

DOI:10.11784/tdxbz202505018

基于扩展移相调制的双有源桥部分功率变换器 电流应力优化方法研究

张 哲, 靳 杰, 胡 北, 付星宇
(河北工业大学电气工程学院, 天津 300401)

摘要: 针对传统全功率变换结构存在的效率瓶颈与器件应力过大的问题, 首先从共阴极连接的 4 类典型部分功率变换器(PPC)拓扑出发, 建立了不同连接方式下电压增益与系统效率的函数关系模型, 通过对效率上限与增益调节范围的综合评估, 选出兼具高效率与宽增益特性的最优 PPC 连接架构。在此基础上, 研究双有源桥(DAB)变换器在扩展移相调制(EPS)条件下的零电压开通(ZVS)特性, 基于拉格朗日乘子法与 Karush-Kuhn-Tucker 条件, 揭示晶体管输出电容、电流应力与 ZVS 约束区域之间的耦合机制, 提出一种基于 EPS 的电流应力优化(CSO)策略。该策略通过优化移相角控制, 有效增强对非 ZVS 区域边界的限制, 在降低变换器电流应力的基础上实现全范围的 ZVS, 从而抑制器件开关损耗与磁性损耗。随后, 分别对采用传统 EPS 和 EPS-CSO 控制策略的 PPC-DAB, 以及隔离全桥升压电路(IFBB)的器件应力因子进行了对比分析。结果表明, 在相同负载条件下, EPS-CSO 控制策略显著降低了 PPC-DAB 的器件应力, 优于传统 EPS 控制与 IFBB 方案。为验证所提出方案的实际性能, 搭建了系统输出功率为 3.36 kW 的实验平台。实验结果表明, 通过采用 EPS-CSO 控制策略的 PPC-DAB 拓扑, 系统峰值效率提升至 98.4%, 较传统控制方法提高 3.3%, 同时在满载条件下最大电流应力降低 42%, 充分体现了所提方法在实际应用中的高效性与可行性。

关键词: 部分功率变换器; 扩展移相调制; 软开关; 电流应力

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)06-0595-11

Research on Current Stress Optimization Method of a Dual Active Bridge Partial Power Converter Based on Extended Phase Shift Modulation

Zhang Zhe, Jin Jie, Hu Bei, Fu Xingyu

(School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China)

Abstract: To address the efficiency bottlenecks and excessive device stress inherent in traditional full-power conversion architectures, this study first analyzes four representative partial power converter(PPC)topologies based on common-cathode configurations. A functional relationship between voltage gain and system efficiency for different connection schemes is then established. By comprehensively evaluating the trade-off between maximum efficiency and gain adjustment range, the optimal PPC configuration offering both high efficiency and a wide gain capability is identified. Based on this configuration, the zero-voltage switching(ZVS)characteristics of a dual active bridge(DAB)converter under extended phase shift(EPS)modulation are investigated. Using the Lagrange multiplier method and Karush-Kuhn-Tucker conditions, the coupling mechanism among transistor output capacitance, current stress, and the ZVS constraint region is revealed. An EPS-based current stress optimization(CSO)strategy is subsequently proposed. By optimizing the phase shift angles, the strategy enhances constraints on non-ZVS regions, thereby effectively reducing converter current stress while achieving full-range ZVS and suppressing switching and magnetic losses. A comparative analysis of device stress factors is conducted for PPC-DAB converters employing

收稿日期: 2025-05-12; 修回日期: 2025-10-09.

作者简介: 张 哲 (1979—), 男, 博士, 教授.

通信作者: 张 哲, zhezhangdk@gmail.com.

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2024YFB2504900).

Supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2024YFB2504900).

conventional EPS, the EPS-CSO control strategy, and isolated full-bridge boost (IFBB) circuits. Results demonstrate that under same load conditions, the EPS-CSO control strategy significantly reduces device stress in PPC-DABs, outperforming both conventional EPS control and IFBB schemes. To validate the proposed approach, a 3.36 kW experimental prototype is constructed. Experimental results show that the PPC-DAB topology using the EPS-CSO control strategy achieves a peak system efficiency of 98.4%, representing a 3.3% improvement over traditional control methods, and reduces maximum full-load current stress by 42%, confirming the high efficiency and practical feasibility of the proposed method.

Keywords: partial power converter; extended phase shift modulation; soft switching; current stress

随着“碳达峰”、“碳中和”双碳战略目标的提出,我国以风电、光伏为代表的可再生能源产业呈现快速发展态势. 由于可再生能源发电具有不稳定性与间歇性特征,导致弃风、弃光问题日益突出. 在此背景下,电解水制氢的技术路线逐渐成熟,该技术提供清洁能源解决方案,优化能源利用效率^[1].

为提高储能系统的运行效能与功率密度指标,同时增强电力电子装备在复杂工况下的功率匹配性能,部分功率处理(partial power processing, PPP)方式正逐步获得行业认可^[2]. 相较于传统的全功率处理(full power processing, FPP), PPP 技术通过智能调控直流母线至负载的电流路径,可将变换器的处理功率有效控制于系统总功率的 22% ~ 48% 范围内,从而实现系统整体效率 5% ~ 10% 的显著提升^[3-5]. 该技术的核心机理在于通过动态调节电源输出电压或电流,确保系统始终工作在最大功率点附近^[6]. 特别值得关注的是,武钰程等^[7]在储能系统应用中,虽然传统变换器的传输效率仅为 87.5%,但采用 PPP 架构后,系统整体效率可提升至 96.3%,并实现了 99.6% 的峰值效率. 为进一步增强 PPP 系统的运行稳定性,Qian 等^[8]提出基于 PPP 方式的阻抗重塑控制策略,该方案不仅有效提升了系统的功率处理能力,同时确保了充放电过程具有优异的动态响应特性.

变换器的选取也是 PPP 实现高效率的关键因素. 在现有研究中,不同的文献使用了多种拓扑结构,但由于部分功率变换器(partial power converter, PPC)变换器有输入电压范围宽、功率传输双向的特点^[9-10],因此常选用隔离全桥拓扑结构. 桑汝坤等^[11]详细讨论直流双向高增益变换器,其中只有双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的电压增益高于 30. 综合考虑,DAB 在 PPP 中的应用优势明显.

随着变换器向高频高功率密度方向的发展,DAB 变换器在软开关^[12]、电流应力^[13]等方面的问题成为了关键的研究热点. Chen 等^[14]研究了单移相控制导致的电流应力增加问题,并提出一种基于回流功率优化的功率均衡控制策略,但缺乏实验验证. Chebouki 等^[15]针对 DAB 变换器在单移相控制下

的电流应力高的问题,提出双移相优化控制策略,虽有效降低电流应力,但未考虑实际电路寄生参数对开关器件的影响. 赖纪东等^[16]分析了死区时间对 DAB 变换器软开关的影响,提出了一种考虑开关死区效应的基于三重移相的优化控制策略,抑制死区使变换器软开关范围减小的问题. 王攀攀等^[17]提出一种扩展移相(extended phase shift, EPS)优化控制策略,通过引入输入电压作为第 3 决策变量,解决了重载条件 ZVS 丢失的问题. Deng 等^[18]分析了三重移相控制下的工作模式及 ZVS 约束条件,但遗传算法的实时计算,可能增加控制复杂度,且未评估其对动态响应的影响. Sahin 等^[19]探讨了 DAB 调制策略的发展及 ZVS 局限性,但新型调制算法复杂度高. 胡燕等^[20]提出了一种基于移相角调节的控制策略,在特定传输功率传输下,实现了最小电流应力的优化. 王玉斌等^[21]通过理论推导得出了双重移相控制下所有工作模式的最小电流应力条件,并系统性地总结了相应的优化方案,显著提高了变换器的整体效率. 然而,该研究尚未深入探讨不同工作模态切换过程中软开关特性的保持问题.

虽然现有研究在 DAB 变换器的软开关和电流应力优化方面取得了显著进展,但是针对基于 PPP 架构的 DAB 变换器的研究,在宽范围电压调节工况下的软开关优化方面不够完善. 针对当前研究的不足,本文首先系统分析了 PPC 拓扑的不同连接方式及其特性;其次,基于 EPS 控制策略,深入研究了开关器件输出电容对 DAB 变换器软开关特性的影响机制;最后,通过理论推导最小电流应力条件下的最优移相角组合,提出了一种基于 EPS 控制的电流应力优化(current stress optimization, CSO)方案即 EPS-CSO 控制策略,成功实现了全工作范围的 ZVS. 通过对比实验充分验证了理论分析的正确性和控制方案的优越性.

1 部分功率变换拓扑分析

在电解槽制氢系统等工业应用场景中,PPC 拓扑

采用两种连接方式: 共阳极连接和共阴极连接, 如图 1 所示. 这两种结构具有对称特性, 其中电源与储能系统 (energy storage system, ESS) 负载以共用阳极或阴极方式进行连接. 另一方面根据功率传输特性, PPC 拓扑可分为部分功率模式和冗余功率模式两种工作状态. 在部分功率模式下, 变换器仅需处理系统功率差额, 有效降低器件应力和系统能量损耗; 而在冗余功率模式下, 变换器需处理超过实际负载所需的功率, 带来额外的功率传输路径和损耗, 导致额外损耗并降低系统效率. 因此, 为实现系统的高效运行, 应尽量避免进入冗余功率模式. 共阳极与共阴极连接方式对系统性能的影响具有对称性, 为简化分析过程, 本文重点研究共阴极连接方式下的系统特性. 图 2 展示了 PPC 拓扑的 4 种共阴极连接架构. 由于不同连接变换器输入电压与输入电流差异巨大, 因此在不同结构中变换器端口电压存在显著差异, 具体参数对比详见表 1. 此外, 针对各拓扑结构在完整工作区间的端口电压特性和效率表现进行了系统性评估, 表 2 给出了系统整体效率 η_{sys} 与 DC-DC 变换器效率

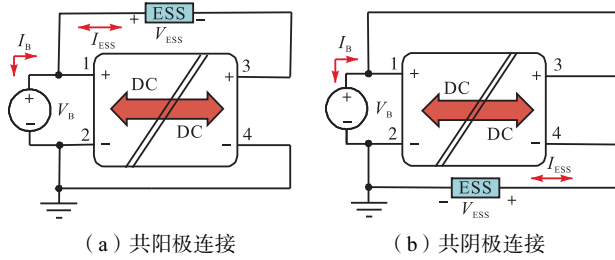


图 1 PPC 连接结构的两大类拓扑形式

Fig.1 Two major topological forms of PPC connection structure

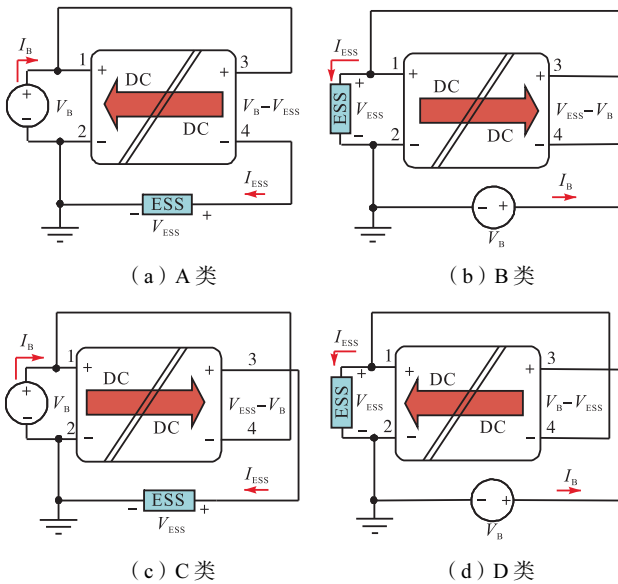


图 2 PPC 共阴极连接的 4 类方式

Fig.2 Four types of structures of PPC common-cathode connection

表 1 变换器端口电压关系

Tab.1 Relationship of converter port voltage

连接方式	输入电压 V_i/V	输出电压 V_o/V
A 类	$V_B - V_{ESS}$	V_B
B 类	V_{ESS}	$V_{ESS} - V_B$
C 类	V_B	$V_{ESS} - V_B$
D 类	$V_B - V_{ESS}$	V_{ESS}

表 2 系统与 DC-DC 变换器效率

Tab.2 Efficiency of system and DC-DC converter

连接方式	电压增益	系统效率
A 类	$\frac{n}{n-1}$	$1/\left[\frac{V_B}{V_{ESS}} - \eta_{dc-dc} \left(\frac{V_B}{V_{ESS}} - 1\right)\right]$
B 类	$\frac{1}{n-1}$	$1/\left[\left(1 + \frac{V_B}{V_{ESS}}\right)/\eta_{dc-dc} - \frac{V_B}{V_{ESS}}\right]$
C 类	$\frac{1}{n+1}$	$1/\left[\frac{V_B}{V_{ESS}} + \left(1 - \frac{V_B}{V_{ESS}}\right)/\eta_{dc-dc}\right]$
D 类	$\frac{n+1}{n}$	$\frac{V_{ESS}}{V_B} + \left(1 - \frac{V_{ESS}}{V_B}\right)\eta_{dc-dc}$

η_{dc-dc} 的关系, 其中 V_B 为电源电压, V_{ESS} 为储能系统电压, 为后续优化设计提供了理论依据.

图 3 展示了在系统效率 $\eta_{sys} = 92\%$ 条件下, 4 类 PPC 连接方式的效率随电压增益变化的规律. 对于 A 类连接, 当电压增益 $G (G = V_B/V_{ESS}) < G_1 (G_1 = 1 + 1/\eta_{dc-dc})$, 即当系统工作点位于图中紫色标记点上方时, 变换器处理功率低于负载功率, 系统处于为部分功率模式; 当 $G \geq G_1$ 时, 系统转入冗余功率模式. 这一特性表明, 通过合理设计变压器变比, 将工作点电压增益精确控制在 $G \approx 2$ 附近, 可以最大化发挥部分功率模式的优势.

相比之下, B 类连接方式变换器处理的功率始终大于负载功率, 系统一直工作在冗余功率模式; C 类连接方式展现出独特的负相关特性, 表现为变换器功率随直流母线电压升高而单调递减的特性. 而 D 类连接在电压增益 $G > 1$ 的工作区间内, D 类连接方式变换器的电压增益大于 1, 呈现出系统效率高于变换器效率, 即 $\eta_{sys} > \eta_{dc-dc}$.

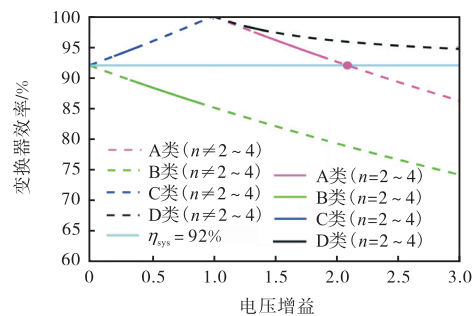


图 3 变换器效率曲线

Fig.3 Efficiency curves of converter

通过系统对比分析,本文首先排除了具有固有冗余功率特性的 B 类连接方式. 鉴于 PPP 应用中变换器工作范围较宽的特点,重点分析了变压器变比($n = 2 \sim 4$)对系统性能的关键影响. 图 3 的效率曲线表明,在所设定的变比范围内, A 类连接方式不仅能够稳定运行于部分功率处理模式,还具备最宽的电压增益调节范围($G = 1.37 \sim 1.85$),显著提升了工程设计的灵活性,因此本文最终选用图 4 所示的 DAB-PPC 拓扑结构.

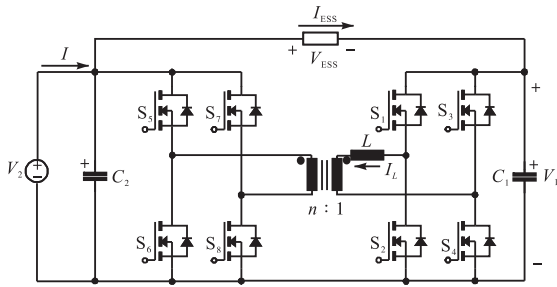


图 4 基于 DAB 变换器的 A 类 PPC 拓扑

Fig.4 Class A PPC topology based on DAB converter

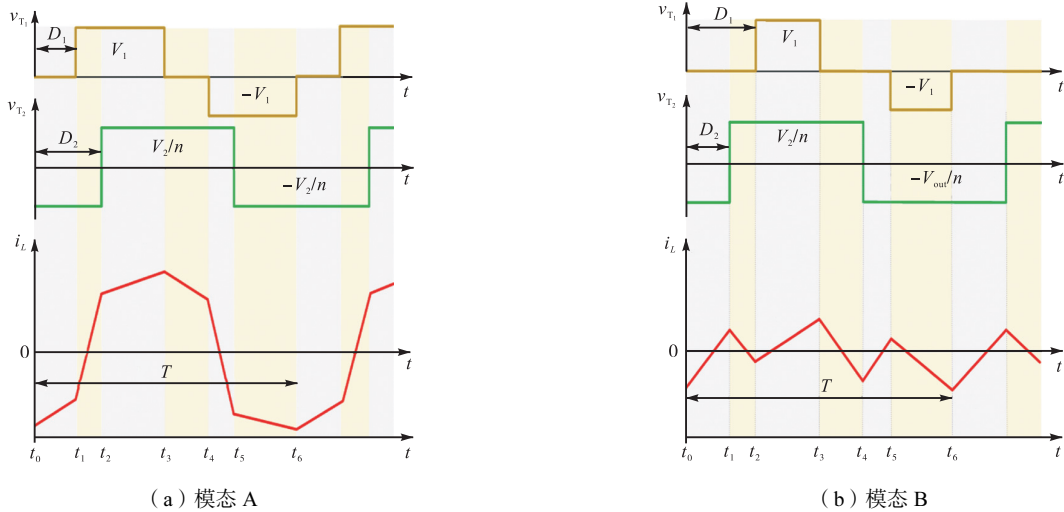


图 5 EPS 工作模式

Fig.5 EPS operating modes

的准确性,必须精确考虑输出电容的充放电特性. 基于 EPS 控制策略,电感电流 i_L 的瞬态特性为

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) + \frac{V_2}{nL}(t-t_1) & t \in (0, t_1] \\ i_L(t_1) + \frac{nV_1 + V_2}{nL}(t-t_1) & t \in (t_1, t_3] \\ i_L(t_3) + \frac{nV_1 - V_2}{nL}(t-t_3) & t \in (t_3, t_4] \\ i_L(t_4) - \frac{V_2}{nL}(t-t_4) & t \in (t_4, t_5] \end{cases} \quad (1)$$

图 6 描述了开关管 S_1, S_4 与 $S_5(S_8)$ 的软开关实现过程. 在 $t_0 = 0$ 时刻,当开关管 S_2 关断时,电感电

2 双有源桥变换器优化控制策略

在 PPP 应用中, DAB 变换器需要具备更宽的电压调节能力以满足系统需求. 相较于传统的单移相 (single phase shift, SPS) 控制方式, EPS 控制通过引入两个独立的移相角 (D_1, D_2), 其中 D_1 为内移相角, D_2 为外移相角, 在保持控制复杂度基本不变的前提下, 显著增加了控制自由度. 因此, 本文重点研究基于 EPS 控制的 DAB 变换器优化控制策略.

如图 5 所示, 根据移相角的相对大小关系, EPS 控制可分为两种工作模式: 模式 A ($0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$) 和模式 B ($0 \leq D_2 < D_1 \leq 1$). 定义变压器一次侧桥臂中点电压 $v_{T1} = 0, \pm V_1$, 二次侧折算后的等效电压为 $v_{T2} = V_2/n$, i_L 为电感电流, 电压调制比 $k = nV_1/V_2$.

2.1 开关输出电容对软开关范围的影响

在部分功率变换器的高频工作条件下, 开关管输出电容对实现 ZVS 具有重要影响. 为提高 ZVS 条件

流 $i_L < 0$, 此时输出电容 C_2 开始充电而 C_1 同时放电, 其等效电路如图 6(a) 所示. 在软开关过程中的电感和电源所通过的电荷量 (Q_L, Q_S) 与电感能量 (E_L) 分别为

$$\begin{cases} Q_L(v) = -\int_0^{V_1} [C_2(v) + C_1(V_1 - v)] dv \\ Q_S(v) = \int_0^{V_1} C_2(v) dv \\ E_L(t_0) = \frac{1}{2} Li_L^2(t_0) \end{cases} \quad (2)$$

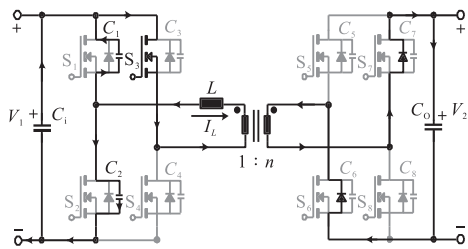
式中 v 为输出电容 C_2 电压.

瞬态过程中, 电压源耗散的能量为

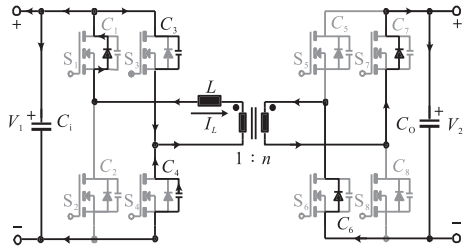
$$E(V_1) = -Q_L(v) \frac{V_2}{n} - Q_S(v) V_1 = C V_1^2 \left(\frac{2}{k} - 1 \right) \quad (3)$$

为实现 S_1 的软开关, 电感能量应满足: $E_L \geq E(V_1)$. 同理对于 S_4 实现软开关, 其所需的最小电感能量可表示为 $E_L = L_{ac} i_{ac}^2 (t_1) / 2 \geq E(v)$.

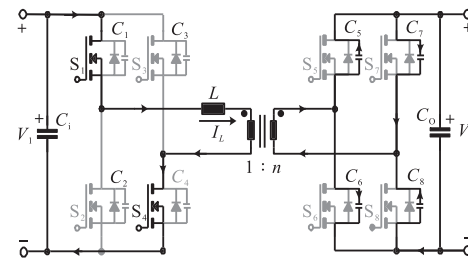
当 $t = t_3$ 时, 变换器进入如图 6(c) 所示的工作状态. 此时电感电流 i_L 正向流动, 在二次侧开关器件输出电容进行充放电过程. 该过程中, 电容与等效漏感形成无损谐振回路, 因此开关 S_5 与 S_8 的软开关条件为 $i_L > 0$. 同理, 可进一步推导模式 B 运行下各开关器件实现 ZVS 的约束条件, 为控制策略设计提供理论依据.



(a) 开关管 S_1 软开关实现过程



(b) 开关管 S_4 软开关实现过程



(c) 开关管 S_5 (S_8) 软开关实现过程

图 6 开关器件软开关实现过程

Fig.6 Soft switching implementation process of switch devices

本文系统地研究了输出电容对 DAB 变换器 ZVS 特性的影响. 表 3 全面总结了在 EPS 控制策略下, 考虑开关器件输出电容效应时各开关实现 ZVS 的约束条件. 基于式 (1) 中建立的电感电流 i_L 与移相角 D_1 、 D_2 之间的解析关系, 可对输出电容对 ZVS 工作范围的影响机制进行定量分析.

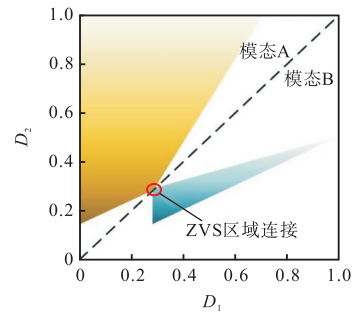
图 7 分别展示了电压调制比 $k = 1.40$ 时, 在不同

输出电容 C_{oss} 值对 ZVS 约束区域分布特性的影响. 理想情况下 ($C_{oss} = 0$ pF), ZVS 区域呈现连续分布; 当 $C_{oss} = 300$ pF 时, ZVS 区域开始出现明显分裂; 在实际工作条件下 ($C_{oss} = 668$ pF), ZVS 区域完全分裂为两个独立区间.

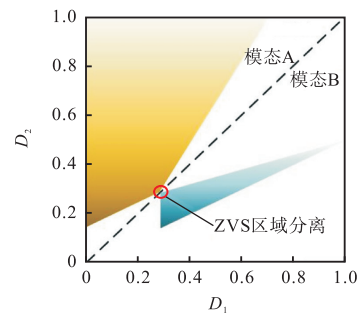
表 3 EPS 控制时 ZVS 的约束条件

Tab.3 Constraint condition of ZVS in EPS control

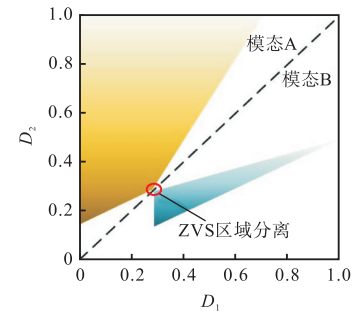
开关器件	模式 A	模式 B
S_1, S_2	$\begin{cases} E_L(0) \geq E(V_1) & k \leq 2 \\ i_L(0) \leq 0 & k > 2 \end{cases}$	$\begin{cases} E_L(0) \geq E(V_1) & k \leq 2 \\ i_L(0) \leq 0 & k > 2 \end{cases}$
S_3, S_4	$E_L(t_1) \geq E(V_1)$	$\begin{cases} E_L(t_3) \geq E(V_1) & k \leq 2 \\ i_L(t_3) \leq 0 & k > 2 \end{cases}$
$S_5 \sim S_8$	$i_L(t_3) \geq 0$	$i_L(t_3) \geq 0$



(a) $C_{oss} = 0$ pF 时 ZVS 约束区域



(b) $C_{oss} = 300$ pF 时 ZVS 约束区域



(c) $C_{oss} = 668$ pF 时 ZVS 约束区域

图 7 开关器件在不同输出电容条件下的 ZVS 约束区域
Fig.7 ZVS constraint regions of switch devices under different output capacitance conditions

研究表明, 传统 EPS 控制策略存在固有的局限性: 随着开关器件输出电容的增大, ZVS 可行区域发生非线性收缩, 并逐渐分裂为多个不连续区

间. 这一现象在轻载等特定工况下尤为显著, 可能导致部分工作点无法实现 ZVS.

2.2 最小电流应力策略

在 DAB 变换器的优化设计中, 需要同时兼顾软开关特性和电流应力两大关键指标. 为了降低器件损耗与热应力, 本文基于 EPS 调制提出了 EPS-CSO 控制策略. 在不同功率范围内, 通过调整移相角, 优化变换器的最小电流应力, 得到最优移相角组合, 提高变换器效率与功率密度.

EPS 控制方式下, 工作模式 A、B 的电感电流如图 5 所示, 其标么值分别为

$$I_A^* = I_B^* = 2[k(1-D_1) + 2D_2 - 1] \quad (4)$$

根据拉格朗日乘子法与 Karush-Kuhn-Tucker 条件对最小电流应力进行计算, 即

$$\begin{cases} L(x, \mu, \lambda) = f(x) + \lambda h(x) + \mu g(x) \\ f(x) = 2[k(1-D_1) - 1 + 2D_2] \\ h(x) = -\mu_1 D_1 - \mu_2 D_2 + \mu_3 (D_1 - 1) + \mu_4 (D_1 - 1) + \mu_5 (D_1 - 1) \\ g(x) = P^* - p \\ P^* = 2[2D_2(1-D_2) - D_1^2 + 2D_1 D_2 - D_1] \end{cases} \quad (5)$$

式中: $f(x)$ 为电流应力优化目标函数; $h(x)$ 用来约束移相角的变化范围; λ 为 $h(x)$ 对应的拉格朗日不等式约束乘子; $g(x)$ 表示与 EPS 控制相关的传输功率

等式约束; μ 为 $g(x)$ 对应的拉格朗日乘子, 用于保证在 EPS 控制条件下系统传输功率的平衡; $h(x)$ 中 $\mu_1 \sim \mu_5$ 分别对应移相角约束函数中各个边界条件的拉格朗日乘子, 用于刻画不同移相角边界在电流应力优化过程中的约束作用; P^* 为标么参考功率; p 为标么实际功率.

由分析可得, 在模式 A 下, 实现最小电流应力的移相角组合为

$$\begin{cases} D_1 = \sqrt{\frac{(k-1)^2(1-p)}{(k-1)^2 + 1}} \\ D_2 = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{(k-2)^2(1-p)}{(k-1)^2 + 1}} \end{cases} \quad (6)$$

基于同样的方法, 可进一步计算在其他典型工况下, 采用 EPS-CSO 控制策略时的最小电流应力值及其对应的最优移相角组合, 详见表 4.

根据 EPS-CSO 控制策略中 p 与 D_1 、 D_2 的关系为

$$\frac{2k-2}{k^2} \leq p \leq 1 \quad (7)$$

为了更直观地展现传输功率与移相角之间的关系, 可以将传输功率曲面投影到 D_1 、 D_2 平面内. 如图 8(a) 所示, 红色曲线展示了在 $k=1.40$ 时, 不同传输功率下实现最小电流应力所对应的最优移相角组合. 在 ZVS 约束区域的边界交界处, 直接采用该最优移相角组合可能导致运行点脱离 ZVS 区域.

表 4 EPS 调制下的最优移相角组合

Tab.4 Optimal phase-shift settings for EPS modulation

模式	调制比	归一化传输功率	归一化电流应力	移相角组合
A	$0 \leq k < 1$	$2k(1-k) \leq p \leq 1$	$2(1 - \sqrt{(1-p)(2k^2 - 2k + 1)})$	$D_1 = \sqrt{\frac{(k-1)^2(1-p)}{k^2 + (k-1)^2}}$ $D_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{(1-2k)^2(1-p)}{k^2 + (k-1)^2}} \right)$
A	$k \geq 1$	$\frac{2(k-1)}{k^2} \leq p \leq 1$	$2(k - \sqrt{(1-p)(k^2 - 2k + 2)})$	$D_1 = \sqrt{\frac{(k-1)^2(1-p)}{1 + (k-1)^2}}$ $D_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{(k-2)^2(1-p)}{(k-1)^2 + 1}} \right)$
B	$0 \leq k < 1$	$0 \leq p < 2k(1-k)$	$2\sqrt{2kp(1-k)}$	$D_1 = 1 - \sqrt{\frac{kp}{2(1-k)}}$ $D_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{p(1-2k)^2}{2k(1-k)}} \right)$
B	$k \geq 1$	$0 \leq p < \frac{2(k-1)}{k^2}$	$2\sqrt{2p(k-1)}$	$D_1 = 1 - \sqrt{\frac{p}{2(k-1)}}$ $D_2 = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{(k-2)^2(1-p)}{2(k-1)}} \right)$

在高频 DAB 变换器的实际运行中, 确保开关器件实现 ZVS 是系统可靠性与高效性的关键前提. 因

此, 针对最小电流应力优化策略在部分功率段可能导致 ZVS 失效的问题, 本文提出了一种约束修正方法,

对优化轨迹中不满足 ZVS 条件的移相角组合进行强制性调整。

如图 8(b) 所示, 该方法以“全工况 ZVS 实现”为核心目标, 通过重构移相角控制轨迹, 在变换器由模式 A 切换至模式 B 的过程中, 适当微调内移相角 D_1 确保系统在整个功率范围内始终运行于 ZVS 可行区域。

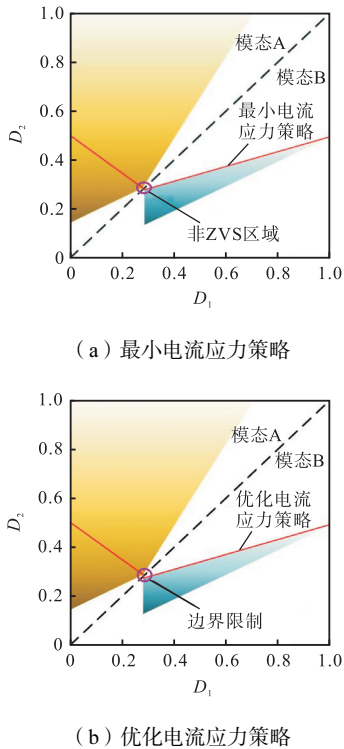
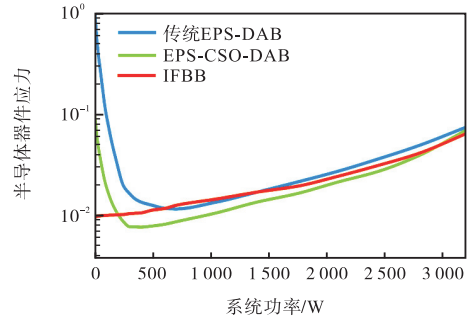


图 8 不同控制策略下的 ZVS 约束区域

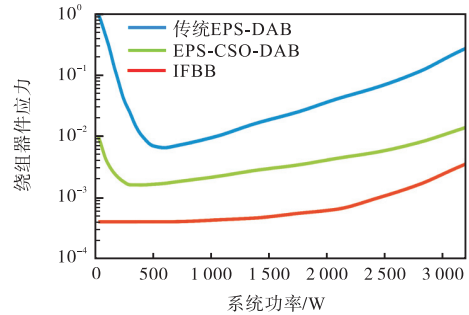
Fig.8 ZVS constraint regions under different control strategies

为进一步验证 EPS-CSO 在 PPC-DAB 中的优势, 有必要将其与其他 PPC 型 DC-DC 变换器进行对比分析, 重点关注常用于升压场景的 PPC-IFBB (improved full-bridge boost, IFBB) 结构^[4], 并基于归一化器件应力因子 (component stress factor, CSF) 指标展开性能评估。

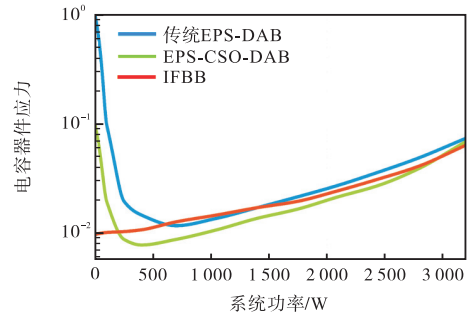
图 9 分别展示了 DAB 拓扑 (基于传统型 EPS、EPS-CSO) 与 IFBB 的 CSF 对比结果。EPS-CSO 通过在不同负载功率下采用最优移相角组合方法, 显著降低了器件的电流应力, 所对应的 DAB 结构呈现出最小的 CSF 值。相比之下, 传统 EPS 中的 DAB 以及 IFBB 结构则在部分功率区域内存在较高的应力。从半导体 CSF 来看, EPS-CSO 能够在几乎整个负载范围内实现比 IFBB 更低的应力水平; 在绕组与电容 CSF 方面, EPS-CSO 有效缩小了与 IFBB 之间的应力差距。



(a) 半导体器件应力



(b) 绕组器件应力



(c) 电容器件应力

图 9 不同控制策略和拓扑组合下的开关器件应力比较
Fig.9 Stress comparison of switch devices under different combinations of control strategies and topologies

综合 CSF 分析结果可知, 基于 EPS-CSO 调制的 PPC-DAB 结构在整体上要优于 PPC-IFBB 结构。此外, 由于 IFBB 始终工作在硬开关模式下, 器件开关损耗较高, 其开关频率受到限制, 难以满足高频化、高功率密度化的发展需求。

3 实验验证

为验证所提出优化控制策略在不同运行条件下的实际效果, 本文开展了基于 EPS-CSO 控制的 A 类连接方式功率变换实验。具体参数如表 5 所示。

3.1 优化控制策略验证

在轻载运行工况下 (输入电压 10 V, 输出电压 26 V, 负载 20 Ω), 对应的电压调制比 $k = 0.79$, 功率

标么值 $p = 0.078$. 图 10 对比了在传统 EPS 控制与优化控制策略下, 开关管 S_1 的波形特性. 结果表明, 采用优化控制策略后, S_1 实现了 ZVS, 显著改善了轻载条件下的开关特性, 有助于降低开关损耗并提升系统效率.

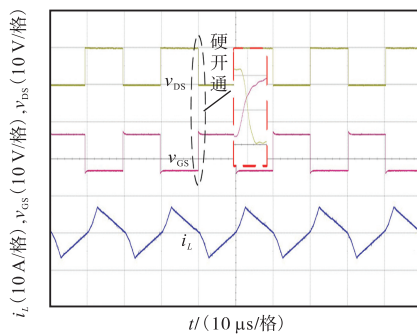
表 5 实验参数

Tab.5 Experimental parameters

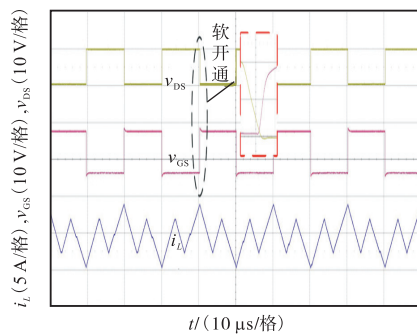
系统参数			
母线电压/V	负载电压/V	负载电流/A	负载功率/W
50	35 ~ 48	1 ~ 70	0 ~ 3 360
变压器参数			
输入电压 V_1 /V	开关频率/kHz	变压器匝数	功率 P_{dc-dc} /W
2 ~ 15	50	1 : 2	0 ~ 300

图 11 对比说明了传统方法与本文所提出的方法在变压器 v_{T_1} 、 v_{T_2} 电压波形及电感电流 i_L 的差异. 在传统 EPS 控制下, 内、外移相角分别为 $D_1 = 0.10$ 、 $D_2 = 0.25$, 对应的电感峰值电流为 7.1 A. 结果表明, 在优化控制策略作用下, 内外移相角的最优组合为 $D_1 = 0.62$ 、 $D_2 = 0.36$, 电流应力显著降低至 $i_{L,max} = 4.3$ A, 相比传统控制减少约 39.4%. 结果验证了优化控制策略在轻载工况下有效抑制电流应力.

重载条件下当变换器工作条件为: $v_{T_1} = 10$ V, $v_{T_2} = 50$ V, 负载 $R = 3.5 \Omega$, 压调制比为 0.4, 功率标么



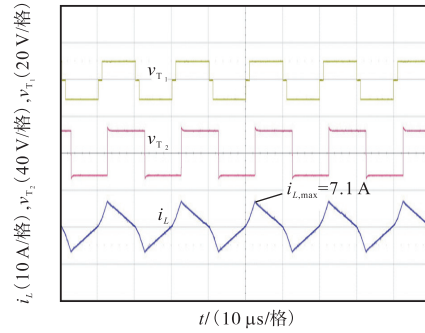
(a) 传统控制策略 S_1 的硬开通波形



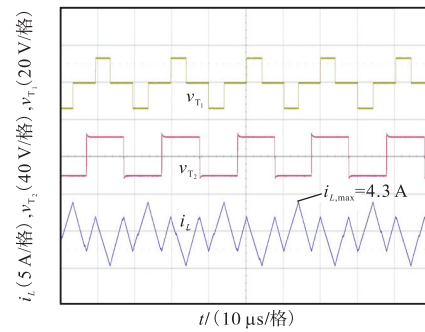
(b) 优化控制策略 S_1 的软开通波形

图 10 轻载条件下 S_1 开关波形对比

Fig.10 Comparison of S_1 switching waveforms at light load



(a) 传统控制策略



(b) 优化控制策略

图 11 轻载条件下 v_{T_1} 、 v_{T_2} 、 i_L 波形对比

Fig.11 Waveform comparison of v_{T_1} , v_{T_2} and i_L at light load

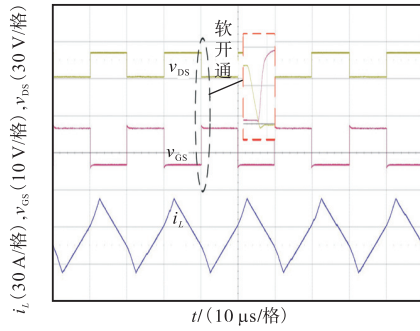
值 0.91, 系统处于重载运行状态. 图 12 展示了该工况下开关器件的驱动信号与漏-源电压波形. 从图中可以观察到, 在重载条件下, 两种控制方式均可实现 ZVS.

图 13 分别为采用传统控制方法与优化控制策略电感电流与变压器电压的实验波形. 采用传统 EPS 控制时, 电流峰值为 $i_{L,max} = 30.6$ A. 而在采用 EPS-CSO 优化控制策略后, 电流峰值显著降低至 $i_{L,max} = 17.8$ A. 对比结果表明, 在重载工况下, 优化策略可将电流应力降低约 42%. 实验数据与表 4 中的理论计算结果一致, 进一步验证了所提控制策略在降低电流应力方面的有效性与准确性.

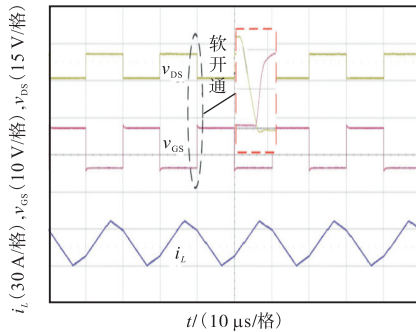
综上所述, 所提出的优化控制策略通过精确调整移相角组合, 不仅有效降低了变换器的电流应力, 还能够在全工作范围内确保所有开关器件实现 ZVS, 从而显著提升了 DAB 变换器的运行效率与可靠性.

3.2 系统效率验证

为验证所提优化控制策略在提升系统效率方面的优势, 图 14 对比了传统型与优化型 DAB 变换器在满载工况下的二者总损耗占比情况, 其中, 传统型结构的总损耗占比为 55.6%, 而优化型结构降低至 44.4%. 此外, 表 6 给出了各类损耗在采用优化控制



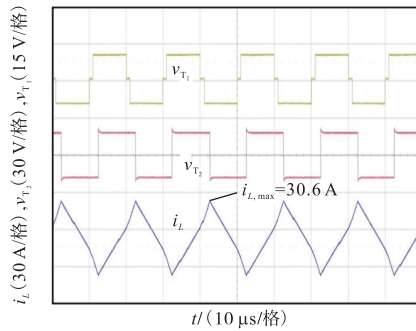
(a) 传统控制策略 S_1 的软开通波形



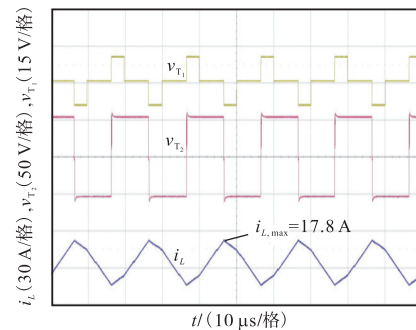
(b) 优化控制策略 S_1 的软开通波形

图 12 重载条件下 S_1 开关波形对比

Fig.12 Effect of different control strategies on S_1 switching behavior at heavy load



(a) 传统控制策略



(b) 优化控制策略

图 13 重载条件下 v_{T1} 、 v_{T2} 、 i_L 波形对比

Fig.13 Waveform comparison of v_{T1} 、 v_{T2} and i_L at heavy load

方法前后的对比情况：开关器件损耗由原来的 39%

下降至 32%，电感损耗从 41% 降低至 34%。结果表明，PPC-DAB 变换器在采用 EPS-CSO 优化控制策略后，通过有效降低电流应力，显著减小了开关器件、磁芯及绕组的能量损耗，不仅减少了各类损耗在系统总损耗中的占比，也显著提升了变换器的整体效率。

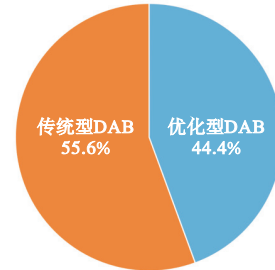


图 14 传统型与优化型 DAB 变换器损耗对比

Fig.14 Comparison of losses between conventional and optimized DAB converters

表 6 各类损耗在传统与优化控制下的对比

Tab.6 Comparison of loss components under traditional and optimized control

损耗种类	传统型损耗占比/%	优化型损耗占比/%
器件损耗	39	32
电感损耗	41	34
驱动损耗	10	17
端子损耗	4	7
电容损耗	3	5
其他损耗	3	5

图 15 展示了 PPC-DAB (优化控制与传统控制) 以及 FPP-DAB 3 种结构下的系统效率曲线。结果表明，采用优化控制策略的 PPC-DAB 系统在满载工况下实现了 98.4% 的峰值效率，传统控制策略下的 PPC-DAB 系统效率为 98.0%，而 FPP 架构下的 DAB 系统最高效率仅为 95.1%。相比传统结构，PPC 架构通过减小主变换器的处理功率比例显著降低了系统损耗，进一步配合优化移相策略，在全功率范围内实现了更高效效率。对比可见，本文所提出的 PPC-DAB 拓扑在效率表现上均优于传统 FPP 架构，验证了其

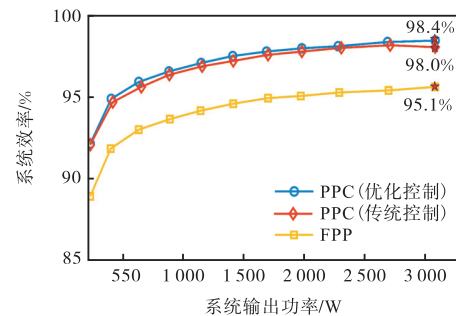


图 15 系统效率曲线

Fig.15 Curves of system efficiency

在高效能量变换方面的显著优势.

4 结 语

本文围绕电解制氢装置的效率优化问题,开展了系统性的理论分析与实验研究,从拓扑结构优选、控制策略创新和实验验证 3 个维度实现了系统性能的突破性提升.

在拓扑结构研究方面,基于电解槽制氢设备的特殊需求,本文对多种部分功率处理拓扑架构进行了深入对比分析.通过建立电压增益、系统效率和电路工作特性等多维度评估体系,创新性地提出了适用于电解制氢系统的 DAB-PPC 架构模型.

在控制策略优化方面,本文首先系统性地分析了 EPS 控制的软开关约束条件,在进行在全功率范围内由模式 A 向模式 B 切换时,存在 ZVS 约束区域会出现分离,然后,提出了最小电流应力控制策略,确定了最优移相角组合方案,所提出的 EPS-CSO 控制策略,成功实现了全负载范围内零电压开关和电流应力的协同优化.实验数据证实,该控制策略可使系统峰值效率达到 98.4%,比传统控制策略提升 3.3%,验证了所提方案的可行性.

参考文献:

- [1] 俞红梅, 邵志刚, 侯明, 等. 电解水制氢技术研究进展与发展建议[J]. 中国工程科学, 2021, 23(2): 146-152.
Yu Hongmei, Shao Zhigang, Hou Ming, et al. Hydrogen production by water electrolysis: Progress and suggestions[J]. Strategic Study of CAE, 2021, 23(2): 146-152 (in Chinese).
- [2] 陈桂鹏, 邓焰, 董洁, 等. 基于移相全桥的串联升压式部分功率 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 128-135.
Chen Guipeng, Deng Yan, Dong Jie, et al. Series-connected step-up partial power processing DC-DC topology based on phase-shifted full-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 128-135 (in Chinese).
- [3] Zheng K Y, Zhang W G, Wu X Z, et al. Optimal control method and design for modular battery energy storage system based on partial power conversion[J]. IEEE Access, 2021, 9: 133376-133386.
- [4] 冯禄硕, 张哲, 付星宇. 基于制氢系统 DC/DC 的部分功率变换器研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(7): 64-67.
Feng Lushuo, Zhang Zhe, Fu Xingyu. Research on partial power converter based on DC/DC of hydrogen production system[J]. Power Electronics, 2024, 58(7): 64-67 (in Chinese).
- [5] 朱颖达, 陈常曦, 欧阳红林, 等. 储能系统串联升压型部分功率均衡器及其控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2024, 51(10): 154-163.
Zhu Yingda, Chen Changxi, Ouyang Honglin, et al. Series-connected step-up partial-power equalizer and its control for energy storage system[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2024, 51(10): 154-163 (in Chinese).
- [6] 陶星澳, 王丰, 卓放. 部分功率直流变换器研究综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3021-3037.
Tao Xing'ao, Wang Feng, Zhuo Fang. A review of partial power DC-DC converter research[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3021-3037 (in Chinese).
- [7] 武钰程, 荆龙, 宋光辉, 等. 基于部分功率变换的电池储能变换器稳定性分析[J]. 太阳能学报, 2025, 46(1): 269-278.
Wu Yucheng, Jing Long, Song Guanghui, et al. Battery energy storage converter based on partial power conversion stability analysis[J]. Acta Energetica Sinica, 2025, 46(1): 269-278 (in Chinese).
- [8] Qian Y X, Li X S, Pang X Y, et al. A partial power converter based on hybrid control L-LLC[C]//2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC). Xi'an, China, 2024: 343-348.
- [9] Zheng L, Kandula R P, Divan D. Multiport power management method with partial power processing in a MV solid-state transformer for PV, storage, and fast-charging EV integration[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Detroit, USA, 2020: 334-340.
- [10] Lin D, Yan T S, Chen W Y. Application of DAB converter with partial power transfer in battery energy storage systems[C]//2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2024-ECCE Asia). Chengdu, China, 2024: 2683-2689.
- [11] 桑汐坤, 王懿杰, 徐殿国. 基于输入并联输出串联的高效高压比 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5488-5502.

- Sang Xikun, Wang Yijie, Xu Dianguo. High-efficiency high voltage gain DC-DC converter based on input parallel and output series connection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5488-5502 (in Chinese).
- [12] Viji K, Chitra K, Sujatha M S, et al. Fast charging technique for grid connected electric vehicle using DAB converter[C]//2022 3rd International Conference on Communication, Computing and Industry 4.0(C2I4). Bangalore, India, 2022: 1-5.
- [13] 刘述喜, 陈鹤铭, 王子豪, 等. 基于双重移相控制的 DC-DC 变换器电流应力优化策略[J]. 电子器件, 2024, 47(5): 1281-1287.
- Liu Shuxi, Chen Heming, Wang Zihao, et al. Current stress optimization strategy of DC-DC converter based on dual phase shift control[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2024, 47(5): 1281-1287 (in Chinese).
- [14] Chen Z H, Zhang Z B, Sun X Z, et al. An optimized return power control for DAB converter cluster with ISOP configuration[C]//2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). Guangzhou, China, 2023: 321-326.
- [15] Chebouki I, Hacil M. Current stress optimization of dual active bridge converter with dual phase shift control[C]//2024 2nd International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC). Setif, Algeria, 2024: 1-4.
- [16] 赖纪东, 姚 娴, 苏建徽, 等. 死区影响下双有源桥 DC-DC 变换器的改进型协同三移相控制[J]. 高电压技术, 2023, 49(11): 4827-4838.
- Lai Jidong, Yao Xian, Su Jianhui, et al. Improved CTPS control for dual active bridge DC-DC converter under dead time influence[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4827-4838 (in Chinese).
- [17] 王攀攀, 徐泽涵, 高利强, 等. 新扩展移相角下的双有源桥 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 727-738.
- Wang Panpan, Xu Zehan, Gao Liqiang, et al. Optimal control strategy for dual active bridge DC-DC converter with new extended-phase-shift angle[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 727-738 (in Chinese).
- [18] Deng H T, Tian J C, Liu Y X, et al. Minimum peak current optimization scheme based on genetic algorithm for three-level ANPC-DAB converter with all switches ZVS[C]//2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Shanghai, China, 2023: 288-294.
- [19] Sahin K, Mariéthoz S, Schanen J L, et al. New ZVS modulation patterns for the dual active bridge converter[C]//2024 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe). Birmingham, UK, 2024: 1-7.
- [20] 胡 燕, 张天晖, 杨立新, 等. 双重移相 DAB 变换器回流功率优化与电流应力优化的对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增 1): 243-253.
- Hu Yan, Zhang Tianhui, Yang Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(Suppl 1): 243-253 (in Chinese).
- [21] 王玉斌, 王杉杉, 封 波, 等. 基于双重移相控制的双有源 DC-DC 变换器的最优电流控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 488-496.
- Wang Yubin, Wang Shanshan, Feng Bo, et al. Optimal current control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter based on dual-phase-shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 488-496 (in Chinese).

(责任编辑: 孙立华)