应用科技研究

2026 年 7 月 第 1 卷第 1 期

离网型车载光储逆控一体化电源产品研发与性能验证

满佳乐

江苏瀚珩德寰智能科技有限公司，江苏 连云港

摘　要 | 针对房车及移动作业场景中分体式电源集成度低、光伏输入范围有限和并机扩展不足等问题，研发离网型车载光储逆控一体化电源。构建四开关升降压光伏接口、51.2 V 磷酸铁锂储能、双向全桥 LLC 隔离变换及双向 PFC/逆变功率链，设计 MPPT、复合重复控制和自适应虚拟阻抗策略，并完成核心模块、4 kW 整机样机及双机并联平台验证。系统实现 15～130 V 光伏输入，MPPT 稳态效率最高为 99%；交流充电功率因数为 0.99，输入电流 THD 为 1.44%；样机在线性负载下输出电压 THD 为 0.69%，并机均流稳定时间缩短至 0.08 s。产品具备宽压接入、双向隔离变换、低谐波输出和模块化扩展能力，为 3～6 kW 系列化及 10 kW 级扩展系统定型提供依据。

关键词 | 离网型车载电源；光储逆控一体化；四开关升降压变换器；并机控制；产品研发

Copyright © 2026 by the author(s).
This article is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License.
https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/

0 引言

随着新能源车辆、房车旅行、野外检测、移动医疗和应急通信等应用不断增多，车辆已由单一交通载体逐步转变为具备生活、作业和保障功能的移动能源平台。此类场景通常远离固定电网，负载既包括照明、信息终端等小功率设备，也包括空调、冰箱、电磁炉、水泵和电动工具等具有明显启动冲击或非线性特征的负载。传统“蓄电池+工频逆变器”方案主要解决直流到交流的单向转换问题，难以同时兼顾光伏高效接入、电池安全管理、外部交流充电、低谐波供电以及后续功率扩容。

在新型储能政策与商业模式不断完善的背景下[1]，光伏储能逆变器及双向 DC/DC 变换技术为移动离网系统提供了新的实现路径。已有研究围绕并网/离网逆变拓扑、双向储能变换、最大功率点跟踪（maximum power point tracking，MPPT）和微电网功率控制形成了较为系统的理论基础[2-4]。四开关升降压（four-switch buck-boost，FSBB）变换器能够在输入电压高于或低于电池侧电压时连续工作，适用于车顶光伏受光照、温度和串并联方式影响而产生的大范围电压变化[5-7]。2025 年的最新综述进一步从模态

作者简介：满佳乐，江苏瀚珩德寰智能科技有限公司，主要从事电气工程与电力电子技术，重点涉及新能源光伏发电、储能系统等方向研究。

文章引用：满佳乐. 离网型车载光储逆控一体化电源产品研发与性能验证[J]. 应用科技研究，2026，1（1）：7-18.
https://doi.org/10.68070/0t7jya02

切换、软开关、电流整形和效率优化等方面归纳了 FSBB 控制策略的发展[8]。

在隔离变换方面，LLC 谐振变换器的谐振腔由谐振电感、励磁电感和谐振电容构成，具有高频隔离、软开关和较高功率密度等特点，适合低压电池与高压直流母线之间的双向能量变换[9-11]。2024 年的综述表明，车载双向充电器的研究已由单一拓扑比较转向宽电压范围、功率密度、效率、功率因数和谐波指标的综合优化[12]；同年的实验研究进一步将自适应模型预测直接功率控制与隔离级控制结合，以改善双向充放电过程中的动态响应和电能质量[13]。在多逆变器并联系统方面，2024—2025 年的研究重点进一步转向自适应惯量虚拟同步发电机和自适应虚拟阻抗，以提高功率均分精度及扰动条件下的稳定性[14-15]。

然而，上述研究多面向电动汽车充电器、固定式微电网或单一功率变换环节。对于 48 V 级车载储能平台，如何在有限体积内同时实现低压宽范围光伏接入、双向高频隔离、低谐波交流输出和多机扩容，并通过整机样机验证各环节协同工作，仍缺少面向工程产品的系统性研究。现有商用车载电源在功能集成与应用定位之间也存在折中：纯车载逆变器多不集成 MPPT，户用混合逆变器的体积、接口和光伏电压范围又不完全适配车辆低压环境，模块化组合方案则增加设备、线束和故障点。

针对上述不足，江苏瀚珩德寰智能科技有限公司面向房车、应急保障车和移动作业车辆开展离网型车载光储逆控一体化电源研发，采用统一功率架构、控制平台和通信协议，集成光伏接入、储能充放电、交流充电、离网逆变和多机扩容功能。

本文围绕该公司产品的技术路线、样机迭代、控制策略和阶段性测试结果，分析宽电压光伏接入、双向隔离变换、低谐波逆变和模块化并机等研发进展，并从系统集成、性能指标和平台扩展能力等方面讨论方案的关键技术特征及工程应用性能。

1 应用需求与总体方案

1.1 移动离网供能需求

车载离网电源的设计边界与固定式户储系统存在明显差异。

首先，车辆可利用的光伏面积有限，光伏组件易受车顶曲面、遮挡和朝向变化影响，阵列工作电压与输出功率波动较大；其次，电池系统通常采用 12 V、24 V 或 48 V 低压平台，若直接支撑 3～6 kW 交流负载，将产生较大的直流侧电流和导线损耗；再次，房车内部空间紧凑，设备需兼顾体积、重量、散热、噪声、电磁兼容和振动可靠性；最后，空调压缩机、感性电机及整流型负载会引起浪涌电流和谐波，要求逆变器具有较强的瞬态支撑与波形控制能力（表 1）。此外，电池管理系统（battery management system, BMS）需实时监测荷电状态（state of charge, SOC）、单体差异和温升；控制系统通常采用比例积分（proportional-integral, PI）调节与重复控制，并将总谐波畸变率（total harmonic distortion, THD）控制在设计限值内。

1.2 典型产品方案及不足

根据前期调研，3～6 kW 功率段的相关产品可归纳为户用混合逆变器、车载逆变器、模块化车载充电系统和逆变充电一体机四类。户用混合逆变器通常具有较宽的高压光伏输入、多路 MPPT 和基础能量管理系统（energy management system, EMS），但结构及安规设计更偏向固定安装；纯车载逆变器适配低压电池，却往往不集成 MPPT；模块化品牌可通过独立 MPPT 和 DC/DC 充电器组合形成完整系统，但器件数量和线束复杂度较高；部分逆变充电一体机具备 MPPT 与功率因数校正（power factor correction, PFC）交流充电，但在低压宽输入、双向高频隔离和多机并联控制方面仍有提升空间（表 2）。

表 1 离网型车载电源主要设计需求

Table 1 Main Design Requirements for the Off-Grid Vehicle-Mounted Power Supply

需求维度	典型问题	设计目标	对应技术
能源接入	车顶光伏电压波动、局部遮阴	覆盖低压至中压光伏输入并快速跟踪最大功率点	FSBB 宽压变换与改进 MPPT
储能安全	大电流充放电、单体差异和温升	实现荷电状态（SOC）监测、均衡、短路与过温保护	磷酸铁锂电池与电池管理系统（BMS）
双向变换	光伏充电、交流充电和电池逆变需共用功率链	支持充电与放电双向运行并减少器件重复	双向 LLC 与双向功率因数校正（PFC）/逆变

续表 1 离网型车载电源主要设计需求

Table 1(continued) Main Design Requirements for the Off-Grid Vehicle-Mounted Power Supply

需求维度	典型问题	设计目标	对应技术
电能质量	感性及非线性负载导致电压畸变	保持输出电压稳定，将 THD 控制在设计限值内	比例积分（PI）复合重复控制与参数优化
容量扩展	单机功率受体积和散热约束	支持多机并联及功率均分	虚拟阻抗与二次电压、频率补偿
运维能力	车辆分散、现场维护不便	运行数据可视化、故障记录和远程升级	CAN、RS485 与上位机、云端接口

表 2 典型技术路线对比

Table 2 Comparison of Typical Technical Approaches

方案类型	典型功率	光伏 MPPT	车载适配	双向能量流	并机/智能控制
户用混合逆变器	3～6 kW	通常支持，高压输入	一般	部分支持	具备基础 EMS
纯车载逆变器	约 3 kW	通常不支持	较好	以逆变为主	较弱
模块化车载系统	0.5～3 kW（单模块）	独立模块支持	较好	需多设备协同	通信协议分散
逆变充电一体机	3～6 kW	部分支持	较好	支持充放电	并机能力因型号而异
本文研发方案	3～4 kW 样机，面向 3～6 kW 平台	15～130 V 宽输入	面向房车低压系统	双向隔离充放电	自适应虚拟阻抗与统一通信扩展

1.3 系统总体架构与运行模式

产品工作流程及智能控制关系如图 1 所示。图中将系统功率链划分为太阳能采集、充电控制、储能、隔离变换、直流汇流和逆变输出六个环节。太阳能板产生的直流电首先由充电控制单元实施最大功率点跟踪和宽电压调节，随后送入 51.2 V 储能电池组；电池侧能量经双向隔离变换后汇入直流母线，再由逆变单元转换为 220 V 交流电，为空调、冰箱、照明等车载负载供电。外部交流电源接入时，能量可沿反向路径为电池补电。智能控制系统统一采集光伏、电池、母线和负载状态，完成充放电调度、保护、并机控制和运行数据记录，并通过车载显示终端及控制器局域网络（controller area network，CAN）和 RS485 通信接口实现本地与远程监控。图中的“充电控制”“隔离变换”和“逆变输出”分别对应后文所述四开关升降压最大功率点跟踪模块、双向全桥 LLC 隔离变换模块和双向功率因数校正/逆变模块。

图 1 所示一体化结构可根据光伏出力、电池荷电状态和负载需求自动切换四种基本运行方式：①光伏优先模式，太阳能发电优先供给车载负载，剩余电量用于电池充电；②光储协同模式，当光伏功率不足时，储能电池及时补偿负载功率缺口；③电池独立供电模式，在夜间或无有效光照时，由储能电池经隔离变换和逆变输出向交流负载供电；④外部交流充电模式，外部交流电经双向功率因数校正与隔离变换单元为电池补电。多机并联运行时，智能控制系统根据各模块额定容量和虚拟阻抗参数分配有功、无功功率，并实施电压、频率补偿。这种“能量通路一体化、控制管理集中化、运行模式自动化”的设计，有助于减少分体式设备和外部线束，提高车载安装便利性、系统可靠性及后续功率扩展能力。

2 关键功率拓扑与硬件设计

2.1 四开关升降压（FSBB）宽压光伏变换模块

车顶光伏组件串并联方式受安装面积限制，输出电压在弱光、局部遮阴及温度变化时波动明显。本文采用非反相四开关升降压变换器作为光伏接口，输入范围为 15～130 V，输出侧用于给标称 51.2 V 的磷酸铁锂电池充电。根据输入电压与充电电压的关系，图 2 将工作区间划分为升压、升降压过渡和降压三种模态：输入电压低于 47.5 V 时采用升压模式；输入电压处于 47.5～52.5 V 时采用升降压过渡模式；输入电压高于 52.5 V 时采用降压模式。

传统多模态控制在边界处直接切换占空比，容易造成占空比跳变和电感电流突变。为减小车辆光照快速变化时的母线冲击，控制器在过渡区采用连续占空比映射，使两桥臂驱动量在模态切换过程中平滑变化。实验中，降压模态电感电流纹波实测为 6.8 A，理论值为 7.1 A；升压模态实测为 8.4 A，理论值为 8.42 A，说明电感参数与工作模态设计基本一致。

https://doi.org/10.68070/0t7jya02

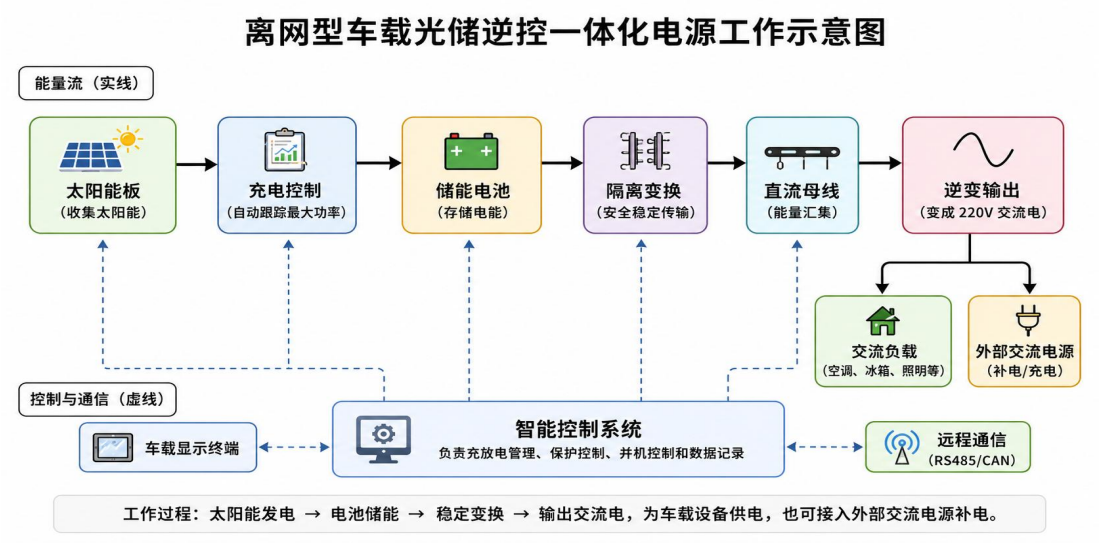


图 1　离网型车载光储逆控一体化电源工作示意图

Figure 1. Operating schematic of the off-grid vehicle-mounted integrated photovoltaic–energy storage–inverter–control power supply

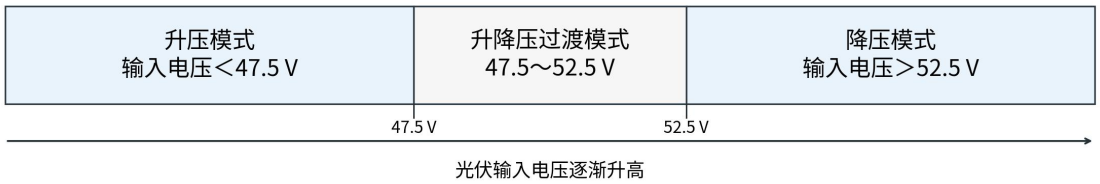


图 2 FSBB 变换器工作模态划分示意

Figure 2 Schematic Diagram of the Operating-Mode Division of the FSBB Converter

2.2 双向全桥LLC隔离变换模块

电池侧低电压和交流侧高功率决定了系统需要较高变比及良好的隔离能力。双向全桥 LLC 谐振变换器由原边全桥、谐振电感、励磁电感、谐振电容、高频变压器和副边全桥组成。正向运行时，电池能量经高频隔离升压至直流母线；反向运行时，母线能量经反向谐振变换给电池充电。相比硬开关拓扑，LLC 在合理的频率区间内可实现开关管零电压开通，降低开关损耗和电磁干扰[10-11,16]。

阶段性样机将谐振频率设计在约 40 kHz 附近，工作频率略低于谐振频率，以兼顾增益需求和软开关范围。在 4 kW 整机验证平台中，采用 51.2 V 电池侧至约 400 V 直流母线的双向 DC/DC 结构，前级控制器选用 STM32G431，后级双向 DC/AC 模块采用 STM32H750，两级之间通过 CAN 总线交换运行指令和状态量。该分层控制结构有利于后续 3 kW、5 kW 及 6 kW 系列化平台共享通信协议和软件框架。

2.3 双向 PFC/逆变模块

外部交流充电阶段，双向图腾柱 PFC 将交流输入整流至直流母线，并通过电压外环和电流内环控制输入电流跟随电网电压，实现近单位功率因数。逆变阶段则由直流母线向交流负载输出稳定的正弦电压。120 V/60 Hz 验证平台的目标母线电压约为 240 V；220 V/50 Hz 平台采用约 400 V 直流母线。不同区域版本可在主功率器件耐压、滤波参数和软件设定方面进行适配，而系统功能架构保持一致。

4 kW 逆变样机采用 H4 全桥及电感–电容（LC）滤波结构。高频桥臂以 25 kHz 互补驱动，低频桥臂按 50 Hz 换向。输出采样电路实时采集电压、电流并送入控制器，完成软启动、负载扰动抑制、短路保护和电压谐波补偿。样机直流母线实测约 406 V，能够满足 220 V 交流输出的调制裕度。

2.4 BMS与通信硬件

电池系统采用标称 51.2 V、80 A·h 磷酸铁锂电池组。电池管理系统（battery management system，BMS）以 STM32F030C8T6 为主控，采用 OZ3717 模拟前端采集单体电压和温度，支持被动均衡、过充过放、过流、短路和过温保护。设计持续放电电流为 60 A、短路保护电流为 350 A，最大充电电流为 40 A，关机待机电流低于 1 mA。BMS 通过 RS485 上传单体电压、总压、电流、温度、荷电状态（state of charge，SOC）及告警信息，主控制器据此实施充电限流、低 SOC 负载分级和温度降额（表 3）。

2.5 关键参数设计与损耗估算

为增强工程参数选择的可追溯性，对关键元件进行一阶设计校核。FSBB 在连续导通模式下，降压模态和升压模态的电感下限分别按下式估算：

$$L_{buck} \geq (U_{in} - U_o)D / (\Delta I_L f_s)$$

$$L_{boost} \geq U_{in}D / (\Delta I_L f_s)$$

式中，U_{in} 为输入电压，U_o 为输出电压，D 为占空比，ΔI_L 为允许的电感电流纹波，f_s 为开关频率，L_{buck} 和 L_{boost} 分别为降压模态和升压模态的电感下限。按样机实际电感与工作点计算，降压和升压模态的理论纹波分别为 7.1 A 和 8.42 A，与实测 6.8 A 和 8.4 A 基本一致，说明电感量及模态切换区间选择合理。

LLC 谐振腔的基准谐振频率、低压侧至高压侧的名义电压变比以及逆变侧 LC 滤波器的固有频率分别为：

$$f_r = 1 / [2\pi\sqrt{(L_r C_r)}]$$

$$n \approx U_{bus} / U_{bat} = 400 / 51.2 \approx 7.81$$

$$f_0 = 1 / [2\pi\sqrt{(L_f C_f)}]$$

式中，f_r 为 LLC 谐振腔的基准谐振频率，L_r 和 C_r 分别为谐振电感和谐振电容；n 为低压侧至高压侧的名义电压变比，U_{bus} 和 U_{bat} 分别为直流母线电压和电池侧电压；f_0 为逆变侧 LC 滤波器固有频率，L_f 和 C_f 分别为滤波电感和滤波电容。实际变压器匝比还需结合谐振增益、器件压降和电池电压范围确定；滤波器固有频率应明显高于 50 Hz 基波并低于 25 kHz 开关频率，以兼顾基波跟踪、谐波衰减和控制带宽。

功率级总损耗可按下式进行一阶分解：

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} + P_{mag} + P_{aux}$$

式中，P_{loss} 为功率级总损耗，P_{cond} 为导通损耗，P_{sw} 为开关损耗，P_{mag} 为磁性元件损耗，P_{aux} 为辅助电路功耗。导通损耗可根据器件有效值电流与导通电阻估算，开关损耗可根据开关电压、电流、上升/下降时间及开关频率估算，磁性元件损耗包括铜耗与磁芯损耗。由于现阶段不同模块来自分阶段样机，尚未在统一工况下完成全功率输入—输出效率与热平衡测试，本文不据局部波形推定整机效率。后续定型试验将采用功率分析仪同步测量各端口功率，并结合器件温升和热平衡结果给出完整损耗分布。

表 3 阶段性样机主要参数

Table 3 Main Parameters of the Prototype at the Current Development Stage

模块	参数项目	阶段性指标
光伏接口	输入电压范围	15～130 V
储能电池	标称电压、容量	51.2 V，80 A·h
充放电能力	最大充电功率、 最大放电功率	3.0 kW，3.6 kW （第一阶段平台）
隔离变换	LLC 谐振频率	约 40 kHz
交流版本 A	输入、输出	120 V/60 Hz， 母线约 240 V
交流版本 B	逆变输出	220 V/50 Hz，额定功率 4 kW， 母线约 400 V
BMS	持续放电电流、 短路保护电流	60 A，350 A
通信	接口	CAN、RS485

3 控制策略设计

3.1 基于行为阶段策略的MPPT算法

常规扰动观察法在辐照度快速变化时易出现误判，传统粒子群算法则可能在局部峰值处早熟收敛。本文在自适应粒子群框架上引入行为阶段策略，形成 BSPSO 算法。算法首先采用改进 Tent 映射与准反向学习完成种群初始化，以扩大候选占空比在可行域内的覆盖范围；随后引入差分变异、天牛须搜索思想和高斯扰动，在检测到群体多样性下降时增强跳出局部最优的能力；在接近最优点后去除速度项并转入低维收敛阶段，以减小稳态振荡。当光伏功率变化超过设定阈值时触发全局重启，重新搜索新的最大功率点。

光伏阵列输出功率为

$$P_pv = U_pv\, I_pv \qquad (1)$$

控制器以采样得到的光伏电压和电流计算适应度，将粒子位置映射为 FSBB 占空比。稳态环境下以较小搜索步长保持在最大功率点附近；遮阴或辐照突变时提升搜索范围。与仅采用线性惯性权重的粒子群算法相比，阶段性策略能够在全局搜索速度和稳态波动之间取得较好平衡[4,5,15]。

3.2 双向PFC平均电流控制

交流充电模式采用电压外环和电流内环的平均电流控制。直流母线电压与参考值之差经 PI 调节后得到电感电流幅值指令，再与电网电压单位正弦信号相乘形成瞬时电流参考；电流误差经 PI 调节和载波比较后

https://doi.org/10.68070/0t7jya02

生成开关驱动信号。经频域补偿后，电流环交越频率控制在开关频率的约十分之一，相位裕度约为 60°；电压环补偿后的交越频率约为 22 Hz，相位裕度约为 60°，满足稳定性设计要求。该控制结构在保证直流母线稳定的同时，可使输入电流与电网电压同频同相。

3.3 逆变电压复合控制与参数优化

逆变输出滤波单元可近似为欠阻尼二阶系统。单纯 PI 双闭环具有较好的瞬态响应，但对周期性谐波和正弦参考的稳态误差抑制有限。为此，在电压外环和电流内环基础上串联重复控制器，并配置陷波器、二阶低通滤波器和相位超前环节，使控制器在工频整数倍处获得较高增益，同时抑制高频噪声。针对多参数耦合导致人工整定效率较低的问题，引入鲸鱼优化算法（whale optimization algorithm，WOA）搜索 PI 与重复控制参数。三种控制策略的输出电压 THD 对比如图 3 所示。

图 3 为相同模型及设定负载条件下的仿真对比结果。比例积分双闭环在线性和非线性负载下的输出电压 THD 分别为 1.14% 和 4.18%；加入重复控制后降至 0.99% 和 3.35%；采用优化参数的比例积分与重复控制后进一步降至 0.71% 和 1.31%。结果表明，重复控制主要改善周期性谐波，参数优化则提高了控制器在不同负载下的综合适应性。图 3 为 4 kW 整机样机在约 529 W 线性负载和约 601 W 非线性负载下的代表性实测结果。由于两者的评价目的、模型非理想因素和具体工况不同，THD 绝对数值不作直接对应比较。

3.4 并机功率分配与二次调节

多台逆变器并联能够在不显著增加单机体积的情况下扩展输出功率，并通过冗余提高移动供能可靠性。但线路阻抗、器件差异和采样误差会造成无功分配偏差及环流。本文在电压电流双闭环中引入虚拟阻抗，将逆变器等效输出电压参考修正为

$$u^* = u_{ref} - (R_v + sL_v) i_o \quad (2)$$

其中，R_v 和 L_v 分别为虚拟电阻与虚拟电感，i_o 为输出电流。固定虚拟阻抗虽然结构简单，但在负载变化时难以同时兼顾功率均分和动态响应。项目进一步采用随输出电流和功率偏差变化的自适应虚拟阻抗，使各机等效输出阻抗在线调整；同时设置电压、频率二次补偿，抵消下垂控制引起的稳态偏移。对于需要模拟同步机惯性与阻尼的扩展版本，可采用 VSG 控制，其有功频率动态可表示为

$$J\,d\omega/dt = (P_{ref} - P_e)/\omega_0 - D(\omega - \omega_0) \quad (3)$$

式中，J 为虚拟惯量，D 为阻尼系数，ω 为逆变器角频率，ω_0 为额定角频率，P_{ref} 为有功功率参考值，P_e 为逆变器实际输出有功功率。合理配置 J、D 及下垂系数，有助于减小突加负载时的频率波动，并按逆变器容量比例分配功率[14-15,18-20]。

4 产品研发进展与性能验证

4.1 产品研发阶段与样机迭代

江苏瀚珩德寰智能科技有限公司采用“核心模块开发—整机样机集成—并机扩容验证—产品定型推进”的研发路径。第一阶段建立 3.0 kW 充电/3.6 kW 放电的光伏储能隔离变换平台，完成 FSBB 宽压变换、双向全桥 LLC、图腾柱 PFC 和电池管理系统等核心模块验证。第二阶段完成 4 kW 单相整机样机集成，重点验证 220 V/50 Hz 逆变输出、软启动、低谐波控制、保护及通信联调。

第三阶段搭建双机离网并联平台，完成自适应虚拟阻抗、电流均分和突加负载动态响应验证。第四阶段正围绕系列化参数统一、环境适应性、电磁兼容和长期可靠性开展产品定型工作。图 4 展示了整机内部装配、双向充放电主功率板和整机实验测试平台（表 4）。

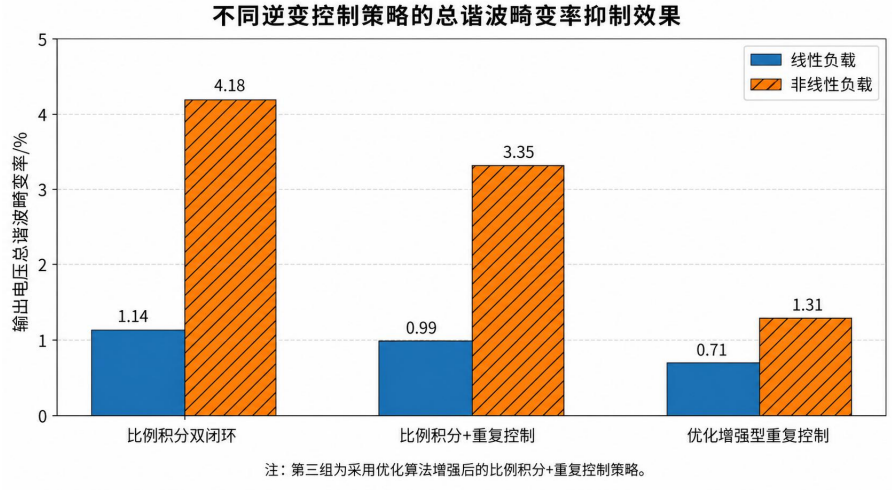
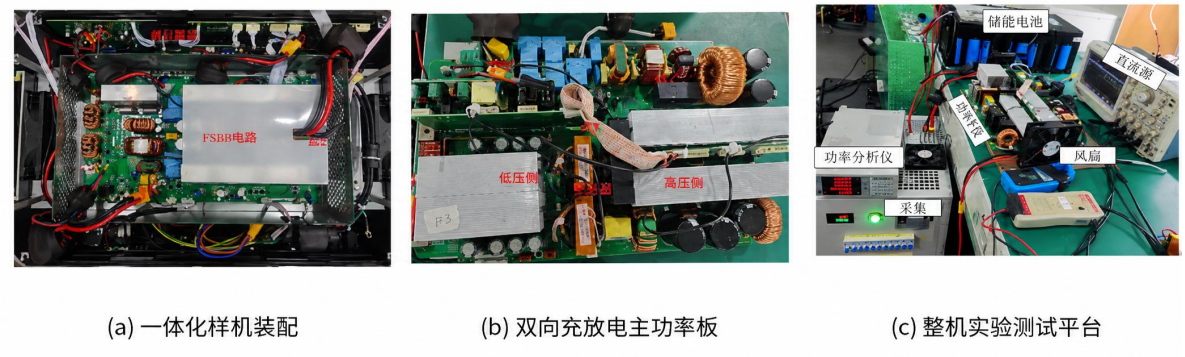


图 3 三种逆变控制策略的输出电压 THD 对比

Figure 3 Comparison of Output-Voltage THD under Three Inverter Control Strategies

表 4 产品研发阶段与形成成果
Table 4 Product Development Stages and Resulting Achievements

研发阶段	主要研发内容	当前状态	形成成果
核心模块开发	FSBB、双向 LLC、PFC、BMS 及通信接口	已完成模块功能与关键波形验证	功率板、控制板及通信基础
整机样机集成	4 kW 逆变、220 V/50 Hz 输出、保护与通信联调	已完成样机联调和典型负载试验	光储逆控一体化整机样机
并机验证	双机均流、自适应虚拟阻抗及突加负载响应	已完成离网并联平台验证	多机并联控制方案与测试数据
定型推进	效率、温升、环境与可靠性	持续推进	3～6 kW 系列化及 10 kW 级扩展准备



(a) 一体化样机装配　(b) 双向充放电主功率板　(c) 整机实验测试平台

图 4 样机硬件与整机实验测试平台
Figure 4 Prototype Hardware and Complete-System Experimental Test Platform

4.2 测试条件、数据处理与可靠性说明

各项试验均在室内实验台架上进行，并采用自然风冷与辅助风扇散热。交流充电试验使用 120 V/60 Hz 输入、约 240 V 直流母线平台；逆变与并机试验使用 220 V/50 Hz 输出、约 400 V 直流母线平台。4 kW 逆变样机高频桥臂开关频率为 25 kHz，电池侧为标称 51.2 V 磷酸铁锂储能系统。由于不同指标来自分阶段样机，文中均按对应平台分别报告，不将不同平台数据直接拼接为单一整机效率。

电能质量数据采用 8720 型数字功率计读取，开关波形和动态响应采用数字示波器 Tektronix TDS1002B 配合电压、电流探头记录。图 5 对应的线性负载有功功率约为 529 W，非线性负载有功功率约为 601 W；MPPT 试验记录时长约 145 s，遮阴突变设置在约 20 s 处；并机均流稳定时间根据突加负载后的电流差值波形确定。本文仅报告能够由现有试验记录追溯的测试条件和结果。

本阶段结果主要用于研发阶段的功能与性能验证，为代表性稳态读数或动态波形记录，不作统计均值与不确定度推断。部分早期原始台账未完整保留环境温度、示波器及探头具体型号、非线性负载电路参数和重复测量次数，因此本文不补写未经记录的数据。该限制意味着现阶段结果尚不能等同于严格的重复性或第三方型式试验。后续产品定型及第三方试验将统一记录环境温度、仪器型号与校准状态、负载构造、稳态保持时间及不少于 3 次重复测量结果，并报告均值和离散性。截至本文撰写，统一整机的连续长时运行、高低温、振动冲击及电磁兼容试验仍处于产品定型验证阶段，尚未形成可报告的寿命分布、故障率或平均无故障时间数据，因此本文不对长期可靠性作定量结论。

4.3 FSBB 模态与 MPPT 实验

在升压、升降压过渡和降压三种模态下分别测试开关管驱动、电感电压及电流波形。降压模态电感电流纹波实测值与理论值误差约 4.2%，升压模态误差小于 0.3%；升降压过渡模态中，关键节点电压理论值为 51.4 V，实测为 51 V，误差为 0.4 V。上述结果说明功率器件时序、储能电感设计和连续模态切换策略能够实现预期工作状态。

图 5 以阴影区域标出约 20 s 处的遮阴突变，整段记录约为 145 s。外界条件稳定时，算法跟踪效率可

https://doi.org/10.68070/0t7jya02

达 99%；遮阴发生后，跟踪效率最低短时下降至约 90%，随后恢复至 98%以上并保持稳定。该结果为该次动态工况的代表性记录，表明算法能够识别功率曲线变化并重启全局搜索，适用于车辆行驶过程中出现树影、建筑遮挡等快速扰动场景。

4.4 交流充电与双向变换实验

在 120 V/60 Hz 交流充电平台上，图腾柱 PFC 的输入功率因数（PF）实测为 0.99，输入电流 THD 为 1.44%。直流母线电压在 234.4～250.4 V 范围内波动，平均值为 242.4 V；经双向 LLC 变换后，电池侧电压保持在 50.2～53.7 V，位于 48～55 V 的允许充电电压范围内。结果表明，PFC 电流环能够实现近单位功率因数运行，LLC 隔离变换模块具有稳定的电压匹配能力。

上述试验完成了从单一功率模块到整机能量链的功能闭环验证，表明所搭建平台已实现光伏接入、交流充电、储能管理和逆变输出的协同控制。当前研发重点已由关键拓扑可行性验证转向统一整机效率、温升、待机功耗和长时间运行性能测试，以形成可用于产品定型和第三方检测的完整性能曲线。

4.5 逆变输出与动态响应

4 kW 样机空载软启动时，输出电压由零上升至 220 V/50 Hz 稳定波形的时间约为 750 ms；带载软启动时，由于电流闭环参与调节，稳定时间缩短至约 600 ms。在负载切换过程中，输出电压能够恢复至额定值，未出现持续振荡。8720 型数字功率计的代表性稳态读数见图 6：约 529 W 线性负载下输出电压 THD 为 0.69%，约 601 W 非线性负载下为 4.88%。非线性负载启动瞬间会产生较大脉冲电流，使电压短时下降并引入低次谐波，但该工况下总谐波畸变率仍低于 5% 的阶段性设计目标。

4.6 并机电流均分实验

在两台逆变器并联平台上，对固定虚拟阻抗、比例积分调节虚拟阻抗和自适应虚拟阻抗三种策略进行比较，电流均分稳定时间如图 7 所示。带线性负载时，固定虚拟阻抗约需 0.20 s 达到电流均衡，比例积分调节方式约需 0.12 s，且稳态仍存在小幅偏差；自适应虚拟阻抗约 0.08 s 即可完成均分。带非线性负载时，自适应策略同样显著减小两机电流差值。

相较固定虚拟阻抗，自适应策略将稳定时间缩短 60%；相较比例积分调节方式缩短约 33%。突加负载实验中，输出电压虽出现短时跌落，但能够迅速恢复。结果表明，双机并联平台已完成阶段性控制验证，为后续向 10 kW 级系统扩展提供了控制基础。后续将继续验证通信中断、单机故障退出、不同容量机组混联及长线阻抗差异等极端工况（表 5）。

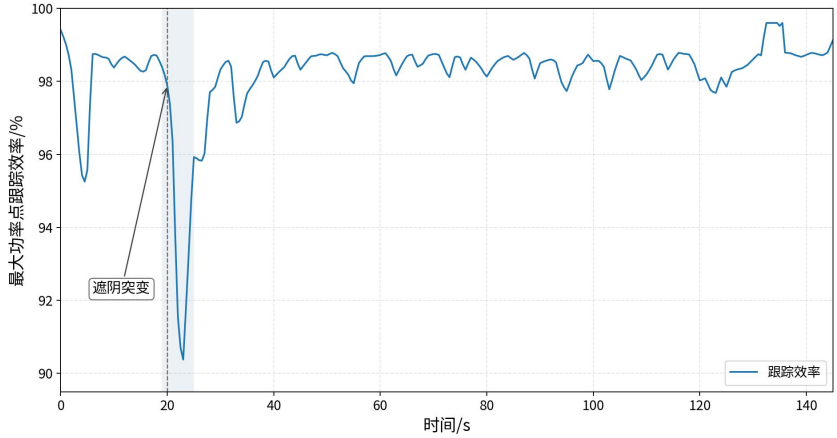


图 5 遮阴突变条件下的 MPPT 跟踪效率

Figure 5 MPPT Tracking Efficiency under Abrupt Shading Changes

图 6 线性与非线性负载下输出电压 THD 实测

Figure 6 Measured Output-Voltage THD under Linear and Nonlinear Loads

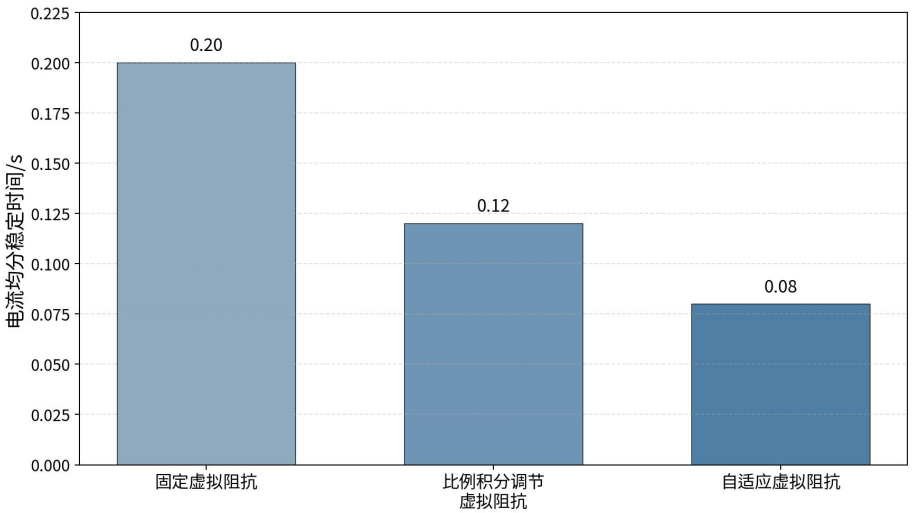


图 7 三种虚拟阻抗策略的并机均流稳定时间
Figure 7 Current-Sharing Settling Time during Parallel Operation under Three Virtual-Impedance Strategies

表 5 主要实验结果汇总
Table 5 Summary of the Main Experimental Results

测试项目	实验条件	测试结果	评价
MPPT 效率	稳态/遮阴突变	最高 99% / 突变后保持 90% 以上	具备快速重寻优能力
PFC 性能	120 V/60 Hz 充电	PF=0.99，电流 THD=1.44%	输入电流正弦度较好
直流母线	交流充电	234.4～250.4 V，平均 242.4 V	满足 240 V 平台设计要求
电池侧电压	LLC 充电	50.2～53.7 V	位于 48～55 V 允许范围
逆变软启动	220 V/50 Hz	空载 750 ms，带载 600 ms	启动平稳
输出 THD	线性/非线性负载	0.69% / 4.88%	满足阶段性<5%目标
并机均分	固定/PI/自适应阻抗	0.20 s / 0.12 s / 0.08 s	自适应策略响应最快

5 产品技术先进性与竞争优势分析

5.1 高集成与宽输入适应优势

本文方案将最大功率点跟踪、储能管理、双向隔离变换、交流充放电和并机控制纳入统一功率与控制架构。15～130 V 光伏输入范围可覆盖常见房车低压组件的多种串并联组合，并通过四开关升降压连续模态切换减少输入电压跨越电池电压附近时的电流冲击。与“光伏控制器+车载充电器+逆变器”分体式方案相比，一体化设计可减少独立设备、外部线束、转换接口和重复散热结构，并使主控制器能够基于光伏功率、储能状态和负载需求实施全局调度。

5.2 双向隔离与能量调度特征

双向全桥 LLC 既承担低压电池与高压直流母线之间的电压变换，又利用高频变压器实现电气隔离；双向 PFC/逆变模块复用交流侧开关器件，实现外部交流充电和电池逆变供电。该结构可在光伏、电池、外部交流电源和负载之间形成可控双向能量流，与仅具备单向 DC/AC 转换功能的传统车载逆变器在能量流组织方式上存在明显差异。结合电池管理系统上传的荷电状态、温度和告警信息，主控制器可执行光伏优先、充放电限流、低电量负载分级和异常停机。

5.3 电能质量与动态响应性能

复合重复控制与参数优化使逆变样机在线性负载下的输出电压总谐波畸变率为 0.69%，非线性负载下为 4.88%；交流充电功率因数达到 0.99，输入电流总谐波畸变率为 1.44%。自适应虚拟阻抗将并机电流均分稳定时间缩短至 0.08 s。上述量化结果表明，样机在交流输入兼容性、输出波形质量和多机动态协同方面达到阶段性设计目标，并为后续产品定型与第三方测试提供了实验依据。

https://doi.org/10.68070/0t7jya02

5.4 系列化与平台化研发能力

不同阶段样机采用前后级分层控制架构，并通过统一的 CAN、RS485 通信接口交换运行指令、功率状态和故障信息，使核心控制框架能够面向 3 kW、5 kW 和 6 kW 功率等级进行参数化复用。多机并联方案可根据车型空间、负载容量和冗余需求灵活配置，相比单纯提高单机功率，更有利于控制散热和降低维护复杂度，并为 10 kW 级扩展系统和后续远程运维平台建设提供接口基础（表 6）。

5.5 产品定型与产业化推进方向

在完成核心模块、4 kW 整机样机和双机并联平台验证的基础上，研发工作正由阶段性样机向系列化产品定型推进。下一阶段将重点开展统一整机效率、温升、待机功耗、高低温、振动冲击、防尘防水、电磁兼容和长期可靠性试验，并补充空调压缩机、电动工具等真实车载负载启动测试、并机故障退出和通信异常保护验证。同时，将完善远程数据记录、故障诊断和程序升级功能，使现有技术指标进一步转化为可检测、可复制和可批量应用的产品性能指标。

6 结论

本文完成了江苏瀚珩德寰智能科技有限公司离网型车载光储逆控一体化电源核心模块、4 kW 整机样机和双机并联平台的分阶段研发与验证。样机系统已形成由 15～130 V 宽电压光伏接入、51.2 V 储能管理、双向全桥 LLC 隔离变换、双向交流充放电、低谐波逆变和多机并联控制构成的完整技术架构。阶段性实验表明，最大功率点稳态跟踪效率最高为 99%，交流充电功率因数为 0.99、输入电流总谐波畸变率为 1.44%，4 kW 逆变样机在线性和非线性负载下的输出电压总谐波畸变率分别为 0.69% 和 4.88%，并机电流均分稳定时间可缩短至 0.08 s。

与传统分体式车载供电方案相比，本文方案在功能集成、宽电压光伏适配、双向能量管理、输出电能质量和模块化扩容等方面形成了较完整的技术组合，已完成由关键功率模块向一体化整机及并机平台的阶段性迭代，具备形成 3～6 kW 系列化产品和 10 kW 级扩展系统的工程基础。现阶段关键技术指标达到阶段性设计目标，样机表现出较好的工程应用性能；其行业技术水平和规模化应用能力仍需通过环境可靠性、长期运行、第三方检测及实际车辆搭载进一步验证。

表 6 关键技术特征及实验依据
Table 6. Key Technical Features and Supporting Experimental Evidence

技术维度	技术实现	实验与工程依据
宽压适应	FSBB 三模态连续控制	输入范围 15～130 V；47.5～52.5 V 采用连续过渡模态
光伏利用	BSPSO MPPT	稳态效率最高 99%；遮阴突变时最低约 90%，随后恢复至 98%以上
输入电能质量	双向图腾柱 PFC 双环控制	PF = 0.99；输入电流 THD = 1.44%
输出波形质量	PI 复合重复控制及 WOA 优化	线性、非线性负载 THD 分别为 0.69% 和 4.88%
扩容能力	自适应虚拟阻抗并机	均分稳定时间 0.08 s
系统集成	MPPT、BMS、双向 LLC、双向 PFC/逆变及通信	减少分体设备和外部线束
平台化能力	分层控制器与统一 CAN、RS485 通信框架	面向 3～6 kW 系列化复用并支持多机扩展

参考文献

[1] 鲁跃峰，郭祚刚，谷裕，等. 国内外新型储能相关政策及商业模式分析[J]. 储能科学与技术，2023, 12(9): 3019-3032. DOI: 10.19799/j.cnki.2095-4239.2023.0276.

[2] ZEB K, UDDIN W, KHAN M A, et al. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 94: 1120-1141. DOI: 10.1016/j.rser.2018.06.053.

[3] AKBARI H, BROWNE M C, ORTEGA A, et al. Efficient energy storage technologies for photovoltaic systems[J]. Solar Energy, 2019, 192: 144-168. DOI: 10.1016/j.solener.2018.03.052.

[4] BOLLIPO R B, MIKKILI S, BONTHAGORLA P K. Hybrid, optimal, intelligent and classical PV MPPT techniques: A review[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2021, 7(1): 9-33. DOI: 10.17775/CSEEJPES.2019.02720.

[5] LI H, YANG D, SU W, et al. An overall distribution particle swarm optimization MPPT algorithm for photovoltaic system under partial shading[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 265-275. DOI: 10.1109/TIE.2018.2829668.

[6] WENG X, ZHAO Z M, CHEN K N, et al. A nonlinear control method for bumpless mode transition in noninverting buck–boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2166-2178. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3007600.

[7] 任林涛，汪飞，肖杨婷，等. 四开关 Buck-Boost 变换器研究综述[J]. 电气工程学报, 2023, 18(2): 52-69. DOI: 10.11985/2023.02.006.

[8] LIN G, LI Y, ZHANG Z. A review of control strategies for four-switch buck–boost converters[J]. World Electric Vehicle Journal, 2025, 16(6): 315. DOI: 10.3390/wevj16060315.

[9] GORJI S A, SAHEBI H G, EKTESABI M, et al. Topologies and control schemes of bidirectional DC–DC power converters: An overview[J]. IEEE Access, 2019, 7: 117997-118019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.

[10] ZENG J, ZHANG G, YU S S, et al. LLC resonant converter topologies and industrial applications—A review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(3): 73-84. DOI: 10.23919/CJEE.2020.000021.

[11] LI H, ZHANG Z, WANG S, et al. A 300-kHz 6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1435-1445. DOI: 10.1109/TIE.2019.2910048.

[12] SETHURAMAN R, RUDHRAMOORTHY M. Performance of bidirectional on-board charger in electric vehicle: A review[J]. e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy, 2024, 8: 100613. DOI: 10.1016/j.prime.2024.100613.

[13] BEHERA S, NAIK N V R, PANDA A K, et al. A dual control strategy for improved power quality in grid-tied off-board bidirectional electric vehicle charger[J]. Electric Power Systems Research, 2024, 236: 110917. DOI: 10.1016/j.epsr.2024.110917.

[14] CHANG G W, NGUYEN K T. A new adaptive inertia-based virtual synchronous generator with even inverter output power sharing in islanded microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10693-10703. DOI: 10.1109/TIE.2023.3327515.

[15] YANG H, SUN Z, WANG H, et al. Adaptive virtual impedance droop control of parallel inverters for islanded microgrids[J]. Sensors, 2025, 25(16): 5166. DOI: 10.3390/s25165166.

[16] 薛家祥，蔡典仑，金礼. 基于 LLC 谐振变换器的双向 DC-DC 光伏储能回路设计[J]. 自动化与仪表, 2024, 39(2): 11-15.

[17] GONZALEZ-CASTANO C, RESTREPO C, KOURO S, et al. MPPT algorithm based on artificial bee colony for PV system[J]. IEEE Access, 2021, 9: 43121-43133. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3066281.

[18] ZHANG Y, SUN Q, ZHOU J, et al. Optimal frequency control for virtual synchronous generator based AC microgrids via adaptive dynamic programming[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2023, 14(1): 4-16. DOI: 10.1109/TSG.2022.3196412.

[19] CHEN S, SUN Y, HAN H, et al. A modified VSG control scheme with virtual resistance to enhance both small-signal stability and transient synchronization stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6005-6014. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3243025.

[20] ASTRADA J, DE ANGELO C H. Double virtual-impedance loop for inverters with repetitive and droop control in UPS applications[J]. Electric Power Systems Research, 2022, 204: 107680. DOI: 10.1016/j.epsr.2021.107680.

Product Development and Performance Verification of an Off-Grid Vehicle-Mounted Photovoltaic–Storage–Inverter Integrated Power Supply

Man Jiale

Jiangsu Hanheng Dehuan Intelligent Technology Co., Ltd., Lianyungang, Jiangsu

Abstract: To develop an integrated off-grid vehicle-mounted power product for recreational vehicles and mobile operations, addressing the limitations of dispersed equipment, restricted photovoltaic input adaptability, bidirectional energy management and parallel expansion. A power chain comprising a four-switch buck–boost wide-voltage photovoltaic interface, a 51.2 V lithium iron phosphate battery, a bidirectional full-bridge LLC converter and a bidirectional power-factor-correction/inverter stage was established. Maximum-power-point tracking, compound repetitive control and adaptive virtual-impedance strategies were applied, followed by staged verification of core modules, a 4 kW integrated prototype and a dual-inverter parallel platform. The system accepted a photovoltaic input of 15–130 V, with a maximum steady-state tracking efficiency of 99%. The charging power factor was 0.99 and the input-current total harmonic distortion was 1.44%. The 4 kW prototype achieved an output-voltage total harmonic distortion of 0.69% under a linear load, and adaptive virtual impedance reduced the parallel current-sharing settling time to 0.08 s. The product has established an integrated technical system combining wide-voltage photovoltaic access, bidirectional isolated conversion, intelligent battery management, low-distortion AC output and modular expansion. The staged transition from core modules to an integrated prototype and a parallel platform provides a technical basis for 3–6 kW product series and 10 kW-class expanded systems.

Keywords: off-grid vehicle power supply; photovoltaic–storage–inverter integration; four-switch buck–boost; parallel control; product development