

## Design Guide: TIDA-010933

## 基于 GaN 的 1.6kW 双向微型逆变器参考设计



## 说明

该参考设计实现了基于 GaN 的四通道 1.6kW 单相双向微型逆变器，支持四个相同的通道，直流侧电压高达 60V，电流为  $\pm 14A$ 。这些通道可以连接到光伏 (PV) 电池板或 48V 电池储能系统 (BESS)。在高压侧，该参考设计连接到单相交流电网。该参考设计通过双向固定频率 CLLC 转换器将低压侧和高压侧进行隔离。该参考设计的控制算法在 C2000™ MCU 中实施。

## 资源

<a href="#">TIDA-010933</a>	设计文件夹
<a href="#">LMG2100R044</a> 、 <a href="#">LMG3522R050</a>	产品文件夹
<a href="#">TMCS1123</a> 、 <a href="#">AMC3330</a>	产品文件夹
<a href="#">AMC1311</a> 、 <a href="#">ISO6741</a> 、 <a href="#">UCC21540</a>	产品文件夹
<a href="#">TMDSNCD280039C</a>	工具文件夹

## 特性

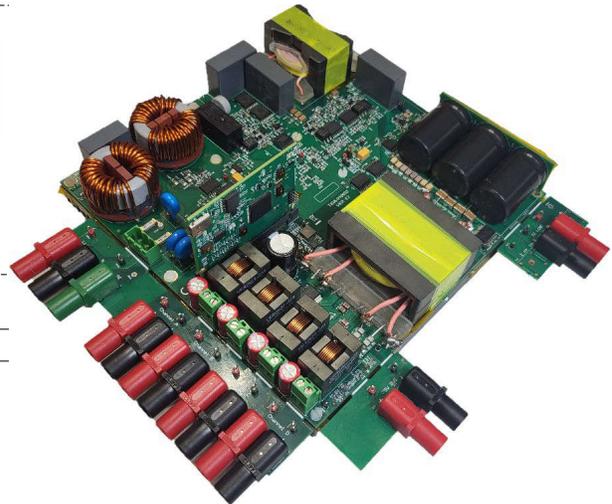
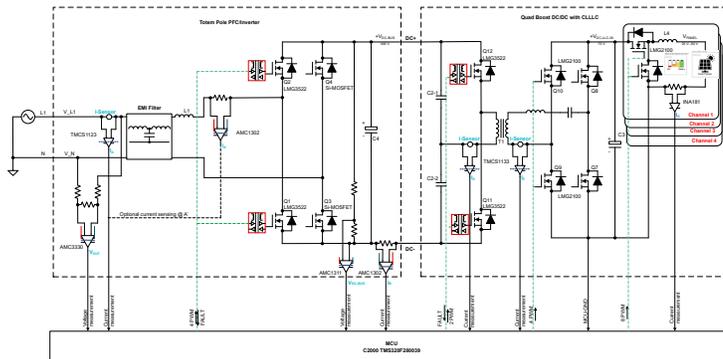
- 四个通道，用于连接 PV 或 48V BESS
- 高功率密度，高达 1kW/L
- 支持双向功率流和无功率补偿
- 在单个控制器中实施数字控制：TMS320F280039C
- 工业级温度范围 ( -40°C 至 +85°C )

## 应用

- [微型逆变器](#)
- [电源转换系统 \(PCS\)](#)



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家



## 1 系统说明

为了满足能源可持续性和安全性的要求，人们对可再生能源（如太阳能）和储能系统的需求呈加速趋势。在住宅使用案例中，微型逆变器能够在成本和效率以及简单的终端用户安装方面达到很好的平衡。从另一方面来看，由于此终端设备中缺少双向转换器，储能系统成为现有微型逆变器的一大难题。

此参考设计旨在展示具有完全双向功率流的 4 通道微型逆变器将 PV 输入功能与 48V BESS 相结合的可行实施方案。

此设计包含三个主要级：

- PV 或电池输入，使用具有单个 MPPT 功能的直流/直流转换器
- 隔离式电容器-电感器-电感器-电感器-电容器 (CLLLC) 转换器
- 图腾柱直流/交流转换器

每一级均基于 GaN 技术，可实现高功率密度和效率。

此设计包含四个输入直流/直流转换器、一个隔离式 CLLLC 转换器和一个图腾柱直流/交流转换器。电路板上的所有直流/直流转换级都基于 TI 的顶部冷却 GaN 器件，并放置在电路板的底部。这样可以将功率损耗分散到散热器中。

直流/交流部分包含直流链路电解电容器、图腾柱直流/交流转换器、预充电电路和 EMI 滤波器。图腾柱直流/交流的高频分支基于 TI 的顶部冷却 GaN 器件。

电路板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。该设计应在静态冷却条件下工作，电路板尺寸为 28mm × 200mm × 200mm。系统整体尺寸为 40mm × 200mm × 200mm，因此体积为 1.6 升。计算得出的功率密度为每升 1kW。

### 1.1 具有直流/直流转换器的 PV 或电池输入

每个连接到微型逆变器参考设计的 PV 电池板或电池都会在输入端产生不同的电压。

该设计具有四个输入级，其中每个输入级可作为以下器件独立运行：

- 直流/直流升压转换器，可将电源从输入端传输到内部 75V 电源轨
- 直流/直流降压转换器，可将电源从 75V 电源轨传输到输入端

这些输入级控制输入电压和电流，并且可为每个 PV 电池板实施最大功率点跟踪 (MPPT) 算法。每个输入都有三种可能的使用案例：

- 带单个 MPPT 的 PV 电池板连接
- 电池充电
- 电池放电

图 1-1 展示了输入通道方框图。

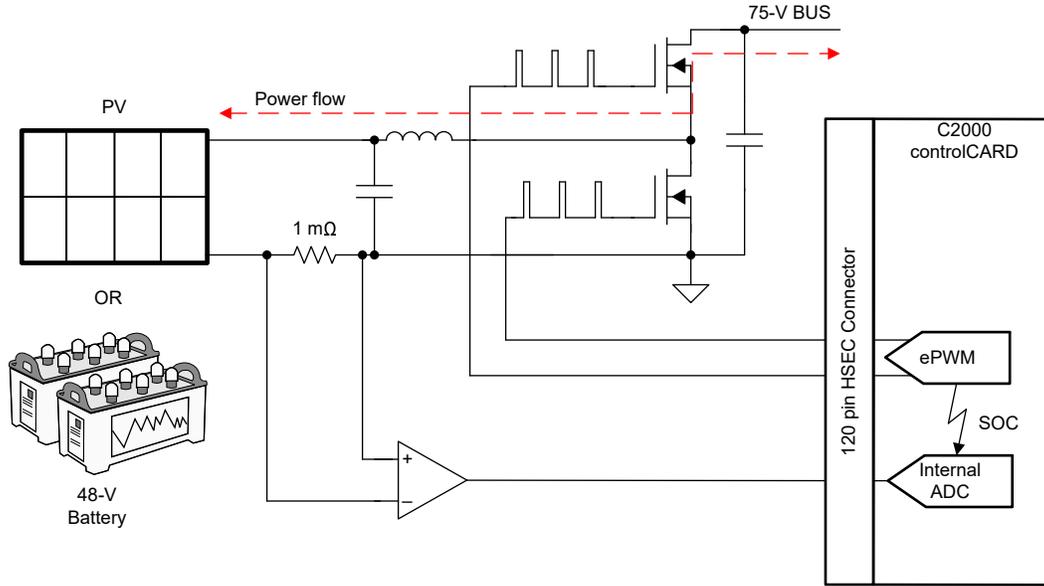


图 1-1. 输入通道方框图

## 1.2 隔离和 CLLLC 转换器

由于以下各种原因，微型逆变器需要在 PV 电池板和交流电网之间进行隔离：

- 电气安全
- 减少电池板和电网之间的共模电流流动
- 高输入或输出电压比

从安全的角度来看，终端用户会触摸 PV 电池板，因此隔离可以减少触电危险。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。这种巨大的表面会导致电池板和地面之间产生高寄生电容（高达 200nF/kW）。如果没有充分降低转换器的共模电压，这个寄生电容会导致高共模电流流入系统。显著减少系统中流动的寄生电流的一种常见策略是在电池板和电网之间增加隔离级。

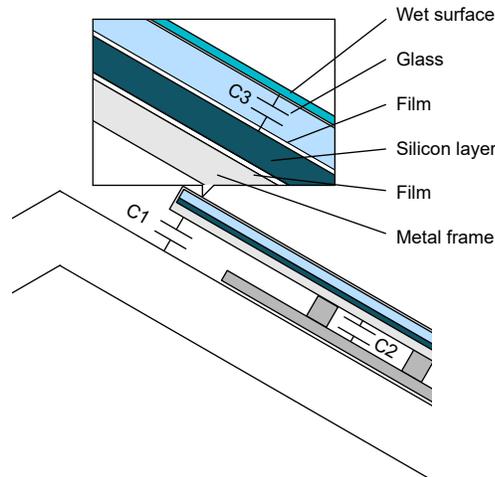


图 1-2. PV 电池板寄生电容

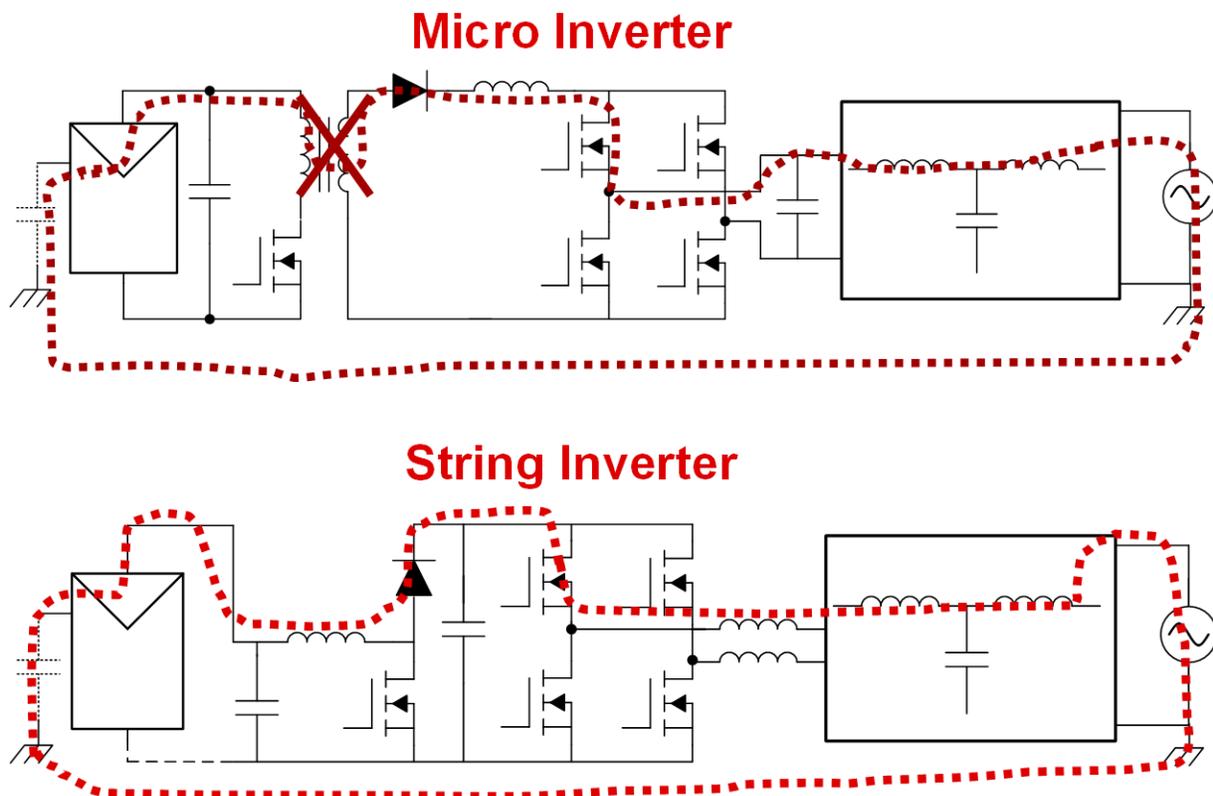


图 1-3. 阻断共模噪声

使用隔离式变压器的第三个原因是需要高效地将电源从 75V 转换为 400V。

当使用非隔离式直流/直流转换器从 75V 转换为 400V 时，会出现占空比很短以及电感器和开关损耗较高等问题。为了提高转换级的效率和热性能，使用了变压器 CLLLC。

CLLLC 转换器的输入和输出电压分别通过 PV 或电池输入和直流/交流转换器来固定和调节。这意味着此级无需进行电压调节。

为了满足所有这些要求，选择了具有固定频率的 CLLLC 拓扑，从而实现小磁体尺寸和高效率。此转换器可以进行优化，从而在最有利的条件下运行，并在整个负载范围内实现零电压开关 (ZVS)。

为了提高效率并提供双向功率流，此设计使用具有同步整流 (SR) 功能的 CLLLC 拓扑。当电力从低压侧流向高压侧时，在高压侧实施 SR。在反向功率流中，激励位于高压侧，SR 在低压侧。

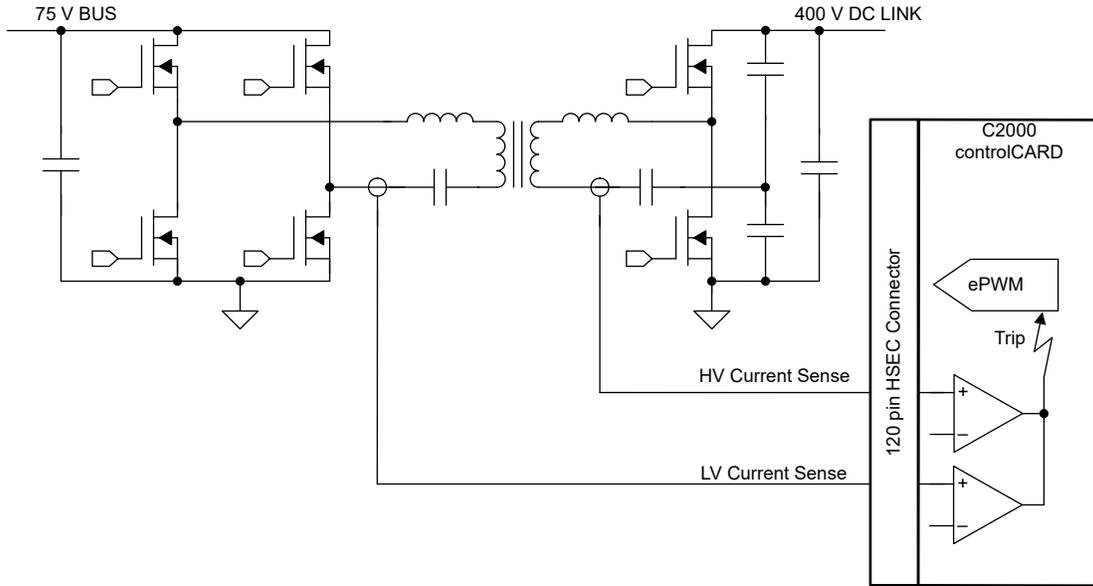


图 1-4. CLLLC 方框图

可以通过两种可能的配置来驱动 CLLLC 转换器中的变压器：全桥配置和半桥配置。全桥配置所需的开关数量是半桥配置的两倍。相反，在相同的功率级别下，半桥的电流是全桥的两倍。

低压侧电流较高，因此实施全桥转换器是最佳选择。高压侧的电压电平更高，电流电平更低，因此半桥转换器是更合适的设计。

### 1.3 直流/交流转换器

在此微型逆变器参考设计中选择了图腾柱拓扑。与其他直流/交流拓扑相比，图腾柱拓扑表现出更高的性能和更低的成本。图腾柱的一个缺点是，与其他直流/交流拓扑（如 H 桥、双极或高效可靠的逆变器概念 (HERIC)）相比，图腾柱具有高共模噪声。相反，电池板和电网之间的隔离可以显著降低从直流到交流的漏电流。图腾柱设计为以连续导通模式 (CCM) 运行。由于纹波电流峰峰值较低，与不连续导通模式 (DCM) 相比，这可以降低导通损耗并获得更好的 EMI 性能。图 1-5 显示了此拓扑的方框图。

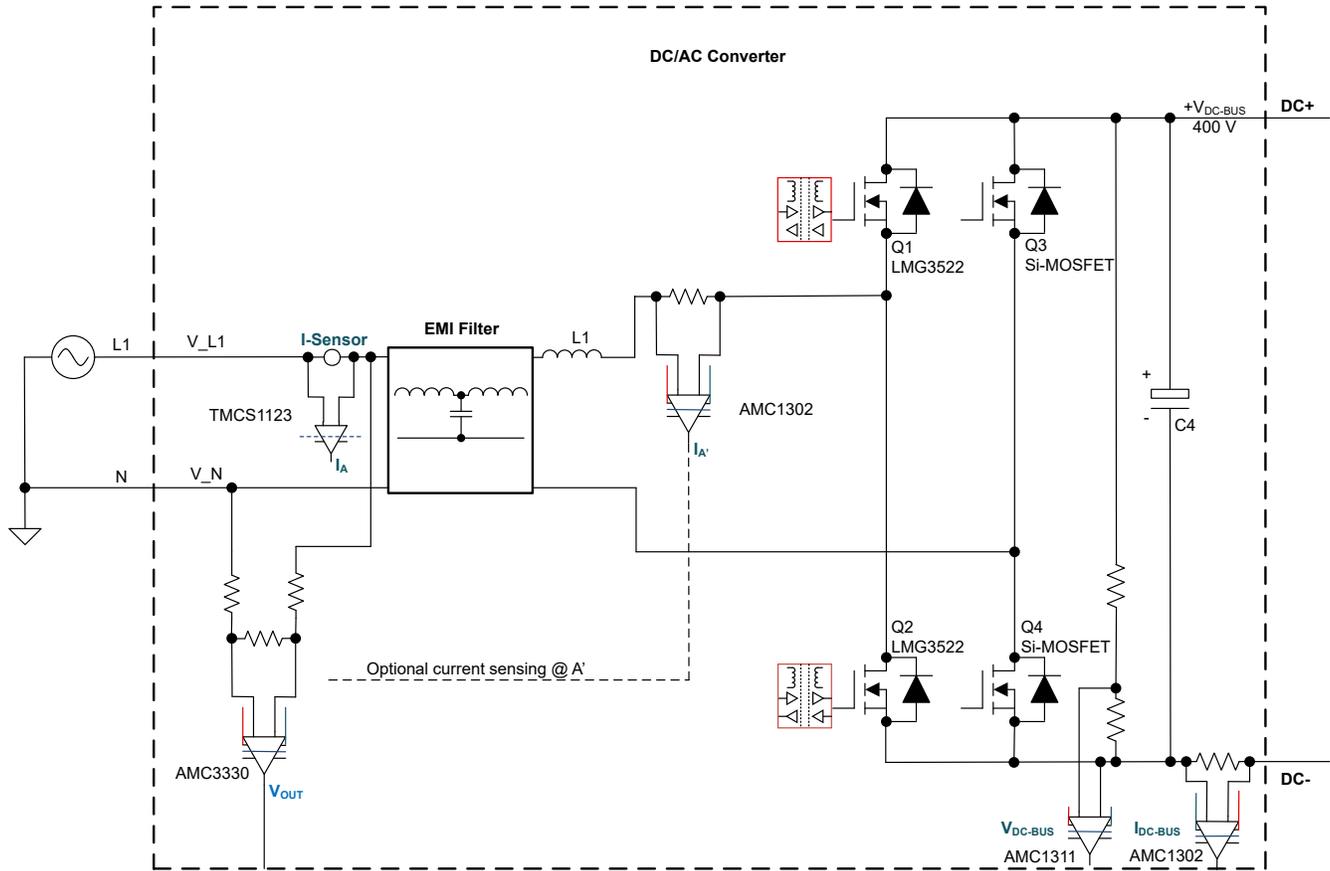


图 1-5. 图腾柱直流/交流方框图

在图腾柱直流/交流中，有两个半桥。一个在高频下工作，另一个在线路频率下工作。高频开关基于 GaN 技术，可实现用于正弦电网电流控制的 125kHz 开关频率。

低频开关用作电网电压整流器。在负半周期内，开关 Q4 持续导通，Q3 关断，当半周期为正时，开关 Q4 关断，开关 Q3 持续导通。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同步的锁相环 (PLL)。直流链路电压控制环路用于控制电网中活动灌电流或拉电流的振幅。

## 1.4 主要系统规格

表 1-1 显示了该参考设计的主要规格。

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格	注释
输入直流电压范围	30V 至 60V	
最大输入直流电流	14A	受输入电感器饱和电流的限制
直流/直流 升压转换器开关频率	250kHz	
输入通道的数量	4	
CLLLC 开关频率	400kHz	
标称输出直流电压	400V	在没有直流/交流电路板的情况下不会调节输出电压。与直流/交流电路板配合使用，或在直流负载下钳制输出电压。
最大输出直流电流	4A	

表 1-1. 主要系统规格 (续)

参数	规格	注释
标称输出交流电压	230VAC	120VAC 运行需要 LMG3522R030
输出交流电流	7A	
直流/交流级开关频率	125kHz	



**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。

## 2 系统设计原理

### 2.1 升压转换器设计

电感器是电源稳压器设计中最重要元件。电感器有三个重要的规格：电感值、饱和电流和直流电阻 (DCR)。

在升压稳压器中，电感器直流电流可根据 [方程式 1](#) 计算得出。

$$I_{L(DC)} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (1)$$

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
- $\eta$  是电源转换效率，对于大多数应用使用 90%

电感器纹波电流根据 [方程式 2](#) 计算得出。

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}} \quad (2)$$

其中

- $D$  为占空比
- $L$  是电感器的电感值
- $f_{SW}$  为开关频率
- $V_{IN}$  是升压转换器的输入电压

因此，电感器峰值电流根据 [方程式 3](#) 计算得出。

$$I_{L(P)} = I_{L(DC)} + \frac{\Delta I_{L(P-P)}}{2} \quad (3)$$

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。但同样地，负载瞬态响应时间也会增加。电感器的饱和电流必须大于计算出的峰值电感器电流。

### 2.2 MPPT 操作

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。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](#) 显示了太阳能电池板的 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。

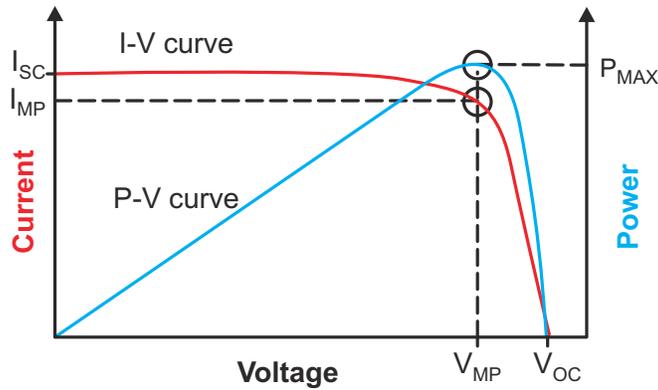


图 2-1. 太阳能电池板特性 I-V 和 P-V 曲线

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)。

下图举例说明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。

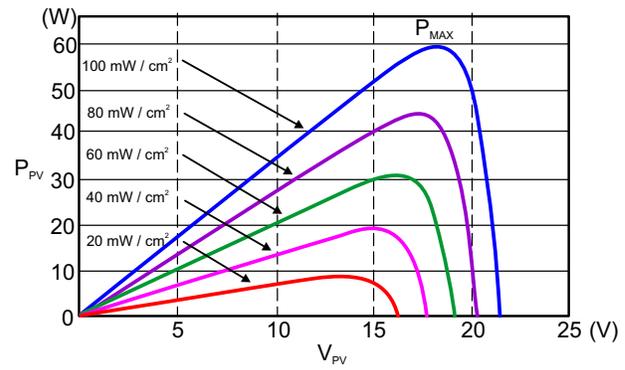
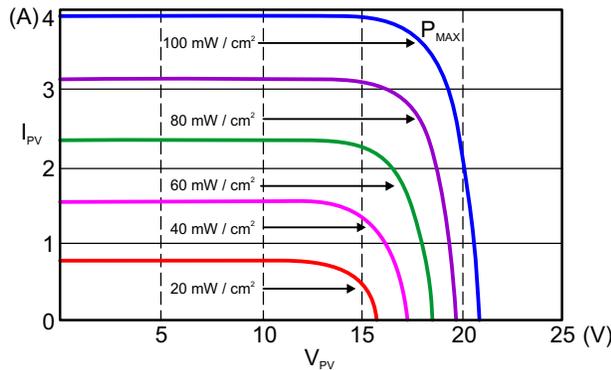


图 2-2. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 - 图 A      图 2-3. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 - 图 B

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光伏电池板，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电池板电压。假定电池板电压已稍微增加，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。如果电池板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电池板电压。

通过执行扰动并观察功率输出，系统开始在电池板 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。

### 2.3 CLLLC 转换器设计

在 CLLLC 转换器中，需要正确设计谐振回路和变压器来实现高效率。第二个目标是在开关频率范围内具有足够的电压增益。在此 CLLLC 中，输入和输出电压是恒定的。这意味着 CLLLC 转换器可以在固定谐振频率下运行，并尽可能降低损耗。

在谐振转换器中，谐振回路设计为具有足够的增益来覆盖整个输入和输出电压范围。同时，将回路设计为在所有负载和频率范围内都具有电感电流。设计 [LLC 谐振半桥电源转换器](#) 中提供了有关设计谐振转换器的更详细程序。

### 2.3.1 实现零电压开关 (ZVS)

谐振转换器的变压器需要设计为具有足够的磁化电流来对两侧开关的输出电容放电。需要满足两个条件。使存储在磁化和谐振电感器中的能量大于两侧开关的输出电容中存储的能量。此外，磁化电流需要足够大，以便可在给定的死区时间内对开关的电容进行放电。

$$\frac{(L_M + L_R) \times I_{M\_PEAK}^2}{2} \geq \frac{C_{EQ} \times V_{IN}^2}{2} \quad (4)$$

其中

- $I_{M\_PEAK}$  是变压器中的最大峰值电流
- $L_M$  是变压器的磁化电感
- $L_R$  是谐振回路电感
- $V_{IN}$  是 CLLLC 转换器的输入电压
- $C_{EQ}$  是开关节点的等效电容

$$L_M \leq \frac{T_{DT}}{4 \times C_{EQ} \times f_{SW}} \quad (5)$$

其中

- $T_{DT}$  是死区时间的持续时间
- $C_{EQ}$  是开关节点的等效电容
- $L_M$  是变压器的磁化电感
- $f_{SW}$  是 CLLLC 转换器的开关频率

第一个条件 (方程式 4) 是能量要求，第二个条件 (方程式 5) 是压摆率要求。

峰值磁化电流是磁化电流峰峰值的一半。

$$I_{MPEAK} = \frac{V}{4 \times (L_M + L_R) \times f_{SW}} \quad (6)$$

等效电容为低压侧电容与反射到低压侧的高压侧电容之和：

$$C_{EQ} = C_P + C'_S \quad (7)$$

其中

- $C_{EQ}$  是开关节点的等效电容
- $C_P$  是初级侧开关的电容
- $C'_S$  是反射到初级侧的次级侧开关的电容

反射电容  $C'_S$  可以使用变压比来计算：

$$C'_S = C_S \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \quad (8)$$

其中

- $C_S$  是次级侧开关的电容
- $N_S$  是次级绕组的匝数
- $N_P$  是初级绕组的匝数

开关的输出电容限制了最大磁化电感。选择开关作为  $R_{DS(on)}$  和  $C_{OSS}$  之间的权衡。

### 2.3.2 谐振回路设计

对于谐振转换器，谐振回路需要设计为在频率和负载范围内具有足够的电压增益。在以谐振频率运行的固定频率转换器中，增益为单位增益，不受负载影响。此转换器使用变压器的漏电感作为谐振电感器，从而可降低系统损耗。

为了在固定频率转换器中设计谐振回路，回路的谐振频率需要与开关频率相匹配。可以使用以下公式计算串联谐振频率。

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_R \times C_R}} \quad (9)$$

在给定谐振电感下，可使用以下公式计算所需的串联电容：

$$C_R = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times f_0^2 \times L_R} \quad (10)$$

可以通过将谐振组件反射到高压侧来计算次级侧的谐振回路。通过以下公式确定高压侧漏电感：

$$L_{KS} = \frac{L_{KP}}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} \quad (11)$$

使用 [方程式 12](#) 计算次级侧谐振电容：

$$C_{RS} = C_{RP} \times \left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 \quad (12)$$

## 2.4 直流/交流转换器设计

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。图腾柱直流/交流转换器的电感值可根据[方程式 13](#) 计算得出：

$$L \geq \frac{D \times (1 - D)}{\Delta I_{pk-pk} \times f_{sw}} \times V_{OUT} \quad (13)$$

其中

- D 为占空比
- $f_{sw}$  为开关频率
- $V_{OUT}$  为直流链路电压
- $I_{pk-pk}$  的计算公式如[方程式 14](#) 所示

$$I_{pk-pk} = \frac{K_{ripple} \times P_{nom}}{V_{OUT}} \quad (14)$$

最坏情况下的电流纹波是占空比等于 50% 时的电流纹波

直流链路电容器电压纹波频率是线路频率的两倍。所需的直流链路电容可按[方程式 15](#) 所示进行计算：

$$C_{OUT} \geq \frac{P_{OUT}}{2 \times V_{OUT} \times \pi \times f_{line} \times V_{ripple}} \quad (15)$$

其中

- $V_{OUT}$  是直流链路标称电压
- $F_{line}$  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

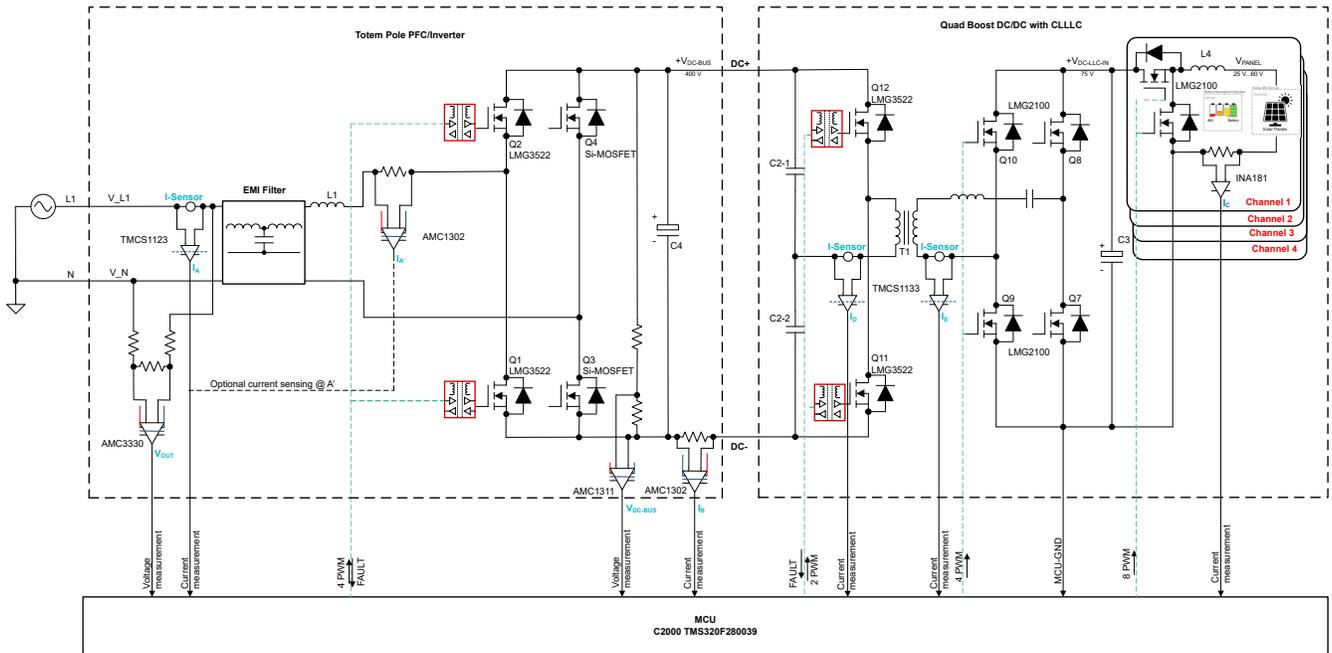


图 3-1. TIDA-010933 方框图

### 3.2 设计注意事项

#### 3.2.1 直流/直流转换器

此参考设计的第一级是低压非隔离式直流/直流转换器。该设计有四个相同的通道，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。大多数 PV 电池板的电压范围为 30V 至 50V，充满电的 48V 电池的电压范围为 55V 至 60V，因此对于公共总线，选择了 75V 的标称电压。

参数	值
输入电压	30V 至 60V
输出电压	75V
输入电流	14A
输入功率	400W
效率	> 99%

在本参考设计中，直流/直流转换器的设计目标是在所有电压和电流条件下几乎一直保持连续导通模式 (CCM)。CCM 运行有助于在中高负载下实现高效率，并获得更好的 EMI 性能。但是，对于轻负载，由于导通损耗和磁芯损耗较高，CCM 模式的效率低。在极轻负载下，转换器能够以不连续导通模式 (DCM) 运行。

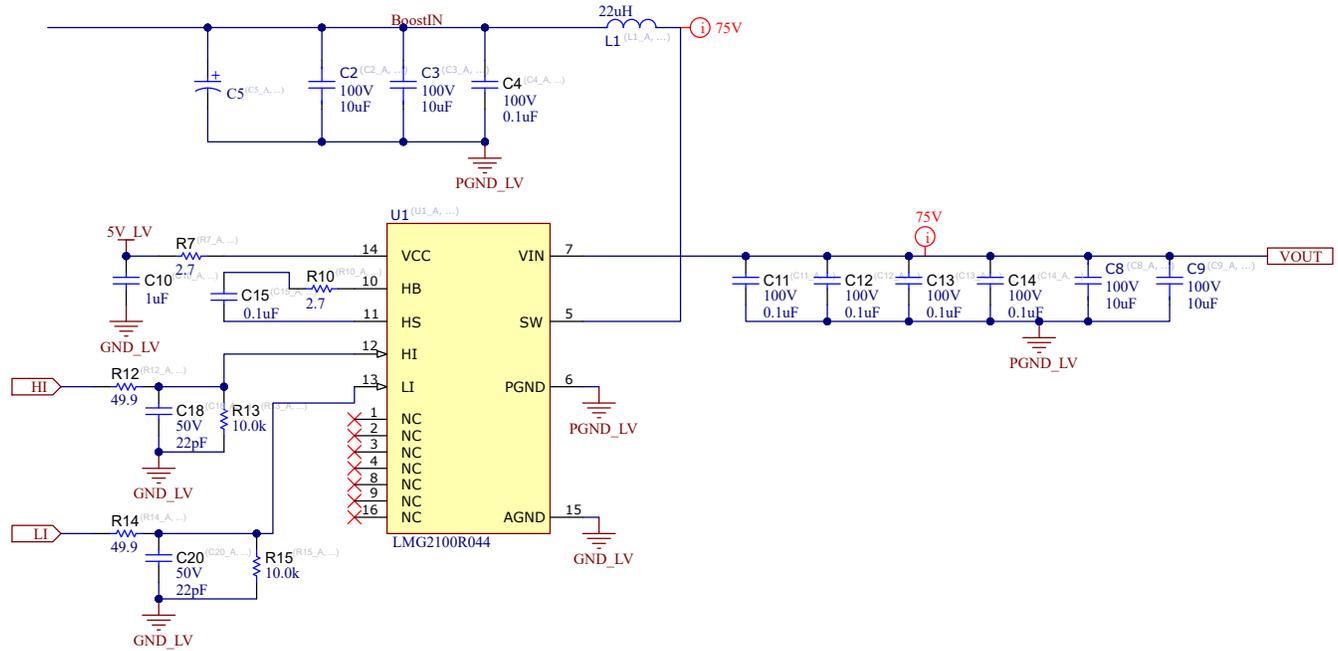


图 3-2. 直流/直流转换器

LMG2100R044 用于此级。此器件具有高集成度，可通过来自 MCU 的数字线进行控制。布置了简单的滤波器来抑制噪声。需要高质量输入和输出陶瓷电容器来处理电流纹波。LMG2100R044 具有非常高的开关性能，并且寄生电感和电源环路非常重要。采用特殊布局来降低寄生电感的影响，从而降低开关节点的电压尖峰。高频陶瓷电容器放置在 VIN 引脚旁边，返回路径布置在下一个内层上。这种布线在 PCB 层中具有非常小的环路面积，因而产生的寄生电感也较小。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。图 3-3 显示了 LMG2100R044 的布局。



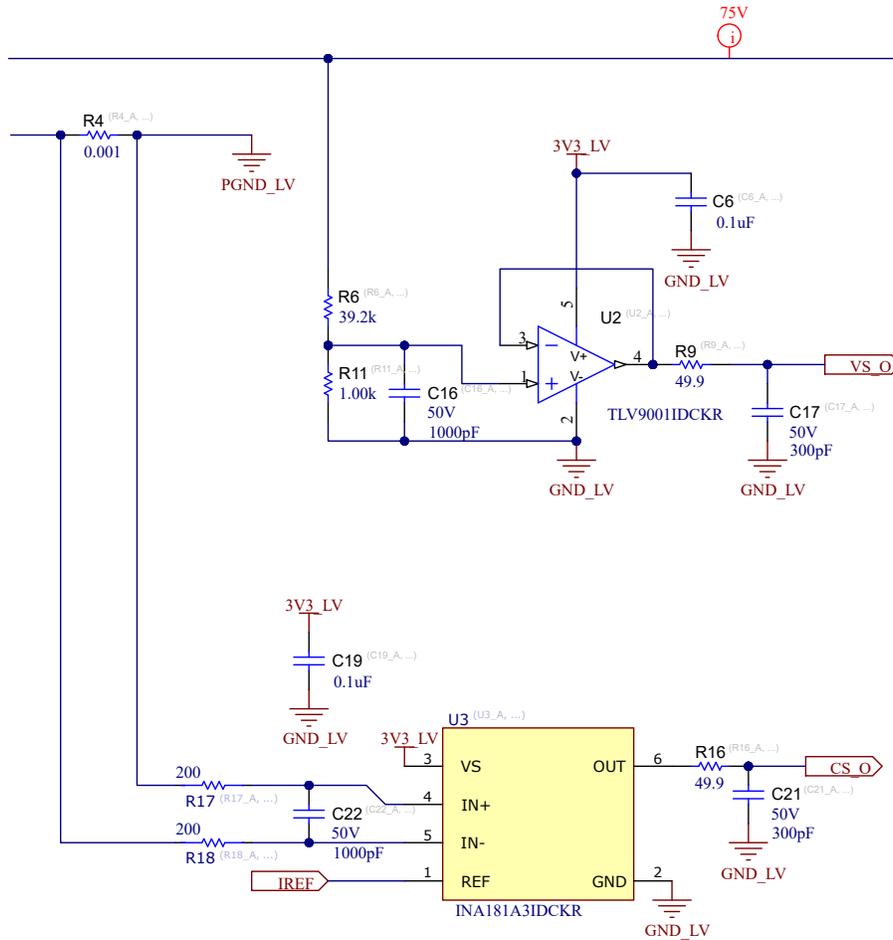


图 3-4. 输入电流和电流检测

通过电阻分压器和配置为电压跟随器的低压通用运算放大器 LM321LV 来实施电压检测。电压跟随器电路需要降低检测线路的阻抗、增加噪声抗扰度并减小 ADC 输入阻抗产生的误差。

### 3.2.1.2 浪涌电流限制

输入通道可以连接到 PV 电池板和 48V 电池。由于 PV 电池板用作电流源，浪涌电流通常不是问题。但是，电池充当阻抗非常低的电压源。这意味着浪涌电流会变得很高，并会损坏电路板。

为了限制电流，实施了以下浪涌电流限制电路：

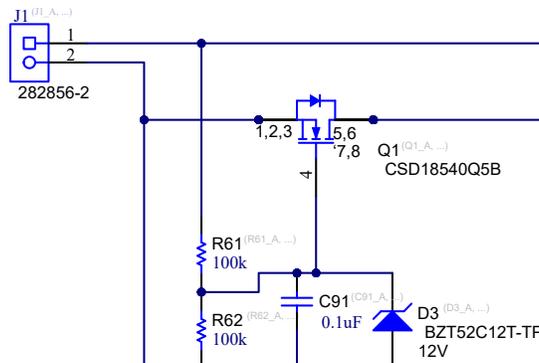


图 3-5. 输入浪涌电流限制

当电池连接到输入通道时 - Q1 MOSFET 关断。电池通过 R61 缓慢地为 MOSFET 的栅极充电。齐纳二极管 D3 用于保护 MOSFET 的栅极。

### 3.2.2 CLLLC 转换器

对于该 CLLLC 转换器，使用了匝数比为 3:8、漏电感为 900nH 的变压器。高压侧具有采用半桥配置的开关级，并带有电压倍增器。所有开关都基于低压侧和高压侧的 GaN 技术。

为了实现 ZVS，推导出有效寄生电容来计算所需的磁化电感。需要考虑两侧（高压侧和低压侧）的寄生电容。

使用节 2.3.1 中的公式计算寄生等效电容：

$$C'_s = (2 \times 0.26 \text{ nF}) \times \left(\frac{11}{4}\right)^2 = 3.9 \text{ nF} \quad (16)$$

$$C_{EQ} = (4 \times 0.501 \text{ nF}) + 3.9 \text{ nF} = 5.9 \text{ nF} \quad (17)$$

根据方程式 5，100ns 死区时间的最大  $L_M$  为 8.5  $\mu\text{H}$ 。在本设计中，选择  $L_M = 6 \mu\text{H}$  (Bourns 145449)。

需要进行额外的能量检查来提供 ZVS。计算得出的电感中储存的能量需要高于  $C_{OSS}$  中储存的能量。

$$I_{MPEAK} = \frac{75}{4 \times (6 \mu\text{H} + 0.14 \mu\text{H}) \times 500 \text{ kHz}} = 6.1 \text{ A} \quad (18)$$

$$\frac{(6 \mu\text{H} + 0.14 \mu\text{H}) \times (6.1 \text{ A})^2}{2} \geq \frac{5.9 \text{ nF} \times 75^2}{2} \quad (19)$$

$$114 \mu\text{J} \geq 16.6 \mu\text{J} \quad (20)$$

请注意，最大磁化电感受压摆率要求而不是能量要求的限制。

如果在谐振频率附近运行，则这是一个提供单位增益的固定频率转换器。在此设计中，变压器的漏电感为 900nH。选择 264nF 的谐振电容。可使用方程式 9 计算串联谐振频率。

谐振回路产生的谐振频率为 449kHz。为了避免寄生效应，转换器以略低于谐振频率的频率 (400kHz) 运行。

图 3-6 显示了设计好的 CLLLC 转换器从低压侧至高压侧传输电源的波形。

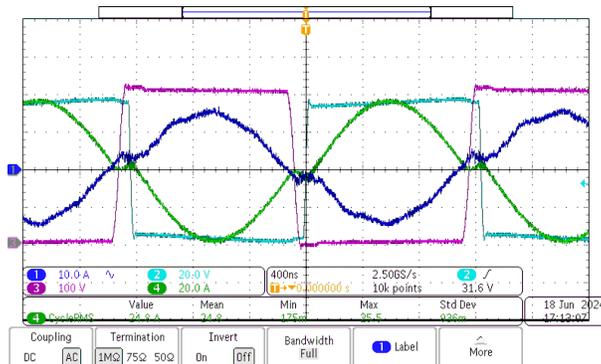


图 3-6. CLLLC 转换器波形

C1 - 高压侧电流，C2 - 低压侧 SW 节点电压，C3 - 高压 SW 节点电压，C4 - 低压侧电流

### 3.2.2.1 低压侧

CLLLC 转换器的低压侧采用全桥配置进行设计。全桥需要的开关数量是半桥的两倍。

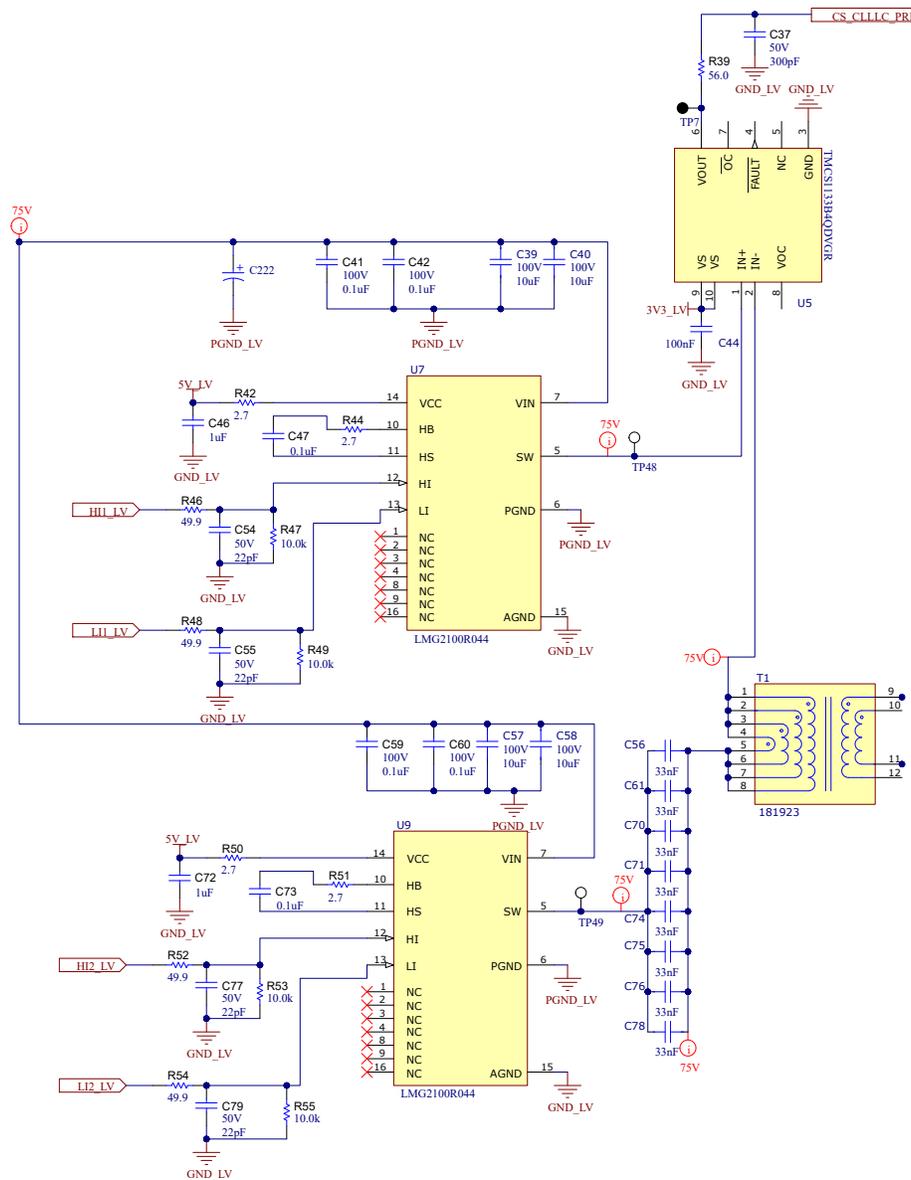


图 3-7. CLLLC 转换器的低压侧

由于 LMG2100R044 具有低输出电容和良好的开关性能，所以为此级使用 LMG2100R044。该器件应该能够在软开关状态下工作，并且没有明显的导通损耗。

谐振电容器会出现高 RMS 电流，需要具有较小的等效串联电阻 (ESR)。此外，这些电容器是谐振回路的一部分，需要具有稳定的特性。谐振回路使用高性能 NP0 电介质型电容器。

### 3.2.2.2 高压侧

高压侧将两个采用半桥配置的 LMG3522R050 器件与倍压器电路结合使用。这些开关放置在高压侧，需要与 MCU 隔离。信号隔离基于数字隔离器 ISO6741。电源隔离基于 SN6505 推挽式变压器驱动器。

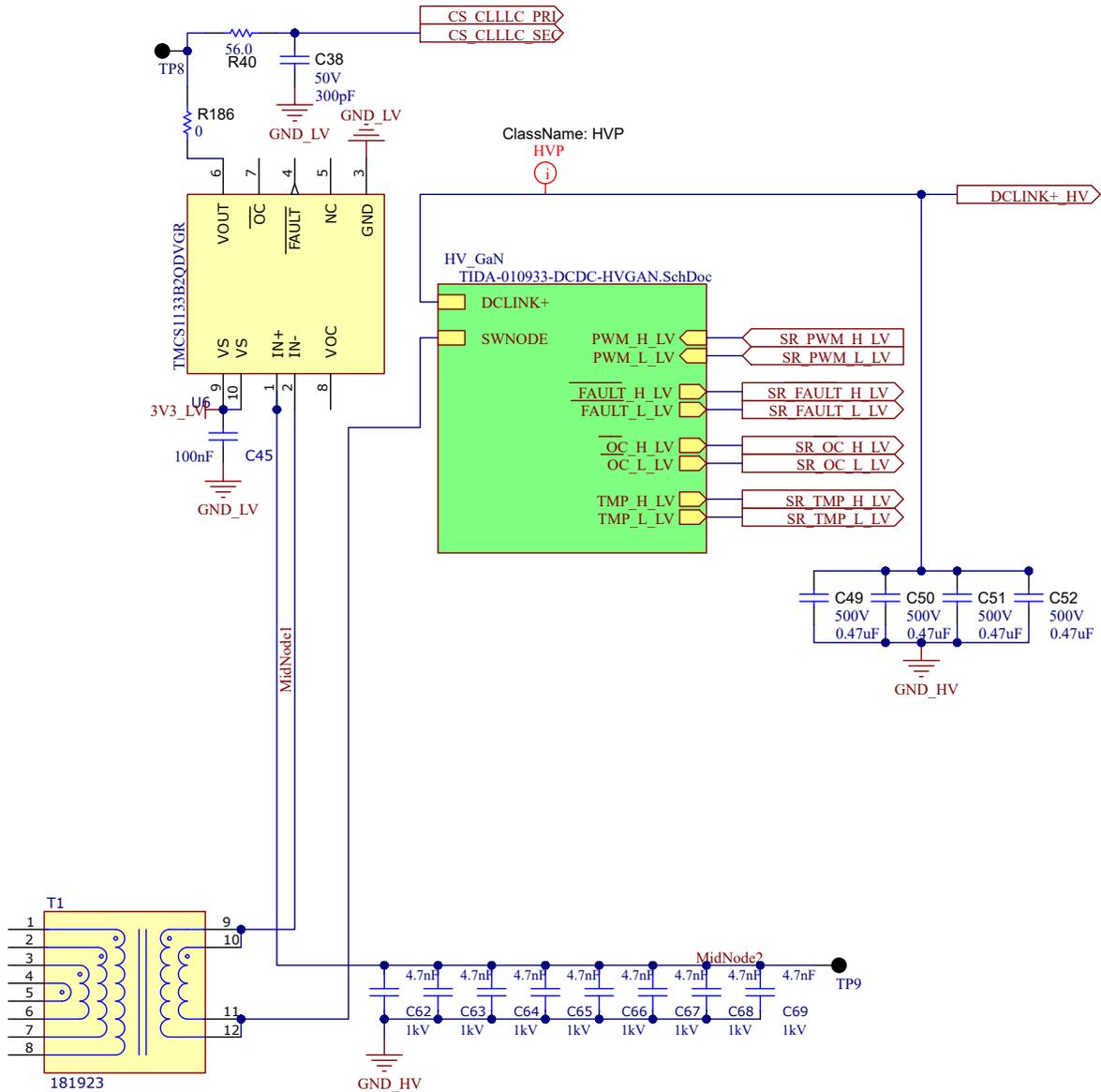


图 3-8. CLLLC 转换器的高压侧

### 3.2.2.3 调制方案

建议的 CLLLC 转换器在变压器两侧都具有 GaN 开关器件。需要使用该开关来添加双向功能并使用同步整流提高效率。同步整流 (SR) 对于基于 GaN 的设计非常重要，因为第三象限损耗可能很大。

初级侧和 SR 的控制方案对于保持 ZVS 和效率非常重要。根据负载，流过整流器件的电流可能是不连续的，当电流达到零时，开关应关断。开关提前关断可能会导致额外的第三象限损耗。延迟关断可能会导致电流从次级侧流回到初级侧。该电流会减小初级侧的关断电流，并导致初级侧发生非 ZVS 开关。此外，反向电流会导致无功功率并降低总效率。

为了控制 SR 时序变压器次级侧电流，需要检测一个过零。电流测量需要具有非常低的传播延迟。通常，这是通过 Rogowski 线圈完成的，但在本设计中使用了 TCMS1133 霍尔传感器。该电流传感器的典型传播延迟为 50ns。该电流传感器的输出路由到 C2000 MCU 中的 CMPSS 单元。当次级电流接近零时，CMPSS 单元为

EPWM 模块生成跳闸信号。在开关周期的开始阶段，电流信号具有很大的噪声，因此使用消隐时间来避免误跳闸。

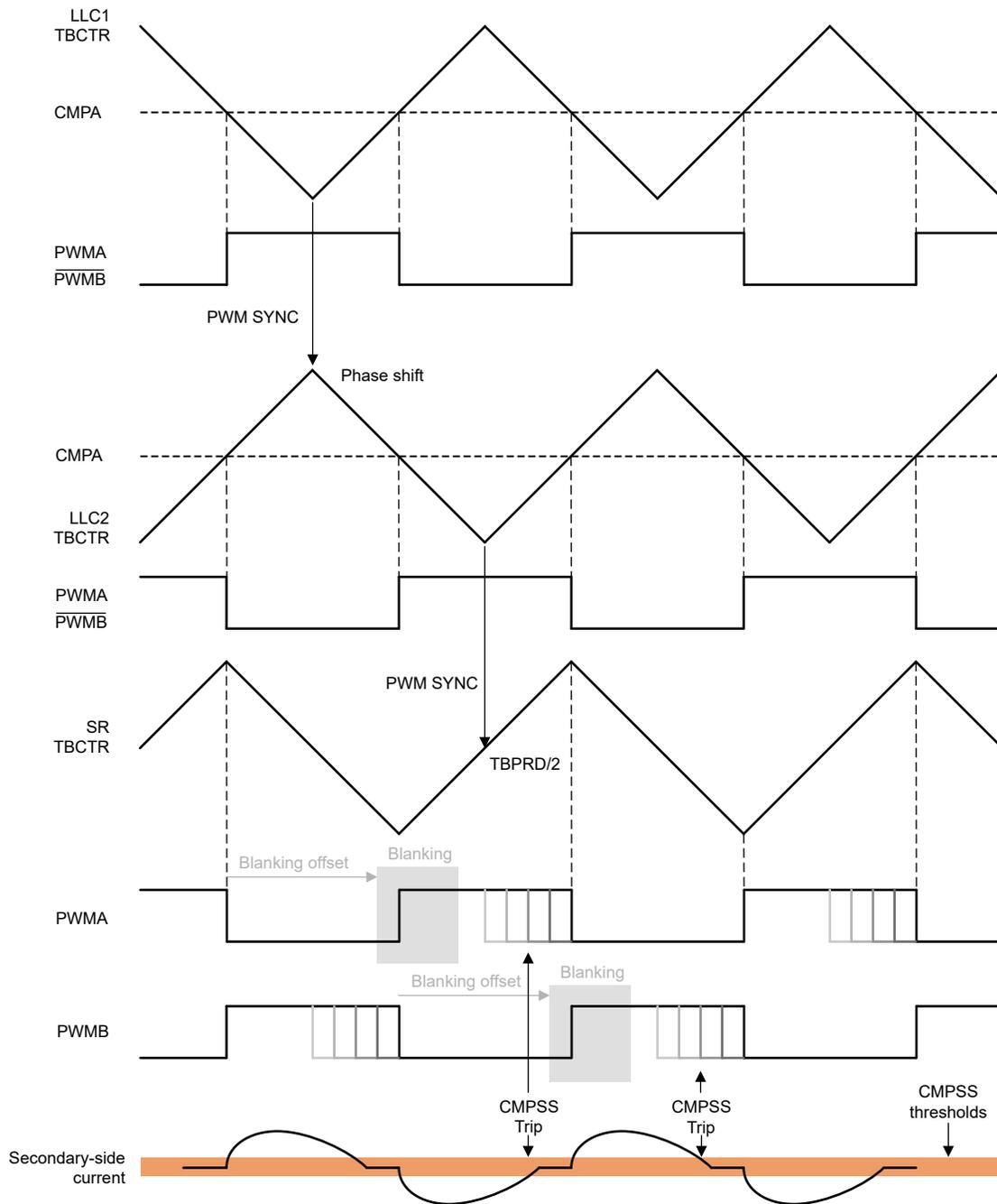


图 3-9. CLLC 调制方案

LLC1 和 LLC2 稳定至 50% 占空比。这些 EPWM 模块从零相移开始。在应用软启动 (SS) 期间，两个单元之间的相移缓慢增加，直到序列到达图 3-9 所示的状态。

当 TBCNT 分别达到零和周期值时，H 和 L 信号的 SR 信号导通。对应于 SR 的 EPWM 相对于 LLC2 具有半个周期的相移，可确保 LLC2 和 SR 的上升沿同步。然后，SR 信号在短暂的消隐时间内被强制处于导通状态。需要利用这段时间使电流信号在开关噪声之后稳定下来。当消隐窗口结束时，EPWM 模块开始侦听来自 CMPSS 模块的跳闸信号。如果电流信号达到阈值，SR 信号将在周期结束前关断。在开关周期结束时，该信号无论如何都会关断，消隐窗口会在下一个半周期中重新启动。

提前选择电流阈值以补偿电流检测、隔离器和关断过程中的延迟。这会导致额外的第三象限损耗，但在谐振设计中，开关周期结束时的电流接近零，这些损耗很小。

在 SS 期间，SR 关断，并且整流通过第三象限导通来完成。

对于反向运行，初级侧和次级侧会改变其角色，CMPSS/EPWM 信号应在 C2000 中重新初始化。

### 3.2.3 直流/交流转换器

#### 3.2.3.1 有源元件选择

为直流/交流级确定了两种 GaN FET 设计：

- 50mΩ  $R_{DS(on)}$  (LMG3522R050)
- 30mΩ  $R_{DS(on)}$  (LMG3522R030)

这两款器件都采用顶部冷却，因此与底部冷却器件相比，可实现更高的功率耗散性能。通过 PLEC 仿真，确定 50mΩ 器件适合 230VAC 电网。由于与 LMG3522R030 相比，LMG3522R050 具有更低的输出寄生电容，因此效率更高。对于 120VAC 电网型号，LMG3522R030 是更好的选择。

##### 3.2.3.1.1 高频 FET : GaN FET

使用了具有顶部冷却设计的 LMG3522R050。此 GaN FET 具有集成保护和驱动器。可使用外部电阻器来配置栅极驱动速度。在当前设置中，开关速度为 80kV/ $\mu$ s。使用数字隔离器 ISO6741 将控制信号与 MCU 隔离。

LMG3522R050 具有结温报告功能。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。

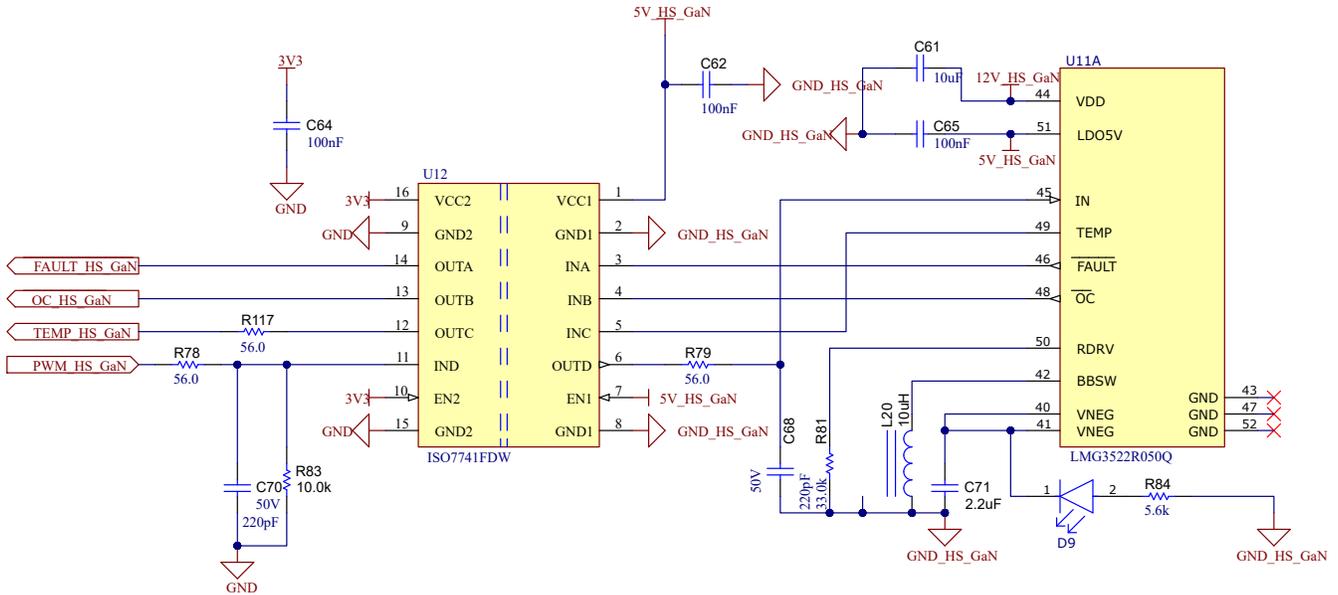


图 3-10. GaN FET

### 3.2.3.1.2 隔离式电源

使用 SN6505x 生成 GaN、LF FET 和 隔离放大器的隔离式电源。选择了倍压电路配置，以便从 5V 电源生成 12V 电压。图 3-11 显示了隔离式电源原理图。

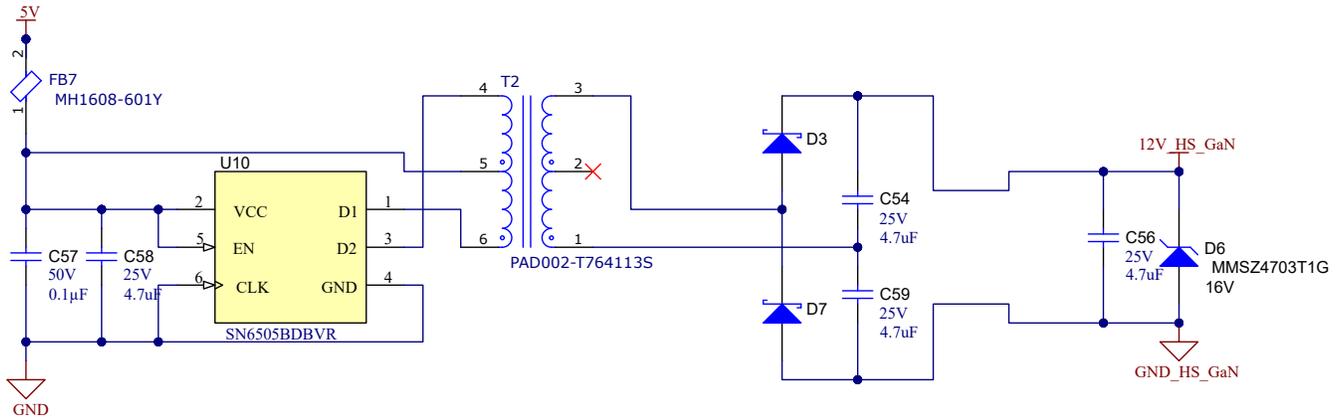


图 3-11. 隔离式电源

### 3.2.3.1.3 低频 FET

对于低频换向开关，选择了具有  $22\text{m}\Omega R_{DS(on)}$  的超结 Si MOSFET。这里选择了隔离式双通道栅极驱动器 (UCC21540DW) 来驱动这些 MOSFET。UCC21540DW 器件在 MCU 与功率 MOSFET 之间提供增强型隔离。在此设计中，使用  $10\text{k}\Omega$  (R87) 设定了  $100\text{ns}$  的死区时间。

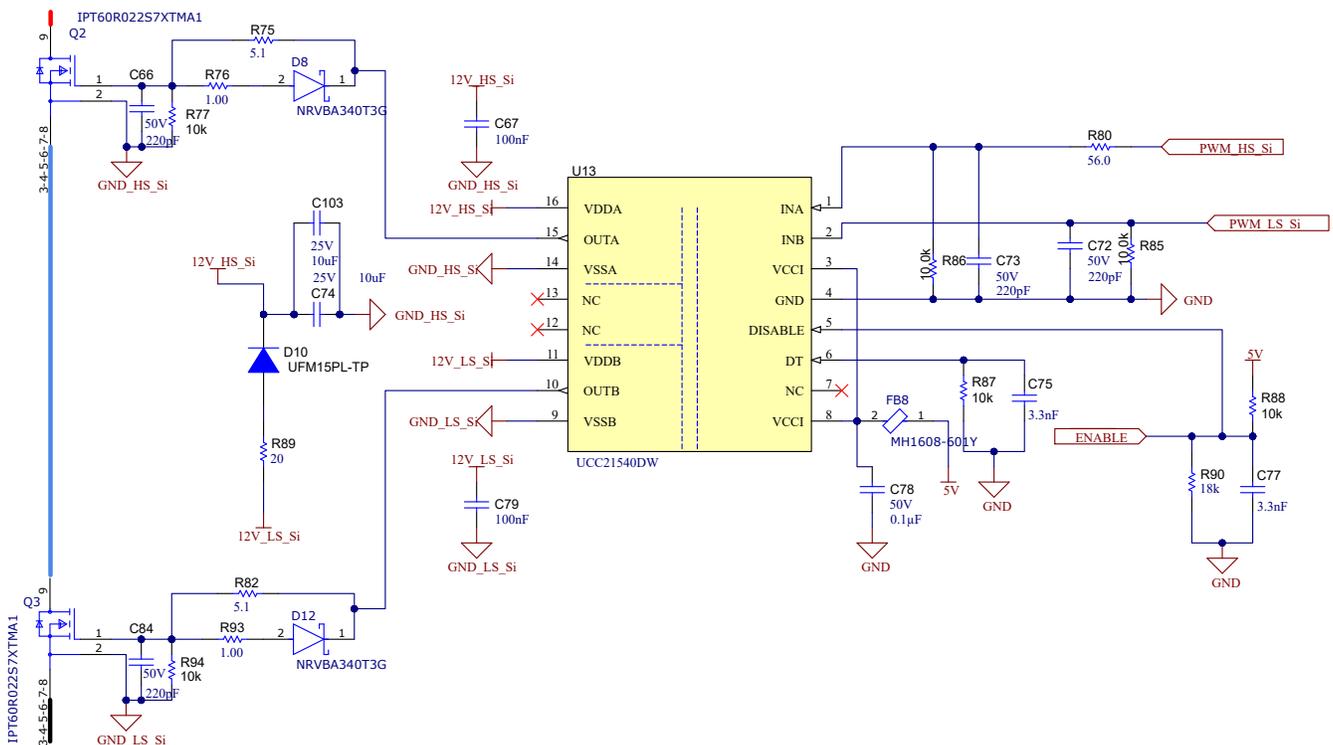


图 3-12. 低频 FET

### 3.2.3.2 无源元件选择

如图 3-13 所示，直流/交流级中存在多个无源器件。如下所示，节 2.4 中给出了每个无源器件的设计原理。EMI 滤波器由一个升压电感器、两个共模扼流圈以及  $C_x$  和  $C_y$  电容器组成。

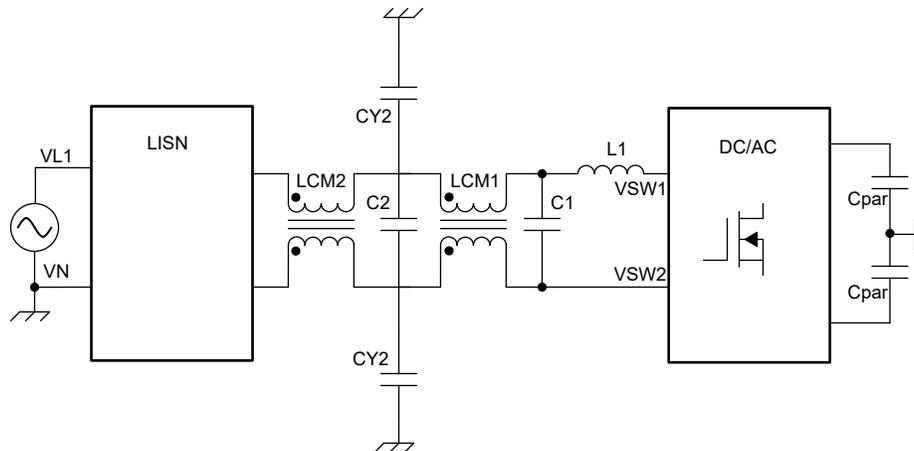


图 3-13. 直流/交流滤波器方框图

### 3.2.3.2.1 升压电感器选择

许多标准的发射屏蔽从 150kHz 开始；因此，选择低于 150kHz 的开关频率是一种很好的设计做法。在此设计中，为图腾柱直流/交流转换器选择 125kHz 的开关频率。通过选择 125kHz 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 120VAC 输出时，为升压电感器选择 20% 的电流纹波系数。在占空比为 50% 的最坏情况下，使用 [方程式 13](#) 和 [方程式 14](#) 计算电感值：

$$I_{\text{pk-pk}} = \frac{0.2 \times 1600 \text{ W}}{(110 \times \sqrt{2}) \text{ V}} = 2.06 \text{ A} \quad (21)$$

$$L = \frac{0.5 \times (1 - 0.5)}{2.06 \text{ A} \times 125 \text{ kHz}} \times (110 \times \sqrt{2}) \text{ V} = 106 \mu\text{H} \quad (22)$$

计算出等于 106  $\mu\text{H}$  的电感值。本设计选择 Bourns 145450 (D6746)，这是一个额定值为 111  $\mu\text{H}$  的电感器。通常，升压电感器对差分和共模噪声有影响。

### 3.2.3.2.2 Cx 电容选择

Cx 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 23](#)：

$$Q = V_{\text{rms}}^2 \times C \times \omega \quad (23)$$

在负载为 5% 时，功率因数设置为 0.7 (45°)，这是一项要求。因此，可将无功功率的数量限制为：

$$Q_{\text{max}} = 0.05 \times P_{\text{nom}} \times \tan(\varphi) = 56 \text{ VAR} \quad (24)$$

最大电容值可根据 [方程式 23](#) 和 [方程式 24](#) 计算得出，结果等于 3.5  $\mu\text{F}$ 。分别选择了两个值为 1  $\mu\text{F}$  和 2.2  $\mu\text{F}$  的 CX 电容器。

### 3.2.3.2.3 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 3-14 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  $L\sigma$  表示共模扼流圈的漏电感。

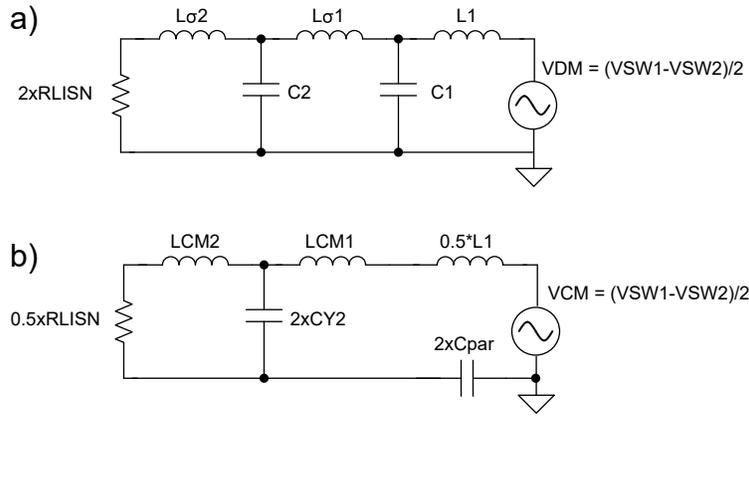


图 3-14. EMI 滤波器

第一个要衰减的关键频率是 250kHz。由于 125kHz 不在 EMI 屏蔽范围内，因此未考虑该值。

250kHz 时的差模衰减	84dB
250kHz 时的共模衰减	84dB

设计了一个 EMI 滤波器，其值如表 3-1 中所列：

表 3-1. EMI 滤波器值

参数	值
L1	110 $\mu$ H
C1	2.2 $\mu$ F
Lcm1	$L_{cm}$ 6mH, $L\sigma$ 6 $\mu$ H
C2	1 $\mu$ F
Lcm2	$L_{cm}$ 6mH, $L\sigma$ 6 $\mu$ H
Cy1 和 Cy2	2.2nF

此 EMI 滤波器使用了两个 Bourns 47690 (D6744) CMC。

#### 3.2.3.2.4 直流链路输出电容

在单相应用中，存在电源纹波，并会导致直流链路上出现电压纹波。使用方程式 15 计算直流链路电容值：

$$C_{OUT} \geq \frac{1600 \text{ W}}{2 \times 400 \text{ V} \times \pi \times 50 \text{ Hz} \times 36 \text{ V}} \quad (25)$$

在 1.6kW、400V 和 50Hz 工作条件下，计算出 360  $\mu$ F 的总电容。选择了 ALC80A121BD450 器件。

#### 3.2.3.3 电压和电流测量

使用 AMC3330 完成交流电网电压的测量。此器件是一款具有集成直流/直流输入的精密电压检测增强型隔离式放大器。此 IC 具有  $\pm 1\text{V}$  输入电压范围，针对使用高输入阻抗的电压测量进行了优化。通过分压器传递交流电压，从而产生  $\pm 401\text{V}$  的线性测量范围，请参阅图 3-15。

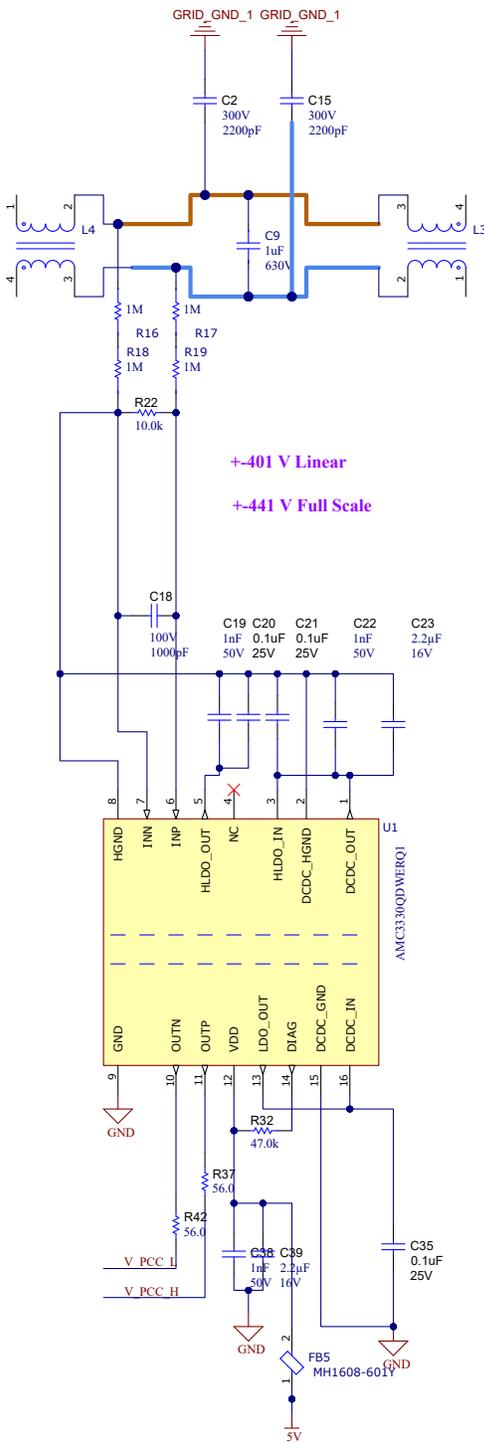


图 3-15. 交流电压测量

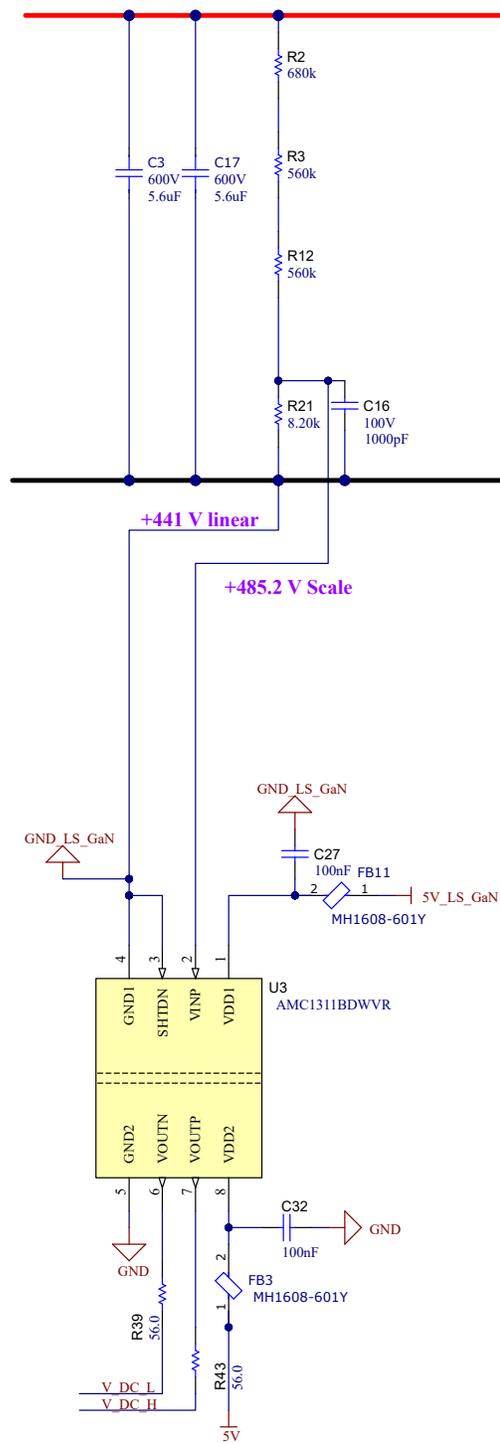


图 3-16. 直流链路电压测量

使用 AMC1311 完成直流链路电压的测量，请参阅图 3-16。此器件是一款不含集成直流/直流输入的精密电压检测增强型隔离式放大器。此 IC 具有 +2V 输入电压范围，针对使用高输入阻抗的电压测量进行了优化。通过分压器传递直流电压，从而产生 0V 至 441V 的线性测量范围。由于该 IC 在高压侧不包含电源，因此使用 GaN 电源来实现此目的。

使用 AMC1302 完成直流链路电流的测量。此器件是一款不含集成直流/直流输入的精密电流检测增强型隔离式放大器。此 IC 具有 +50mV 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 2mΩ 分流器传递直流电流，因此产生的线性测量范围为 ±25A。

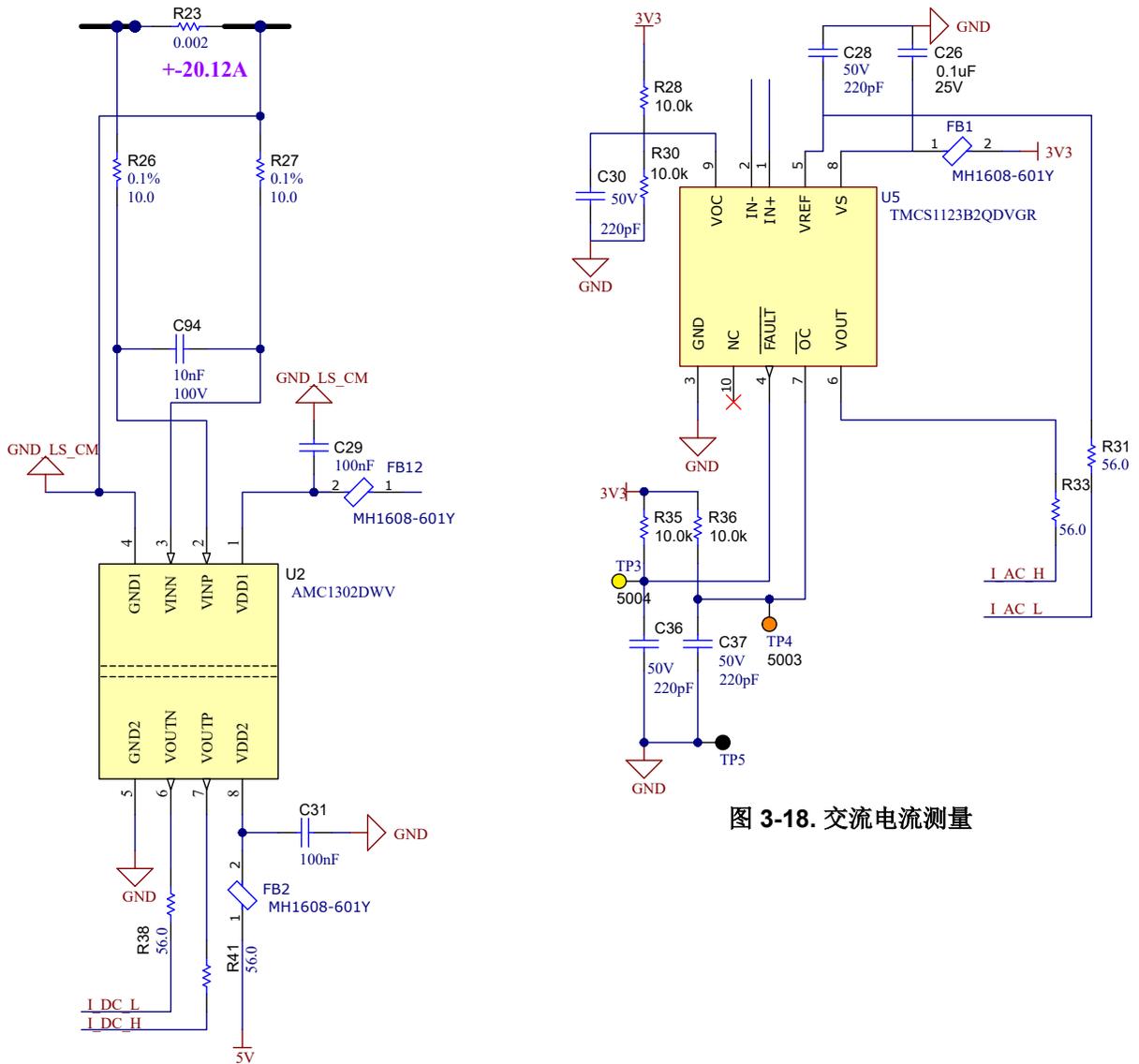


图 3-17. 直流链路电流测量

图 3-18. 交流电流测量

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。

### 3.3 重点产品

#### 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 的微控制器 (MCU) 系列 C2000™ MCU 的成员。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 JTAG 仿真 - 通过 XDS110 仿真器提供的接口轻松连接 Code Composer Studio™ IDE, 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。

#### 3.3.2 LMG3522R050 - 具有集成驱动器的 650V 50mΩ GaN FET

LMG3522R050 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。LMG3522R050 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 15 V/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。

#### 3.3.3 LMG2100R044 - 100V、35A GaN 半桥功率级

LMG2100R044 器件是一款 80V 连续 100V 脉冲式 35A 半桥功率级, 具有集成栅极驱动器和增强模式氮化镓 (GaN) FET。该器件包含两个 100V GaN FET, 这两者由采用半桥配置的同一直流 80V GaN FET 驱动器进行驱动。因为 GaN FET 的反向恢复接近零, 而且输入电容  $C_{ISS}$  和输出电容  $C_{OSS}$  都极小, 所以 GaN FET 在功率转换方面优势极为显著。所有器件均安装在一个完全无键合线的封装平台上, 尽可能减少了封装寄生元件数。LMG2100R044 器件采用 5.5mm × 4.5mm × 0.89mm 无铅封装, 可轻松安装在 PCB 上。该器件的输入与 TTL 逻辑兼容, 无论  $V_{CC}$  电压如何, 都能够承受高达 12V 的输入电压。专有的自举电压钳位技术, 可使增强模式 GaN FET 的栅极电压处于安全的工作范围内。该器件配有用户友好型接口且更为出色, 进一步提升了分立式 GaN FET 的优势。对于需要小尺寸、高频、高效运行的应用, 该器件是理想之选。

#### 3.3.4 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实现小于 1.75% 的最大总误差, 或在一次性室温校准 (同时包括寿命和温漂) 的情况下实现小于 1% 的最大总误差。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  $\pm 96$  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<sub>RMS</sub>, 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 电源来运行, 因此消除了辐射测量误差并提高了电源噪声抑制能力。

#### 3.3.5 AMC1302 - 具有 $\pm 50$ mV 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<sub>RMS</sub> 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<sub>RMS</sub> 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 的输入经优化, 可直接连接低阻抗分流电阻器或其他具有低信号电位的低阻抗电压源。出色的直流

精度和低温漂支持在  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$  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功能可简化系统级设计和诊断。

### 3.3.6 AMC3330 - 具有集成式直流/直流转换器的 $\pm 1\text{V}$ 输入、增强型隔离式精密放大器

AMC3330 是一款具有完全集成的隔离式直流/直流转换器的隔离式精密放大器，能实现器件低侧的单电源运行。该增强型电容隔离层通过了 VDE V 0884-11 和 UL1577 标准认证，将以不同共模电压电平运行的系统各部分隔开，并保护低压域免受损坏。AMC3330 的输入经优化，可直接连接高阻抗电压信号源（例如电阻分压器网络），用于检测高压信号。集成式隔离直流/直流转换器可测量不以地为基准的信号，并使该器件成为充满噪音的空间受限型应用的独特设计。该器件性能出色，支持进行精确的电压监控。AMC3330 的集成直流/直流转换器故障检测和诊断输出引脚简化了系统级设计和诊断。AMC3330 的额定工作温度范围为  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ 。

### 3.3.7 AMC1311 - 高阻抗 2V 输入增强型隔离式放大器

AMC1311 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电容隔离层隔开。该隔离栅经认证可提供高达  $5\text{ kV}_{\text{RMS}}$  的增强型电隔离，符合 DIN EN IEC 60747-17 (VDE 0884-17) 和 UL1577 标准，并且可支持高达  $1500\text{V}_{\text{RMS}}$  的工作电压。该隔离层可将系统中以不同共模电压电平运行的各器件隔开，防止高电压冲击导致低压侧器件电气损坏或对操作员造成伤害。AMC1311 的高阻抗输入经优化，可连接高阻抗电阻分压器或任何其他高阻抗电压信号源。出色的直流精度和低温漂支持在闭环系统中进行精确的隔离式电压检测和控制。集成的高侧电源电压缺失检测功能可简化系统级设计和诊断。AMC1311 提供两种性能级别选项：AMC1311B 具有扩展的工业级工作温度范围，为  $-55^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ ；AMC1311 的额定工作温度范围为  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ 。

### 3.3.8 ISO6741 - EMC 性能优异的通用增强型四通道数字隔离器

ISO674x 器件是高性能四通道数字隔离器，可提供符合 UL 1577 且高达  $5000\text{V}_{\text{RMS}}$  的隔离额定值，专为具有此类需求的成本敏感型应用而设计。这些器件还通过了 VDE、TUV、CSA 和 CQC 认证。在隔离 CMOS 或 LVCMOS 数字 I/O 时，ISO674x 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 T1 的双电容二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 绝缘栅相隔离。这些器件配有使能引脚，可用于在多主驱动应用中将各自的输出置于高阻抗状态。ISO6740 器件具有四条方向相同的通道，ISO6741 器件具有三条正向通道和一条反向通道，而 ISO6742 器件具有两条正向通道和两条反向通道。如果输入功率或信号出现损失，不带后缀 F 的器件默认输出高电平，带后缀 F 的器件默认输出低电平。

### 3.3.9 UCC21540 - 增强型隔离式双通道栅极驱动器

UCC21540 是隔离式双通道栅极驱动器系列产品，该系列设计有高达 4A/6A 峰值拉电流/灌电流，可驱动功率 MOSFET、IGBT 和 GaN 晶体管。采用 DWK 封装的 UCC2154x 还提供了 3.3mm 的最小通道间距，有利于获得更高的总线电压。UCC2154x 系列可配置为两个低侧驱动器、两个高侧驱动器或一个半桥驱动器。输入侧通过一个 5.7kV<sub>RMS</sub> 隔离层与两个输出驱动器相隔离，其共模瞬态抗扰度 (CMTI) 的最小值为 100 V/ns。保护功能包括：可通过电阻器编程的死区时间；通过禁用功能同时关闭两路输出；集成的抗尖峰滤波器可抑制短于 5ns 的输入瞬变；以及在输入和输出引脚上对高达 -2V 的尖峰进行 200ns 的负电压处理。所有电源都有 UVLO 保护。

### 3.3.10 LM5164 - 具有超低 IQ 的 100V 输入、1A 同步直流/直流降压转换器

LM5164 同步降压转换器用于在宽输入电压范围内进行调节，从而更大幅度地减少对外部浪涌抑制元件的需求。50ns 的最短可控导通时间有助于实现较大的降压转换比，支持从 48V 标称输入到低压轨的直接降压转换，从而降低系统复杂性和设计成本。LM5164 在输入电压突降至 6V 时能够根据需要以接近 100% 的占空比继续工作，因而此器件是宽输入电源电压范围工业应用和高电芯数电池包应用的理想之选。LM5164 具有集成式高侧和低侧功率 MOSFET，可提供高达 1A 的输出电流。恒定导通时间 (COT) 控制架构可提供几乎恒定的开关频率，具有出色的负载和线路瞬态响应。LM5164 的其他特性包括超低 I<sub>Q</sub> 和二极管仿真模式运行（可实现高轻负载效率）、出色的峰值和谷值过流保护、集成式 V<sub>CC</sub> 辅助电源和自举二极管、精密使能和输入 UVLO 以及具有自动恢复功能的热关断保护。开漏 PGOOD 指示器可提供进行定序、故障报告和输出电压监视功能。LM5164 采用热增强型 8 引脚 SO PowerPAD™ 集成电路封装。1.27mm 引脚间距可以为高电压应用提供足够的间距。

## 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：

- TIDA-010933
- TMDSCNCD280039C 控制卡
- USB Type-C 电缆
- USB 隔离器
- 笔记本电脑

使用以下设备对 DUT 供电和进行评估：

- 直流电源 Keysight N8950A
- 直流电源 Elektro-Automatik EA-PS 3080-20C
- 交流电源 Chroma 61611
- 直流负载 Chroma 63208A
- 交流负载
- 功率分析仪 Tektronix PA-4000

### 4.2 测试设置

建议的测试顺序如下：

1. 直流/直流部分，输入端有四个独立直流电源，输出端有直流负载
2. 直流/交流部分，输入端有直流电源，输出端有电阻负载
3. 直流/交流部分，输入端有直流电源，输出端有交流负载
4. 两个部分均在输入端使用四个独立直流电源，在输出端使用电阻负载
5. 两个部分均在输入端使用四个独立直流电源，在输出端使用交流负载

### 4.2.1 直流/直流测试

图 4-1 显示了直流/直流部分连接。出于安全原因，请确保为直流电源选择适当的电压和电流限制。直流负载需要配置为恒压模式，具有 400V 和 4A 的限制。

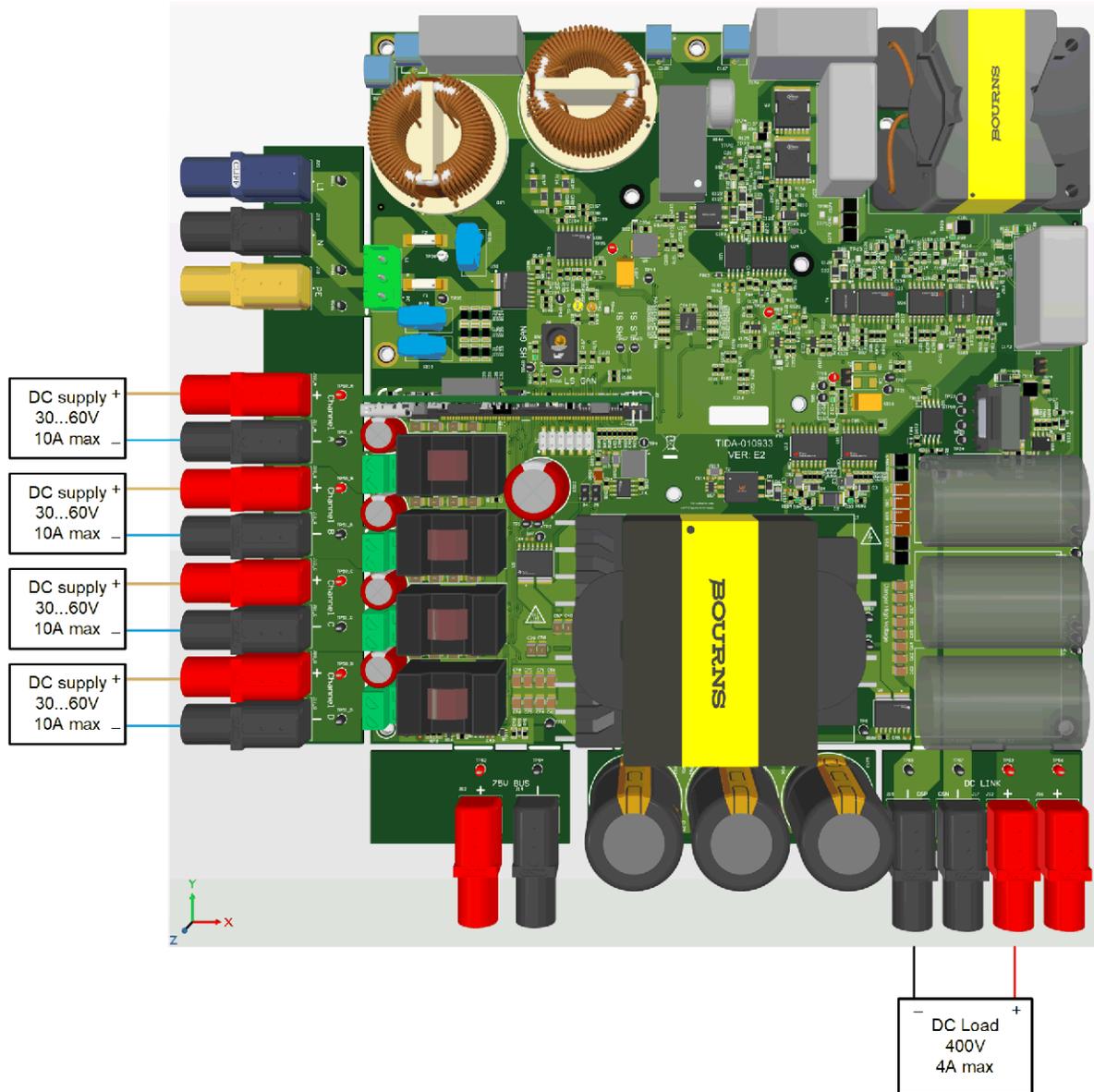


图 4-1. 用于测试的直流/直流电路板连接

### 4.2.2 直流/交流测试

图 4-2 显示了直流/交流部分的连接。出于安全原因，请确保为直流电源选择适当的电压和电流限制。直流电源需要配置为 400V 的恒压模式，最大电流为 4.5A。

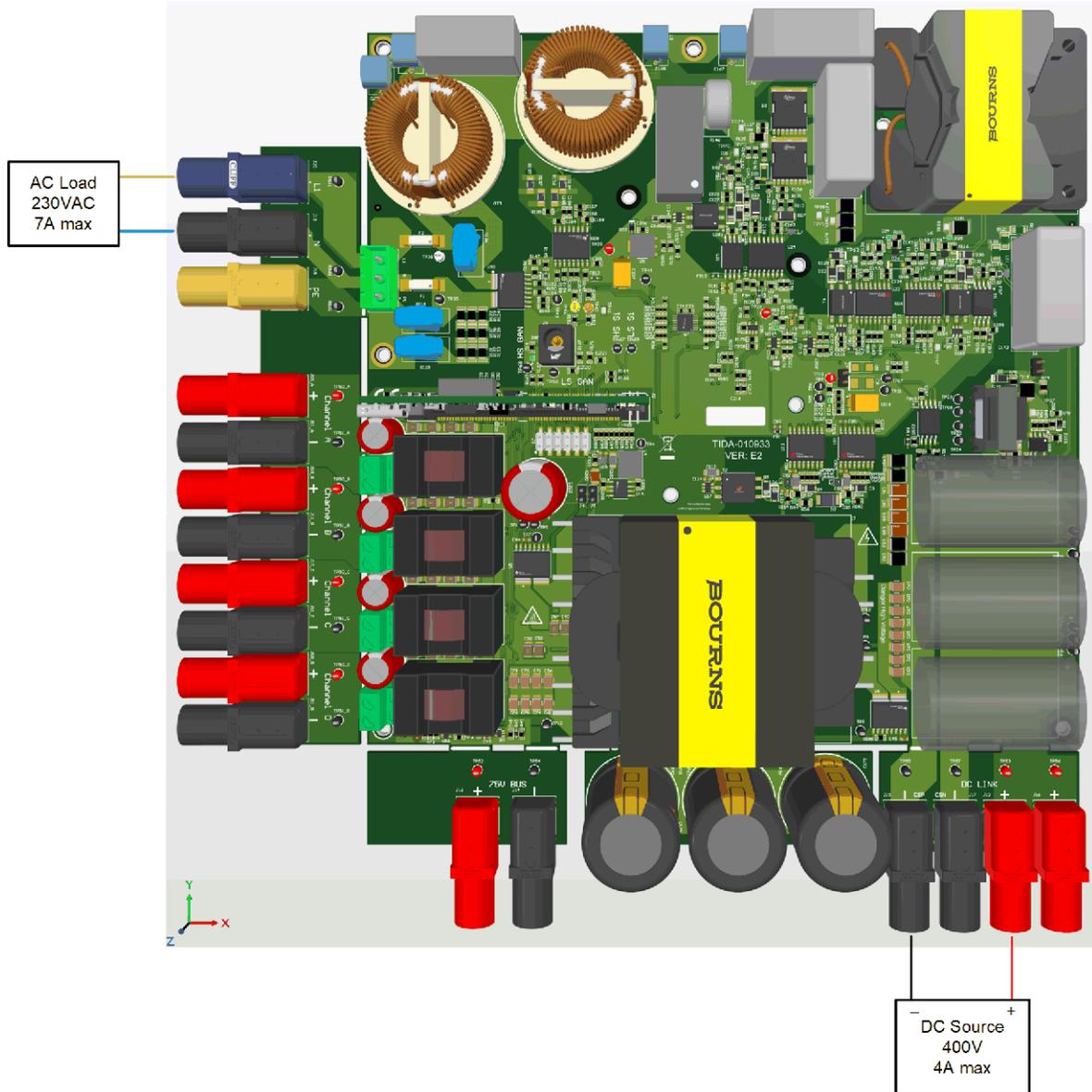


图 4-2. 用于测试的直流/交流电路板连接

### 4.3 测试结果

表 4-1 和图 4-3 显示了从直流输入转换为 230VAC 输出时的总体效率。从表中可以看出，该参考设计在大概 640W 和 50V 输入条件下实现了 96.5% 的峰值效率，并在 1.6kW 时实现了 95.5% 的满载效率。

表 4-1. TIDA-010933 效率

输出功率	80W	160W	320W	480W	640W	800W	960W	1280W	1600W
$V_{IN} = 50V$	89.9%	93.6%	95.6%	96.2%	96.5%	96.4%	96.3%	96.1%	95.5%
$V_{IN} = 40V$	89.7%	93.4%	95.5%	96.1%	96.4%	96.3%	96.3%	96%	95.4%
$V_{IN} = 30V$	89.4%	93.1%	95.4%	96.0%	96.3%	96.1%	96.0%	95.7%	94.9%

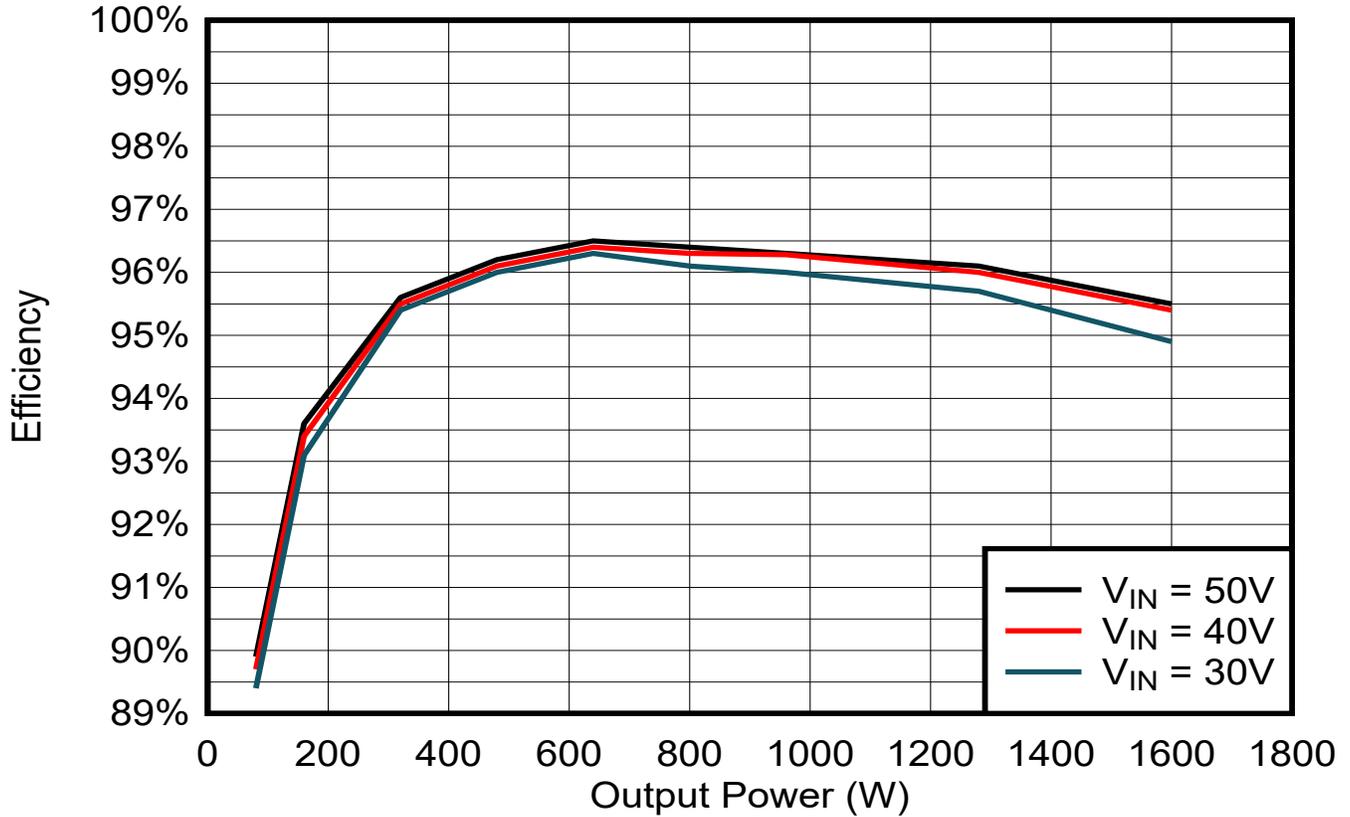


图 4-3. TIDA-010933 效率与输出功率间的关系

#### 4.3.1 输入直流/直流升压结果

按图 4-4 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。

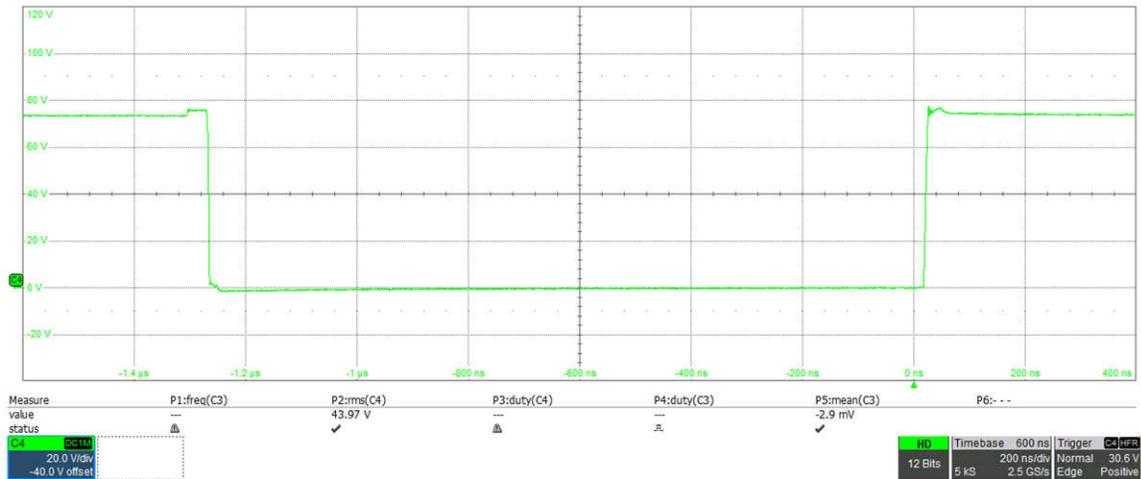


图 4-4. 50V 和 7A 输入时直流/直流转换器的开关节点电压

表 4-2 和图 4-5 显示了输入直流/直流转换器转换至 75V 电源轨的效率。从该表中可以看出，转换器在满载 400W 时的峰值效率为 99.3%。

表 4-2. 直流/直流转换器效率

输出功率	20W	40W	80W	120W	160W	200W	240W	320W	400W
$V_{IN} = 50V$	96.2%	97.3%	98.2%	98.6%	98.9%	99.1%	99.2%	99.2%	99.3%
$V_{IN} = 40V$	96.0%	97.1%	98.1%	98.5%	98.8%	99.0%	99.1%	99.1%	99.1%

表 4-2. 直流/直流转换器效率 (续)

输出功率	20W	40W	80W	120W	160W	200W	240W	320W	400W
$V_{IN} = 30V$	95.6%	96.8%	98.0%	98.4%	98.7%	98.7%	98.8%	98.8%	98.7%

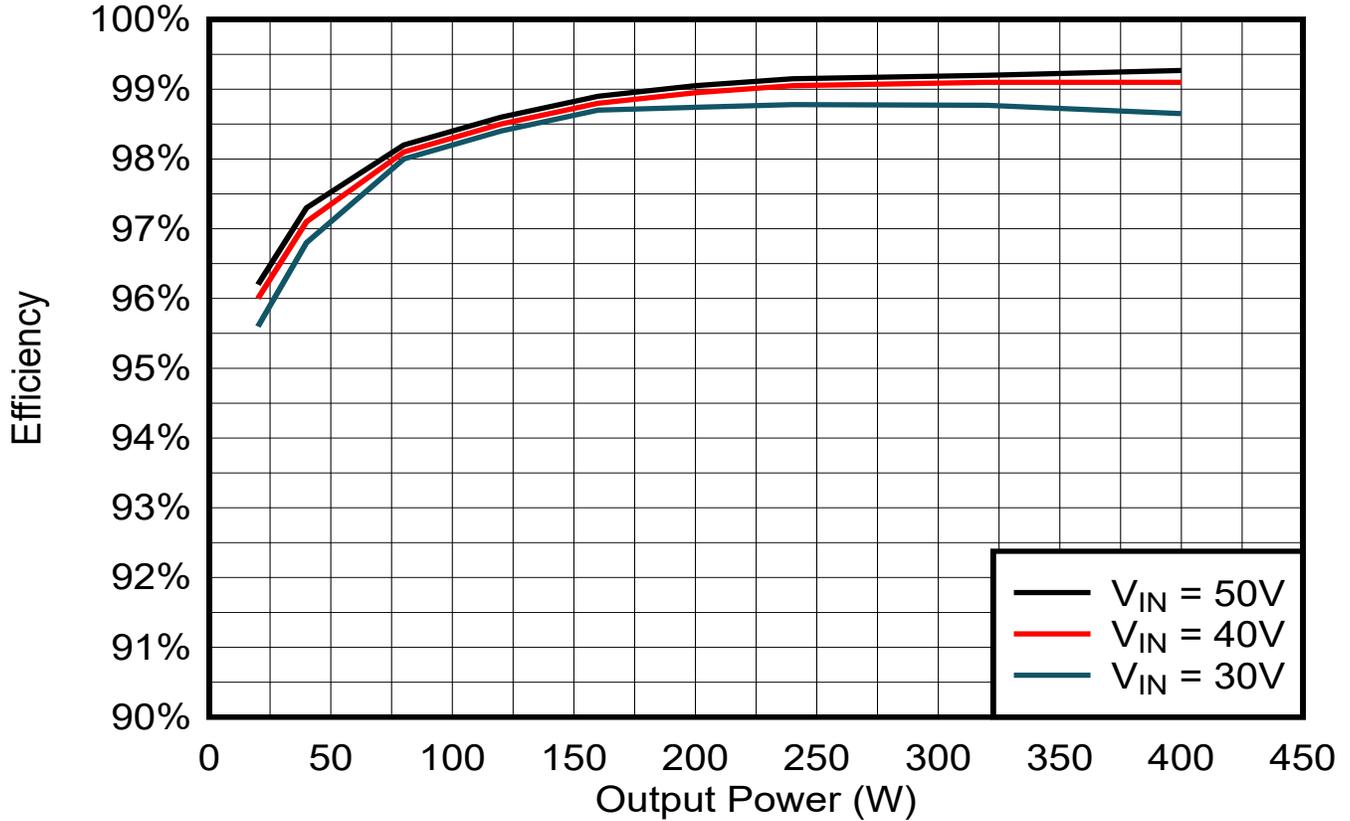


图 4-5. 输入直流/直流升压效率与输出功率间的关系

#### 4.3.2 CLLLC 结果

表 4-3 和图 4-6 显示了 CLLLC 转换器从 75V 电源轨转换到 400V 直流链路的效率。从表中可以看出，转换器在 399W 下可实现 98.8% 的峰值效率。

表 4-3. CLLLC 转换器效率

输出功率	87W	238W	307W	399W	630W	801W	960W	1214W	1596W
效率	96.1%	98.0%	98.7%	98.8%	98.7%	98.6%	98.4%	98.2%	97.5%

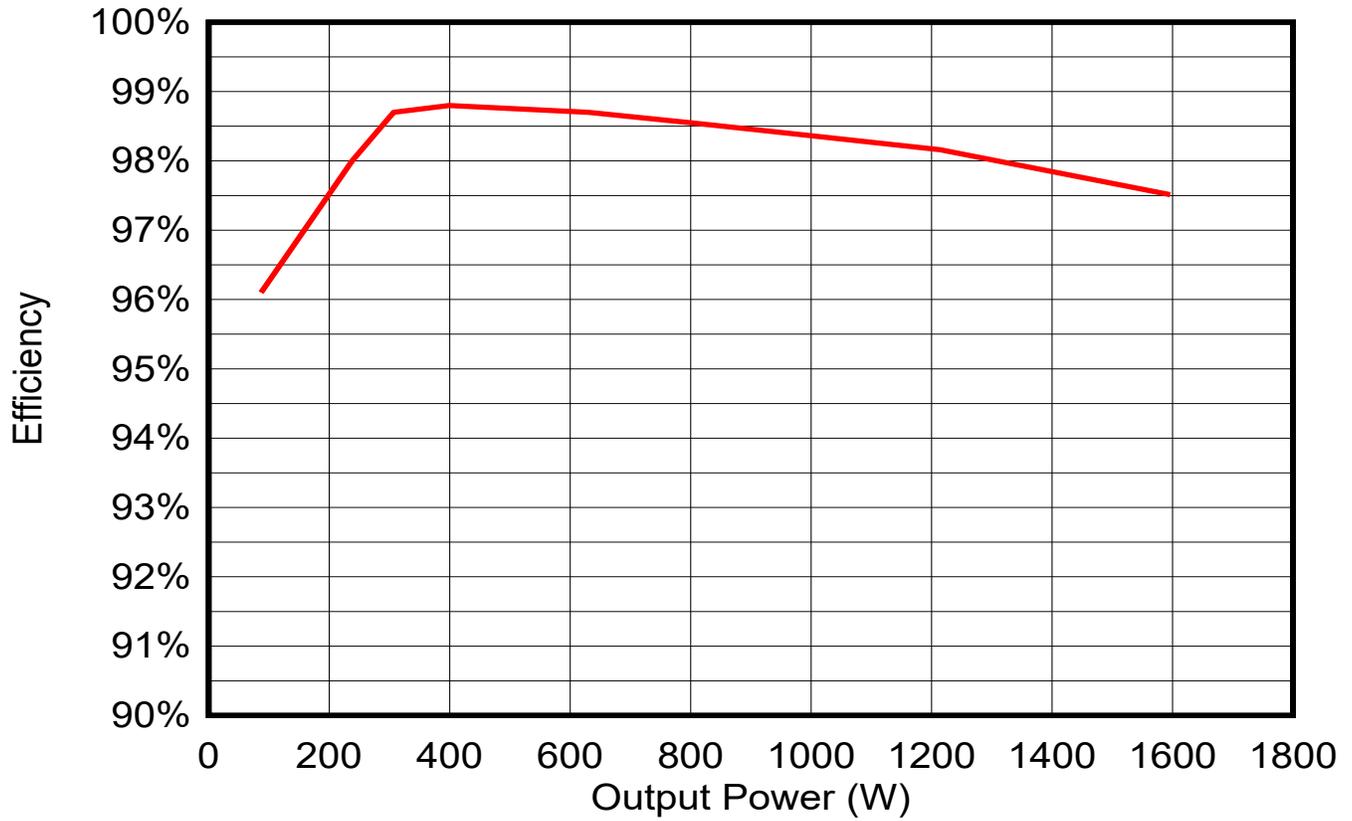
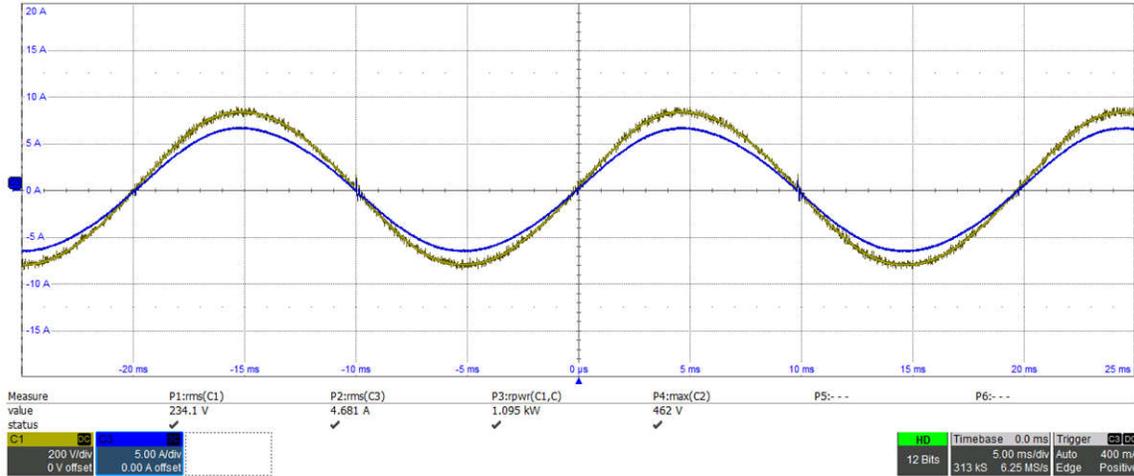


图 4-6. CLLLC 效率与输出功率间的关系

### 4.3.3 直流/交流结果

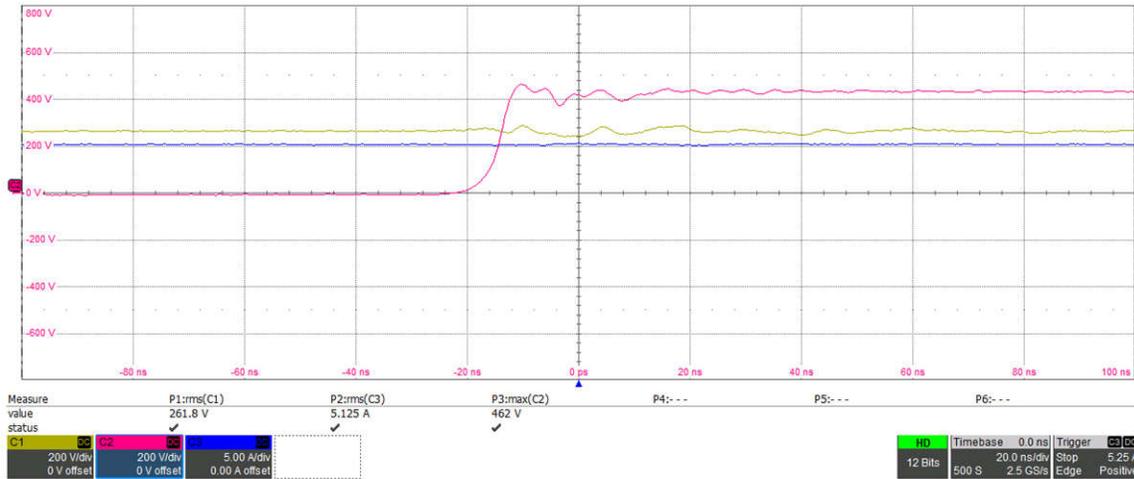
在图 4-7 中，1.1kW 输出功率通过 400V 直流链路提供至 230V VAC。请注意，电阻器中没有注入明显的电流纹波。



C1 - 输出电压，C3 - 输出电流。输出功率 - 1.1kW

图 4-7. 直流/交流线路电压和电流

按图 4-8 所示测量开关节点的电压。从图中可以看出，即使开关速度达到  $80\text{kV}/\mu\text{s}$ ，也没有检测到明显的过电压。



C1 - 线路电压，C2 - 开关节点电压，C3 - 线路电流

图 4-8. 直流/交流转换器开关节点

表 4-4 和图 4-9 显示了 CLLLC 转换器从 400V 直流链路转换到 230VAC 输出的效率。从表中可以看出，转换器在 640W 下可实现 98.9% 的峰值效率。

表 4-4. 直流/交流转换器效率

输出功率	80W	160W	320W	480W	640W	800W	960W	1280W	1600W
效率	97.3%	98.2%	98.7%	98.8%	98.9%	98.8%	98.7%	98.7%	98.7%

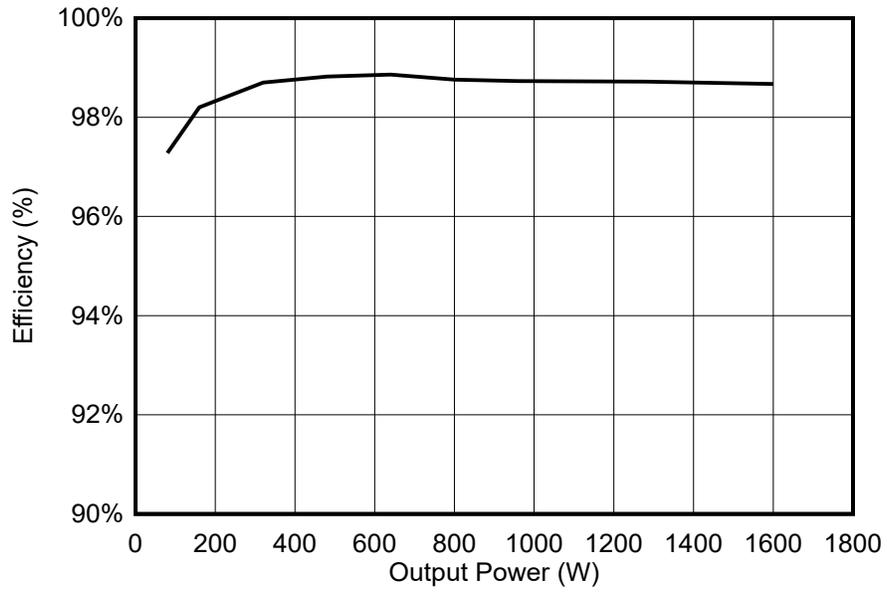


图 4-9. 直流/交流转换器与输出功率间的关系

## 5 设计和文档支持

### 5.1 设计文件

要下载设计文件，请参阅 [TIDA-010933](#) 中的设计文件。

#### 5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010933](#) 中的设计文件。

#### 5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010933](#) 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)

[C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK](#)      适用于 C2000™ MCU 的 DigitalPower 软件开发套件 (SDK)。

### 5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[设计 LLC 谐振半桥电源转换器](#) 应用手册
2. 德州仪器 (TI)，[基于 GaN 的 400W MPPT 充电控制器和电源优化器参考设计](#) 设计指南

### 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™, Code Composer Studio™, and PowerPAD™ 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 作者简介

**VSEVOLOD ELANTSEV** 是德州仪器 (TI) 德国分公司的电网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。

**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。

**ANDREAS LECHNER** 是德州仪器 (TI) 电网基础设施系统工程师。Andreas 负责为全球电网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。

**VEDATROYEE GHOSH** 是德州仪器 (TI) 德国公司的系统工程师，她在电网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。

## 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 * (Dec 2023) to Revision A (May 2024)	Page
• 更改了“系统说明”以反映一个电路板而非两个电路板.....	1
• 更改了“主要系统规格”，将最大输入电流增加至 14A，将 CLLLC 频率增加至 400kHz.....	6
• 更改了 CLLLC 转换器以实现新变压器和 400kHz 开关频率.....	9
• 更改了“直流/直流转换器”中的表，将最大输入电流增加至 14A.....	13
• 添加了“调制方案”一章.....	19
• 更新了“测试设置”连接图片以反映新的电路板连接器.....	31
• 更新了效率图以反映新的电路板效率.....	33

## 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