

DOI:10.19344/j.cnki.issn1671-5276.2026.02.053

双向充电桩的单级隔离式 AC/DC 变换器电流应力优化策略

牛荣义,吕晓荣,杨陈

(国电南瑞南京控制系统有限公司,江苏 南京 211102)

摘 要:针对新能源汽车应用场景,提出一种隔离型三端口双向 AC/DC 变换器拓扑结构,分析其在各个工作模式下的简化模型及工作原理,推导各端口间功率传输表达式。在此基础上,分析变换器在不同工作模式下能量传输方式,并设计一种兼顾宽软开关范围和低电流应力的三端口变换器优化调制策略,使变换器在多种工作模式下均能高效、可靠地运行。

关键词:电动汽车;充电系统;三端口变换器;优化调制

中图分类号:TM4 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-5276(2026)02-0280-05

Optimization Strategy for Current Stress of Single-stage Isolated AC/DC Converter in Bidirectional Charging Station

NIU Rongyi, LV Xiaorong, YANG Chen

(Nari-Tech Nanjing Control Systems Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: This paper proposes an isolated three-port bidirectional AC/DC converter topology for new energy vehicle application scenarios, analyzes its simplified model and working principles under various operating modes, and derives the power transfer expressions between the ports. Based on this, the energy transfer methods under different modes are analyzed, and an optimized modulation strategy for the three-port converter is designed, ensuring efficient and reliable operation of the converter in multiple operating modes.

Keywords: electric vehicle; charging system; three-port converter; optimization modulation

0 引言

随着全球气候变化的严峻挑战与能源需求的攀升,新能源汽车发展迅速^[1-3],其充电系统作为能量转换的核心单元,越发受到广泛关注。电车充电桩具有较高的功率等级,可在短时间内对电车进行快充,其功率密度、充电灵活性和充放电效率成为重要的关注点。为提高汽车充电系统功率密度和充放电效率,国内外提出很多基于 CLLC 变换器或移相全桥变换器为代表的二端口拓扑结构及对应控制策略^[4-6]。然而,这些二端口变换器不能同时满足 V2G(vehicle-to-grid),G2V(grid-to-vehicle),H2L(high voltage-to-low voltage)等多种功率传输模式,较低的集成度也限制了其功率密度的提升^[7-10]。为解决这一问题,文献[11-13]将 Boost、Buck、Zeta 等基本拓扑及其衍生结构的开关器件、无源器件或直流母线进行复用,得到多种具有小型高集成度特点的三端口变换器,但其并不具备高低压侧的电气隔离,不能满足汽车

充电系统的可靠性要求;文献[14-20]提出具有不同桥式开关电源的隔离型三端口拓扑结构,但普遍缺少交流端口,不能直接应用于交流汽车充电系统;进一步,文献[21]在 DC/DC 三端口变换器前级加入整流结构,提出具有交流端口的三端口变换器,有助于解决直流母线、动力电池和低压蓄电池之间功率传输不够灵活的问题,然而两级式结构限制了其效率和功率密度的提升,增加了变换器成本。为此,本文提出一种适用于 V2G 的三端口双向 AC/DC 变换器,仅单级结构即可实现交、直流端口之间的双向功率交换,提升功率密度。在此基础上,设计一种适用于该拓扑的兼顾宽软开关范围和低电流应力的三端口变换器优化调制策略,实现变换器高效可靠的运行。

1 三端口变换器结构及模型

1.1 拓扑结构

所提出的三端口双向 AC/DC 变换器拓扑如图 1 所示,该变换器具有匝数比为 $N_1 : N_2 : N_3$

基金项目:国电南瑞科技股份有限公司科技项目(524609230080)

第一作者简介:牛荣义(1980—),男,河南周口人,高级工程师,硕士,研究方向为电动汽车充换电技术及智能用电技术, tgyoung@qq.com。

的 3 绕组高频变压器。网侧通过开关 Q_1-Q_8 组成的双向全桥电路。直流侧通过开关 ($S_{1H}-S_{4H}$ 、 $S_{1L}-S_{4L}$) 形成全桥电路。拓扑采用移相控制方式实现电网与电车电池间的能量流动。

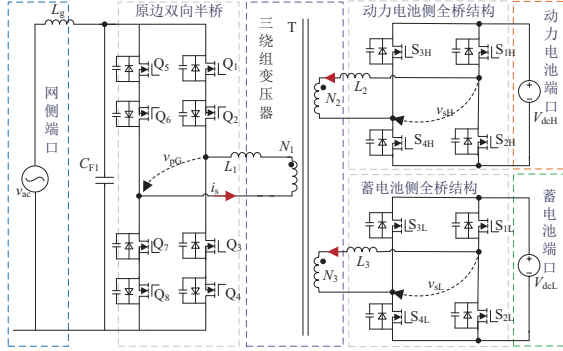


图 1 隔离型三端口双向 AC/DC 变换器拓扑

1.2 等效模型

功率传输模型如图 2(a) 所示。将绕组 N_2 、 N_3 侧功率传输电感 L_2 、 L_3 及两个全桥桥臂间方波电压 v_{sH} 、 v_{sL} 均折算到绕组 N_1 侧,可得等效功率传输模型如图 2(b) 所示,定义匝数比 $n_{xy}=N_x/N_y$,等效后的直流端口电压分别为 $n_{12}v_{sH}$ 、 $n_{13}v_{sL}$ 。

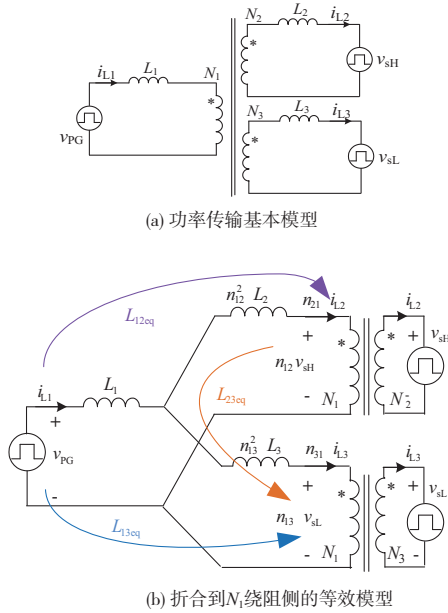


图 2 所提三端口变换器等效模型

进一步,计算折算到绕组 N_1 侧后 3 个方波电压 v_{pG} 、 $n_{12}v_{sH}$ 、 $n_{13}v_{sL}$ 两两之间的等效电感,可得 L_{12eq} 、 L_{13eq} 、 L_{23eq} 的表达式如下:

$$\begin{cases} L_{12eq} = L_1 + n_{12}^2 L_2 + \frac{n_{32}^2 L_1 L_2}{L_3} \\ L_{23eq} = n_{12}^2 L_2 + n_{13}^2 L_3 + \frac{n_{12}^2 n_{13}^2 L_2 L_3}{L_1} \\ L_{13eq} = L_1 + n_{13}^2 L_3 + \frac{n_{23}^2 L_1 L_3}{L_2} \end{cases} \quad (1)$$

变换器采用扩展移相 (extended-phase-shift, EPS) 调制模式。其关键波形如图 3(a) 所示。其中 D_H 为动力电池侧两桥臂间移相角,为开关 S_{4H} 滞后 S_{1H} 的时间与开关周期之比。 D_{GH} 为网侧双向全桥电路与动力电池侧全桥电路间的外移相角,在波形图中为动力电池侧方波电压 v_{sH} 基波滞后网侧方波电压 v_{pG} 基波的相位大小,同理可得 D_L 、 D_{GL} 、 D_{HL} 物理含义。动力电池和蓄电池之间的能量(H2L)传输取决于两个全桥电路的内移相角 D_H 、 D_L 及两全桥间的外移相角 D_{HL} ,采用三重移相(triple-phase-shift, TPS)调制策略,其关键波形如图 3(b) 所示, T_s 表示变换器开关周期。

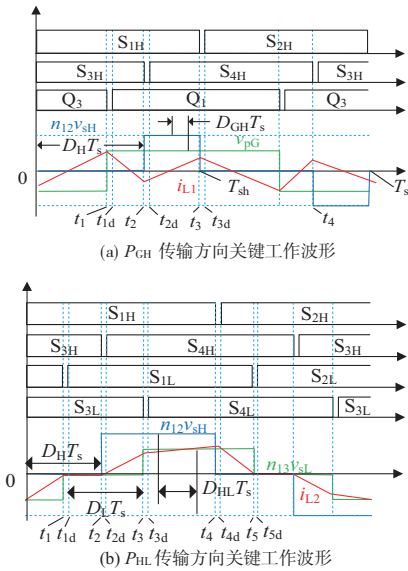


图 3 变换器不同模式关键工作波形

1.3 工作模式及功率传输关系

对 V2G、G2V、H2L 3 种工作模式下的功率传输模型进行分析,如表 1 所示。

表 1 V2G、G2V、H2L 模式传输情况

	工作模式		
	V2G	G2V	H2L
移相范围	$D_{GH} < 0$ $D_H > 0$	$D_{GH} > 0, D_{GL} > 0$ $D_H > 0, D_L < 0$	$D_{HL} > 0, D_H > 0$ $D_L > 0$

进一步计算,可得功率传输表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} P_{GH} &= \frac{n_{12} V_{dcH} V_{dcL}}{4f_s L_{12eq}} \left[2(D_{HL} - D_{GL})(1 - D_H) - \left(D_{HL} - D_{GL} - \frac{D_H - D_{11}}{2} \right)^2 \right] \\ &\quad (D_G > D_{GL} - D_{GH}, D_G < D_{GL} - D_{GH} + D_H < 1) \\ P_{GL} &= \frac{n_{13} V_{dcH} |v_{ac}|}{2f_s L_{13eq}} D_{GL} (1 - 2D_G) \\ &\quad (0 < D_G < 0.5, 0 < D_{GL} < 0.5D_G) \\ P_{HL} &= \frac{n_{23} V_{dcL} |v_{ac}|}{2f_s L_{23eq}} D_{HL} (1 - 2D_H) \\ &\quad (0 < D_G < 0.5, 0 < D_{HL} < 0.5D_H) \end{aligned} \right. \quad (2)$$

2 变换器优化调制策略

为降低开关损耗,对软开关条件进行分析,各点电流应力表达式如表 2 所示。

表 2 变换器实现 ZVS 条件

开关	ZVS 条件	i_{L1} 对应时刻表达式
S_{1H}/S_{2H}	$i_{L1}(0) < 0$	$\frac{(D_H - 1/2)n_{12} v_{sH} }{2L_{12eq}f_s} + \frac{(-D_H/2 - D_{GL} + 1/4) v_{pG} }{2L_{12eq}f_s}$
S_{3H}/S_{4H}	$i_{L1}(t_1) > 0$	$\frac{(D_H - 1/2)n_{12} v_{sH} + v_{pG} /4}{2L_{12eq}f_s}$
Q_1-Q_8	$i_{L1}(t_2) < 0$	$\frac{(D_H - 1/2)n_{12} v_{sH} }{2L_{12eq}f_s} + \frac{(D_{GL} - D_H/2 + 1/4) v_{pG} }{2L_{12eq}f_s}$

令 $i_{L1}(t_1) > 0, i_{L1}(t_2) < 0$, 得软开关约束方程:

$$\frac{1}{2} - \frac{1}{2\sqrt{(1 - M_{GH}/2)P_{N,GH}}} < D_H < \frac{1}{2} - \frac{M_{GH}}{4} \quad (3)$$

式中 $P_{N,GH}$ 与 M_{GH} 的表达式如下:

$$\left\{ \begin{aligned} M_{GH} &= \frac{v_{pG}}{n_{12}|v_{sH}|} \\ P_{N,GH} &= \frac{n_{12}|v_{sH}v_{pG}|}{2f_s L_{13eq}} \end{aligned} \right. \quad (4)$$

考虑软开关裕量,可得 D_{GH} 表达式为

$$D_{GH} = \frac{M_{GH}}{2(1 - 2D_H)} \cdot \text{sgn}\left(\frac{P_{GH}}{P_{N,GH}}\right) \quad (5)$$

依据上述分析,V2G 与 G2V 模式的控制框图如图 4 所示。

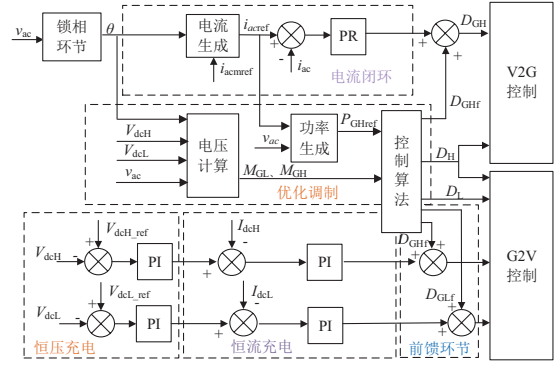


图 4 V2G 与 G2V 的控制模式示意图

在 V2G 模式中,通过锁相环与参考电流幅值得到参考电流信号,利用 PR 控制器进行闭环控制。在 G2V 模式中,电网侧向双直流侧供电。

在 H2L 模式中,高压电池向低压蓄电池充电, D_{GL}, D_{GH}, D_{HL} 3 个控制变量以最小化电感电流峰值为目标得到优化模型如下:

$$\min |I_{L2}(D_L, D_H, D_{GH})| \begin{cases} P_{HL}(D_L, D_H, D_{GH}) = P_{HL,ref} \\ |P_{HL,ref}| \leq |P_{HL,max}| \end{cases} \quad (6)$$

式中: $P_{HL,ref}$ 为给定功率; $P_{HL,max}$ 为功率传输上限; 各个控制变量最优解如下:

$$\left\{ \begin{aligned} D_{GL} &= 0 \\ D_{GH} &= \sqrt{\frac{(M_{HL} - 1)P_{HL}}{8P_{N,HL}}} \\ D_H &= 1 - \sqrt{\frac{P_{HL}}{2(M_{HL} - 1)P_{N,HL}}} \\ D_L &= 1 - M_{HL} \sqrt{\frac{P_{HL}}{2(M_{HL} - 1)P_{N,HL}}} \end{aligned} \right. \quad (7)$$

式中电压比 M_{HL} 、功率 $P_{N,HL}$ 表达式如下:

$$\left\{ \begin{aligned} M_{HL} &= \frac{|v_{sL}|}{n_{32}|v_{sH}|} \\ P_{N,HL} &= \frac{n_{32}|v_{sH}v_{sL}|}{8f_s L_{23eq}} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

同时,可得 H2L 控制模式下系统控制框图如图 5 所示。

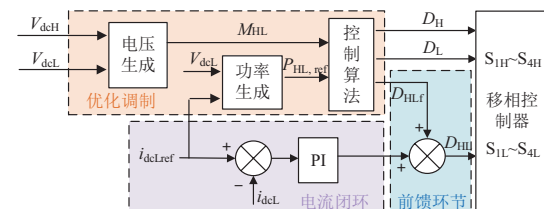


图 5 H2L 模式控制框图

图 5 中, i_{deLref} 为低压蓄电池侧端口给定电流, i_{deL} 为低压蓄电池侧端口实际电流, 将两者比较后通过 PI 控制器, 结合 D_{HL} 的前馈值 D_{HLf} 以及控制算法模块产生的 D_{H} 、 D_{L} , 通过移相控制器控制电路完成动力电池向蓄电池的能量传输。

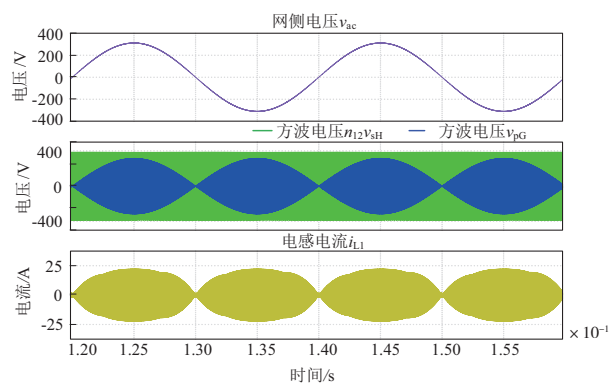
3 仿真分析

基于上述分析, 在 PLECS 中进行仿真, 对变换器及控制算法进行验证, 仿真参数如表 3 所示。

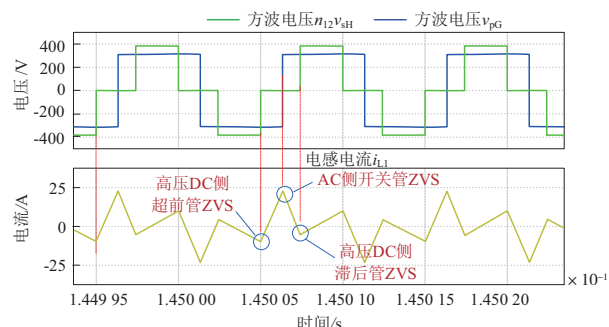
表 3 仿真参数

参数	数值
电网电压有效值 $V_{\text{acrms}}/\text{V}$	220
高压动力电池电压 V_{deH}/V	240
低压蓄电池电压 V_{deL}/V	18
V2G/G2V 额定功率/W	2 000
H2L 额定功率/W	500
$N_1 : N_2 : N_3$	20 : 1 : 28
电感 $L_1/\mu\text{H}$	40
电感 $L_2/\mu\text{H}$	0.4

在 V2G 模式中, 高压动力电池向电网侧放电, 工频周期电网侧电压波形、端口 1 (网侧端口) 方波电压、端口 2 (动力电池端口) 方波电压及电感电流如图 6 (a) 所示, 其局部放大波形如图 6 (b) 所示。



(a) 工频周期关键波形

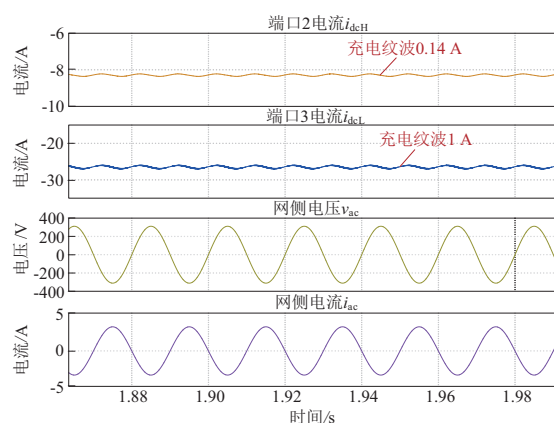


(b) 开关周期关键波形

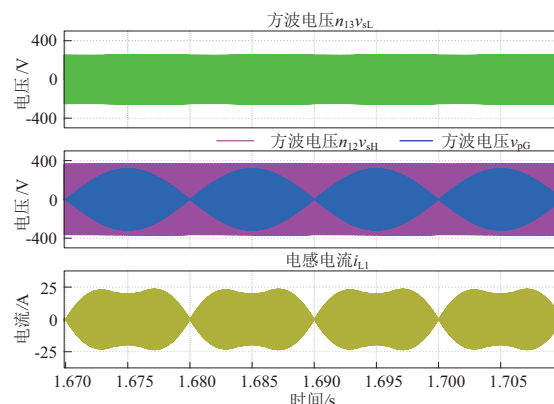
图 6 V2G 模式仿真波形

在 2 000 W 传输功率条件下, 电感电流有效值约为 18 A。根据开关周期关键波形, 变换器的高压 DC 侧超前管与滞后管、AC 侧开关管均实现了 ZVS, 验证了控制策略在 V2G 模式下的有效性。

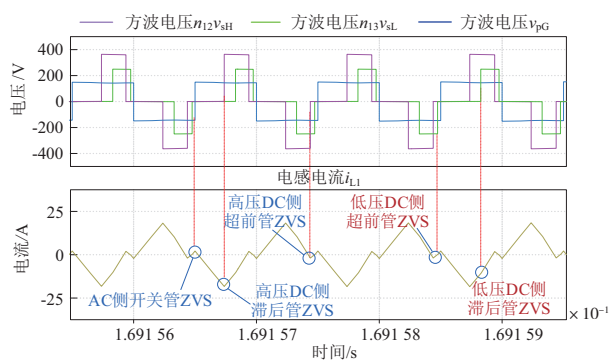
在 G2V 模式中, 由电网同时向高压动力电池和低压蓄电池供电, 图 7 (a) 给出了工频周期下端口 1, 端口 2, 端口 3 (蓄电池端口) 方波电压及电感 L_1 上电流, 其开关周期及放大波形如图 7 (b)、图 7 (c) 所示, 可见此时功率由电网侧流向电池侧, 动力电池和蓄电池均处于充电状态。根据开关周期波形, 变换器的高压 DC 侧超前管与滞后管、低压 DC 侧超前管与滞后管、AC 侧开关管均实现了 ZVS, 验证了控制策略在 G2V 模式下的有效性。



(a) 端口电流、电压波形



(b) 工频周期关键波形



(c) 开关周期关键波形

图 7 G2V 模式仿真波形

在 H2L 模式中,采用 TPS 宽范围软开关调制策略,其关键波形如图 8(a) 与图 8(b) 所示。根据开关周期波形,高压 DC 滞后管与低压 DC 超前管实现 ZCS,高压 DC 超前管和低压 DC 滞后管实现 ZVS,验证了 H2L 模式下优化算法的有效性。

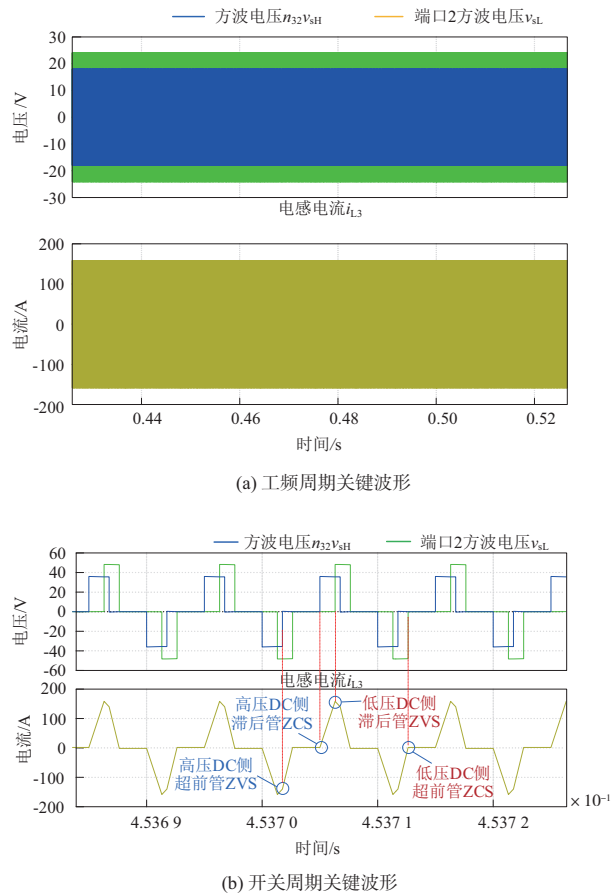


图 8 H2L 模式仿真波形

4 结语

本文针对新能源汽车应用场景,提出一种适用于汽车充电系统的三端口双向 AC/DC 变换器,所提变换器为单级隔离型拓扑,无需两级结构即可实现交、直流端口之间的双向功率交换,有利于变换器功率密度的提升。在此基础上,通过对拓扑的等效化简,根据所提调制策略构造 ZVS 软开关约束方程,设计一种适用于该拓扑的兼顾宽软开关范围和低电流应力的优化调制策略,有效提高变换器效率。同时,可实现变换器在 V2G, G2V, H2L 3 种模式下灵活的运行。仿真结果验证了所提方法的可行性和有效性。

参考文献:

[1] GHAZANFARI A, PERREAULT C. The path to a vehicle-

to-grid future: powering electric mobility forward[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2022, 16(3): 4-13.

- [2] TANG X X, WU H F, HUA W M, et al. Three-port bidirectional series-resonant converter with first-harmonic-synchronized PWM[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1410-1419.
- [3] 彭自然, 王顺豪, 肖仲平, 等. 基于 KA Informer 的电动汽车动力电池荷电状态和健康状态估算[J]. 电工技术学报, 2025, 40(19): 6378-6394.
- [4] 王翌琛, 王丰, 卓放, 等. 基于过谐振调频扩展移相控制的 CLLC 谐振变换器电流优化策略[J]. 电力系统自动化, 2025, 49(3): 178-188.
- [5] 陈兆岭, 陈成友, 方伟光, 等. 基于可变电感的 CLLC 谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2024, 58(5): 108-111, 137.
- [6] 王盼宝, 胡家鑫, 李江鹏, 等. 基于扩展移相的隔离型 AC-DC 变换器零矢量 PWM 调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(14): 5569-5583.
- [7] TU H, FENG H, SRDIC S, et al. Extreme fast charging of electric vehicles: a technology overview[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 861-878.
- [8] 张洪阳, 时振堂, 李斌, 等. 源荷储多端口能量路由器协同控制技术研究[J]. 电力电子技术, 2025, 59(2): 56-58, 63.
- [9] 孙召琴, 黎可, 杜杲娴, 等. 多端口能量路由器快速频率响应及稳定控制方法[J]. 储能科学与技术, 2025, 14(8): 2970-2982.
- [10] 周本立, 胡文华, 王圣昌. 多端口电力电子变压器及其模块功率均分控制[J]. 电力电子技术, 2024, 58(11): 5-8.
- [11] 李红, 冯子宁, 董海鹰, 等. 一种光储非隔离型高增益低约束三端口变换器架构及控制策略研究[J]. 电网技术, 2025, 49(5): 2096-2108.
- [12] 梁坤磊, 穆秀枕, 王宏. 基于 Zeta 和 SuperBuck 的航天用非隔离三端口变换器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增刊 2): 139-147.
- [13] FILSOF K, LEHN P W. A bidirectional multiple-input multiple-output modular multilevel DC-DC converter and its control design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2767-2779.
- [14] CHEN G P, JIN Z F, LIU Y W, et al. Programmable topology derivation and analysis of integrated three-port DC-DC converters with reduced switches for low-cost applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 6649-6660.

(下转第 299 页)

- 收稿日期:2024-01-04

Power Electronics, 2022, 37(12) :14720-14737.

- 收稿日期: 2025-03-05