

## Design Guide: TIDA-010949

# 基于 GaN 且支持有线和无线通信的 600W 太阳能电源优化器参考设计



## 说明

此参考设计是一款太阳能电源优化器，可支持高达 80V 的输入电压和 80V 的输出电压，提供高达 18A 的输出电流和输入电流。该设计使用可配置的四开关降压/升压转换器将电池板电流升压或降压至串电流。旁路电路使用基于智能二极管控制器的设计。

此参考设计包含电力线通信 (PLC)，还提供无线通信功能。数字控制和通信均在单个 C2000™ 微控制器 (MCU) 中实现。

## 资源

<a href="#">TIDA-010949</a>	设计文件夹
<a href="#">LMG2100R026</a> 、 <a href="#">TMS320F2800137</a>	产品文件夹
<a href="#">TMCS1127</a> 、 <a href="#">LM74610-Q1</a>	产品文件夹
<a href="#">AFE031</a> 、 <a href="#">CC1352P7</a>	产品文件夹
<a href="#">LM5164</a> 、 <a href="#">INA181</a>	产品文件夹

## 特性

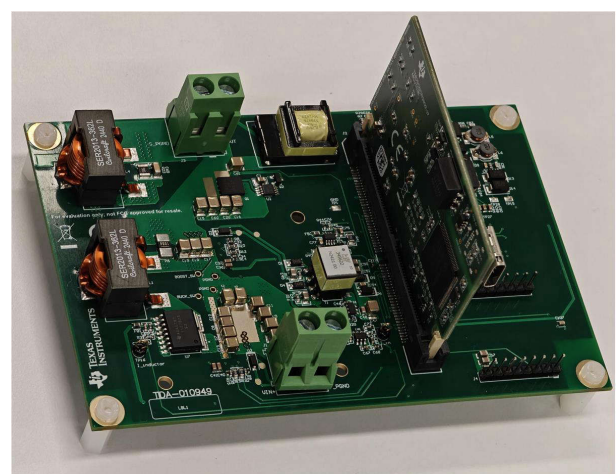
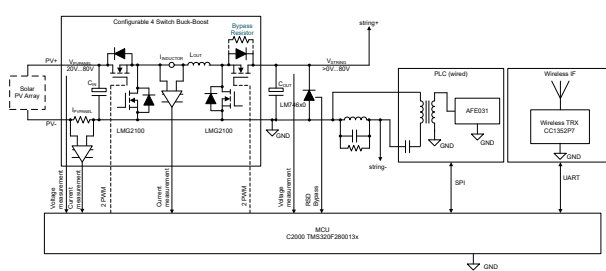
- 在短接模式下，峰值效率为 99.5%，CEC 加权效率为 99.4%
- 在开关模式下以 15A 恒定输出电流运行时，峰值效率为 99.0%，CEC 加权效率为 97.7%
- 在开关模式下以 18A 恒定输出电流运行时，峰值效率为 98.6%，CEC 加权效率为 97.0%
- 采用基于驱动器的集成设计的氮化镓 (GaN) 技术
- 电力线通信和无线通信功能
- 宽输入电压范围：15V 至 80V
- 高额定输出电流：18A

## 应用

- 太阳能电源优化器
- 太阳能充电控制器
- 快速关断



请咨询 TI E2E™ 支持专家



## 1 系统说明

此参考设计基于 TI 具有集成栅极驱动器的半桥氮化镓 (GaN) 功率级和 TMS320F2800137 C2000 MCU 开发而成。适用于单电池板电源优化器设计，能够使用 15V 至 80V 太阳能电池板模块供电运行，输出电流高达 18A。

该设计采用扰动观测算法进行 MPPT，运行效率大于 99%。由于设计中采用的半桥 GaN FET 功率级具有低  $R_{DS(on)}$ 、低  $P_{switch}$  和零反向恢复电荷等特性，因此可以实现高效率。降压转换器的高开关频率（高达 300kHz）使采用小尺寸元件成为可能。

该设计还包括基于 AFE031 的 PLC 通信和基于 CC1352P7 的用于发送和接收电压、电流、功率等数据的无线通信。

### 1.1 主要系统规格

表 1-1. 系统规格

参数	规格	单位
输入电池板电压范围	15 - 80	V
额定最大电流	18	A
效率	> 99	%
交错降压工作频率	300	kHz

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

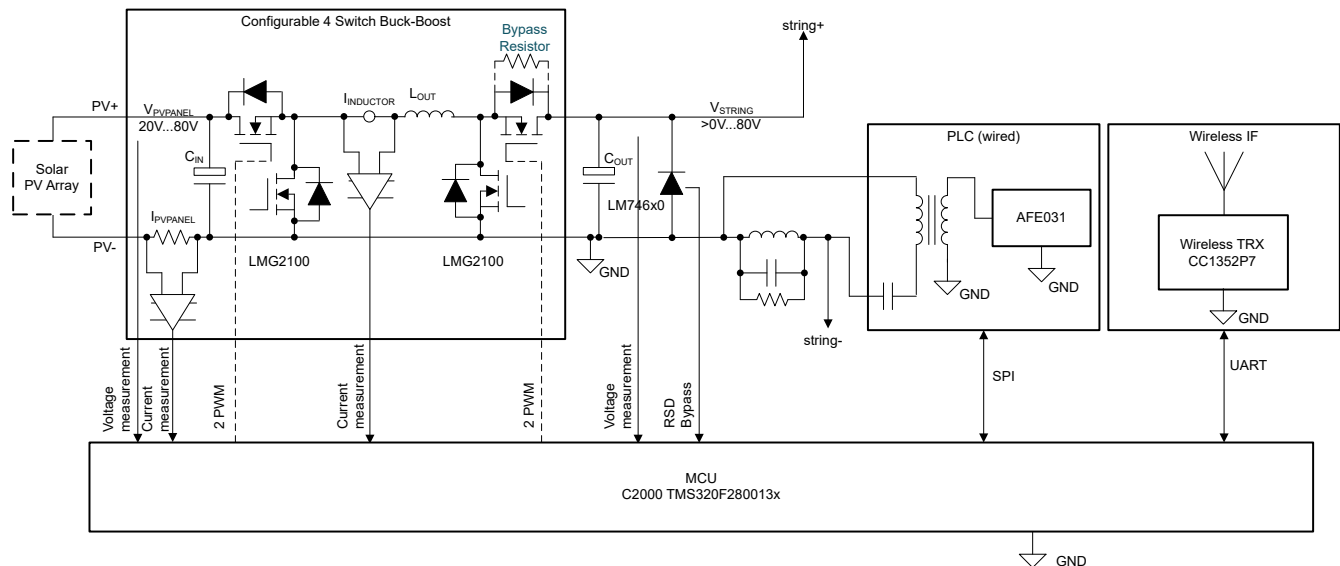


图 2-1. TIDA-010949 方框图

### 2.2 设计注意事项

TIDA-010949 电路板包含一个控制卡 (TMS320F2800137)，该控制卡从面板侧和串侧收集数据，并使用这些信息来执行 MPPT 和闭环控制。然后，MCU 生成可直接驱动半桥 GaN 功率级 (LMG2100R026) 的 PWM 信号。降压/升压转换器可调制电池板的输出电压，从而更大限度地提高传输功率。

为了给系统供电，使用 100V 开关稳压器 (LM5164) 将 PLC 的电池板电压降至 12V。第二个 Fly-Buck 拓扑 (LMR51410) 用于将 12V 降至非隔离式 5V，并使用两个隔离式 5V 来为 LMG2100 和 C2000 控制卡供电。两个隔离式 5V 用于为 LMG2100 的上部 FET 提供驱动器电压，以支持 100% 占空比。在非隔离式 5V 以下，使用降压 (LDO) 稳压器 (TPS7A2033) 为其余元件提供 3.3V 稳压线路。

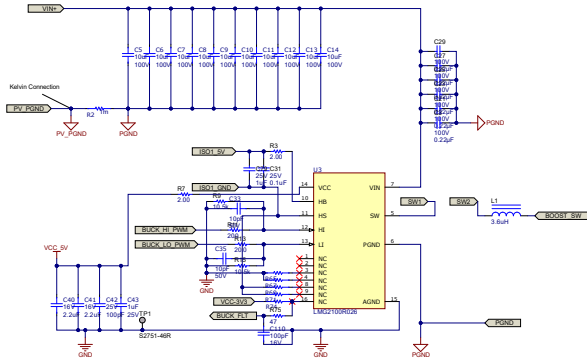


图 2-2. 直流/直流转换器降压级

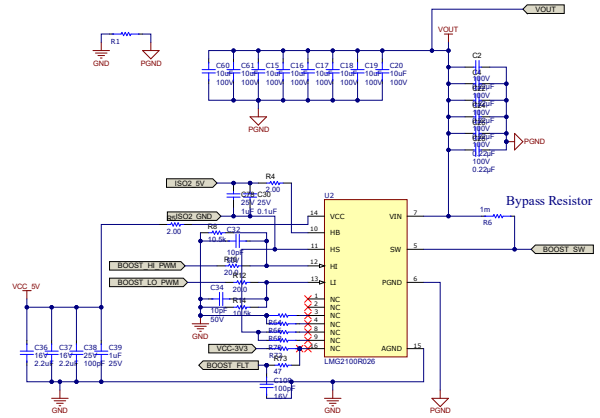


图 2-3. 直流/直流转换器升压级

升压级中的 R6 是一个旁路电阻器，如果焊接了该电阻器，则转换器将配置为降压模式。移除此电阻器可以将转换器配置为 4 开关降压/升压模式。4 开关降压/升压功率级中使用了两个 LMG2100R026 器件。为了更好地利用 GaN 器件的潜力，元件选择和布局非常重要。需要高质量输入和输出 MLCC，以便更好地处理开关期间的高频电流。必须采用布局来更大限度地减少电源环路中的寄生效应，从而减少电压尖峰和振铃。短而直的布线可为信号提供阻抗更低的路径，并更大限度地减小电流环路面积，从而减少存在的环路电感。在使用信号前，旁路电容器对信号进行过滤和调节，并且旁路电容器尽可能靠近相应元件放置。电容器和元件之间任何无关的布线都会降低旁路电容器的有效性。

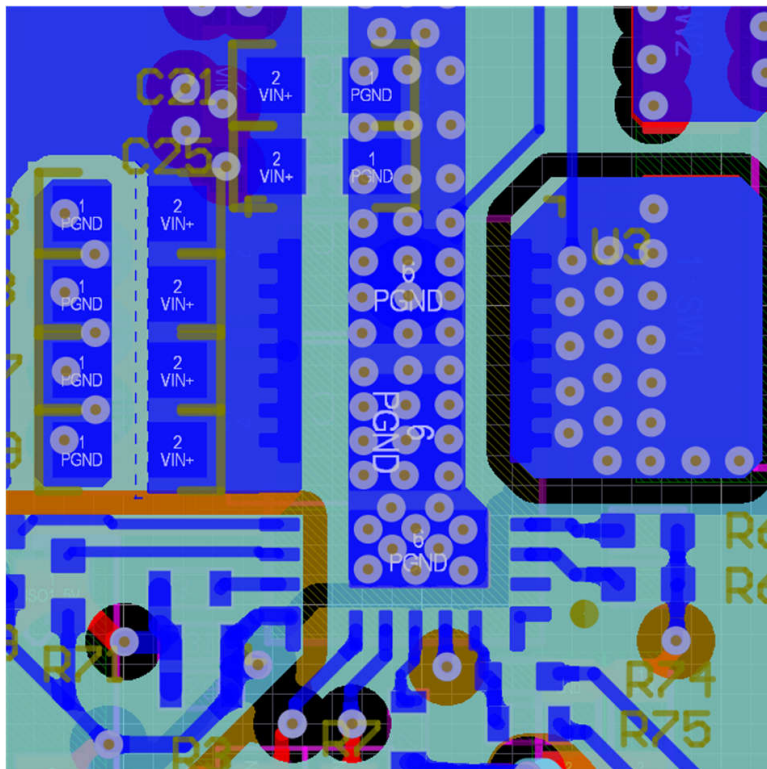


图 2-4. LMG2100R026 布局

AFE031 用于电力线通信接口。该接口包括功率放大器、PGA 以及用于 TX 和 RX 路径的滤波器和内部 DAC。MCU 的 SPI 用于配置滤波器、PGA 和内部 DAC。对于传输数据，使用 PWM 模式。另请参阅 [AFE031 电力线通信模拟前端](#) 数据表，以了解 PWM 模式的详细设计说明。在 RX 路径中，使用 R58、C87、L5、R59、L6 和 C91 实现带通滤波器。该滤波器可消除用于 PLC 通信的频带之外的任何噪声。带通滤波器的输出连接到 AFE031 的内部 PGA 和 RX 滤波器，然后连接到 MCU 的 ADC，该 ADC 对滤波信号进行采样和解码。

耦合电路将 AFE031 连接到电源线并去除高电压，以保护 AFE031 的低压电路。变压器和直流阻断电容器串联与 LRC 电路并联。此 LRC 电路的谐振频率需要设置为 PLC 载波频率。这可确保始终有足够的阻抗将 PLC 信号耦合到电力线，并且信号不会通过电源优化器的输出电容器短接。R23 设置谐振频率下的阻抗。L4 需要处理不饱和的完整直流电流。

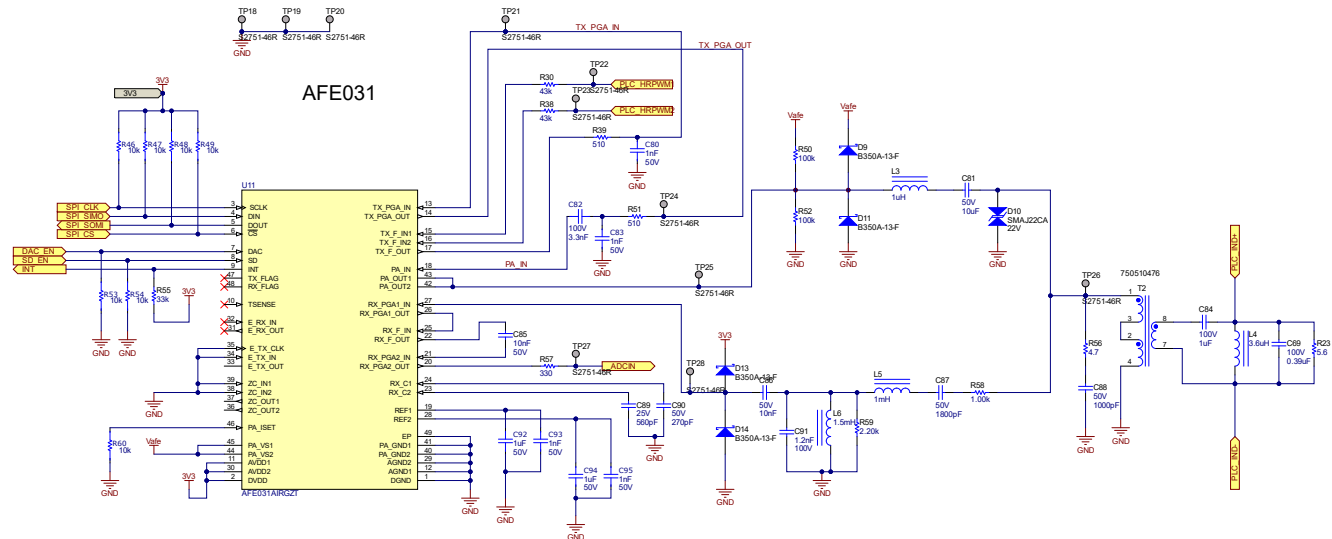


图 2-5. PLC 耦合电路

该参考设计利用 J4 和 J5 连接器将 MCU 与无线连接模块相连。这些模块添加了许多连接选项，如 Wi-SUN®、Zigbee®、低功耗 Bluetooth® 和 Wi-Fi®。

C2000 MCU 持续测量输入和输出端的电压和电流等参数，并通过通用异步接收器/发送器 (UART) 定期发送该数据。该数据可以通过无线网络传输到监控系统。此外，这些连接器还具有专用引脚，可通过无线网络特性实现快速关断。

可根据要求对无线连接示例进行评估。

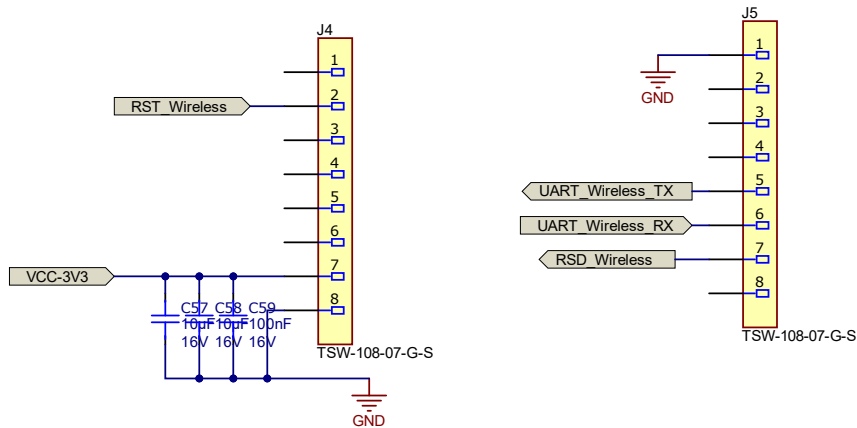


图 2-6. 无线连接器

## 2.3 主要产品

### 2.3.1 TMS320F2800137

TMS320F280013x (F280013x) 是 C2000™ 实时微控制器系列的可扩展、超低延迟器件，旨在提高电力电子产品的效率。

实时控制子系统基于 TI 的 32 位 C28x DSP 内核，可针对从片上闪存或 SRAM 运行的浮点或定点代码提供 120MHz 的信号处理性能。三角函数加速器 (TMU) 进一步增强了 C28x CPU 的性能，从而加快了对实时控制系统关键的常用算法的速度。F280013x 支持高达 256KB (128KW) 的闪存。高达 36KB (18KW) 的片上 SRAM 也可用于补充闪存。

高性能模拟块集成在 F280013x 实时微控制器 (MCU) 中，并与处理单元和脉宽调制 (PWM) 单元紧密耦合，从而提供出色的实时信号链性能。

14 个 PWM 通道可控制从三相逆变器到功率因数校正的各种功率级，以及其他先进的多级电源拓扑。

电池板和串线路的电压和电流用于计算和跟踪最大功率点 (MPP)，而 TMS320F2800137 支持使用内部模数转换器 (ADC) 从各种模拟信号中快速采集数据，该转换器设置为每 40  $\mu$ s 从 ADC 通道读取一次。在 120MHz 下运行可实现快速转换和计算，从而高效执行 MPPT 并相应地调整转换器的占空比。比较器子系统 (CMPSS) 还用于快速保护转换器免受过压、过流或过热的影响。

增强型脉宽调制器 (ePWM) 用于生成 4 个开关的 PWM。高分辨率脉宽调制器 (HRPWM) 可用于为 AFE031 生成可用于 PLC 传输功能的 3 电平信号。内部 ADC 用于对 300kHz 的 RX 信号进行采样以接收 PLC 信号。FSK 解码库 (C2000 软件的一部分) 用于对采样信号进行解码。

设计中还包括由 MCU 控制的状态指示器，用于向用户提供反馈。

### 2.3.2 LMG2100R026

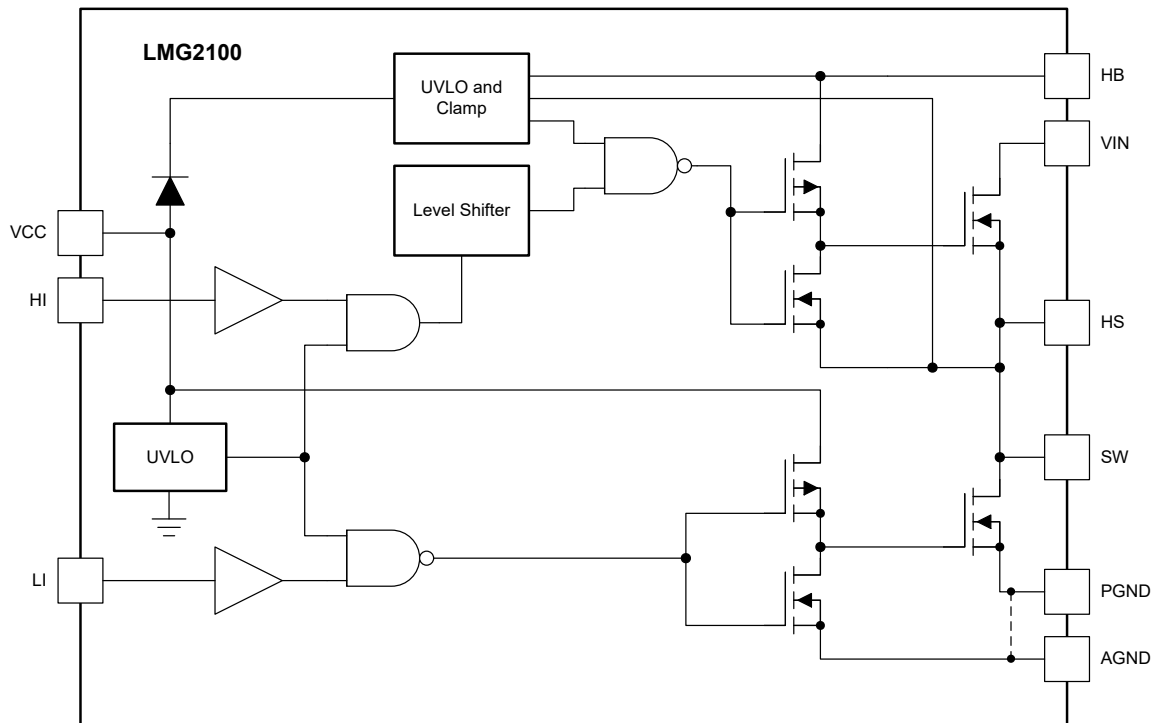


图 2-7. LMG2100 功能方框图

LMG2100R026 器件是一款 93V 连续、100V 脉冲式 53A 半桥功率级，具有集成栅极驱动器和增强模式氮化镓 (GaN) FET ( $R_{DS(on)}$  为  $2.6m\Omega$ )。

- 5V 外部辅助电源

- 零反向恢复
- 非常小的输入电容  $C_{ISS}$  和输出电容  $C_{OSS}$
- 内部自举电源电压钳位，可防止 GaN FET 过驱动
- 出色的传播延迟（典型值 33ns）和匹配（典型值 2ns）
- 外露式顶部 QFN 封装，实现顶面散热
- 封装经过优化，便于 PCB 布局
- 7.0mm × 4.5mm × 0.89mm 无铅封装

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。该器件的实用设计适合需要小尺寸、高频、高效运行的应用。

LMG2100R026 是一款半桥 GaN 功率级，具有高度集成的高侧和低侧栅极驱动器，包括内置 UVLO 保护电路和过压钳位电路。钳位电路会限制自举刷新操作，以确保高侧栅极驱动器过驱不超过 5.4V。该器件具有两个半桥配置的 2.6mΩ GaN FET。该器件可用于许多隔离和非隔离拓扑，从而实现非常简单的集成。为了最大限度地减少硬开关式降压转换器低侧 FET 的第三象限导通，可以独立控制 HI 和 LI 引脚。采用的封装旨在最大限度减小环路电感，同时保持 PCB 设计简单。为最大限度缩短与引脚之间的布线长度，TI 建议使用小尺寸 MLCC。为最大限度减少寄生电感，应将旁路电容器和自举电容器尽可能靠近器件放置。导通和关断的驱动强度经过了优化，可确保高压转换率，而不会在栅极或电源环路上造成任何过多的振铃。

### 2.3.3 TMCS1127

TMCS1127 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 2.75% 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 1.5% 的最大灵敏度误差（包括寿命和温度漂移）。

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。差分霍尔效应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  $\pm 96\text{A}$ ，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  $5\text{kV}_{\text{RMS}}$ ，加上最小 8mm 的爬电距离和间隙，可提供高电平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。

### 2.3.4 LM5164

LM5164 同步降压转换器用于在宽输入电压范围内进行调节，从而更大限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比，支持从 48V 标称输入到低电压轨的直接降压转换，从而降低系统的复杂性并减少解决方案成本。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  $I_Q$  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  $V_{\text{CC}}$  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。

### 2.3.5 LM74610-Q1

LM74610-Q1 是一款控制器器件，可与 N 沟道 MOSFET 一同用于反极性保护电路。该器件设计用于驱动外部 MOSFET，串联电源时可模拟理想二极管整流器。该机制不以接地为参考，因此  $I_Q$  为零。LM74610-Q1 控制器为外部 N 沟道 MOSFET 提供栅极驱动，并配有快速响应内部比较器，可使 MOSFET 栅极在反极性情况下放电。这种快速降压特性有效限制了检测到反极性时反向电流的大小和持续时间。此外，该器件设计选用了合格的 TVS 二极管，符合 CISPR25 5 类 EMI 规范和汽车类 ISO7637 瞬态要求。

### 2.3.6 AFE031

AFE031 是一款低成本、集成式电力线通信 (PLC) 模拟前端 (AFE) 器件，能够在 DSP 或微控制器的控制下，以容性或变压器耦合的方式连接至电力线。该器件非常适合于驱动需要为无功负载提供高达 1.5A 电流的低阻抗线路。该集成式接收器能够检测低至  $20 \mu V_{RMS}$  的信号，并且支持各种增益选项以适应不同的输入信号条件。此单片集成电路在要求严格的电力线通信应用中提供高可靠性。

AFE031 发射功率放大器可由 7V 至 24V 电压范围的单电源供电。在最大输出电流下，宽输出摆幅能够以标称 15V 的电源电压提供  $12V_{PP}$  ( $I_{OUT} = 1.5A$ ) 性能。该模拟和数字信号处理电路由 3.3V 单电源供电。

### 2.3.7 CC1352P7

采用 SimpleLink™ 平台的 CC1352P7 器件是一款多协议、多频带 Sub-1GHz 和 2.4GHz 无线微控制器 (MCU)，支持 Thread、Zigbee®、低功耗 Bluetooth® 5.2、IEEE 802.15.4g、支持 IPv6 的智能对象 (6LoWPAN)、mioty®、Wi-SUN®、专有系统 (包括 Sub-1GHz 和 2.4GHz 的 TI 15.4-Stack) 和通过动态多协议管理器 (DMM) 驱动程序实现的并发多协议。CC1352P7 基于 Arm® Cortex®-M4F 主处理器，针对电网基础设施、楼宇自动化、零售自动化、个人电子产品和医疗应用中的低功耗无线通信和高级传感功能进行了优化。



### 3 系统设计原理

#### 3.1 MPPT 运行

光伏 (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。由于条件的变化，功率输出在一天中也会持续变化。

图 3-1 展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 3-1 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。

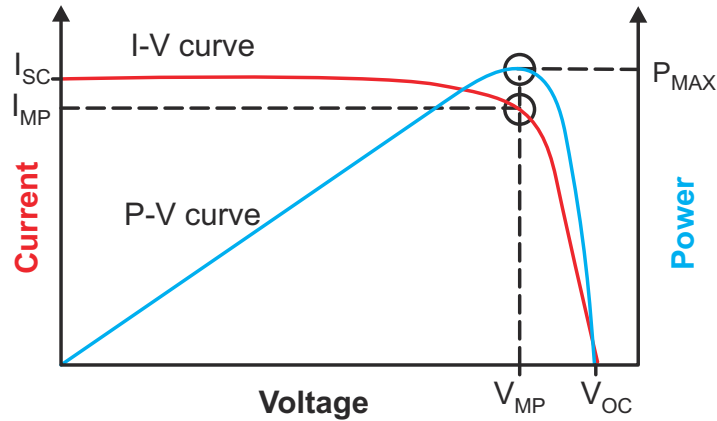


图 3-1. 太阳能电池板特性 I-V 和 P-V 曲线

如图 3-1 所示，当电池板电压和电池板电流的乘积达到最大值时，电池板具有最大功率输出，表示为  $P_{MAX}$ 。该点指定为最大功率点 (MPP)。

图 3-2 和图 3-3 中的图形提供了各项参数影响太阳能电池板输出功率的示例曲线。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。

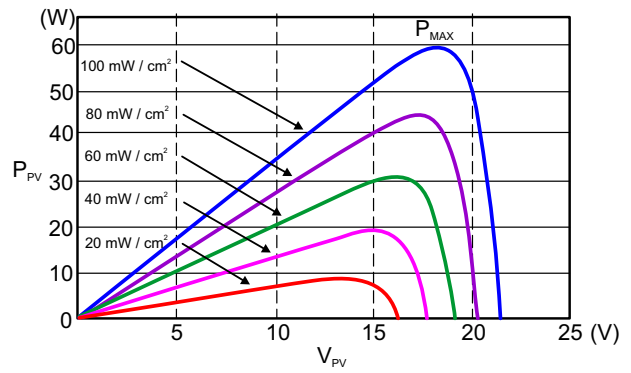
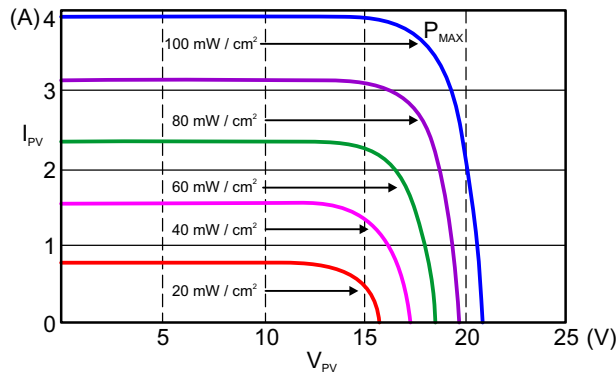


图 3-2. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 - 图 A

图 3-3. 不同辐照条件下太阳能电池板的输出功率变化 - 图 B

图 3-4 展示了光伏电池板的功率输出随温度变化而变化的典型图。观察电池板电流（以及电池板功率）如何随温度升高而降低。MPP 电压随温度变化而继续大幅变化。

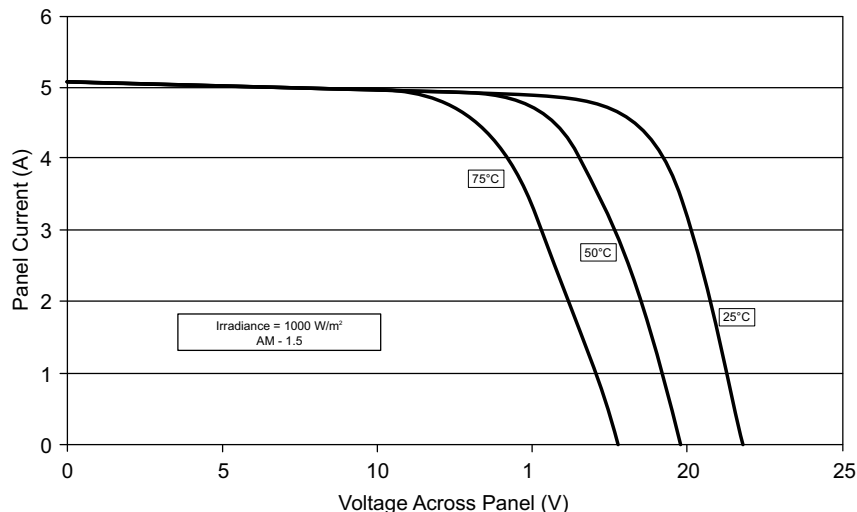


图 3-4. 太阳能电池板 I-V 曲线在恒定辐照条件下随温度的变化

通过在靠近 MPP 点的位置运行电池板，可从太阳能电池板获取最大功率；然而，这样做会带来两个挑战：

1. 如何使用与电池板 MPP 不同的工作电压连接电池或负载
2. 如何自动识别 MPP ( 因为 MPP 随环境条件变化，不是一个常量 )

将  $V_{MPP}$  接近 17V 的太阳能电池板直接连接至 12V 铅酸电池，可以强制电池板以 12V 的电压运行，但这会减少可从电池板获取的电量。从这种情况可以推断出，直流/直流转换器能够从太阳能电池板获取更多功率，因为该转换器会强制太阳能电池板在接近  $V_{MPP}$  的位置运行，并将功率传输到 12V 铅酸电池 ( 阻抗匹配 )。

上一段解释了为什么用户实施同步降压转换器从太阳能电池板为铅酸电池充电，并解决了第一个挑战。

有关自动识别电池板 MPP 的第二个挑战通常通过在系统中采用 MPPT 算法来完成。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，则沿反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。

P&O 算法易于实现且有效，因此此设计选用了这一算法。

### 3.2 电源优化器功能

使用多电池板串联的串式逆变器是光伏逆变器的主流类型，每瓦成本最低使得这种方法很有吸引力。但是，这种方法存在因高压和恶劣环境而产生直流电弧引发火灾的风险，火灾很难扑灭。即使串式逆变器停止工作，PV 电池板也始终会产生高电压，因为太阳始终存在。此外，当一些电池板被部分背阴时，背阴电池板的输出电流会降低，因此，由于电池板串联，整个串电流会降低，导致串式功率显著下降，如图 3-5 所示。

例如，与图 3-5 左侧的理想工作条件一样，有 10 个 PV 电池板串联，每个具有完全辐照的电池板可以在 40V 和 15A 下输出 600W 功率。整个串式功率为  $10 \times 600W = 6000W$ 。

当串部分背阴时，就像图 3-5 的中间，一个电池板不能完全辐照，该电池板的输出电流下降，串电流现在是 5A 的，整个串功率只有  $40V \times 5A \times 10 = 2000W$ 。因此，仅由于一个电池板处于背阴状态，总功率就会下降 66.7%。这大大减少了串式逆变器的利润，所以需要有一个电源优化器来帮助串式逆变器解决这些情况。

图 3-5 右侧显示了一个部分背阴的串，但每个电池板都安装了电源优化器。尽管背阴电池板只能输出 40V、5A，但优化器的直流/直流电路可以将电流升压至 15A，其他电池板不受影响。使用优化器时的串功率为  $40V \times 5A + 40V \times 15A \times 9 = 5600W$ 。额外节省 3600W 功率，可创造更多利润。

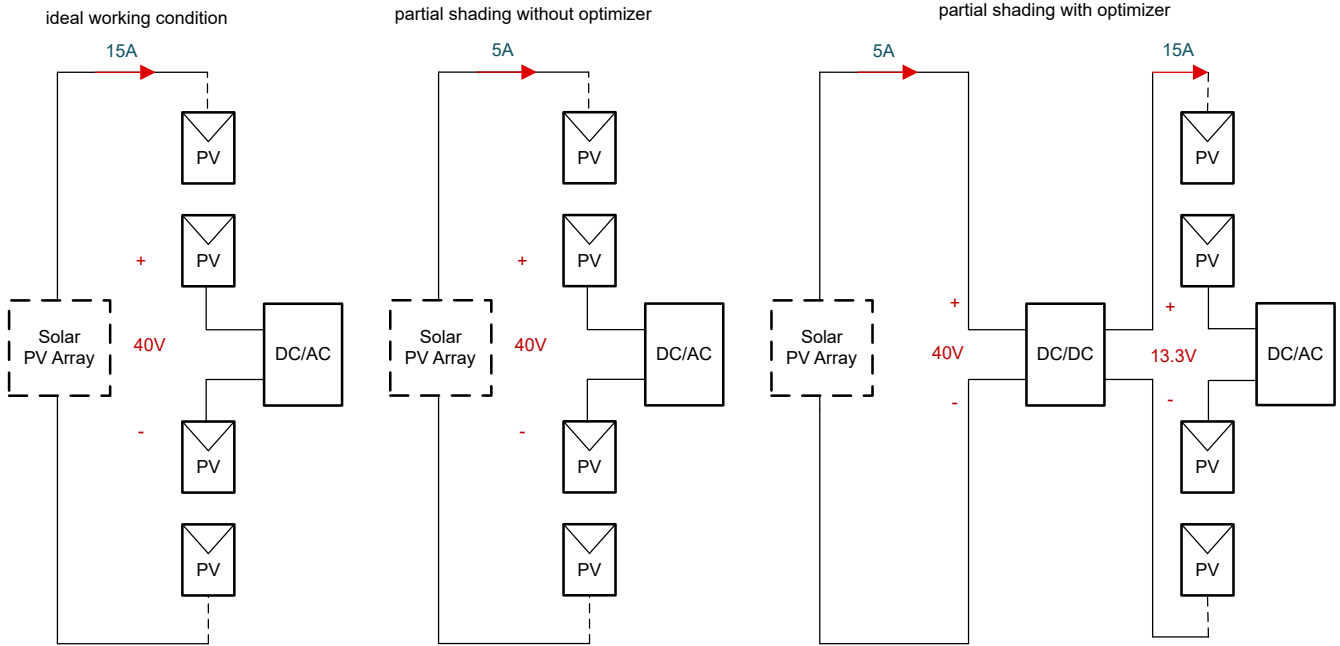


图 3-5. 使用和不使用优化器的 PV 串工作条件

电源优化器也可以更好地保护 PV 串。由于优化器单独连接到每个电池板，因此直流链路的高电压位于优化器的输出侧，而不是 PV 侧。优化器可以轻松执行快速关闭 (RSD) 功能，这在许多国家/地区都是强制性的。

在故障条件下，优化器的 PLC 接收器从主机获取 RSD 信号。然后，优化器将 PV 电池板从串上剪下来，允许电流通过旁路电路。通过使用 LM74610-Q1 导通，旁路电路无需 MCU 做任何事情，从而大大提高了电路的可靠性。在电弧故障时，断开 PV 电池板与串式逆变器的连接可消除串式逆变器中的高电压，从而显著降低救援风险。

### 3.2.1 电力线通信 (PLC)

所实现的电力线通信使用 FSK 调制。在此设计中，采用了 SunSpec RSD 接收器，与 TIDA-060001 和 BOOSTXL-AFE031-DF1 的接收器实现类似。另请参阅 [SunSpec® 快速关断发送和接收](#) 设计指南和 [BOOSTXL-AFE031-DF1](#) 用户指南。此参考设计可实现基于双向移频键控 (FSK) 的 PLC。

### 3.3 四开关降压/升压转换器

表 3-1. 四开关降压/升压转换器的规格

参数	规格	单位
最大输入电压	80	V
最大输出电压	80	V
最大电流	18	A

此参考设计实现了一个 4 开关降压/升压拓扑，以将电池板电流升高或降低至串式电流，因此本参考设计可用于许多需要进行模块级优化的应用。

通过使用旁路电阻器绕过升压侧的上部开关，也可将此拓扑配置为降压拓扑。此旁路电阻器可简化两种拓扑的设计和实现。

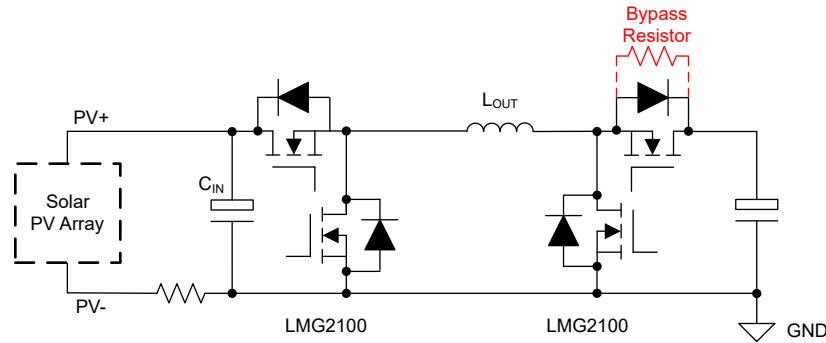


图 3-6. 可配置四开关降压/升压拓扑

栈载波调制用于生成 4 开关降压/升压拓扑的 PWM，如图 3-6 所示。

降压级和升压级的载波是堆叠的。降压载波振幅介于 0 至 1.05 之间，升压载波振幅介于 0.95 至 2 之间，因此很自然，当调制器介于 0.95 至 1.05 之间时这两个载波会重叠。因此，这种调制方案可以从降压模式无缝切换到降压/升压模式和升压模式，如图 3-7 所示。

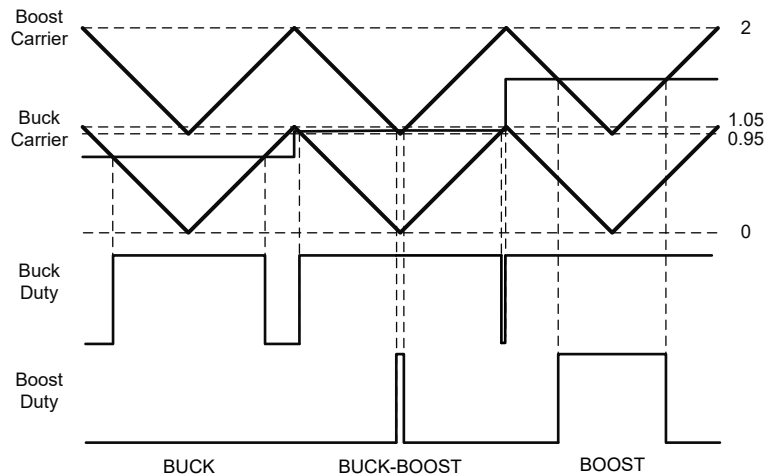


图 3-7. 四开关降压/升压拓扑调制方案

调整 C2000 中的载波起始点会导致 PWM 分辨率损失，如果使用理论实现，则 PWM 分辨率可能会损失近 50%，这会降低转换器的性能。因此在软件中，这是通过调整升压级和降压级的调制器实现的，如图 3-8 所示，升压和降压的载波仍在 0-1 之间，而调制器在 0-2 之间。只需将降压的调制器乘以 0.95，就相当于将降压的载波乘以 1.05。升压级与之类似；首先，将升压的调制器减 0.95，然后将结果乘以 0.95 以获得升压级的最终调制器。在方程式 1 和方程式 2 中， $M_{\text{buck}}$  是降压级的调制器， $M_{\text{boost}}$  是升压级的调制器：

$$M_{\text{buck}} = M_{\text{loop}} \times 0.95 \quad (1)$$

$$M_{\text{boost}} = (M_{\text{loop}} - 0.95) \times 0.95 \quad (2)$$

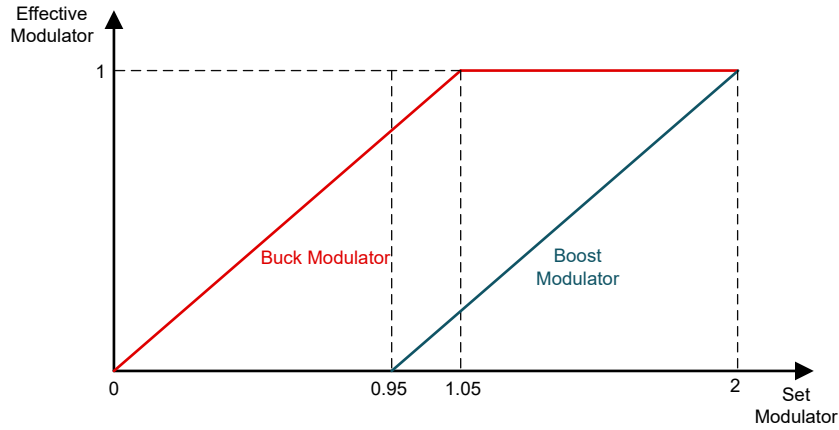


图 3-8. C2000™ 中实现的四开关降压/升压拓扑调制方案

为了使这个四开关降压/升压功率级更紧凑、更高效，本参考设计选用了 LMG2100R026 半桥功率级，在 5V 栅极电压下，其最大  $V_{DS}$  可高达 93V (连续)、脉冲额定值为 100V， $Q_g$  和  $R_{DS(on)}$  分别为 12nC 和 2.6mΩ。此外，该器件采用 7.0mm × 4.5mm × 0.89mm 无铅封装，可节省大量 PCB 面积，并且该封装针对较小的高频电流环路进行了优化，可在开关周期内提供非常小的振铃。这是具有中等额定功率的紧凑型、高功率密度和高效电源优化器的理想设计。

### 3.4 输出电感

为了保持高效率，同时提供串式逆变器所需的恒定电流，需要使用连续导通模式 (CCM)。在定义输入电压范围、输出电压和负载电流时，此模式将电感值保留为设计参数以保持 CCM。

简单地说，定义转换器所需的纹波电流 ( $\Delta I$ )。通常  $\Delta I$  是输出电流 ( $I_o$ ) 的 0.2 - 0.4 倍。因此，选择值 0.4 作为纹波电流系数。

考虑 18A 最大输出电流，并忽略 FET 上的压降和电感器的电阻，可得出：

$$L \times \frac{\Delta I}{T_{off}} = V_o \quad (3)$$

在 18A、600W 条件下，输出电压约为 33.3V，在 PV 电池板的最大功率点可将输入电压视为 43V，然后可推导出输出电感，即 3.48 μH。半负载时，考虑到 18A、300W 条件下的输出电压约为 16.7V，输入电压也为 43V，因为半辐照下的 MPP 电压与完整辐照下的 MPP 电压类似，因此输出电感约为 4.7 μH。

在尺寸相同的情况下，电感值较小的电感器可能具有较大的饱和电流。最后，选择了 3.6 μH 电感器，以使设计变得紧凑。

### 3.5 输入电容

仔细选择输入电容，既要减小尺寸，又要满足大纹波电流能力要求（请参阅[如何选择降压转换器的输入电容器](#)模拟应用期刊）。

为了获得满意的 MPPT 效果，例如 99.5% 的最大功率跟踪，输入纹波电压值需要较小，对于许多电池板而言，当  $V_{\text{panel}}$  在  $V_{\text{mpp}}$  的 97.5%-102.5% 范围内时，电池板的输出功率高于最大功率的 99.5%。对于大多数电池板来说，MPP 电压高于 30V。因此，采用 0.75V 作为最大输入纹波电压 ( $\Delta V_{\text{in}}$ )。

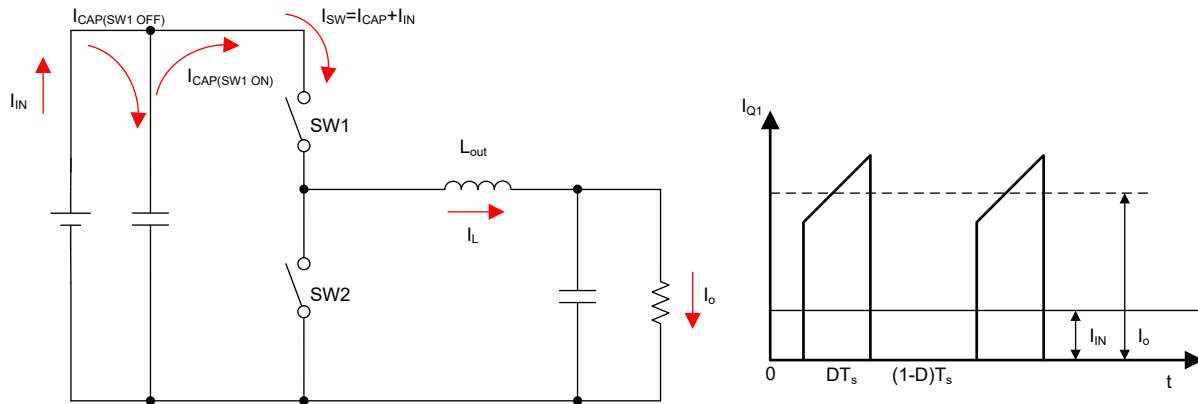


图 3-9. 输入电流波形

流经输入电容器的交流电流会产生输入电压纹波。即使大部分纹波电流会流经 MLCC，但由于等效串联电阻 (ESR) 较低，由此产生的纹波电压也可以忽略不计。如果系统有电解电容器，则其余纹波电流会流经电解电容器，尽管电解电容器的 ESR 大得多，但交流电流很小，对输入电压纹波的总体影响很小。

使用[方程式 4](#) 来估算满足纹波电压要求所需的有效电容。占空比为 50% 时，输入电容  $C_{\text{in}}$  最大。

$$C_{\text{IN}} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{\text{O}}}{\Delta V_{\text{in}} \times f_{\text{sw}}} \quad (4)$$

其中  $I_{\text{O}}$  为 18A， $f_{\text{sw}}$  为 300kHz， $C_{\text{in}}$  需要大于 20  $\mu\text{F}$ 。考虑到随着电压增加 MLCC 直流偏置效应的影响，根据实际情况，所取的实际值需要更大。

此外，输入电容器还需要满足纹波电流引起的热应力、更大的占用空间以及更低的温升。使用[方程式 5](#) 可以计算输入纹波电流的均方根 (RMS) 电流。

$$I_{\text{in\_rms}} = I_{\text{O}} \times \sqrt{D \times (1 - D) + \frac{1}{12} \times \left( \frac{V_{\text{O}}}{L \times f_{\text{sw}} \times I_{\text{O}}} \right)^2 \times (1 - D)^2 \times D} \quad (5)$$

占空比对输入 RMS 纹波电流有着显著影响。[图 3-10](#) 是输入 RMS 电流与负载电流比与占空比间的关系图，从中可以观察到最大的纹波电流 RMS。当占空比为 0.5 时，产生的纹波电流最大。 $I_{\text{in\_rms}}$  的最大值为 9.5A。为了降低 MLCC 的温升，选择了 1210 尺寸。同时，与只使用一个容量较大的电容器相比，并联多个小容量电容器的效果更好。

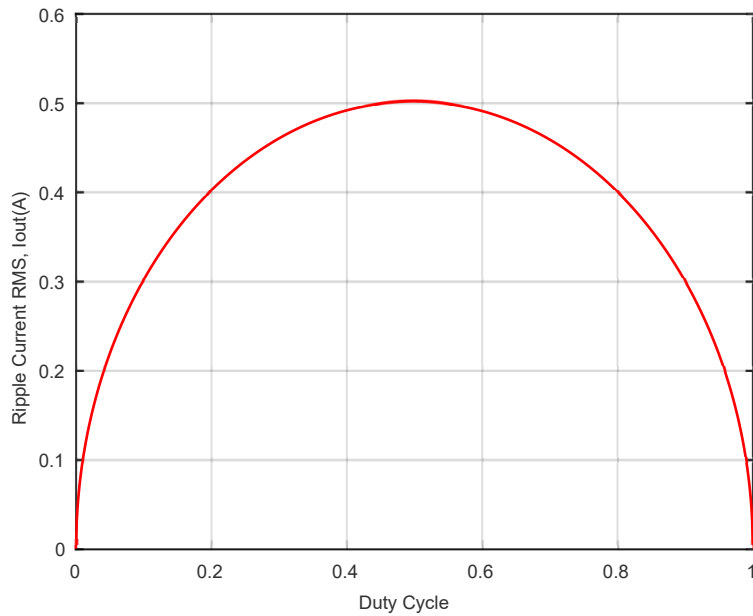


图 3-10. 输入 RMS、负载电流比与占空比间的关系

尽可能靠近 FET 的输入侧放置等效串联电感 (ESL) 较低且 ESR 较低的额外小型 MLCC，尤其是使用 di/dt 和 dv/dt 斜率较高的 GaN 器件。这些 MLCC 可以在不牺牲效率的情况下大幅减轻开关节点波形的过冲。

如果系统的响应速度很重要，还可以添加铝电解电容器等大容量电容器，以满足瞬态响应要求。由于电解电容器的 ESR 较高，因此可以通过将输入纹波电压除以 ESR 来近似计算纹波电流。此外，波形是三角形的，因此可以使用方程式 6 估算 RMS 值。

$$I_{\text{bulk\_rms}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \times \frac{\Delta V_{\text{in}}}{\text{ESR}} \quad (6)$$

选择大容量电容器时需要小心谨慎，因为它对 RMS 电流的容差较低。

### 3.6 电流传感器

表 3-2. 电流传感器设计标准

参数	规格
最大共模电压	80V
最大输入电流	18A
最大输出电压	3.3V

此参考设计要求准确测量电池板电流和电池电流，以计算和跟踪最大功率点。该设计支持将高达 80V 的电池板，因此需要至少 80V 的最大共模电压。

TMCS1127 霍尔效应传感器因其出色的共模噪声性能和低灵敏度误差而被选择用于本参考设计。方程式 7 和方程式 8 用于对照表 3-2 中给出的参数计算电流放大器的分辨率和传感器的功率耗散，示例如下。由于 TMCS1127B2A 的传感能力高达 ±31A，因此选择该器件。

### 3.6.1 电流测量分辨率

TMCS1127B2A 的灵敏度为 50mV/A。放大器到 12 位 ADC 的电流分辨率由下面的公式给出：

$$I_{RES} = (V_{OUT} / (ADCMAX \times Sensitivity)) = (3.3V / (4095 \times 50mV/A)) \quad (7)$$

$I_{RES} = 16.1mA$  per bit, that is, 1A equals 62.05bit in MCU

### 3.6.2 电流传感器功率耗散

方程式 8 是最大功率耗散计算：

$$P_{DISS} = I_{MAX2} \times R_{IN} = (18A)^2 \times 0.7m\Omega \quad (8)$$

$$P_{DISS} = 0.23W$$

## 3.7 开关稳压器

该参考设计需要 12V 电压以供 AFE031 运行，需要 5V 电压以供 C2000 控制卡和 GaN 器件 (LMG2100R026) 运行，随后从 5V 降压至 3.3V 以供采样器件和其它元件运行。要从电源线 ( 电池板 ) 生成 12V 线路，需要一个宽 VIN 降压开关稳压器 LM5164 来支持最高 80V 的电压。

基于固定开关频率稳压器 LMR51410XF 的 fly-buck 拓扑用于为 LMG2100 的上部 FET 产生两个隔离的 5V 电压，以支持 100% 的占空比。

## 3.8 旁路电路

当优化器主电路或电池板发生故障时，旁路电路发挥着重要作用。传统太阳能电源优化器使用肖特基二极管或 P-N 结二极管作为旁路电路。当串电流很高时，二极管的功率耗散会由于高正向压降而导致严重的热问题。为了降低旁路电路的功率耗散，另一种设计是使用由 MCU 控制的有源 MOSFET，但 MOSFET 的正常运行依赖于 MCU。

此设计采用高度可靠的低功率耗散方法。此设计不依赖 MCU 的信号进行导通或关断，因此即使 MCU 不工作，该设计也能以低功率耗散绕过串电流。此设计使用 LM74610-Q1 实现独立 MOSFET 控制，无需任何外部干预即可自主工作。[如何在太阳能应用中将理想二极管控制器用作可扩展输入旁路开关](#) 模拟设计期刊文章介绍了该方法的详细设计和工作原理。通过在检测路径中添加耗尽型 MOSFET  $Q_D$ ，可以轻松扩展理想二极管控制器的反向电压范围 ( 额定电压为 42V )。串电流流经功率 MOSFET  $Q_1$ ，从而降低旁路电路的功率耗散。

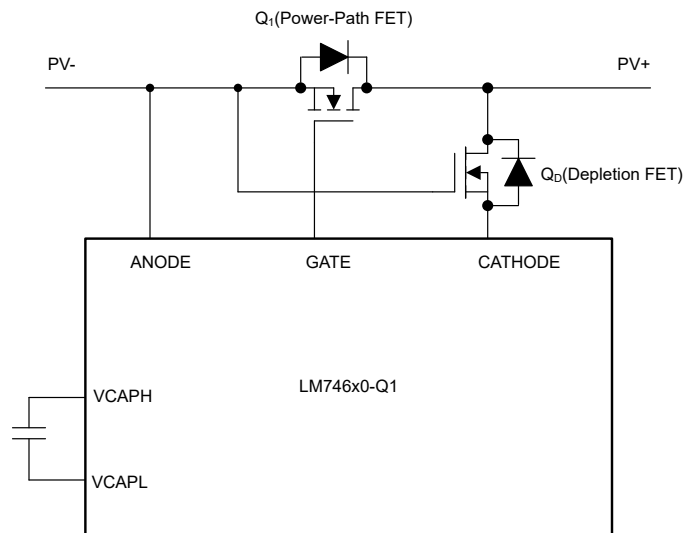


图 3-11. 基于 LM74610-Q1 的旁路电路



## 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-010949
- TMDSCNCD2800137 控制卡
- USB Type-C® 电缆
- USB 隔离器
- 笔记本电脑

使用以下设备对电路板供电和进行评估：

- 直流电源：ITECH IT6010C-80
- 直流负载：Chroma 63203A
- 功率分析仪：YOKOGAWA WT500

### 4.2 软件要求

要测试电路板，请参阅数字电源 SDK、TIDA-010949 软件和软件用户指南。

图 4-1 展示了软件流程图。

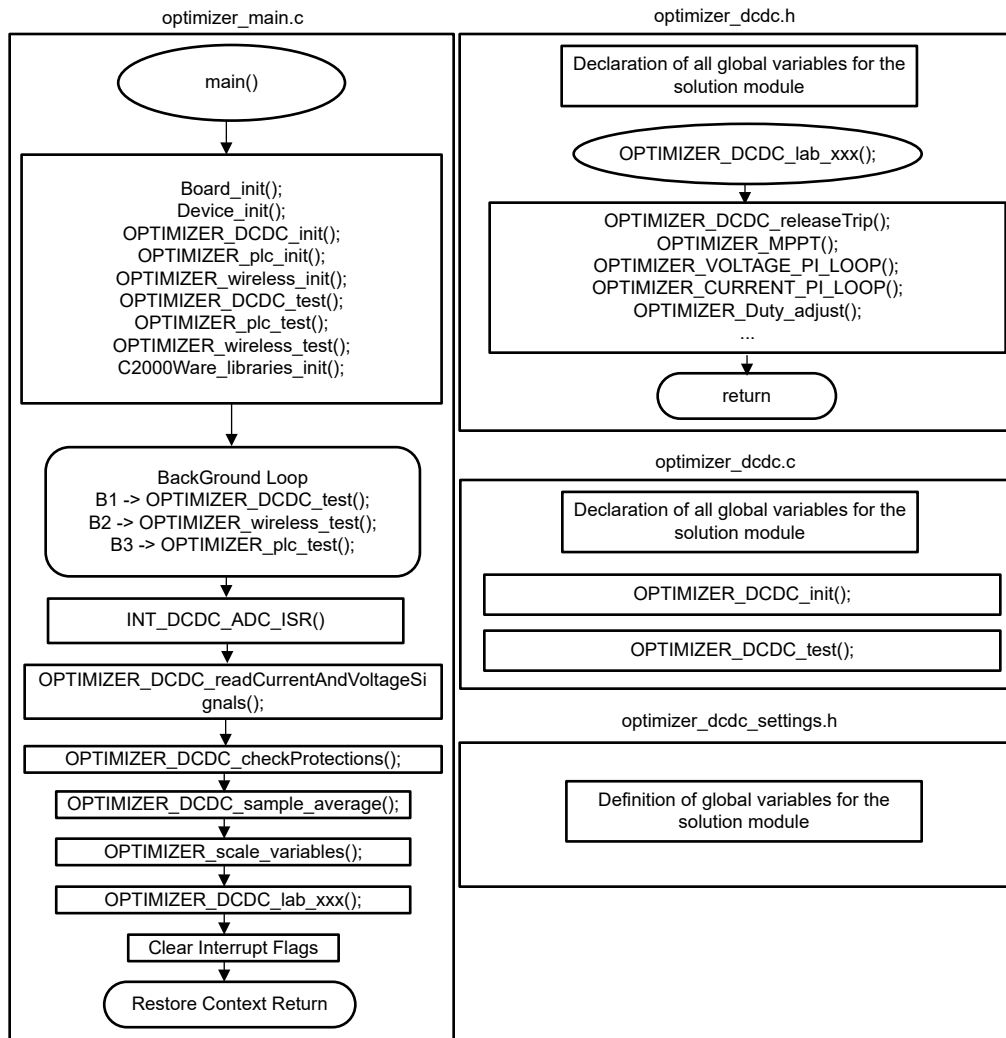


图 4-1. 软件流程图

### 4.3 测试设置

将输入连接到直流电源，将输出连接到直流负载以测试功率级。

如果测试四开关降压/升压拓扑而不是降压拓扑，请移除旁路电阻器，请参阅图 4-2。

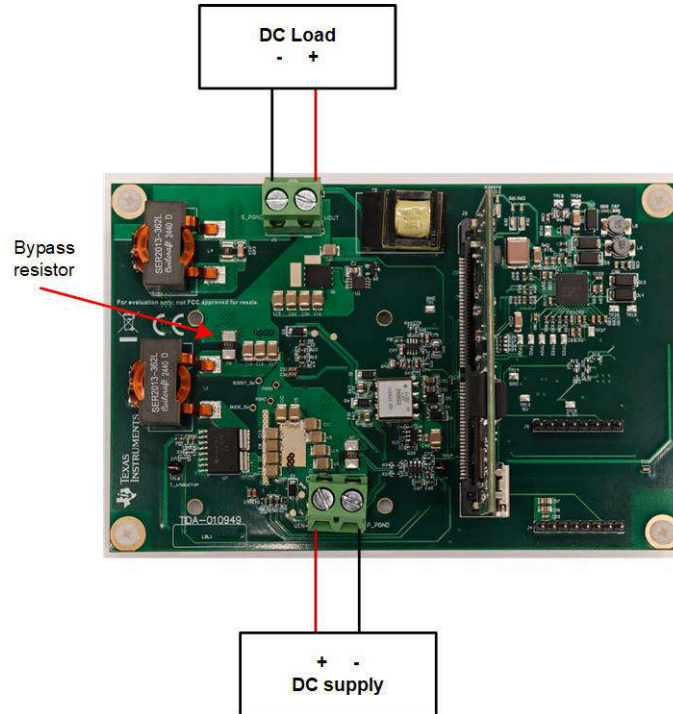


图 4-2. 测试连接

### 4.4 测试结果

在这些测试结果中，减去了控制卡消耗的额外功率（保留了 C2000 的功耗），以更好地反映实际系统的损耗和效率。

#### 4.4.1 短路模式测试结果

在短路模式下，直流电源通过电路板上电源开关和无源器件的导通电阻直接连接到负载。降压级占空比为 100%，升压级占空比为 0%。图 4-3 展示了此模式的方框图。

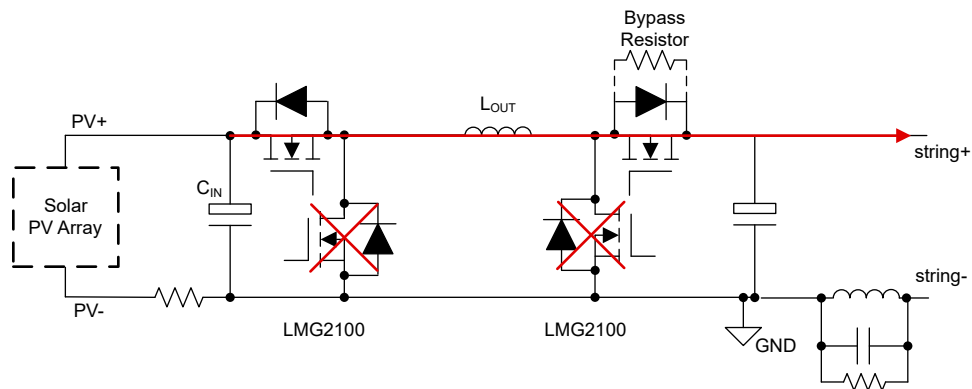


图 4-3. 短路模式方框图

表 4-1、表 4-2 和图 4-4 显示了不同输入电压和额定功率下的效率。选择 33V 的值是因为 400W 电池板的大多数 MPPT 电压都处于这个范围之内。选择 43V 的值是因为这是电池板 500W 和 600W MPPT 电压的代表电压。

- 在 120W 至 240W 条件下，33Vin 的峰值效率为 99.5%，400W 条件下的满载效率为 99.3%
- 在 250W 下，43Vin 的峰值效率为 99.6%，在 600W 下，满载效率为 99.3%

表 4-1. TIDA-010949 短路模式效率，输入电压为 33V

输出功率	20W	40W	80W	120W	180W	240W	300W	400W
V <sub>in</sub> =33V	97.8%	98.9%	99.3%	99.5%	99.5%	99.5%	99.4%	99.3%

表 4-2. TIDA-010949 短路模式效率，43V<sub>IN</sub>

输出功率	25W	50W	100W	150W	200W	250W	320W	450W	500W	600W
V <sub>in</sub> =43V	97.6%	98.8%	99.3%	99.5%	99.5%	99.6%	99.5%	99.5%	99.5%	99.3%

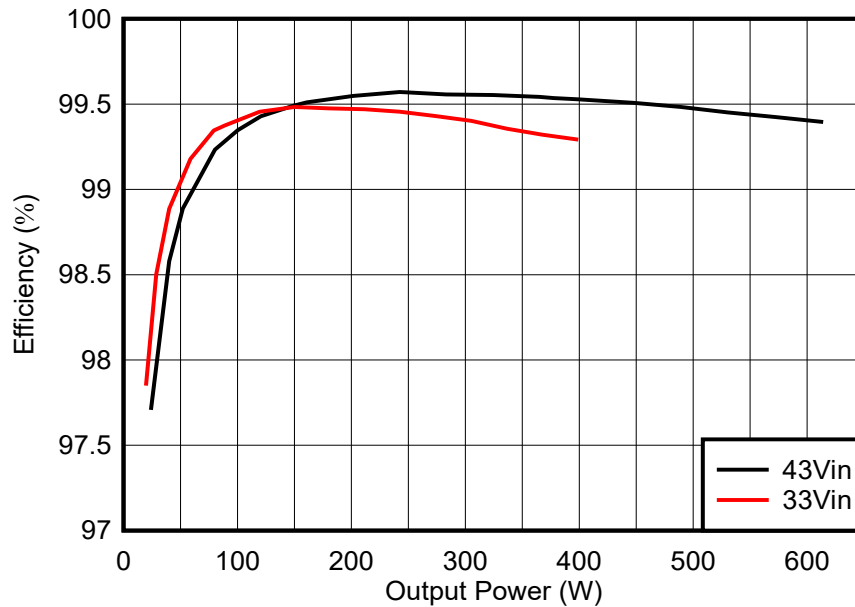


图 4-4. 短路模式效率

#### 4.4.2 开关模式测试结果

在开关模式中，电源开关开始切换以运行有源 MPPT 算法。表 4-3 至表 4-5 和图 4-5 显示了不同额定功率和电流的测试结果。

对于 400W 电池板，将恒定输出电流设置为 9A，对于高于 300W 的功率，可实现 98.7% 的峰值效率。在 300W 输出功率下，转换器以降压/升压模式工作。在 400W 输出功率下，转换器将在升压模式下工作，请参阅表 4-3。在其他功率点，转换器以降压模式工作。

对于 500W 电池板，在 12A 电流下设置恒定的输出电流，在 500W 满负载条件下可实现 98.8% 的峰值效率。在 500W 输出功率下，转换器在降压/升压模式下工作，请参阅表 4-4。在其他功率点，转换器以降压模式工作。

对于 600W 电池板，在 15A 恒定输出电流条件下，在 600W 满载时可达 99.0% 的峰值效率，请参见表 4-5。在 18A 恒定输出电流条件下，满载时也实现了 98.6% 的峰值效率。在所有功率点，转换器都以降压模式工作。

表 4-3. TIDA-010949 开关模式效率，400W

输出功率	20W	40W	80W	120W	200W	300W	400W
V <sub>in</sub> = 33V , I <sub>out</sub> = 9A	89.9%	94.2%	96.6%	97.5%	98.5%	98.7%	98.7%

表 4-4. TIDA-010949 开关模式效率，500W

输出功率	25W	50W	100W	150W	250W	375W	500W
$V_{in} = 43V$ , $I_{out} = 12A$	83.9%	92.3%	95.8%	96.8%	97.8%	98.7%	98.8%

表 4-5. TIDA-010949 开关模式效率，600W

输出功率	30W	60W	120W	180W	300W	450W	600W
$V_{in} = 43V$ , $I_{out} = 15A$	83.8%	91.6%	95.2%	96.4%	97.6%	98.5%	99.0%
$V_{in} = 43V$ , $I_{out} = 18A$	80.6%	89.2%	93.7%	95.7%	97.0%	97.9%	98.6%

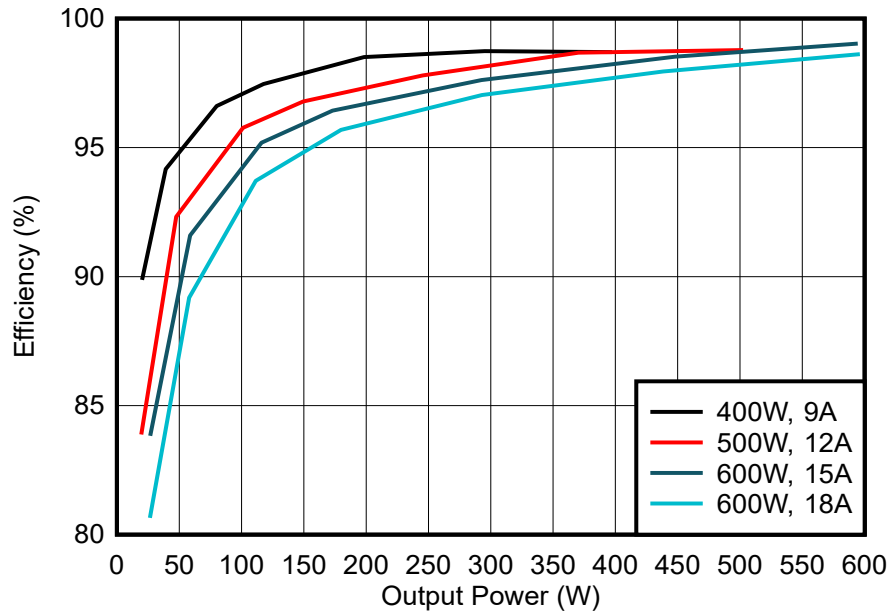


图 4-5. 开关模式效率

图 4-6 展示了降压级中的开关节点波形。过冲非常小，并且没有明显的振铃。

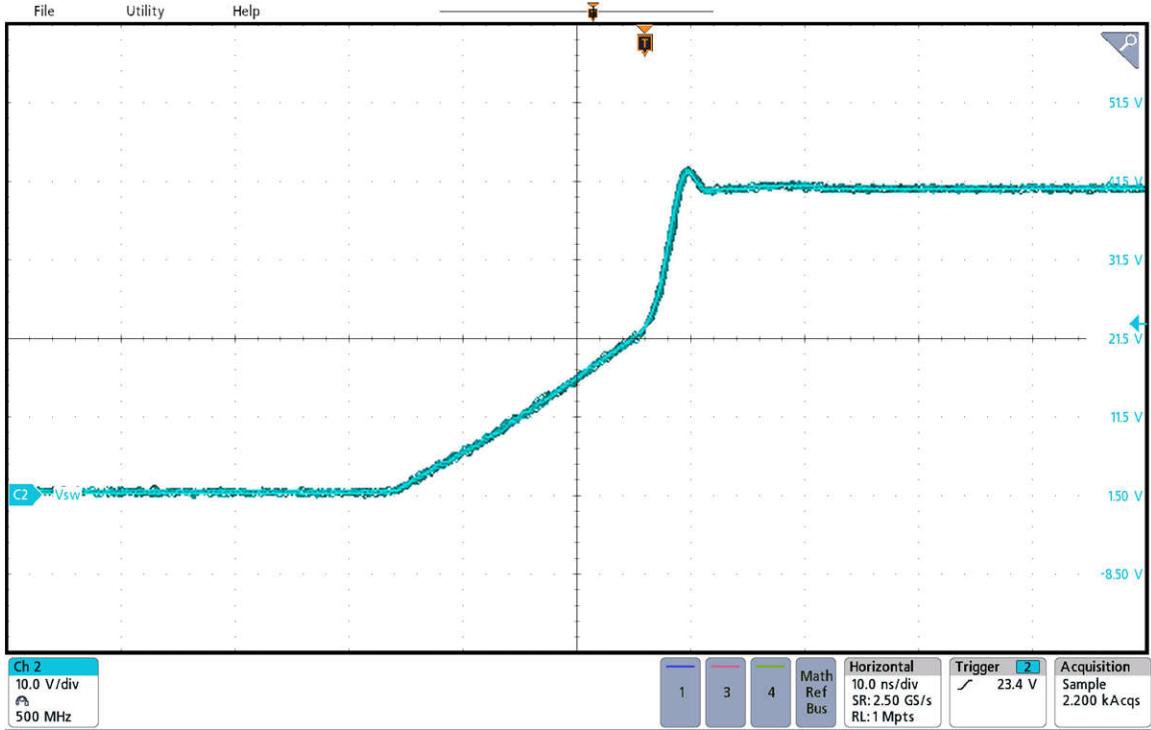


图 4-6. 空载、降压级条件下的开关节点波形

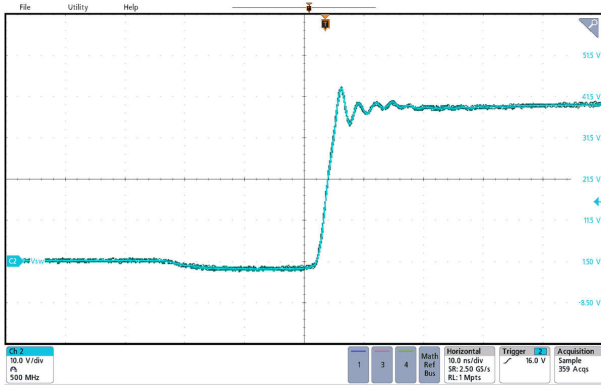


图 4-7. 满载、降压级条件下的开关节点波形上升沿

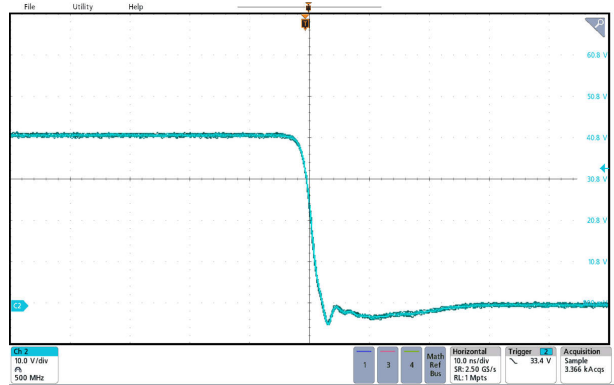


图 4-8. 满载、升压级条件下的开关节点波形下降沿

图 4-9 展示了升压级中的开关节点波形。波形也是干净的。

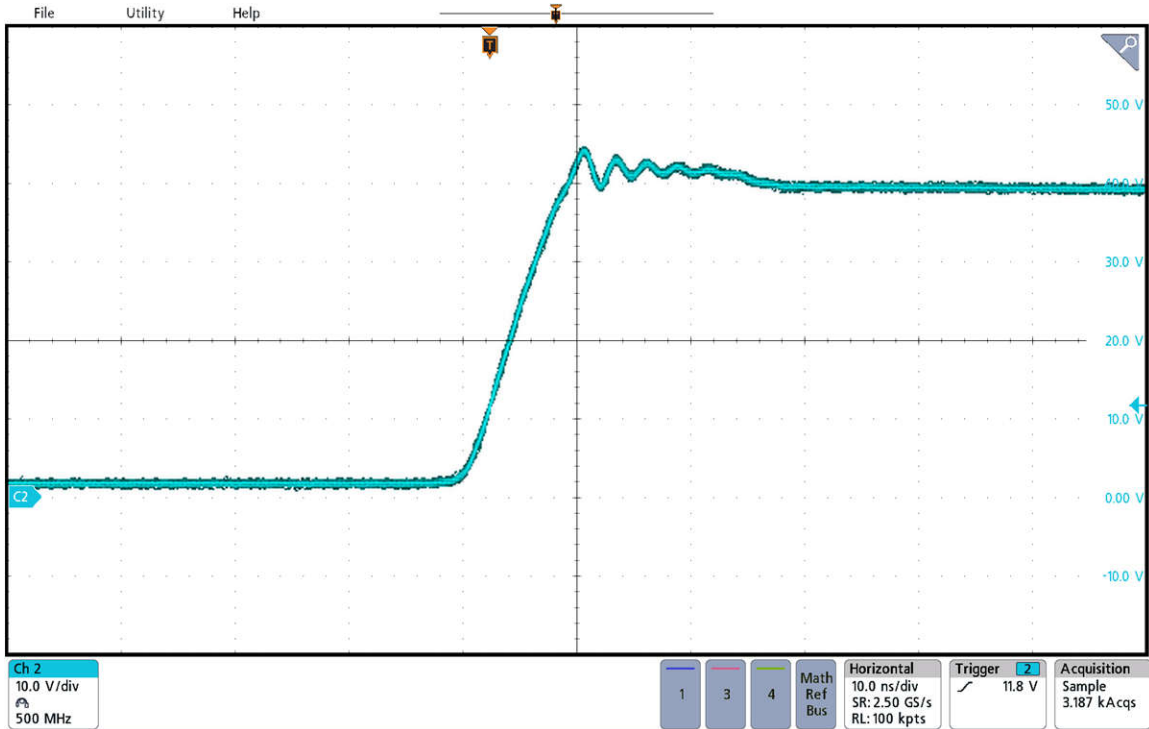


图 4-9. 满载、升压级条件下的开关节点波形

#### 4.4.3 旁路电路测试结果

图 4-10 和图 4-11 展示了基于 LM746x0-Q1 的旁路电路的测试结果。通道 2 是旁路电路的压降。通道 3 是 LM74610-Q1 的栅极驱动电压。通道 4 是旁路电流。

波形表明此设计可以非常低的压降有效地绕过串电流，并提供大约 98.5% 的占空比。该设计可降低功率耗散并提高系统可靠性。

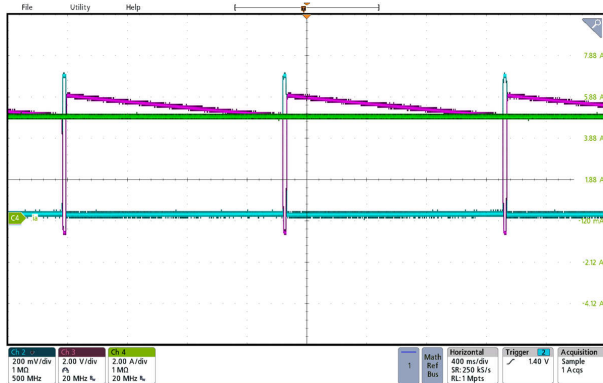


图 4-10. 旁路电路测试结果 - 图 A

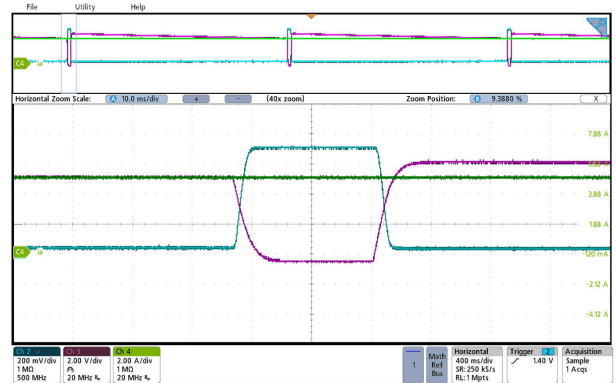


图 4-11. 旁路电路测试结果 - 图 B

#### 4.4.4 PLC 测试结果

测试 PLC 硬件实现包括验证接收路径中的耦合电路和带通滤波器。

为了检查耦合电路，使用频率响应分析器 ( Venable Instruments 型号 3120 ) 测量了阻抗。重要的是，耦合网络需要在 PLC 载波频率下提供高阻抗，并在通信频带外保持较低的阻抗。图 4-12 显示了测得的阻抗。黄色标记突出显示 RSD PLC 协议的标记频率和空间频率下的阻抗。

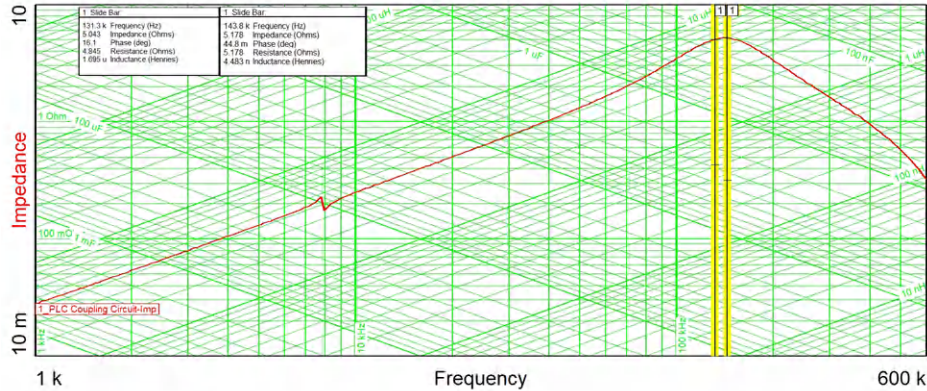


图 4-12. 阻抗耦合电路

在接收路径中实施了一个额外的带通滤波器。在该路径中，通带设置为 PLC 通信的载波频率非常重要。图 4-13 显示了带通滤波器的测量传输曲线。通带位于 70kHz 至 150kHz 之间。该测量使用了相同的频率响应分析器。

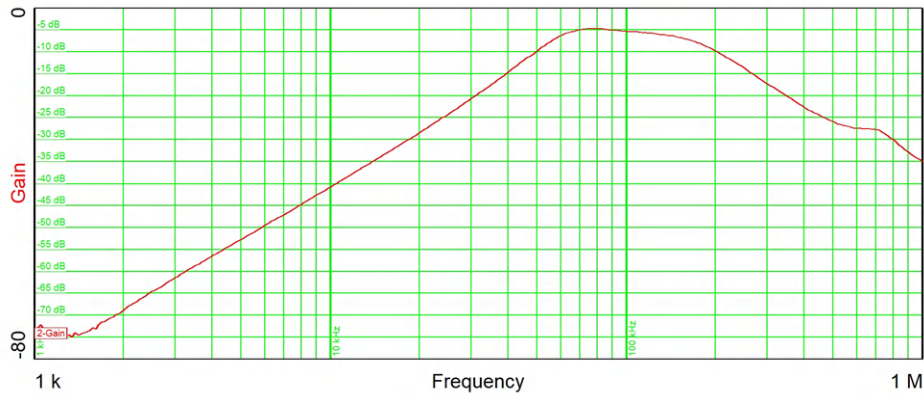


图 4-13. 传输曲线带通滤波器接收路径

该设计结合 TIDA-060001 参考设计验证了 PLC 耦合电路和具有快速关断功能的 AFE031。另请参阅 [SunSpec 快速关断发送和接收参考设计](#)。

## 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-010949](#) 中的设计文件。

#### 5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010949](#) 中的设计文件。

#### 5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010949](#) 中的设计文件。

### 5.2 工具与软件

#### 工具

[TMDSCNCD2800137](#)      TMS320F2800137 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

- 德州仪器 (TI)，[了解开关模式电源中的降压功率级应用手册](#)
- 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™, E2E™, SimpleLink™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

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

Zigbee® is a registered trademark of ZigBee Alliance.

Bluetooth® is a registered trademark of Bluetooth SIG, Inc.

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

mioty® is a registered trademark of Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.

Arm® and Cortex® are registered trademarks of Arm Limited.

SunSpec® is a registered trademark of SunSpec Alliance, Inc.

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

**BOWEN LING** 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责能源基础设施团队太阳能领域的工作。

**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卡的南俄罗斯国立技术大学。



## 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