISOW1412](#) 产品页面。

3.3.10 OPA4388 四通道、10MHz、CMOS、零漂移、零交叉、真 RRIO 精密运算放大器

OPA4388 精密运算放大器是一款超低噪声、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 $0.25\mu V$ 的失调电压以及 $0.005\mu V/^\circ C$ 的温漂相结合，使得 OPA4388 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。该设计在驱动模数转换器 (ADC) 时具有出色的性能，而不会降低线性度。OPA388 (单通道版本) 提供 VSSOP-8、SOT23-5 和 SOIC-8 三种封装。

OPA2388 (双通道版本) 提供 VSSOP-8 和 SO-8 两种封装。OPA4388 (四通道版本) 提供 TSSOP-14 和 SO-14 两种封装。所有版本的额定工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [OPA4388](#) 产品页面。

3.3.11 OPA2388 双通道、10MHz、CMOS、零漂移、零交叉、真 RRIO 精密运算放大器

OPA2388 精密运算放大器是一款超低噪声、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 $0.25\mu\text{V}$ 的失调电压以及 $0.005\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 的温漂相结合，使得 OPA2388 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。该设计在驱动模数转换器 (ADC) 时具有出色的性能，而不会降低线性度。OPA388 (单通道版本) 提供 VSSOP-8、SOT23-5 和 SOIC-8 三种封装。OPA2388 (双通道版本) 提供 VSSOP-8 和 SO-8 两种封装。OPA4388 (四通道版本) 提供 TSSOP-14 和 SO-14 两种封装。所有版本的额定工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [OPA2388](#) 产品页面。

3.3.12 INA181 26V 双向 350kHz 电流检测放大器

INA181 是一款专为成本优化型应用而设计的电流检测放大器。该器件属于双向电流检测放大器 (也称为电流分流监控器) 系列，可在独立于电源电压的 -0.2V 至 $+26\text{V}$ 共模电压范围内检测电流检测电阻器两端的压降。INAx181 系列器件在四个固定增益器件选项中集成了匹配的电阻器增益网络： $20\text{V}/\text{V}$ 、 $50\text{V}/\text{V}$ 、 $100\text{V}/\text{V}$ 或 $200\text{V}/\text{V}$ 。此匹配的增益电阻网络可最大限度地减少增益误差，并降低温度漂移。这些器件由 2.7V 至 5.5V 单电源供电。单通道 INA181 消耗的最大电源电流为 $260\mu\text{A}$ ，而双通道 INA2181 消耗的最大电源电流为 $500\mu\text{A}$ ，四通道 INA4181 消耗的最大电源电流为 $900\mu\text{A}$ 。INA181 采用 6 引脚 SOT-23 封装。INA2181 采用 10 引脚 VSSOP 和 WSON 封装。INA4181 采用 20 引脚 TSSOP 封装。所有器件选项的额定扩展工作温度范围均为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 。

有关该器件的更多详细信息，请参阅 [INA181](#) 产品页面。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 硬件要求

此参考设计的硬件由以下各项组成：

- 1 块 TIDA-010938 直流/直流电路板
- 1 块 TIDA-010938 直流/交流电路板
- TMDSCNCD280039C 控制卡
- USB Type-C® 电缆
- USB 隔离器
- 笔记本电脑

对 DUT 供电和进行评估需要以下测试设备：

- 用作电路板初级电源的隔离式 12V、2A 工作台电源
- 2 个直流电源 (>500V , > 30A)
- 1 个直流负载 (>520V , > 30A)
- 1 个双向交流网格仿真器 (> 230V_{RMS} , 20A_{RMS})

4.2 注释

如果您具有 E1 版本的 TIDA-010938 直流/直流和交流/直流电路板，请进行以下更改，E2 版本实现了所有修改。

- 直流/直流电路板
 1. 将 C16 更改为 100nF
 2. 将 R144 更改为 1k Ω
 3. 将 C1 更改为 10 μ F
 4. 将 L18 更改为 (145454)
 5. 移除 R148、R160、R161、R162、R163、R164、R165 和 R166 电阻器并将其短接。
- 交流/直流电路板
 1. 将 U16 更改为 TMCS1123B1 版本
 2. 将继电器 K1 和 K2 更改为额定值为 20A 的继电器
 3. 将 F1 和 F2 保险丝更改为 25A 额定值
 4. 对 L11 和 L12 使用 CMC (047708)
 5. 添加一个额外的电解电容器 (除了 C2、C3、C4 和 C5) - ALALH82D161DD600
 6. 交换网络 (请参阅图 4-1)
 7. 将 R10、R30、R40、R44、R60 和 R74 更改为 56k Ω
 8. 将 C13、C26、C51、C41、C42、C59、C71、C96、C86 和 C87 更改为 330pF
 9. 将 R93 更改为 33k Ω
 10. 移除 R97，将 R98 更改为 0.1 Ω
 11. 将 L13 更改为具有更高直流电流和峰值电流额定值 (3A) 的功率电感器

COMMUNICATION WITH BATTERY

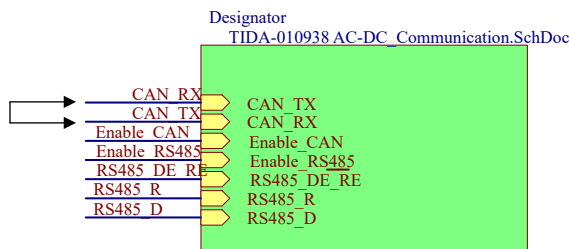


图 4-1. 交流/直流电路板的变化

4.3 测试设置

建议的测试顺序如下：

1. 直流/直流电路板，输入端有两个独立的直流电源，用于连接到输出端直流负载的升压级
2. 直流/直流电路板，输入端有直流电源，用于连接到输出端直流负载的双向直流/直流级
3. 直流/直流电路板，输出端有直流电源，输入端有直流负载，用于双向直流/直流级
4. 直流/交流部分，输入端有直流电源，输出端有电阻负载
5. 直流/交流部分，输入端有直流电源，输出端有交流负载
6. 两个电路板均在串式输入端使用两个独立直流电源，在输出端使用交流负载
7. 两个电路板均在串式输入端使用两个独立直流电源，在双向直流/直流级提供直流负载，在输出端使用交流负载

有关详细信息，请参阅软件用户指南。

4.3.1 升压级

图 4-2 展示了电路板的连接。出于安全原因，请确保在直流电源上选择正确的电压和电流限值。直流负载需要配置为具有所需电压和电流限值的恒压模式。直流/直流电路板的直流总线与直流/交流电路板相连，用于控制信号的连接也是如此。直流负载需要配置为恒压模式，直流总线电压为 520V，采用适当的限流。

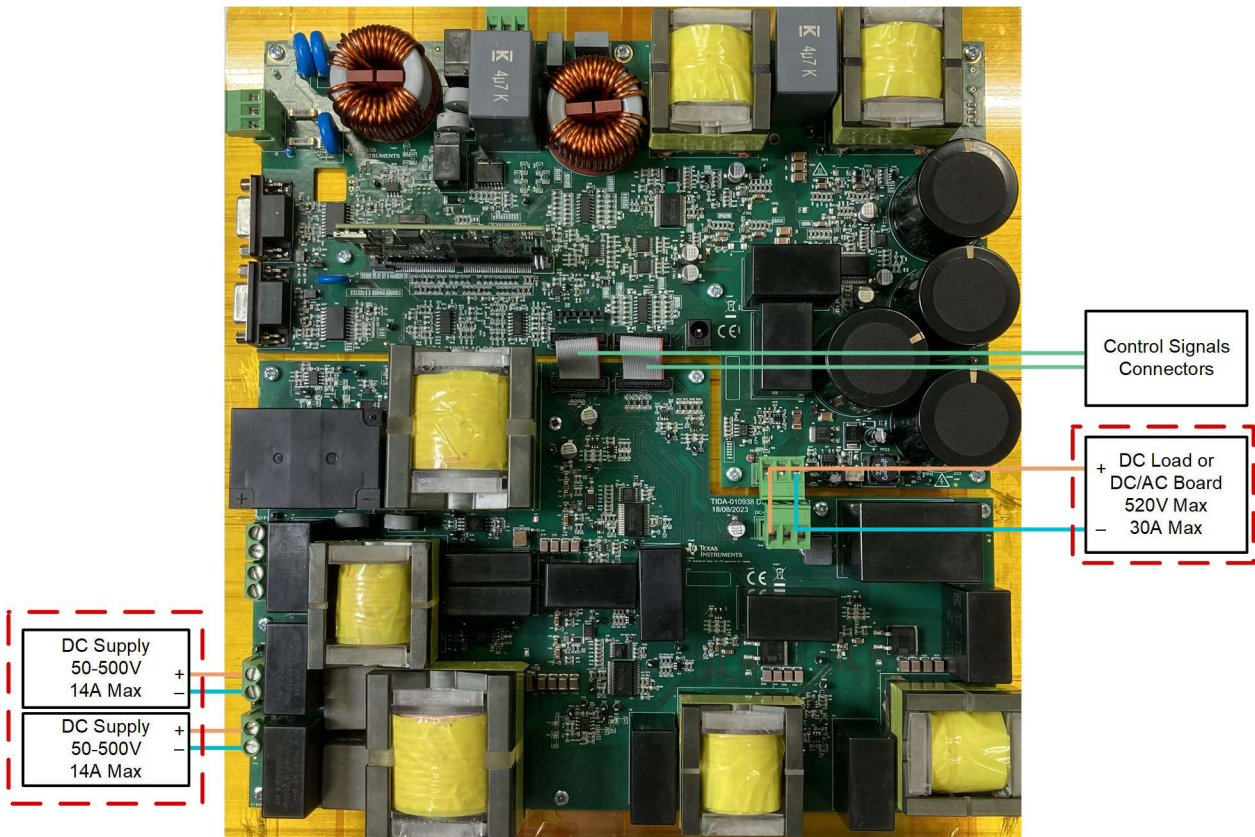


图 4-2. 用于测试升压转换器的连接

4.3.2 双向直流/直流级 - 降压模式

图 4-3 展示了电路板的连接。出于安全原因，请确保在直流电源上选择正确的电压和电流限值。直流负载需要配置为具有所需电压和电流限值的恒压模式。直流/直流电路板的直流总线与直流/交流电路板相连，用于控制信号的连接器也是如此。直流源需要配置为恒压模式，最大直流总线电压为 500V，最大电流为 30A。

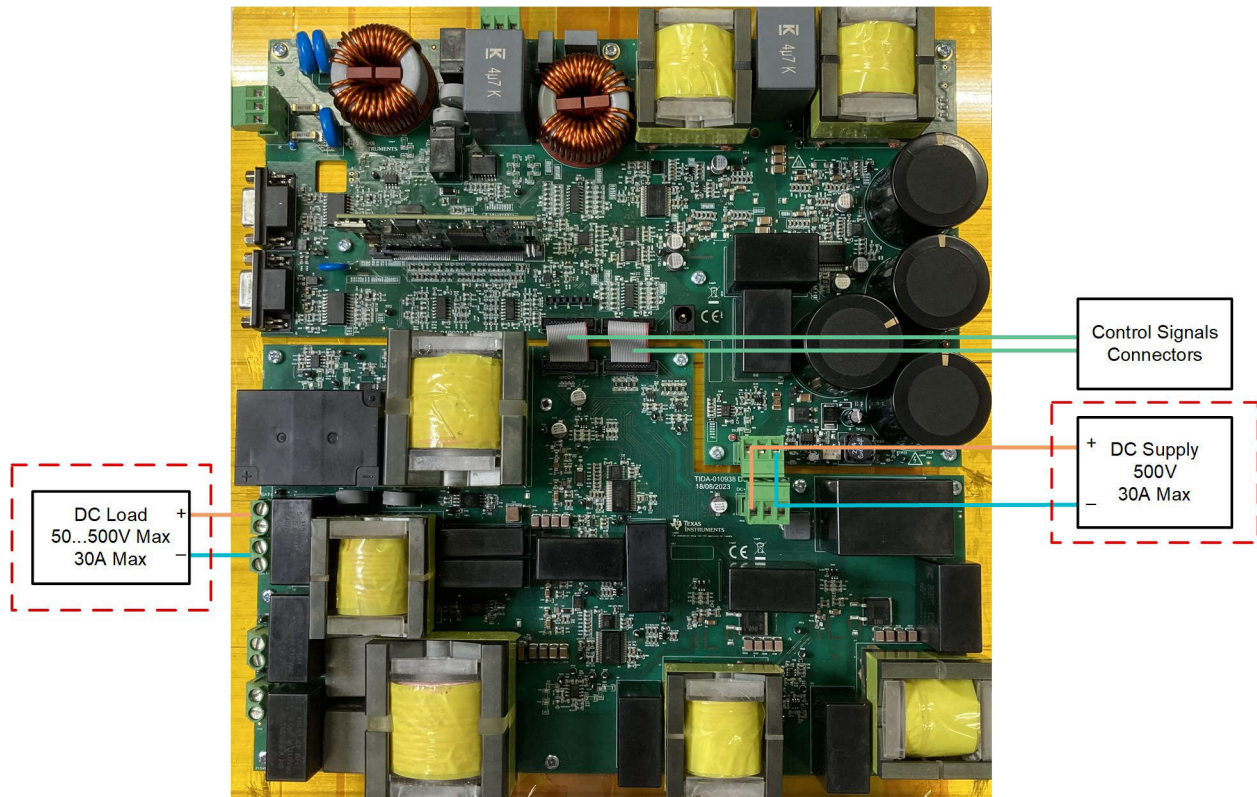


图 4-3. 用于在降压模式下测试双向直流/直流的连接

4.3.3 直流/交流级

注释

如果您具有 E1 版本的 TIDA-010938 交流/直流电路板，要以不同的调制方案运行系统，请进行以下硬件更改：

- **HERIC**

1. 对 R20、R22、R54、R56、R257、R269 进行拆焊并分别创建一个短接。

- **H 桥双极**

1. 对 R22 和 R56 进行拆焊并分别创建一个短接。
2. 对 R257 进行拆焊并创建一个短接。
3. 对 R269 进行拆焊并将 R269-2 连接到 R249-2。
4. 对 R20 进行拆焊并将 R20-2 连接到 R243-2。
5. 对 R54 进行拆焊并将 R54-2 连接到 R241-2。

- **H 桥单极**

1. 对 R22 和 R56 进行拆焊并分别创建一个短接。
2. 对 R257 和 R269 进行拆焊并分别创建一个短接。
3. 对 R35 进行拆焊并将 R35-2 连接到 R249-2。
4. 对 R69 进行拆焊并将 R69-2 连接到 R245-2。
5. 对 R20 进行拆焊并将 R20-2 连接到 R243-2。
6. 对 R54 进行拆焊并将 R54-2 连接到 R241-2。

如果您具有 E2 版本的 TIDA-010938 交流/直流电路板，要以不同的调制方案运行系统，请进行以下硬件更改：

- **HERIC**

1. 连接跳线 J22、J23、J24、J25 和 J26。

- H 桥双极

1. 连接跳线 J4、J5、J13、J21 和 J22。

- H 桥单极

1. 连接跳线 J4、J5、J13、J14 和 J20。

有关软件更改，请遵循软件用户指南。

图 4-4 展示了电路板的连接。出于安全原因，请确保在直流电源和交流电网仿真器上选择正确的电压和电流限值。直流电源需要配置为具有所需电压和电流限值的恒压模式。直流/直流电路板的直流总线与直流/交流电路板相连，用于控制信号的连接也是如此。双向交流电网仿真器配置有适当的电压、频率和电流设置。

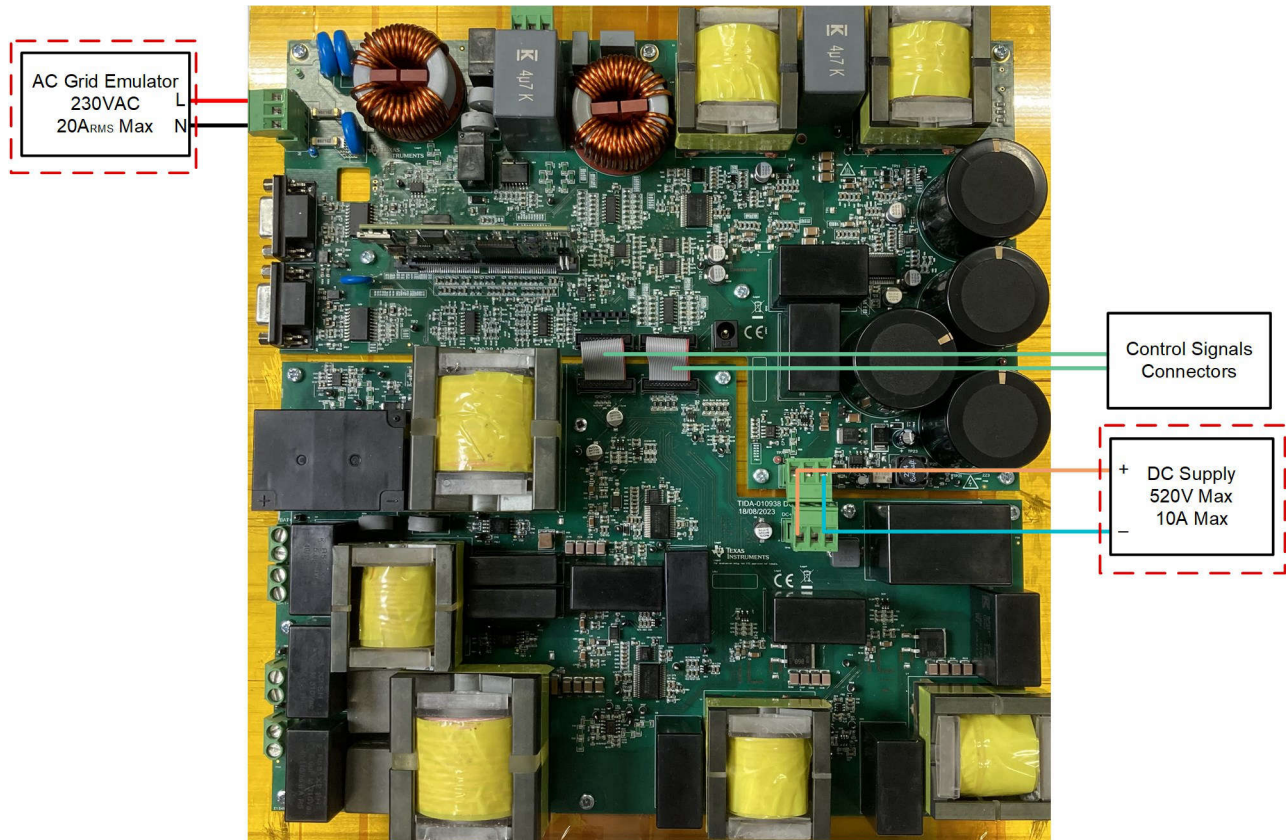


图 4-4. 用于测试直流/交流的连接

4.4 测试结果

4.4.1 升压转换器

按图 4-5 所示测量开关节点的电压。从图中可以看到尖锐的开关边缘，没有过冲和振铃。可以观察到上升时间约为 25ns。

C4 - 开关节点电压

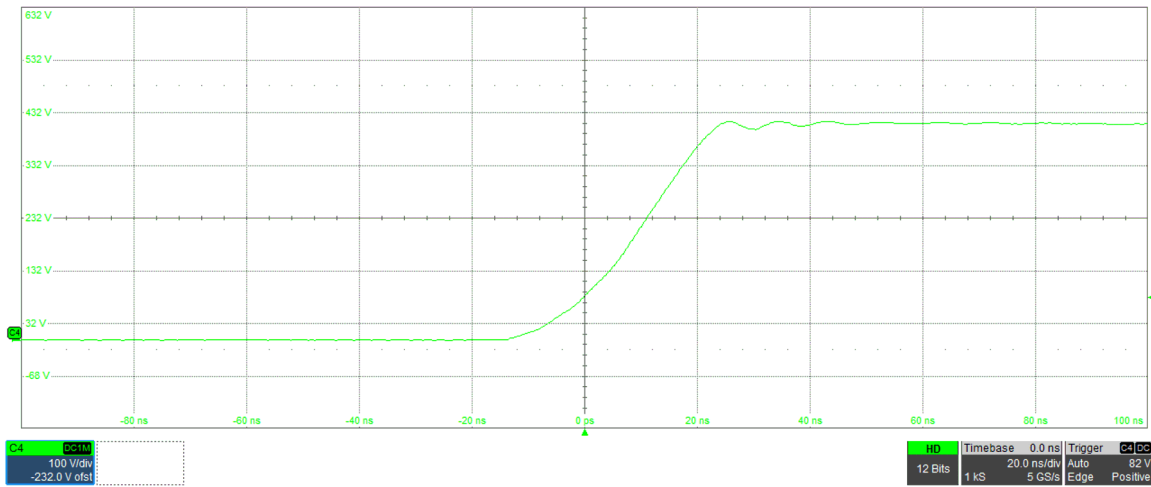


图 4-5. 升压开关节点

图 4-6 和表 4-1 展示了 400V 直流输出时的输入直流/直流升压转换器的效率。考虑的输入串电压为 50V、150V、200V、250V 和 350V。对于 200V 输入，实现的峰值效率为 98.9%，其中升压转换器展示了占空比为 50% 时最坏情况的纹波条件。从该表中可以看出，当输入电压为 350V 时，转换器的峰值和满载效率为 99.3%。

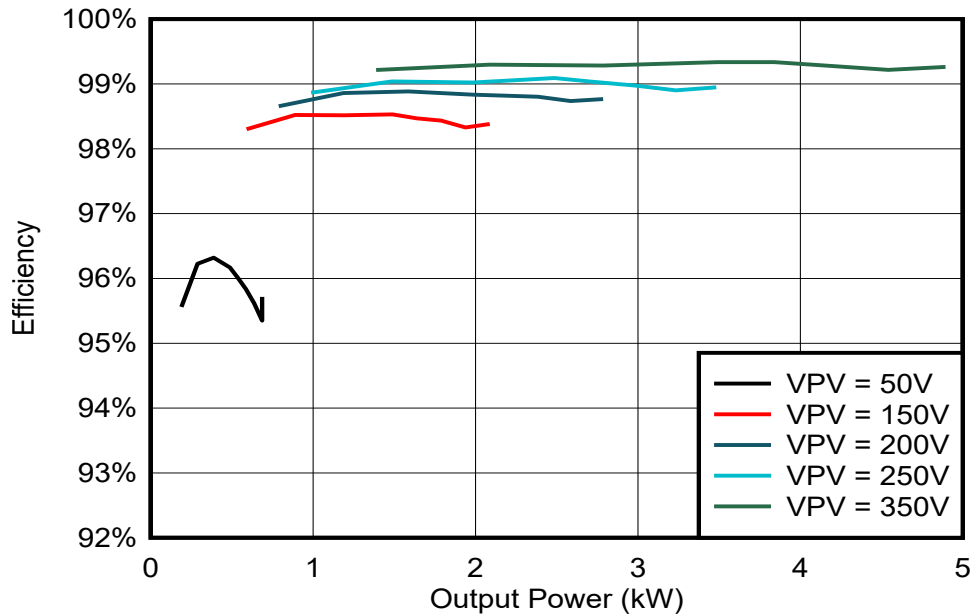


图 4-6. 升压转换器效率

表 4-1. 升压转换器效率

输出功率	效率 ($V_{PV}=50V$)	输出功率	效率 ($V_{PV}=150V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 200V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 250V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 350V$)
0.2kW	95.6%	0.6kW	98.3%	0.8kW	98.7%	1.0kW	98.9%	1.4kW	99.2%
0.3kW	96.2%	0.9kW	98.5%	1.2kW	98.9%	1.5kW	99.0%	2.1kW	99.3%
0.4kW	96.3%	1.2kW	99.5%	1.6kW	98.9%	2.0kW	99.0%	2.8kW	99.3%
0.5kW	96.2%	1.5kW	98.5%	2.0kW	98.8%	2.5kW	99.1%	3.5kW	99.3%
0.5kW	96.0%	1.6kW	98.5%	2.2kW	98.8%	2.7kW	99.0%	3.8kW	99.3%
0.6kW	95.8%	1.8kW	98.4%	2.4kW	98.8%	3.0kW	99.0%	4.2kW	99.3%
0.6kW	95.6%	1.9kW	98.3%	2.6kW	98.7%	3.2kW	98.9%	4.5kW	99.2%

表 4-1. 升压转换器效率 (续)

输出功率	效率 ($V_{PV}=50V$)	输出功率	效率 ($V_{PV}=150V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 200V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 250V$)	输出功率	效率 ($V_{IN} = 350V$)
0.7kW	95.4%	2.1kW	98.4%	2.8kW	98.8%	3.5kW	99.0%	4.9kW	99.3%
0.7kW	95.7%								

GaN 运行在最坏情况占空比 (例如, 从 50V 的 PV 串式输入转换到 400V 的直流链路电压) 下的 GaN 结温如图 4-7 所示。温度不会高于 68°C。

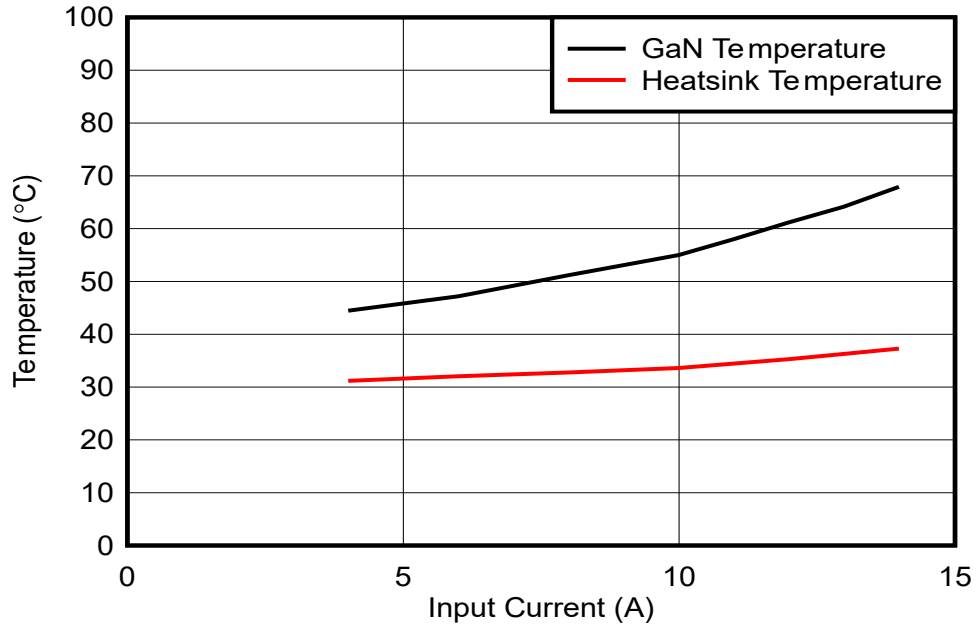


图 4-7. 升压转换器的 GaN v/s 散热器温度

4.4.2 双向直流/直流转换器

4.4.2.1 降压模式

图 4-8 和表 4-2 展示了在 400V 直流链路输出时，在降压模式下运行的双向直流/直流转换器的效率。所考虑的输入电池电压为 80V、160V、240V 和 320V，该表显示转换器可分别实现 97.9%、99.0%、99.2% 和 99.4% 的峰值效率。

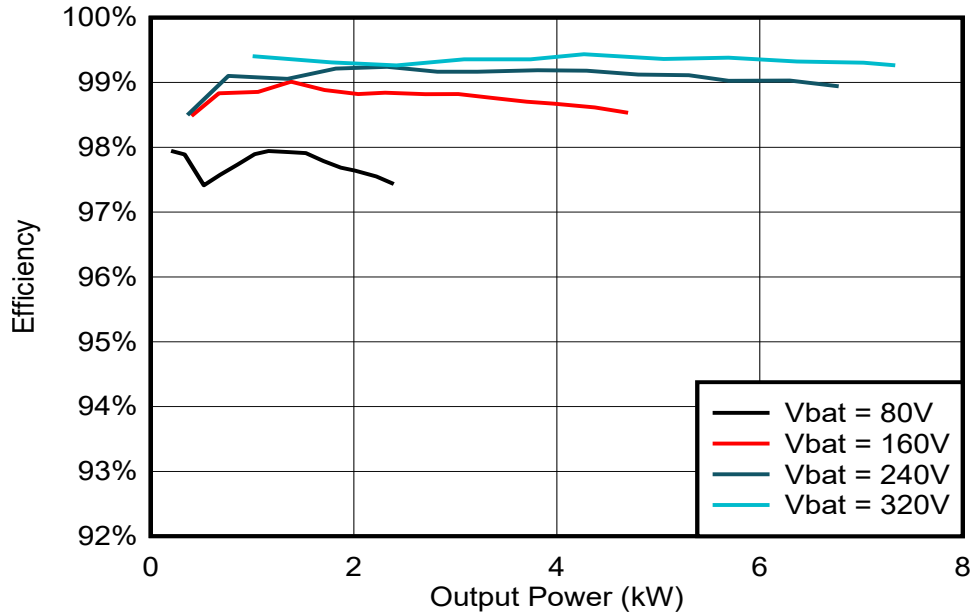


图 4-8. 降压模式下的双向直流/直流效率

表 4-2. 降压模式下的双向直流/直流效率

输出功率	效率 (V _{Bat} =80V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =160V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =240V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =320V)
0.2kW	97.9%	0.4kW	98.5%	0.4kW	98.5%	1.0kW	99.4%
0.3kW	97.9%	0.7kW	98.8%	0.8kW	99.1%	1.8kW	99.3%
0.5kW	97.4%	1.1kW	98.9%	1.3kW	99.1%	2.4kW	99.3%
0.7kW	97.6%	1.4kW	99.0%	1.8kW	99.2%	3.1kW	99.4%
0.9kW	97.7%	1.7kW	98.9%	2.3kW	99.2%	3.7kW	99.4%
1.0kW	97.9%	2.0kW	98.8%	2.8kW	99.2%	4.3kW	99.4%
1.2kW	97.9%	2.3kW	98.8%	3.2kW	99.2%	5.1kW	99.4%
1.4kW	97.9%	2.7kW	98.8%	3.8kW	99.2%	5.7kW	99.4%
1.5kW	97.9%	3.0kW	98.8%	4.3kW	99.2%	6.4kW	99.3%
1.7kW	97.8%	3.4kW	98.8%	4.8kW	99.1%	7.0kW	99.3%
1.9kW	97.7%	3.7kW	98.7%	5.3kW	99.1%	7.3kW	99.3%
2.0kW	97.6%	4.0kW	98.7%	5.7kW	99.0%		
2.2kW	97.6%	4.4kW	98.6%	6.3kW	99.0%		
2.4kW	97.4%	4.7kW	98.5%	6.8kW	98.9%		

4.4.2.2 升压模式

图 4-9 和表 4-3 展示了在 400V 直流链路输出时，在升压模式下运行的双向直流/直流转换器的效率。所考虑的输入电池电压为 80V、160V、240V 和 320V，该表显示转换器可分别实现 97.7%、98.8%、99.3% 和 99.5% 的峰值效率。

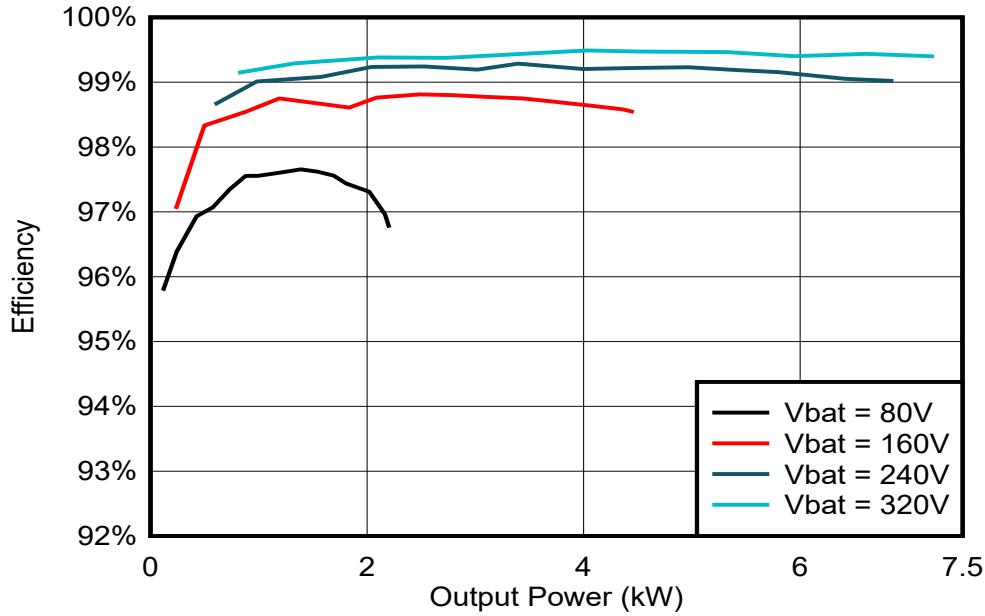


图 4-9. 升压模式下的双向直流/直流效率

表 4-3. 升压模式下的双向直流/直流效率

输出功率	效率 (V _{Bat} =80V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =160V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =240V)	输出功率	效率 (V _{Bat} =320V)
0.1kW	95.6%	0.2kW	97.0%	0.6kW	98.7%	0.8kW	99.1%
0.2kW	96.4%	0.5kW	98.3%	1.0kW	99.0%	1.3kW	99.3%
0.4kW	97.0%	0.9kW	98.5%	1.6kW	99.1%	2.1kW	99.4%
0.6kW	97.1%	1.2kW	98.8%	2.0kW	99.2%	2.7kW	99.4%
0.7kW	97.3%	1.8kW	98.6%	2.5kW	99.2%	3.4kW	99.4%
0.9kW	97.6%	2.1kW	98.8%	3.0kW	99.2%	4.0kW	99.5%
1.0kW	97.6%	2.5kW	98.8%	3.4kW	99.3%	4.5kW	99.5%
1.2kW	97.6%	2.8kW	98.8%	4.0kW	99.2%	5.3kW	99.5%
1.4kW	97.7%	3.1kW	98.8%	4.4kW	99.2%	5.9kW	99.4%
1.5kW	97.6%	3.4kW	98.8%	5.0kW	99.2%	6.6kW	99.4%
1.7kW	97.6%	3.7kW	98.7%	5.4kW	99.2%	7.2kW	99.4%
1.8kW	97.4%	4.1kW	98.6%	5.8kW	99.2%		
2.0kW	97.3%	4.4kW	98.6%	6.4kW	99.1%		
2.2kW	97.0%	4.5kW	98.5%	6.9kW	99.0%		
2.4kW	96.8%						

升压模式的结果与降压模式的结果类似，但低功耗时的损耗更高，因此效率较低。这是由于升压运行以及 GaN FET 在升压到更高电压时的更高损耗所致。

图 4-10 展示了在升压模式下转换器工作期间其中一个桥臂的开关节点的电压。从图中可以看到尖锐的开关边缘，没有过冲和振铃。可以观察到上升时间约为 30ns。

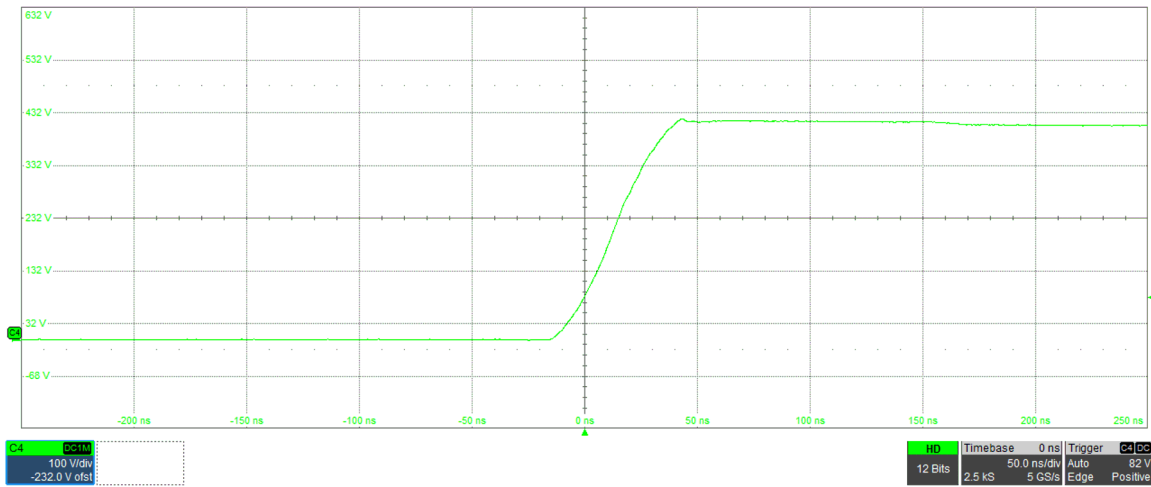


图 4-10. 升压模式下的双向直流/直流开关节点

GaN 结温如图 4-11 所示。其他 GaN 具有相似的温度曲线。这种运行对应于将 VBat 240V 转换为 400V 的直流链路电压。温度不会高于 70°C。

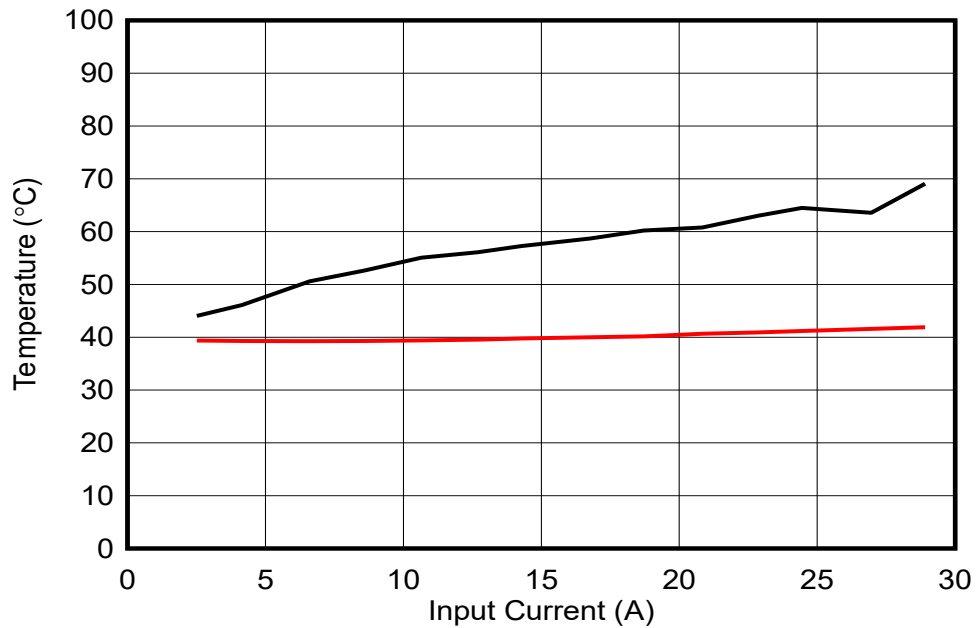


图 4-11. 双向直流/直流转换器的 GaN v/s 散热器温度

4.4.3 直流/交流转换器

在图 4-12 中，4.4kW 输出功率通过 400V 直流链路提供至 230VAC。线路电压和线路电流分别以黄色和粉色显示。请注意，电阻器中没有注入明显的电流纹波。该图还以绿色显示了 100Hz 频率下存在的直流链路电源纹波。

C1 - 输出电压，C2 - 输出电流，C4 - 直流总线电压

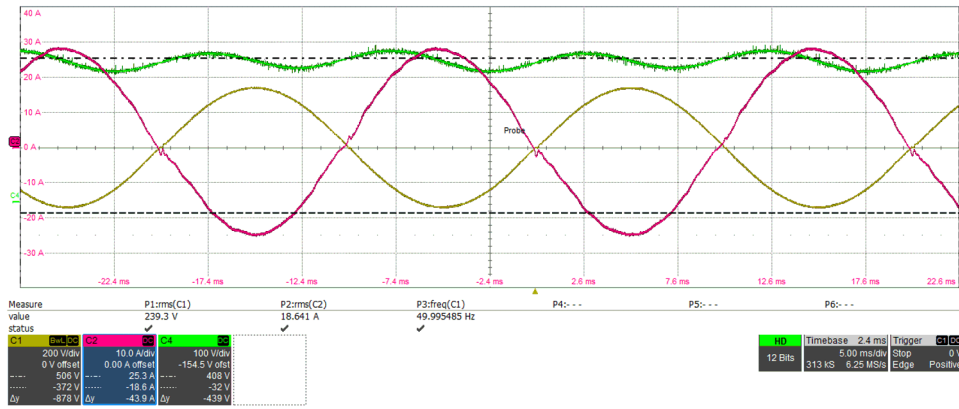


图 4-12. 直流/交流线路电压、线路电流和直流总线电压

图 4-13 和表 4-4 展示了从直流总线转换为 230V_{AC} 输出时的总体效率。下面讨论了所有三种调制方案 (即单极 H 桥、双极 H 桥和 HERIC 模式 H 桥) 的比较结果。

该表显示, H 桥单极模式下的参考设计在大约 2.4kW 和 400V 输入、 $\eta_{full-load}$ 为 98.2% 且 $\eta_{CEC} = 98.3%$ 时可实现 $\eta_{peak} = 98.4%$ 。

该表显示, H 桥双极模式下的参考设计在大约 2.8kW 和 400V 输入、 $\eta_{full-load}$ 为 97.9% 且 $\eta_{CEC} = 97.8%$ 时可实现 $\eta_{peak} = 98.1%$ 。

该表显示, HERIC 模式下的参考设计在大约 2.4kW 和 400V 输入、 $\eta_{full-load}$ 为 98.2% 且 $\eta_{CEC} = 98.4%$ 时可实现 $\eta_{peak} = 98.5%$ 。

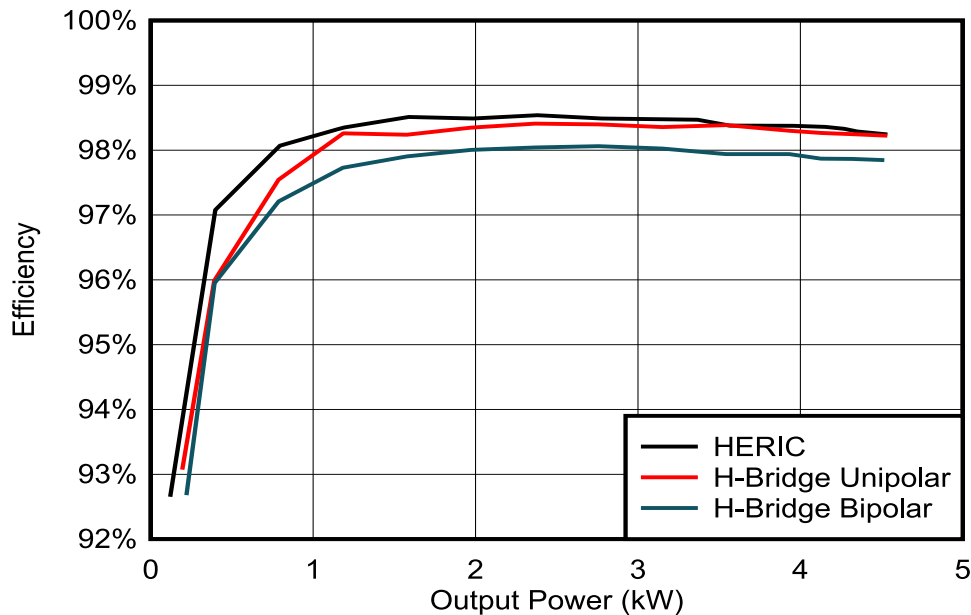


图 4-13. 直流/交流效率比较

表 4-4. 直流/交流效率

输出功率	效率 (H 桥单极)	输出功率	效率 (H 桥双极)	输出功率	效率 (HERIC)
0.2kW	93.1%	0.2kW	92.7%	0.1kW	92.7%
0.4kW	96.0%	0.4kW	95.9%	0.4kW	97.1%
0.8kW	97.5%	0.8kW	97.2%	0.8kW	98.1%
1.2kW	98.3%	1.2kW	97.7%	1.2kW	98.3%
1.6kW	98.2%	1.6kW	97.9%	1.2kW	98.4%

表 4-4. 直流/交流效率 (续)

输出功率	效率 (H 桥单极)	输出功率	效率 (H 桥双极)	输出功率	效率 (HERIC)
2.0kW	98.3%	2.0kW	98.0%	1.6kW	98.5%
2.4kW	98.4%	2.4kW	98.0%	2.0kW	98.5%
2.8kW	98.4%	2.8kW	98.1%	2.4kW	98.5%
3.2kW	98.4%	3.2kW	98.0%	2.8kW	98.5%
3.5kW	98.4%	3.5kW	97.9%	3.2kW	98.5%
3.9kW	98.3%	3.9kW	97.9%	3.4kW	98.5%
4.1kW	98.3%	4.1kW	97.9%	3.6kW	98.4%
4.3kW	98.2%	4.3kW	97.9%	4.0kW	98.4%
4.5kW	98.2%	4.5kW	97.8%	4.2kW	98.4%
				4.3kW	98.3%
				4.5kW	98.2%

此外, 采用单极调制方案时 H 桥开关节点电压的测量方式如图 4-14 所示。从图中可以看出, 即使开关速度达到 60kV/μs, 也没有检测到明显的过电压。可以观察到上升时间约为 6ns。

C1 - 线路电压, C2 - 线路电流, C3 - 直流总线电压, C4 - 开关节点电压

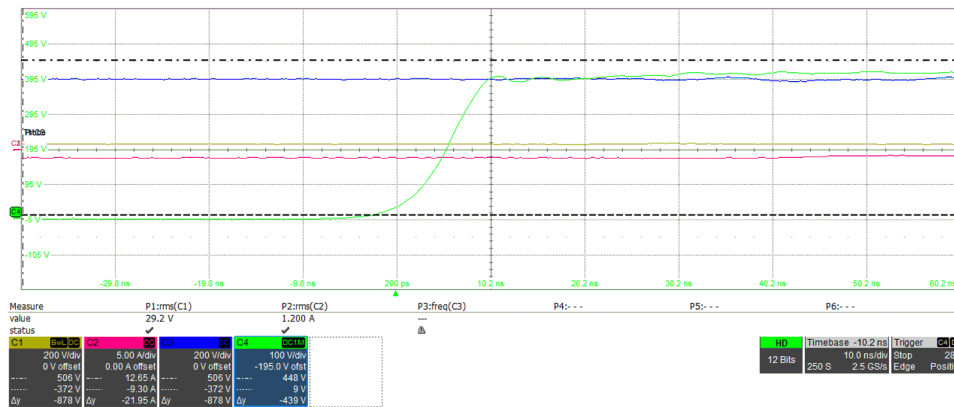


图 4-14. H 桥单极下的直流/交流开关节点

采用双极调制方案时 H 桥开关节点电压的测量方式如图 4-15 所示。从图中可以看出, 即使开关速度达到 60kV/μs, 也没有检测到明显的过电压。可以观察到上升时间约为 6.5ns。

C1 - 线路电压, C2 - 线路电流, C3 - 直流总线电压, C4 - 开关节点电压

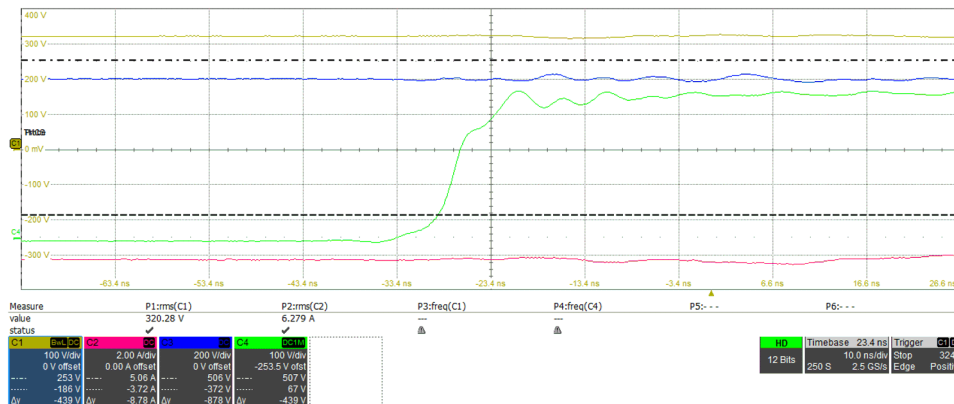


图 4-15. H 桥双极下的直流/交流开关节点

按图 4-16 所示测量了 HERIC 调制方案开关节点的电压。从拓扑角度来看，在 HERIC 模式下，由于正半个周期和负半个周期中存在额外的零电压状态，FET 两端的电压也会减半。我们可以看到开关节点电压从 200V 上升到 400V。在这种情况下，另一个开关节点的电压范围为 0V 至 200V。

C1 - 线路电压，C2 - 线路电流，C3 - 开关节点电压，C4 - 直流总线电压

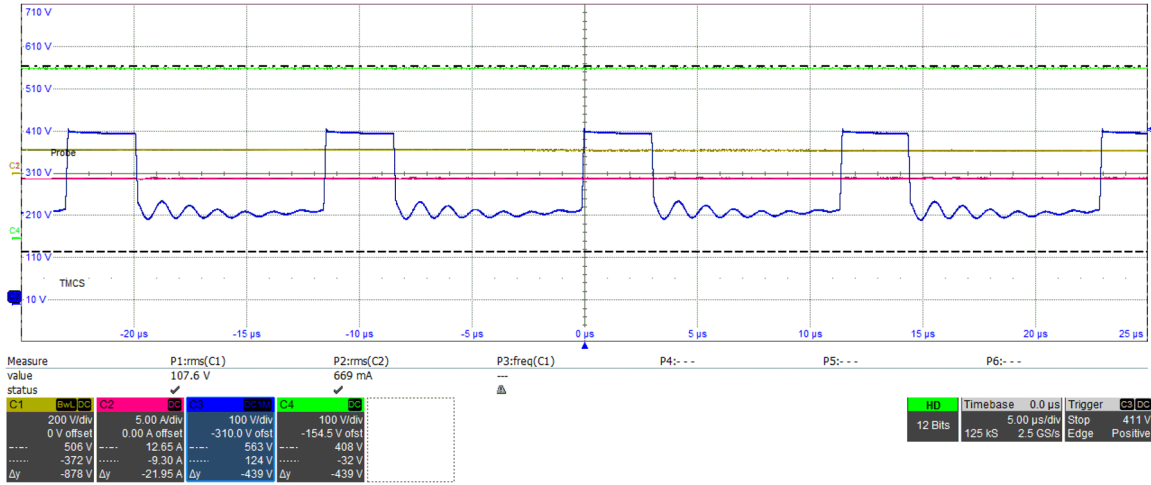


图 4-16. HERIC 下的直流/交流开关节点

相应调制方案的总谐波失真 (THD) 曲线也可在图 4-17 中看到。

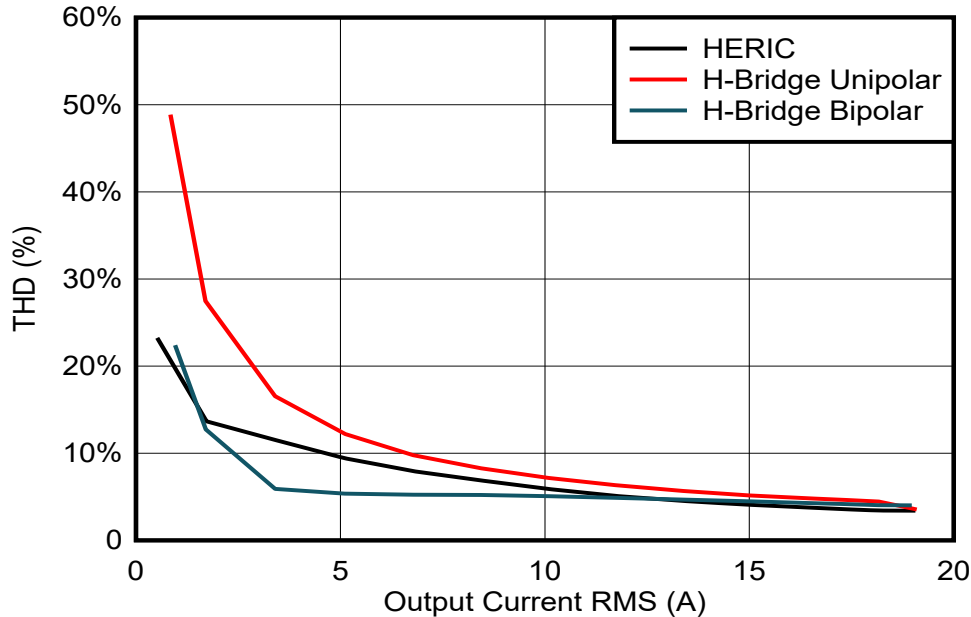


图 4-17. 直流/交流的总谐波失真

此外，单极拓扑的 GaN FET 结温如图 4-18 所示。其他 H 桥 GaN 具有相似的温度曲线。这种运行对应于将 400V 直流链路电压转换为 230V 电网。可以看到，温度没有超过 54°C。

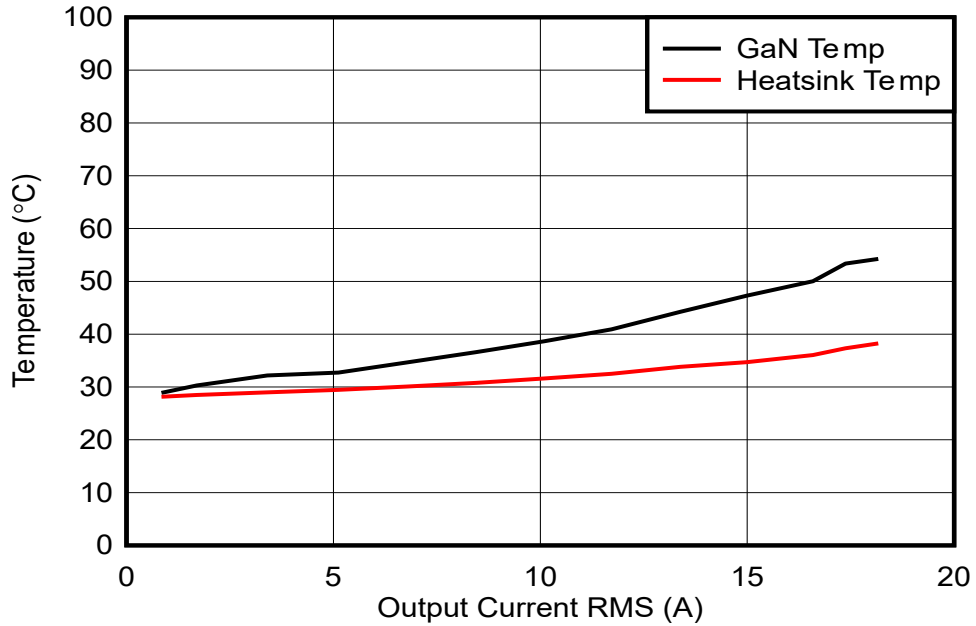


图 4-18. H 桥单极下的 GaN v/s 散热器温度

双极拓扑的 GaN FET 结温如图 4-19 所示。其他 H 桥 GaN 具有相似的温度曲线。这种运行对应于将 400V 直流链路电压转换为 230V 电网。可以看到，温度没有超过 70°C。

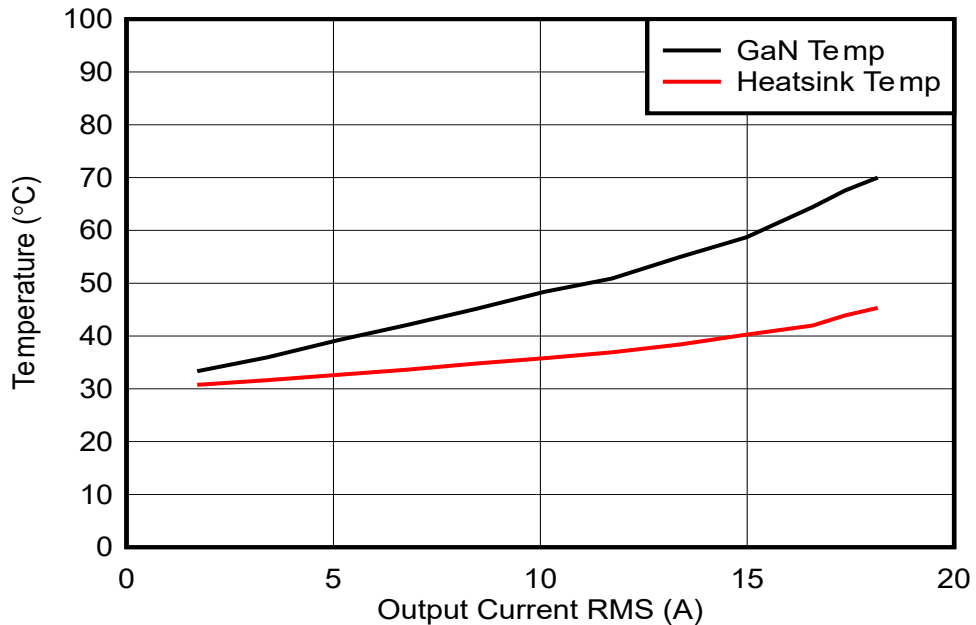


图 4-19. H 桥双极的 GaN v/s 散热器温度

HERIC 拓扑的 GaN FET 结温如图 4-20 所示。其他 H 桥 GaN 具有相似的温度曲线。这种运行对应于将 400V 直流链路电压转换为 230V 电网。温度不会高于 54°C。

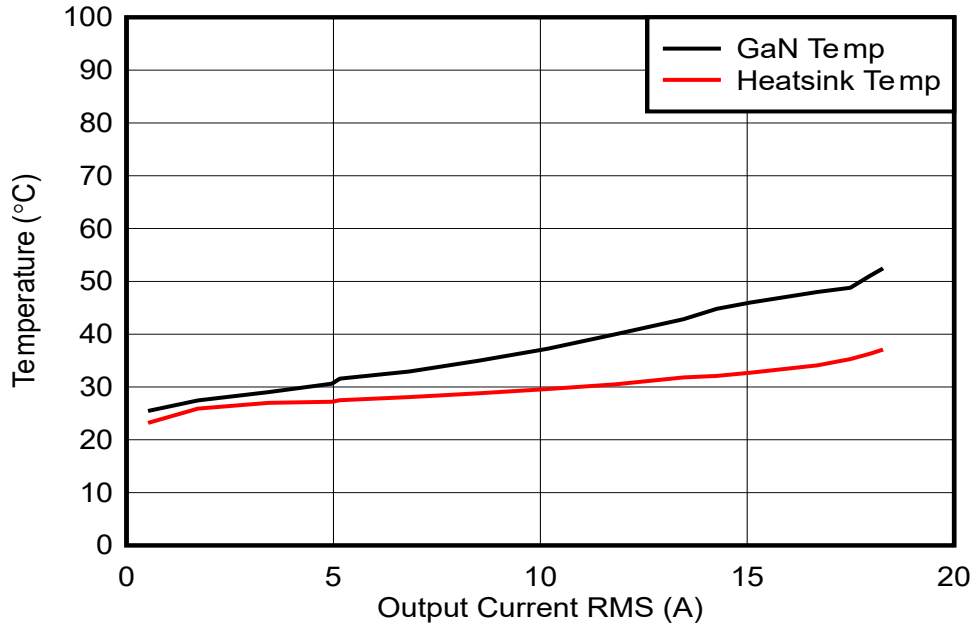


图 4-20. HERIC 的 GaN v/s 散热器温度

总之，采用双极调制的 H 桥和 HERIC 都是三级拓扑，因此可以降低 FET 两端的开关损耗；相比之下，采用双极调制方案的 H 桥是一种两级拓扑。HERIC 和双极调制中的 H 桥具有更好的共模抑制功能。单极会提供高共模电压，对于串式逆变器等无变压器系统，这可能会导致高漏电流。但是，对于类似的 EMI 滤波器设计，单极以一半的开关频率运行，并在输出端实现双倍频率。因此，在比较这三种拓扑时，需要考虑多个要点。

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

如需下载原理图，请参阅 [TIDA-010938](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010938](#) 的设计文件。

5.2 工具与软件

工具

[TMDSCNCD280039C](#) TMS320F280039C C2000™ MCU controlCARD™ 评估模块

软件

[Code Composer Studio™](#) 集成开发环境 (IDE)

5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[TMS320F280039C controlCARD 信息指南](#) 用户指南

5.4 支持资源

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

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

5.5 商标

C2000™, TI E2E™, controlCARD™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments. USB Type-C® is a registered trademark of USB Implementers Forum.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 关于作者

VEDATROYEE GHOSH 是德州仪器 (TI) 德国公司的系统工程师，她在能源基础设施团队中专注于太阳能领域。Vedatroyee 于 2023 年获得了德国慕尼黑工业大学电力工程硕士学位。

RICCARDO RUFFO 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，负责能源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。

ANDREAS LECHNER 是德州仪器 (TI) 能源基础设施系统工程师。Andreas 负责为全球能源基础设施领域的客户提供支持。Andreas 拥有德国兰茨胡特应用技术大学的硕士学位。

VSEVOLOD ELANTSEV 是德州仪器 (TI) 德国分公司的能源基础设施系统工程师。Vsevolod 专注于电源转换系统。Vsevolod 于 2011 年毕业于俄罗斯新切尔卡斯克的南俄罗斯国立技术大学。

7 修订历史记录

Changes from Revision * (April 2024) to Revision A (August 2024)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 将文档标题中的 7.2kW 更改为 10kW	1
• 更新了“说明”主题以反映串式输入和电池端口上的不同输入电压范围，并将 BESS 级的额定功率更新为 10kW 标称值，将交流/直流级的额定功率更新为 4.6kW.....	1
• 将文档标题中的 7.2kW 更改为 10kW	1
• 将功率密度更改为 2.5kW/L	1
• 更新了电路板尺寸并添加了设计的功率密度.....	2
• 更新了每个转换器级的主要规格.....	3
• 添加了具有升压转换器的 PV 输入 主题.....	4
• 添加了 双向直流/直流转换器 主题.....	5
• 添加了 直流/交流转换器 主题.....	7
• 添加了 系统设计原理 主题.....	9
• 更新了 系统概述 部分以反映最新的电路板规格.....	14
• 更新了相关部分以反映更新后的测试要求.....	27
• 更新了部分，以添加升压模式下的双向直流/直流转换器以及直流/交流转换器的测试结果.....	31

重要声明和免责声明

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

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

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

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

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司