

Technical White Paper

采用 GaN 的循环转换器如何帮助优化微型逆变器和便携式电源站设计



Harald Parzhuber, Vsevolod Elantsev

摘要

微型逆变器和便携式电源站的普及度持续增长，部分原因是人们对更具可持续性且灵活的电源解决方案的需求不断增加。随着最近推出阳台型逆变器（该产品将微型逆变器与小型电池储能系统结合在一起），这两种技术的普及率可能会进一步提升。

本技术白皮书概述了一种新型单级转换器（称为“循环转换器”），它使微型逆变器和便携式电源站的实施更加高效，体积更小，同时还降低了成本。

内容

1 简介	2
2 循环转换器基础知识	3
3 设计注意事项和效果	3
4 成本优化	7
5 结语	7
6 参考资料	7

插图清单

图 1-1. 微型逆变器两级拓扑	2
图 1-2. 便携式电源站的双向功率级拓扑	2
图 2-1. 直流侧全桥和交流侧半桥的循环转换器	3
图 3-1. 相移模式和控制变量	4
图 3-2. 300W 和 600W 负载条件的模拟结果	5
图 3-3. 循环转换器 TIDA-010954 的照片	5
图 3-4. 300W 和 600W 负载条件的测量结果	6
图 3-5. 测量效率与负载条件间的关系	6
图 4-1. 成本比较	7

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

微型逆变器中的功率转换系统通常采用两级式设计，如图 1-1 所示。

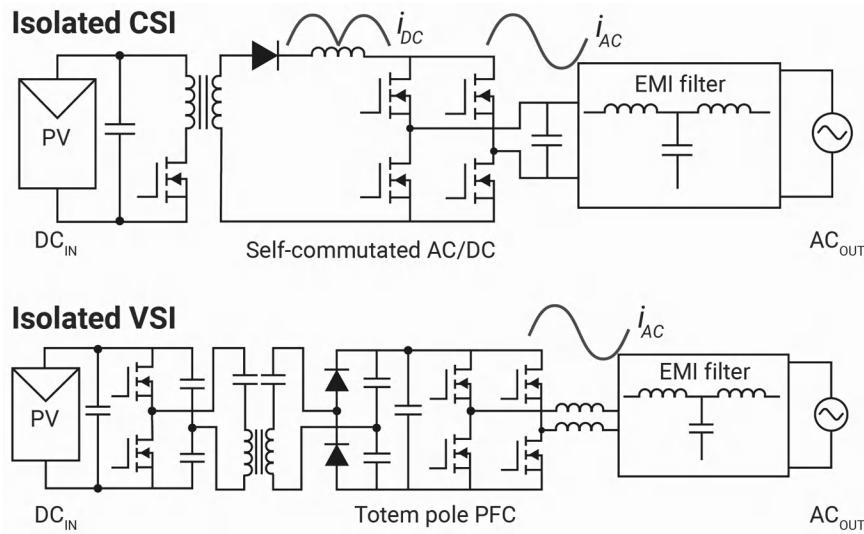


图 1-1. 微型逆变器两级拓扑

在这种方案中，首先是一个直流/直流级（反激式或推挽式升压级），然后是另一个交流/直流级（自换向交流/直流或图腾柱 PFC），将光伏电池板提供的直流电转换为通常在 $400V_{DC}$ 左右的临时直流总线。然后，根据国家或地区的电网情况，将直流总线转换为交流电压 ($110V_{AC}..230V_{AC}$)。功率级别过去通常在 300-400W 之间，但最近也出现了每个输入功率高达 600W 以及多输入系统的实施。微型逆变器传统上构建为单向转换器，因为电力是从光伏电池板流向交流电网。主要有两种实施：隔离式电流源逆变器 (CSI) 和隔离式电压源逆变器 (VSI)。VSI 略为复杂，但在功率级别相当的情况下效率更高。需要使用隔离栅将光伏电池板与高压交流连接隔离，以免在有人触碰电池板时发生电气危险。此外，需要使用隔离栅将光伏电池板的电容行为与交流连接隔离，以免产生残余电流。

要将隔离式直流/直流级双向用于储能系统，需要进行的更改是用 CLLLC 或双有源电桥 (DAB) 等双向转换器取代推挽式或反激式级，如图 1-2 所示。交流/直流级保持不变，既可以是图腾柱 PFC/逆变器，也可以是单极或双极运行的全桥。有关交流/直流级的差异，请参阅 [TIDA-010938](#) (可配置交流/直流级) 设计指南。

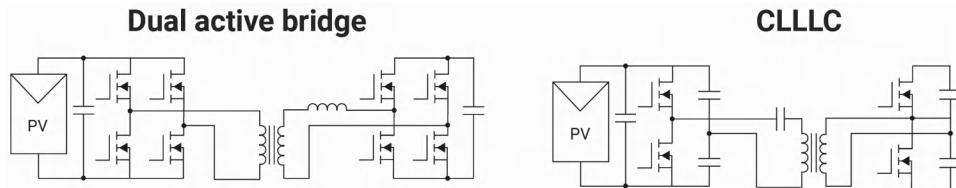


图 1-2. 便携式电源站的双向功率级拓扑

参考设计 [TIDA-010054](#) 介绍双有源电桥的工作原理，而参考设计 [TIDA-010933](#) 介绍 LLC 或 CLLLC 转换器的工作原理。CLLLC 是一种谐振转换器，控制 MCU 利用频率调制来控制输出功率。谐振控制器在接近谐振频率的窄范围内运行时效率很高。双有源电桥通常以固定频率运行，功率流由两侧输入电桥和输出电桥之间的相移控制。两种方案各有利弊。具体选择哪一个方案取决于系统要求，如输入和输出电压范围。

两级转换器的功率效率通常限制在 96% 的范围内（从直流到交流），尤其是在整流级上使用二极管单向运行时。从纯电源开关数量的角度来看，两级转换器很容易出现多达 10-12 个高压开关元件。

本文介绍了一种新型单级转换器参考设计 [TIDA-010954](#)，该设计使上述终端设备的实施更高效、体积更小，同时降低了成本。功率转换控制算法基于扩展相移，降低了对 MCU 速度和软件复杂性的要求。

2 循环转换器基础知识

循环转换器或循环逆变器通过合成无中间直流链路的交流电源各段的输出波形，将一种恒定幅度和频率的交流波形转换为另一种较低频率的交流波形。对于微型逆变器或便携式电源站的用例，输入波形为纯直流。输出为交流电网连接。图 2-1 直观显示了可能的实施方案。

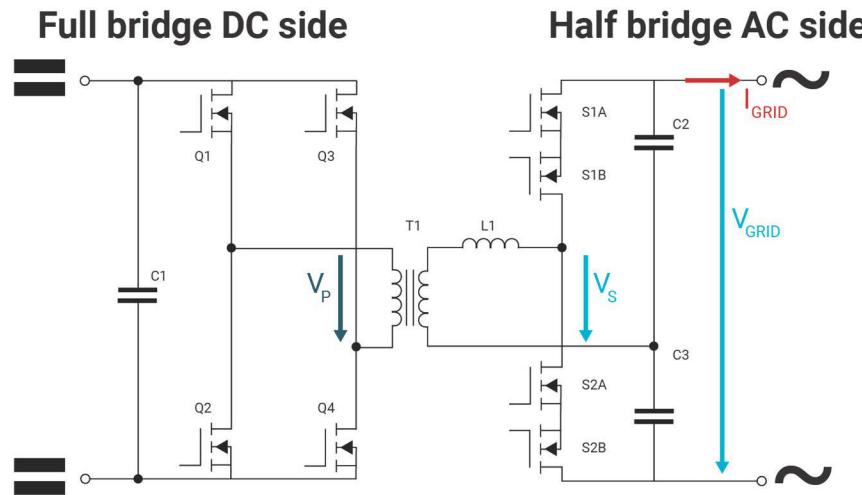


图 2-1. 直流侧全桥和交流侧半桥的循环转换器

在本例中，直流侧实施全桥，在变压器 T1 的初级侧生成输入信号 V_P 。交流侧实施半桥配置（带电容分压器），模拟次级侧各段 V_S 的交流输出 V_{GRID} 。

对于正输出信号，开关 S1B 和 S2B 永久导通。该转换器可视为以相移方式运行的双有源电桥。对 S1A 施加 PWM，对 S2A 施加互补，则两者的输出电压和电流类似。传输的功率大小由 V_P 和 V_S 之间的相移决定。对于负输出电压，S1A 和 S2A 永久导通。同样，开关 S1B 和 S2B 会形成一个用于负输出电压和电流的相移双有源电桥。

在参考设计 [TIDA-010954](#) 中，TI 的 GaN 器件用于以快速开关频率运行转换器，以尽可能减小所有磁性元件的体积，同时不牺牲效率。

为何使用 GaN？

- 循环转换器是一种软开关拓扑，这意味着导通损耗可以忽略不计。
- 与 SiC 或 SiFET 相比，GaN FET 的关断损耗要低得多。
- GaN 器件的输出电容 COSS 低于 SiFET。这有助于实现更宽的零电压开关范围。
- 导通损耗由器件的 $R_{DS(ON)}$ 引起，这决定了转换器最终将有多少损耗。

初级侧使用的器件是 100V GaN 半桥 [LMG2100R026](#) ($R_{DS(ON)}$ 为 $2.6\text{m}\Omega$)。对于次级侧，使用的是带集成栅极驱动器的 650V GaN 器件：[LMG3650R035](#) ($R_{DS(ON)}$ 为 $35\text{m}\Omega$)。

3 设计注意事项和效果

只要开关在软开关模式下运行，相移双有源电桥转换器就能有较高的效率。当次级侧电压发生变化时（例如交流侧的正弦波），很难实现这一点。[TIDA-010954](#) 中实施了两种相移控制方法。下面的 IEEE 论文中说明了控制方法。对于大功率，在交流峰值附近实施“模式 II”。对于小功率（交流斜率和交流信号的过零点），则使用“模式 III”。模式 II 和模式 III 的相移控制差异如图 3-1 所示。

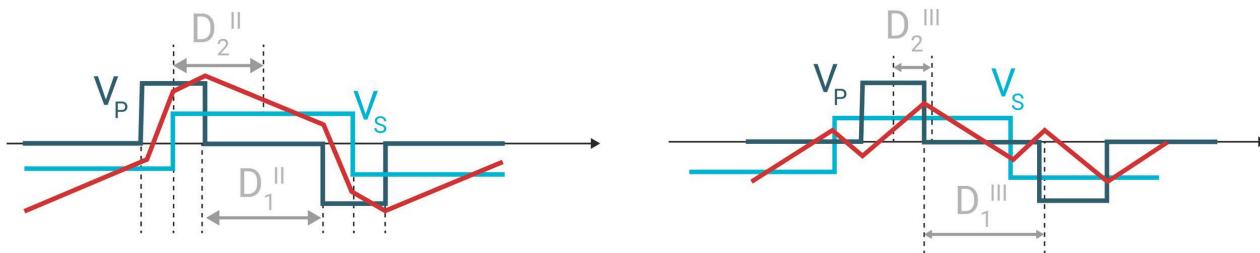


图 3-1. 相移模式和控制变量

控制变量 D_1 和 D_2 用于控制功率流，并在微控制器 ([TMS320F28P550](#)) 中根据转换器的运行模式进行计算。需要指出的是，在模式 II 下，初级电压 V_P 始终领先于次级电压 V_S ，以实现正向功率传输。对于反向功率传输， V_P 始终滞后于 V_S 。这是为了使转换器在软开关模式下进行大功率传输。在模式 III 下，初级电压脉冲 V_P 完全包含在次级电压脉冲 V_S 内。这是为了降低变压器中的 RMS 电流和减少开关中的传导损耗。除了相移控制外，还实施了频率控制，以在转换器轻负载运行时保持变压器中较小的 RMS 电流。转换器的工作频率在 300kHz 到 600kHz 之间变化。

具有可变频率调制的扩展相移控制在 TMS320F28P550 内核（时钟速度为 150MHz）上的 20kHz (50us) 中断服务例程中运行，所需 MCU 利用率低于 40%。这样便可添加额外的辅助整理例程并在单个 MCU 上运行控制。之所以能实现如此低的利用率，是因为微控制器具有“可配置逻辑块 (CLB)”等高级功能，可在硬件中运行时间关键型代码，而无需加载 MCU。此外，TMS320P550 还具有非常出色的外设，能够在极短的时间内同时更新 PWM，用于相移和频率调制。为了在传统 MCU 上实现此功能，通常需要额外的 FPGA 或 ASIC 实施来执行这类组合控制算法。

使用 PLEXIM 模拟器对设计进行模拟，以在硬件构建之前预测控制的正常功能。

图 3-2 显示在两种不同负载条件 (300W 和 600W) 下 40V_{DC} 输入和 230V_{AC} 输出的模拟结果。

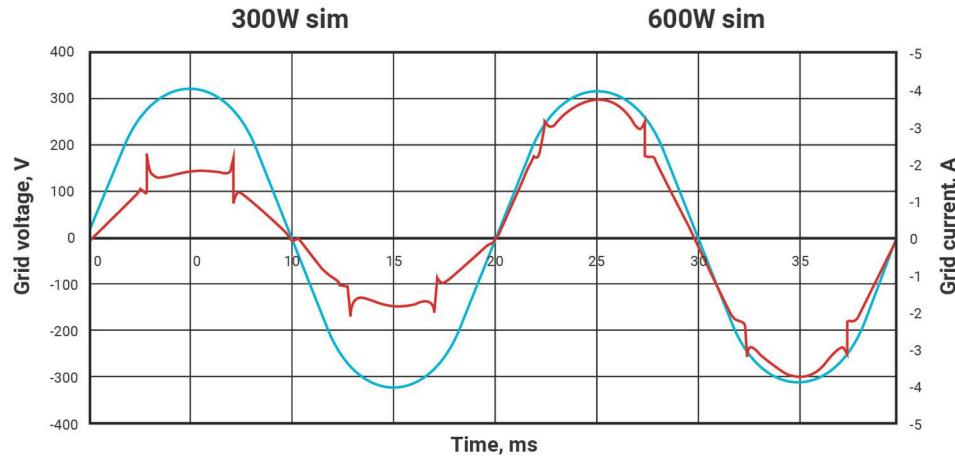


图 3-2. 300W 和 600W 负载条件的模拟结果

在模拟时可以看到模式变化，即当转换器更改工作模式时，电流波形上会出现少量峰值（红色）。

TIDA-010954 采用标准 6 层 PCB 制造。所有 GaN 器件均采用底部冷却方式，将功率耗散到 PCB 中，无需额外的散热器。图 3-3 所示为转换器图片。该设计的功率密度约为 600W/L。这比目前具有相同额定功率的商用两级微型逆变器高约两倍。

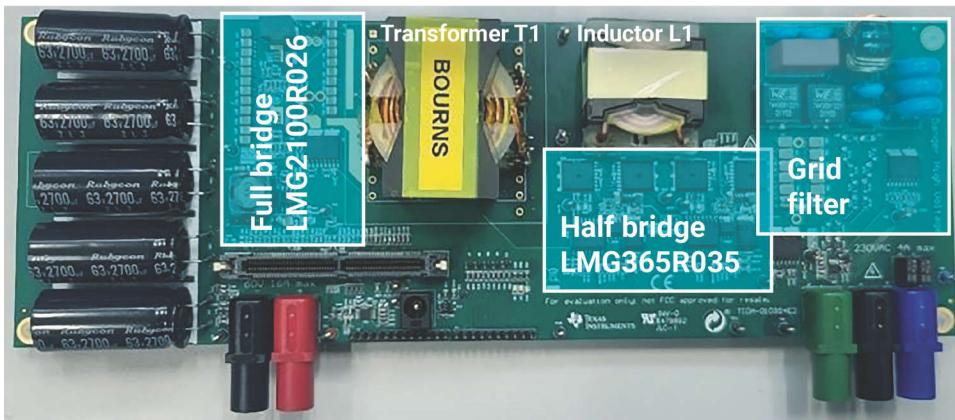


图 3-3. 循环转换器 TIDA-010954 的照片

在实验室的各种负载条件下对转换器进行了测量。图 3-4 显示转换器交流输出的时间域测量值。

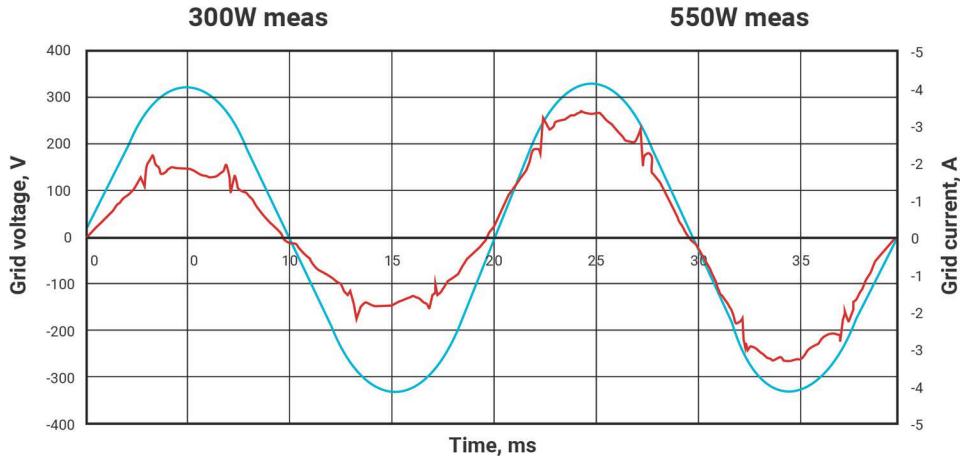


图 3-4. 300W 和 600W 负载条件的测量结果

模拟和测量之间的完美吻合如图 3-2 所示。在 600W 的满载条件下测得的总谐波失真仅为 2.6%，远低于并网微型逆变器 3% 的要求。

不同负载条件下的测试是一个重要的性能参数。转换器不仅需要在满载和 50% 负载条件下实现高效率，还需要在较轻负载条件下实现高效率。图 3-5 给出了测得的效率曲线。峰值效率约为 97%。

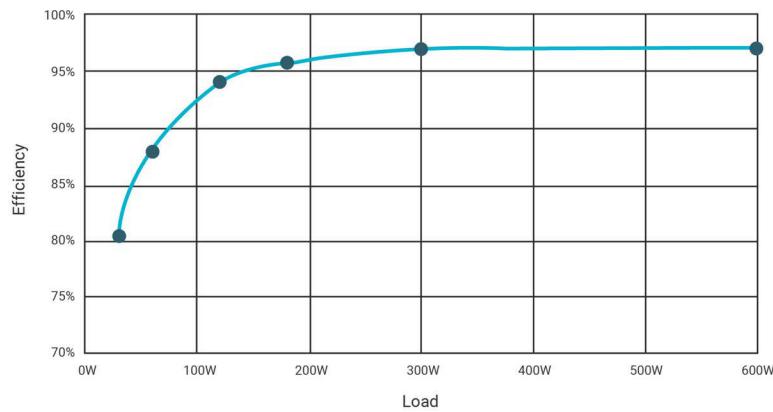


图 3-5. 测量效率与负载条件间的关系

为了比较不同的微型逆变器设计，我们定义了加权效率。最常见的定义是 Euro 和 CEC 效率。上述曲线表示 η_{EURO} 约为 95.4%， η_{CEC} 约为 96.4%。与市场上基于传统两级拓扑的解决方案相比，这一效率非常高。

4 成本优化

系统成本是微型逆变器或便携式电源站设计的一个重要因素。本节深入探讨了从基于 SiFET 的两级转换器迁移到基于 GaN 的单级转换器如何对系统成本产生积极的影响。在循环转换器中，可以减少电源开关的数量。对于推挽式和反激式转换器，直流侧使用的开关额定电压需为 170V；而对于循环转换器，单面板输入的额定电压可为 100V。这种新型循环转换器的工作频率范围在 300kHz 到 600kHz 之间。这意味着，与两级转换器相比，磁性元件设计（变压器和电感器）要小得多。“两级”转换器的工作频率通常低于 100kHz，以保持较小的 SiFET 开关损耗。此外，与全桥交流/直流转换器相比，循环转换器接入电网所需的 EMI 滤波器要小得多。这就降低了总体成本。图 4-1 展示了成本比较。推挽式转换器的成本用作相对比较的 100% 基准。

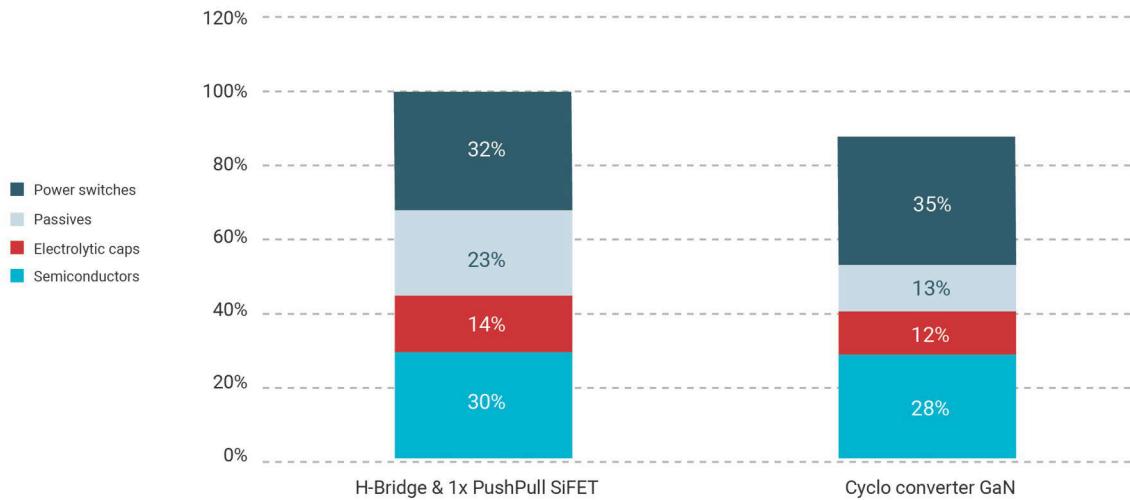


图 4-1. 成本比较

电源开关的成本略有增加，而磁性元件的成本则大幅下降。因此，整体解决方案的成本降低了 12%。

5 结语

本技术白皮书概述了一种新型单级转换器（循环转换器），它使微型逆变器和便携式电源站的实施更加高效、尺寸更小，同时还降低了成本。功率转换控制算法基于具有附加频率调制的扩展相移。这提高了中低输出功率级别的效率。通过使用新型实时 C2000™ MCU，控制算法无需外部 FPGA 或专用 ASIC 即可运行。

6 参考资料

- Q. Yang、J. Yang 和 R. Li，“[Analysis of grid current distortion and waveform improvement methods of dual-active-bridge microinverter](#)”，*IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 4, pp. 4345-4359, Apr. 2023。

重要通知和免责声明

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

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

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

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

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

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

版权所有 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司