

实现宽输出电压范围高效率的母线电压协调控制策略

徐昊¹, 方宇², 杨逸飞², 蒋永峰¹, 周柳明², 曹松银², 陈卫峰²

¹扬州大学电气与能源动力工程学院, 江苏 扬州

²扬州大学信息与人工智能学院(工业软件学院), 江苏 扬州

收稿日期: 2026年5月5日; 录用日期: 2026年5月28日; 发布日期: 2026年6月5日

摘要

随着新能源汽车产业的蓬勃发展, 新能源汽车充电模块研究也在逐渐深入。主流的新能源充电模块由前级AC/DC变换器和后级DC/DC变换器构成。本文针对宽输出电压范围下, 固定母线电压导致后级全桥LLC谐振变换器偏离最佳谐振点、开关损耗剧增且效率劣化的问题, 本文提出一种前级Vienna PFC与后级LLC协同的母线电压动态协调控制策略。该策略由输出电压指令设定、最佳谐振点母线电压计算、前级母线电压指令通信三大模块构成, 依据后级LLC输出电压给定值, 动态计算并通过SCI通信向前级Vienna PFC级发送最佳母线电压给定值, 使LLC始终工作在最佳谐振点附近; 同时设计斜坡缓起、步进调节的启动与模式切换流程, 搭建光耦隔离的硬件与数据通信通道, 保障系统稳定与通信可靠。实验结果表明, 该策略在宽输出电压范围内, 有效拓宽LLC软开关工作范围, 显著降低开关损耗与环流损耗, 提升整机工作效率, 且无需额外硬件成本, 工程实用性强。

关键词

Vienna PFC电路, LLC全桥谐振变换器, 母线电压协调控制, 软件通讯与硬件通讯

A Bus Voltage Coordination Control Strategy for High Efficiency over a Wide Output Voltage Range

Hao Xu¹, Yu Fang², Yifei Yang², Yongfeng Jiang¹, Liuming Zhou², Songyin Cao², Weifeng Chen²

¹College of Electrical, Energy and Power Engineering, Yangzhou University, Yangzhou Jiangsu

²College of Information and Artificial Intelligence (College of Industrial Software), Yangzhou University, Yangzhou Jiangsu

Received: May 5, 2026; accepted: May 28, 2026; published: June 5, 2026

文章引用: 徐昊, 方宇, 杨逸飞, 蒋永峰, 周柳明, 曹松银, 陈卫峰. 实现宽输出电压范围高效率的母线电压协调控制策略[J]. 电路与系统, 2026, 15(2): 69-80. DOI: 10.12677/ojcs.2026.15206

Abstract

With the vigorous development of the new energy vehicle industry, research on charging modules for new energy vehicles is also in-depth. The mainstream new energy charging module consists of a front-stage AC/DC converter and a rear-stage DC/DC converter. Aiming at the problems that the fixed bus voltage causes the rear-stage full-bridge LLC resonant converter to deviate from the optimal resonant point, the switching loss to surge and the efficiency to deteriorate in a wide output voltage range, this paper proposes a dynamic bus voltage coordination control strategy for the coordination of the front-stage Vienna PFC and the rear-stage LLC. The strategy is composed of three modules: the rear-stage output voltage command setting module, the optimal resonant point bus voltage calculation module and the front-stage bus voltage command communication module. According to the given output voltage value of the rear-stage LLC, it dynamically calculates the optimal bus voltage given value of the front-stage and sends it to the front-stage through SCI communication, so that the LLC always works near the optimal resonant point. Meanwhile, a start-up and mode switching process with ramp soft start and step adjustment is designed, combined with optocoupler-isolated hardware and data communication channels to ensure system stability and communication reliability. Experimental results show that within the wide output voltage range, the strategy effectively expands the soft-switching working range of the LLC, significantly reduces the switching loss and circulating current loss, and improves the overall working efficiency. In addition, it requires no additional hardware cost and has strong engineering practicability.

Keywords

Vienna PFC Circuit, LLC Full-Bridge Resonant Converter, Bus Voltage Coordination Control, Software Communication and Hardware Communication

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着电力电子技术的快速发展,两级式电源系统凭借其功率因数高、输出稳压性能好、电气隔离安全等优势,在通信电源、服务器供电、新能源储能等领域得到广泛应用[1]。其中,前级 AC/DC 实现高功率因数校正与稳定直流母线输出,后级 DC/DC 完成高压直流到低压大电流的隔离变换,已成为中大功率电源系统的主流拓扑结构[2]。LLC 谐振变换器具备诸多核心优势而被广泛使用,然而,在宽输出电压范围的应用场景中,传统固定母线电压控制策略导致后级 LLC 变换器难以工作在最优状态,软开关条件易被破坏,开关损耗与环流损耗显著增加,整机效率在部分工况下出现明显劣化,无法满足高效、高密度的设计要求[3]。

为解决这一问题,母线电压协调控制策略成为研究热点,通过动态调整前级母线电压,使后级 LLC 始终工作在增益匹配、软开关特性优良的区间,可有效提升宽输出范围内的系统效率。本文围绕宽输出电压范围高效率的母线电压协调控制策略展开研究,首先分析两级式系统的拓扑结构,明确固定母线电压下 LLC 变换器的效率劣化机理;其次设计母线电压协调控制的整体架构,包括最优母线电压计算、前后级通信交互等核心模块,并完成硬件接口与通信通道的隔离设计;最后通过实验平台搭建与测试,验证所提策略在不同输出工况下的动态响应、稳定性与效率提升效果。研究成果可为宽输出范围电源系统

的高效化设计提供理论依据与工程参考，推动两级式电源技术在更高性能要求场景中的应用。

2. 充电模块总体系统架构与核心问题分析

2.1. 总体系统架构

本文所研究的两级式 10 kW 充电模块的整体架构如图 1 所示，主要由前级 AC/DC 变换器和后级 DC/DC 变换器构成。其中，前级 AC/DC 变换器由三相三电平 Vienna PFC 整流器构成，该整流器能够实现高功率密度、高功率因数的要求[4]；后级 DC/DC 电路采用交错并联全桥 LLC 谐振变换器，其软开关技术能够有效的减少开关管开通和关断损耗，从而提高充电模块的效率。此外，直流变压器不仅实现前级三相三电平 Vienna PFC 整流器和交错并联全桥 LLC 谐振变换器的电气隔离，还能通过 SCI 通讯匹配电池低压侧与直流母线高压侧之间电压，实现宽电压输出，电压输出范围达到 30~100 V，对不同充电负载进行自适应充电，通过调整充电等级和充电方式达到智能充电的效果。

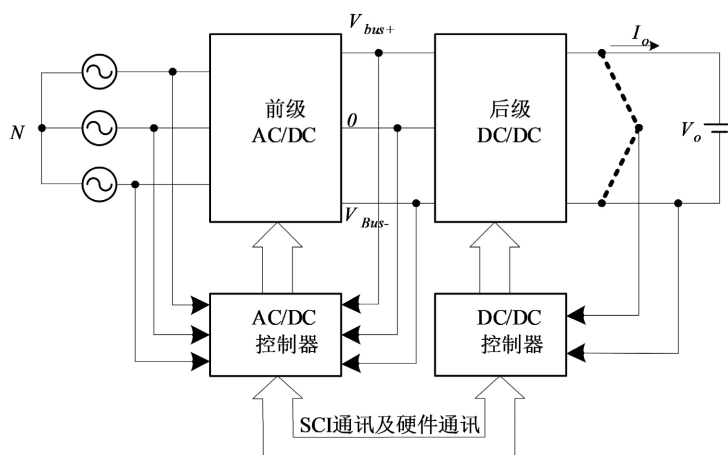


Figure 1. Overall architecture of two-stage 10 kW charging module

图 1. 两级式 10 kW 充电模块的整体架构

2.2. 三相三电平 Vienna PFC 电路拓扑及主要参数

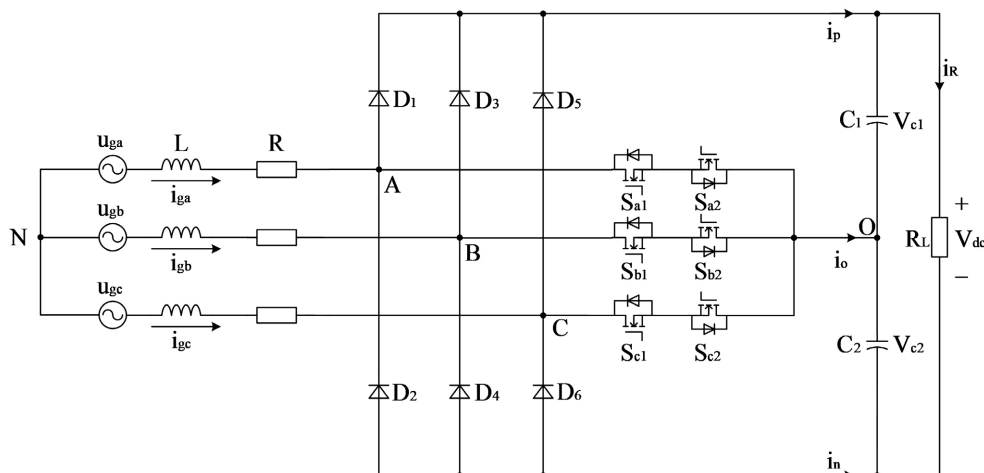


Figure 2. Topology structure of three-phase three-level Vienna PFC circuit

图 2. 三相三电平 Vienna PFC 电路拓扑结构

前级 AC/DC 采用三相三电平 Vienna PFC 电路, 其拓扑结构如图 2 所示。其中 u_{ga} 、 u_{gb} 和 u_{gc} 为三相交流电压; i_{ga} 、 i_{gb} 和 i_{gc} 为三相输入电流; L 代表交流侧升压电感, R 代表电感寄生电阻; $D_1 \sim D_6$ 为升压二极管; 功率管 S_{a1} 、 S_{a2} 反向串联构成 A 相的开关管 S_a , B、C 两相开关管同理, 三个开关呈星形连接, 与直流侧中点 O 相连形成三电平输出; i_o 表示直流侧中点电流, i_p 和 i_n 分别表示流过正负直流母线的电流; 直流侧上下母线电容为 C_1 、 C_2 , V_{c1} 、 V_{c2} 分别是两个电容电压; V_{dc} 和 I_o 分别为 Vienna 整流器的直流输出电压和直流输出电流[5]。

Vienna PFC 整流器主要参数指标如表 1 所示。

Table 1. Performance indicators of Vienna PFC rectifier circuit

表 1. Vienna PFC 整流器电路的性能指标

名称	参数
储能电感 L	320 μ H
V_{grid_R}	220 V
开关频率	23 kHz
C_1	820 μ F
C_2	820 μ F
开关管 S	FMW60N070S2HF

论文中前级 Vienna PFC 整流器的电压电流环均采用 PI 控制器, 因是在旋转的 dq 坐标系下实现控制, 故两 PI 控制器能实现直流母线电压和网侧电路跟踪的无静差控制, 确保了期望的直流母线电压和网侧的高功率因数。电流内环穿越频率一般不大于开关频率的 1/10, 不妨设置为 400 Hz, 相位裕度取 10° ; 考虑到电压外环调节速度无需和电流内环一样快速, 故电压外环的穿越频率设置为 100 Hz, 相位裕度取 50° , 根据期望穿越频率和相角裕度可得环路 PI 控制器的控制参数, 如表 2 所示。

Table 2. Control parameters of Vienna PFC rectifier circuit

表 2. Vienna PFC 整流器电路的控制参数

名称	参数
电压环 K_{vp}	0.14236
电压环 K_{vi}	0.01273
电流环 K_{ip}	2.63802×10^{-3}
电流环 K_{ii}	2.08003×10^{-4}

2.3. 交错并联全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑及主要参数

交错并联全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑结构如图 3 所示, 三相三电平 PFC 输出为正半母线和负半母线, $Q_1 \sim Q_4$ 四个开关管构成了正半母线全桥 LLC 谐振变换器的开关网络, 每个开关管都附带了二极管和寄生电容, 同理, 负半母线全桥 LLC 谐振变换器的开关管为 $Q_5 \sim Q_8$ 。当进入 PFM 控制时, 每路 LLC 变换器斜对角的开关管配置为互补, 占空比均为 50%。谐振腔由三个谐振元件组成, 分别是谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 以及励磁电感 L_m 组成[6]。

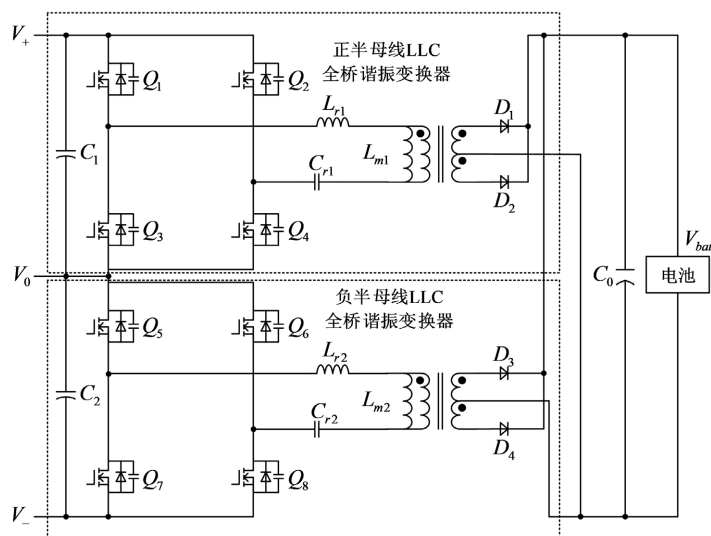


Figure 3. Circuit topology of interleaved parallel full-bridge LLC resonant converter
图 3. 交错并联全桥 LLC 谐振变换器电路拓扑

交错并联全桥 LLC 谐振变换器主要参数指标如表 3 所示。

Table 3. Performance indicators of interleaved parallel full-resonant converter
表 3. 交错并联全桥 LLC 谐振变换器的性能指标

名称	参数
Lr	23.12 μH
Lm	12.95 μH
Cr	109.6 nF
变压器匝比	4:1
开关频率	75 kHz~270 kHz
开关管 Q	FMW60N075S2HF

基于开关噪声的抑制选择电流内环穿越频率不大于开关频率的 1/10, 基于稳定性选择相角裕度为 30° 至 90° 。本文不妨选择电流内环的穿越频率为 15 kHz, 取穿越频率处的相角裕度为 50° , 考虑到电压外环调节速度无需和电流内环一样快速, 故选择电压外环的穿越频率为 10 kHz, 取穿越频率处的相角裕度为 50° , 根据期望穿越频率和相角裕度可得环路 PI 控制器的控制参数, 如表 4 所示。

Table 4. Control parameters of interleaved parallel full-bridge LLC resonant converter
表 4. 交错并联全桥 LLC 谐振变换器的控制参数

名称	参数
电压环 Kvp	92.0685
电压环 Kvi	31.7558
电流环 Kip	3.9916×10^{-7}
电流环 Kii	1.0332×10^{-6}

2.4. 固定母线电压下 LLC 的效率劣化问题

在宽输出电压范围应用场景中,若后级全桥 LLC 谐振变换器采用固定母线电压设计,会使其在部分工况下偏离最优工作点,引发效率显著劣化:一方面,固定母线电压会破坏 LLC 原边开关管的零电压开通(ZVS)软开关条件,尤其在低输出电压或轻载工况下,谐振电流幅值不足,无法在死区时间内充分抽走开关管结电容,导致硬开关过程产生,开通与关断损耗急剧增加[7];另一方面,固定母线电压造成 LLC 电压增益与实际需求失配,为维持输出需大幅偏离谐振点调节开关频率,不仅会增大谐振网络环流,增加开关管导通损耗与变压器铜损,还会因频率升高加剧磁芯磁滞涡流损耗与绕组趋肤效应带来的铜损,同时副边整流器件的反向恢复与导通损耗也随之上升,最终导致整机效率在宽输出范围内出现明显劣化。

3. 实现宽输出电压范围高效率的母线电压协调控制策略

3.1. 控制策略

全桥 LLC 谐振变换器在前级 PFC 和后级负载之间起到功率调节和能量传输的关键作用。而从功率传输角度来看,PFC 的输出母线电压为后级 LLC 变换器提供输入电压。在充电模块输出电压范围较宽的应用场合,仅通过调节全桥 LLC 谐振变换器开关管的工作频率和占空比,会出现效率低下等问题[8]。在充电模块输出电压范围较宽的应用场合,全桥 LLC 谐振变换器通常是按直流母线对应最高输出电压时能输出最大功率来设计,故当 LLC 输出低电压时,全桥 LLC 谐振变换器处于最高开关频率的 PWM 调制模式,且此时的占空比很小,这就使得开关管还未充分导通就要关断,从而产生很大的开关损耗导致效率低下[9]。

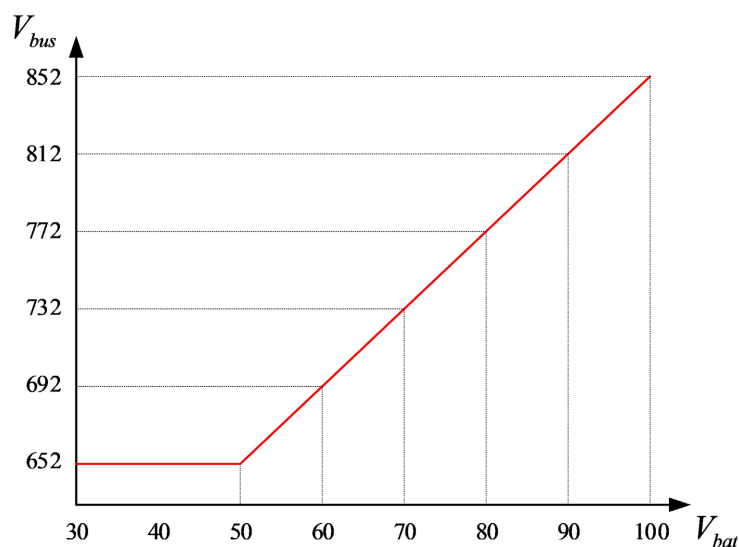


Figure 4. Coordinated variation relationship diagram of dc bus voltage and output voltage
图 4. 直流母线电压和输出电压的协调变化关系图

为了实现充电模块在宽输出电压范围内的高效率,本文提出了直流母线电压与输出电压的协调控制策略。根据上位机给出的电池电压指令来设定后级全桥 LLC 谐振变换器的输出电压给定值,同时计算出实际输出电压值对应全桥 LLC 谐振电路能工作在最佳谐振点的直流母线电压值,将这一动态计算出的直流母线电压值通过 SCI 通信送到前级 Vienna PFC 整流器的控制芯片,作为直流母线输出电压的给定值,从而实现直流母线电压与输出电压的协调控制。

本文对充电模块提出的协调控制方法能使得前级 PFC 输出的母线电压跟随后级 LLC 输出电压的变化而变化。根据本文中充电模块的具体技术要求,当设定 LLC 输出电压,前级 PFC 母线电压恒等于 652 V;当设定 LLC 电路输出电压,且每增加 1 V,前级 PFC 母线电压增加 4 V。直流母线电压和输出电压的协调变化关系如图 4 所示。

母线电压和后级 LLC 电路输出电压的函数关系式为:

$$\begin{cases} V_{bus} = 652V & 30V \leq V_{bat} \leq 50V \\ V_{bus} = 652V + 4(V_{bat} - 50V) & 50V \leq V_{bat} \leq 100V \end{cases} \quad (3-1)$$

为了避免母线电压给定值变化后导致的冲击,前级 Vienna PFC 整流器的控制算法中设置了步进缓起。另充电模块的基本性能要求在外没有发出电池充电电压和充电电流设置指令的情况下起机,充电模块的前级 PFC 整流器以默认的 802 V 母线电压给定值缓起建压,当母线电压稳定在 802 V 时发出 PFC OK 硬通信信号给后级 LLC 谐振变换器,通知后级 LLC 谐振变换器以默认的 80 V 电池电压给定值缓起输出,当模块输出稳定的 80 V 时前级 PFC 整流器的直流母线电压步进调节到 80 V 所对应的 772 V(由式(3-1)根据实际输出的 80 V 计算);当实际的电动车辆根据需要可由通信设置电池充电电压和充电电流给定值,此时充电模块就按接收到的指令值将输出电压给定值更新到所设置的充电电压给定值,并将充电限流值更新成充电电流设置值,且模块的输出电压由 80 V 步进到所设置的电压给定值,若实际车辆的电池电压低于电压设定值,充电模块就会以所设置的电流值进行恒流充电。同时直流母线电压会步进到实际输出电压所对应的母线电压给定值(由式(3-1)根据实际输出电压进行计算)。

3.2. 软件通讯与硬件通讯

本文中充电模块的前后级电路之间的协调控制离不开通信,主要包括硬件信号通信和 SCI 数据通信。开机时,LLC 变换器需要在 Vienna 整流器建压完成后开始缓启动,所以采用了如图 5 所示的硬件通信电路来实现后级 LLC 变换器开关机的控制,当前级 AC/DC 的母线建压完成,通过前级 DSP 的 GPIO7 发出高电平作为 PFC OK 信号,再经过光耦隔离后也出高电平,若后级 DSP 的 GPIO19 接收到这一高电平时 DC/DC 开始缓起运行;关机时,前级 DSP 的 GPIO7 会输出低电平,若后级 DSP 的 GPIO19 接收到低电平时 DC/DC 执行关机。图 5 的硬通信电路中的光耦用来满足前、后级控制地的隔离要求,三极管 Q64、Q8 和 Q10 是信号的驱动电路,且 Q8 和 Q10 构建了图腾柱电路;Q19 起电平匹配用。

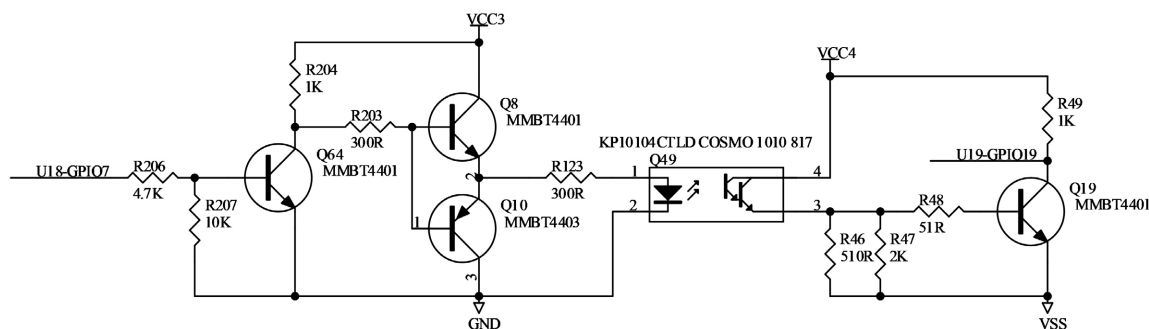


Figure 5. Hardware communication circuit between front and rear stage DSPs
图 5. 前后级 DSP 之间的硬通信电路

为了实现 3.1 节所述的充电模块宽输出电压范围的协调控制策略,需要前后级数据的交互,为此,本文设计了前后级控制 DSP 之间的 SCI 通信电路如图 6 所示。为了满足前后级控制地的隔离要求,故采用

了光耦隔离驱动，图 6 的电路原理与图 5 相同。

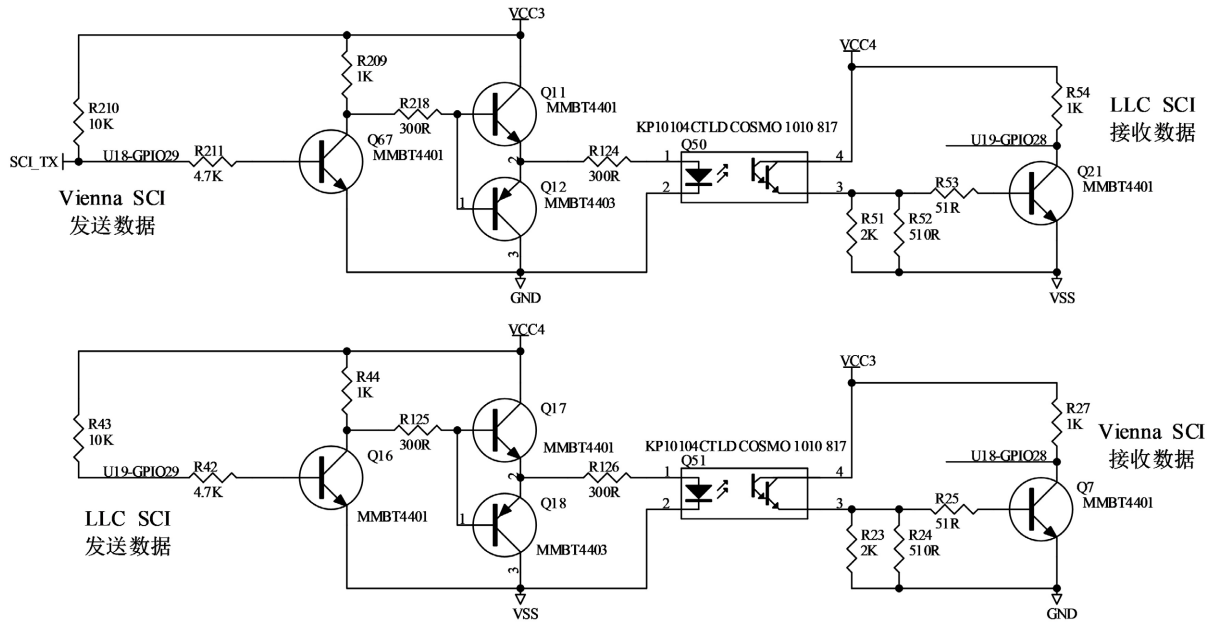


Figure 6. SCI communication circuit
图 6. SCI 通信电路

4. 实验验证

为验证本文提出的实现宽输出电压范围高效率的母线电压协调控制策略正确性，搭建了一台 10 kW 的充电模块实验样机，如图 7 所示。

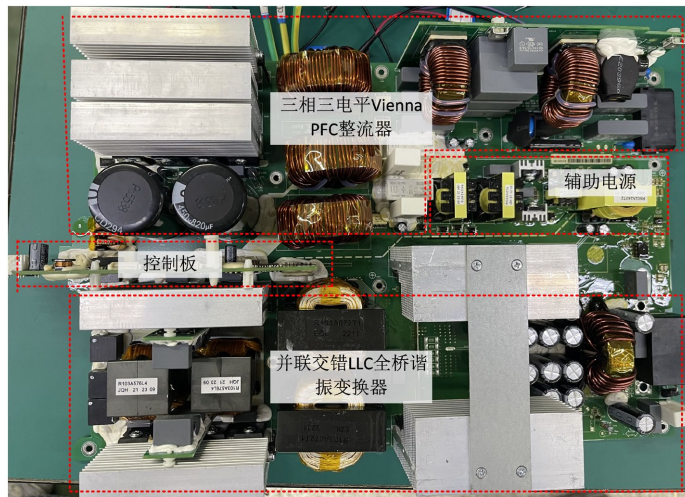


Figure 7. 10 kW charging module experimental prototype
图 7. 10 kW 充电模块实验样机

图 8 给出 10 kW 充电模块实验样机工作在满载情况下的稳态波形。图中 CH1 和 CH3 分别是 A 相的输入电压、电流波形，CH2 是直流母线电压波形，CH4 是 B 相输入电流波形。

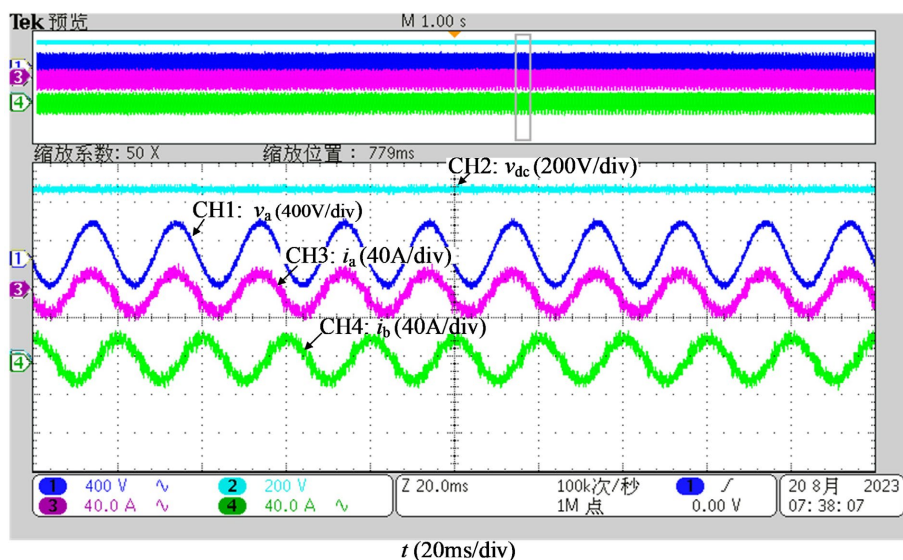


Figure 8. Full load steady-state operation waveform

图 8. 满载稳态运行波形

如图 9 所示为 10 kW 充电模块样机在稳定输出后给定充电电压和充电电流为 100 V/80 A (实际配置 30 A 恒流负载)的工作时序图。在开机后母线电压从不控整流电压缓起上升, 上升至 802 V 并稳定; 母线电压稳定在 802 V 后 LLC 输出电压和电流开始缓起上升, 当 LLC 输出电压稳定在 80 V 时, PFC 母线电压按第 3.1 节的母线协调控制策略下降到时输出电压对应的母线电压值 772 V, 即从 802 V 下降至 772 V, 此时由上位机通信设置电池充电电压和充电电流给定值为 100 V/80 A, 由图 9 可见模块的输出电压步进到 100 V, 且直流母线电压步进到 852 V, 这和由式(3-1)计算结果一致。

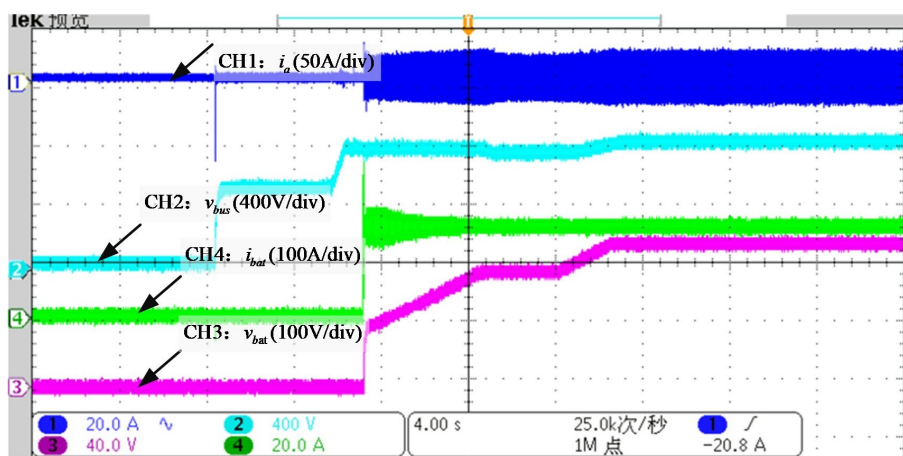


Figure 9. 100 V/80 A start-up timing sequence

图 9. 100 V/80 A 启动时序

如图 10 所示为 10 kW 充电模块样机在稳定输出后给定充电电压和充电电流为 30 V/50 A (实际配置 40 A 恒流负载)的工作时序图。在开机后母线电压从不控整流电压缓起上升, 上升至 802 V 并稳定; 母线电压稳定在 802 V 后 LLC 输出电压和电流开始缓起上升, 当 LLC 输出电压稳定在 80 V 时, PFC 母线电压按第 3.2.3 节的母线协调控制策略下降到时输出电压对应的母线电压值 772 V, 即从 802 V 下降至 772 V

V, 此时由上位机通信设置电池充电电压和充电电流给定值为 30 V/50 A, 由图 6~10 可见模块的输出电压步进到 30 V, 且直流母线电压步进到 652 V, 这和由式(3-1)计算结果一致。

由图 9 和图 10 的实验波形验证了 3.1 节提出的母线电压协调控制策略的有效性。

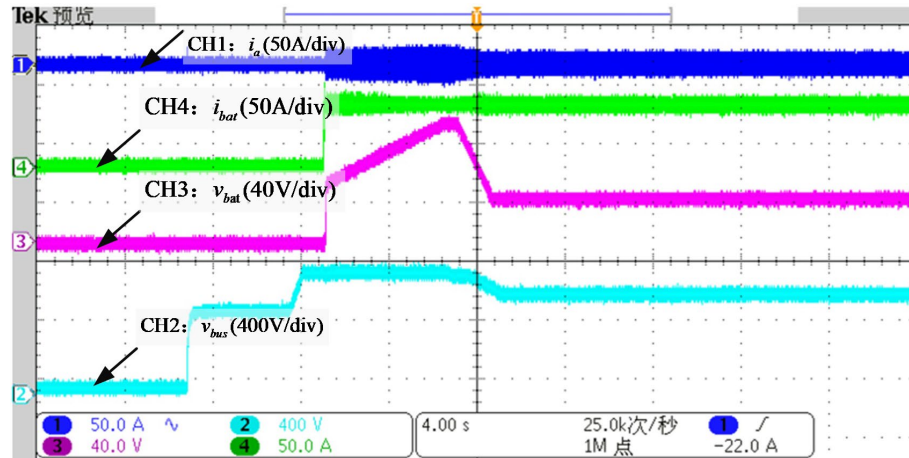


Figure 10. 30 V/50 A start-up timing sequence

图 10. 30 V/50 A 启动时序

图 11 为充电模块的三相功率因数曲线, 在 100 A 恒流充电模式下, 不断改变输出电压值, 测试并记录样机的网侧功率因数和整机效率。可见随着输出功率的增加, 三相功率因数也在不断提升, 满载时功率因数 PF 值为 0.994。图 12 为充电模块的工作效率曲线, 在 30 V、65 V、100 V 恒压充电模式下, 不断改变输出电流值, 测试并记录样机的网侧功率因数和整机效率。可以看出, 随着功率等级的提高, 样机的工作效率先不断增加, 然后会逐渐降低, 最高效率达 95.71%, 而满载时的工作效率为 94.19%。

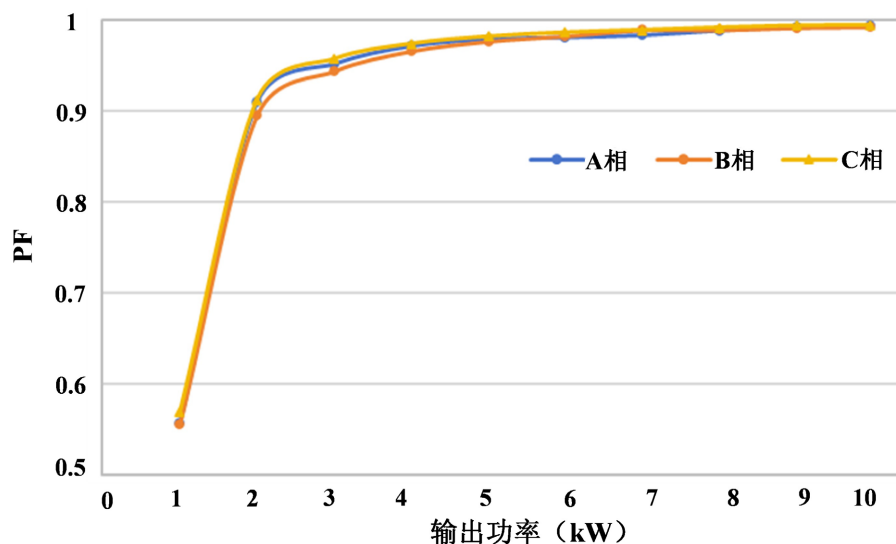


Figure 11. Three-phase power factor curve of the module under 100 A constant current operation

图 11. 模块 100 A 恒流工作时三相功率因数曲线

同时, 由图 12 效率曲线可见, 30 V 输出工况下系统效率整体低于 65 V 与 100 V 工况, 该现象并非

母线电压协调控制策略优化效果有限,而是由低压大电流应用场景下变换器的固有损耗特性决定。在相同输出功率条件下,输出电压越低则输出电流越大,副边整流器件导通损耗、变压器绕组铜损及线路导通损耗均与电流平方成正比,使得低压段损耗占比显著升高。同时,30 V 低压输出时 LLC 谐振变换器需偏离谐振点、以更高开关频率运行以满足降压增益需求,导致磁芯损耗、驱动损耗及寄生损耗增加,且原边开关管零电压开通(ZVS)条件更难充分满足,开关损耗有所上升。本文所提母线电压协调控制策略已通过动态调节前级 Vienna PFC 输出母线电压,使 LLC 始终工作在最佳谐振点附近,有效降低了开关频率、拓宽软开关范围并减小开关损耗与环流损耗。但该策略无法改变低压输出时电流大幅升高带来的导通损耗劣势,因此 30 V 效率曲线仍整体低于中高压输出段。实验结果表明,协调控制策略在全输出电压范围均发挥明显优化作用,采用本文提出的母线电压协调控制策略构建的充电模块实现了高功率因数和高效率,验证了本文提出的母线电压协调控制策略在宽输出电压范围具有高效率。

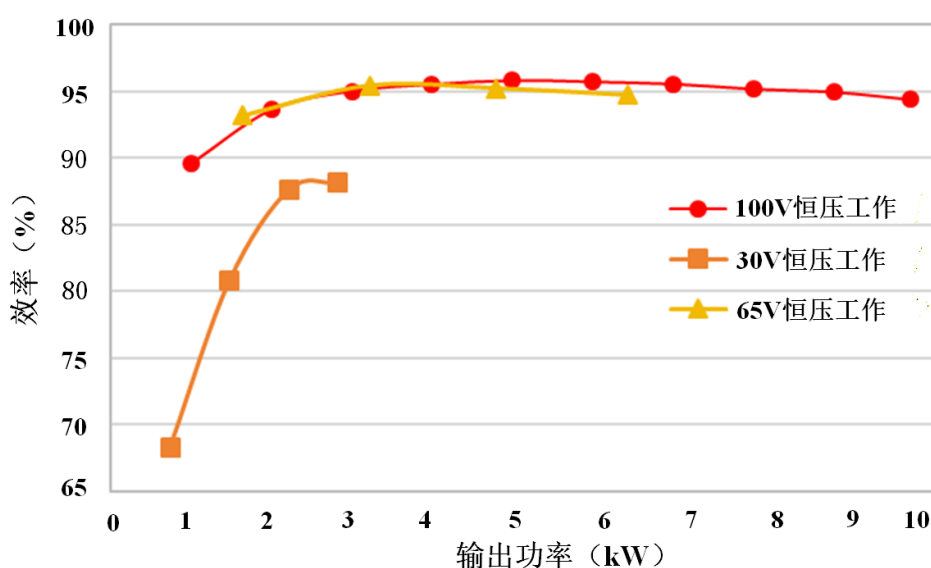


Figure 12. Module operating efficiency curve
图 12. 模块工作效率曲线

5. 结论

本文针对宽输出电压范围下固定母线电压导致全桥 LLC 谐振变换器效率劣化的问题,研究了一种前级 Vienna PFC 与后级 LLC 协同的母线电压动态控制策略。该策略通过输出电压指令设定、最佳谐振点母线电压计算及 SCI 通信交互,实现前级母线电压随后级 LLC 输出电压的动态匹配,使 LLC 始终工作在最佳谐振点附近,有效解决了低输出电压下开关频率过高、占空比过小引发的开关损耗剧增问题。同时,设计的斜坡缓起与步进调节机制,避免了电压突变的电流冲击,提升了系统稳定性;光耦隔离的硬件与 SCI 通信通道,保障了前后级控制的可靠交互。实验结果表明,所提策略在 30 V~100 V 宽输出范围内,显著拓宽了 LLC 软开关范围,降低了开关与环流损耗,提升了整机效率,且无需额外硬件成本,工程实用性强。该策略可为电动汽车充电桩、数据中心电源等宽输出电压电源系统的高效设计提供参考。

基金项目

江苏省研究生科研与实践创新计划项目(SJ CX24_2255),扬州市厅科技合作资金计划项目(YZ2025201)。

参考文献

- [1] 肖琨, 顾隽楠, 陈息坤. 模块化 AC/DC 电源并联及其控制策略研究[J]. 现代建筑电气, 2023, 14(7): 28-35.
- [2] 王超. 三相 Vienna 整流器控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安科技大学, 2021.
- [3] 王一民, 周洁敏, 陈梦瑶, 等. LLC 谐振变换器数字控制技术[J]. 电力电子技术, 2024, 58(3): 108-112.
- [4] 邓棵, 罗丁. 宽输入电压的三相 AC/DC 电源设计[J]. 电工技术, 2023(11): 60-65.
- [5] 邓孝祥, 肖楠, 刘澜涛. VIENNA 整流器的闭环控制策略研究[J]. 电子测试, 2022(1): 57-60+22.
- [6] 刘春喜, 于航, 刘文强. 交错并联 LLC 谐振变换器均流技术[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2023, 42(2): 207.
- [7] 王伟健, 李鑫, 张文雅. 高效率全桥 LLC 谐振变换器参数设计研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(24): 1-11.
- [8] 何圣仲, 代东雷, 周秉成. 一种多模式变频宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 1-9.
- [9] Kim, M. and Kim, J. (2021) A PWM/PFM Dual-Mode DC-DC Buck Converter with Load-Dependent Efficiency-Controllable Scheme for Multi-Purpose IoT Applications. *Energies*, **14**, Article No. 960. <https://doi.org/10.3390/en14040960>