

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514642

双有源桥变换器改进双重移相控制策略优化

刘春喜¹, 咎晨宇¹, 王 涛², 李 磊¹, 李双福¹

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105;

2. 内蒙古能源发电投资集团有限公司电力工程技术研究院 呼和浩特 010020)

摘要:针对双有源桥变换器采用改进双重移相控制时在输入电压、输出电压与变压器变比不匹配时存在回流功率较大的问题,提出了一种回流功率优化控制策略。首先,根据原边侧和副边侧 H 桥中点输出电压之间的相位差关系,以及全桥内部移相角关系,重新定义新的双重移相比,并对工作模态进行划分得到 8 种工作区间;接着,选择功率正向传输时的 4 种工作区间进行分析,求得传输功率、回流功率和电流应力的数学表达式;然后,采用分段优化方法寻找不同区间下的最优移相角组合,得出最小回流功率表达式,并设计了改进双重移相调制回流功率优化控制策略,能够自适应地选择最佳工作区间及对应的最优移相角;最后搭建了双有源桥变换器的实验样机。实验结果表明,所提的改进双重移相调制回流功率优化控制相较于传统双重移相控制,电压传输比为 2.5 时,低功率段电流应力降低了 48.3%,回流功率降低了 89.1%,效率提高了 9.4%;中功率段电流应力降低了 30.3%,回流功率降低了 92.5%,效率提高了 10.7%。电压传输比为 1.5 时,低功率段电流应力降低了 34.8%,回流功率降低了 100%,效率提高了 8.1%;中功率段电流应力降低了 45.3%,回流功率降低了 92.9%,效率提高了 9.3%。验证了设计方案的正确性和有效性。

关键词: 双有源桥变换器;改进双重移相调制;电流应力;回流功率;分段优化方法

中图分类号: TM46 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Optimization of an advanced dual phase shift control strategy for dual active bridge converters

Liu Chunxi¹, Zan Chenyu¹, Wang Tao², Li Lei¹, Li Shuangfu¹

(1. Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;

2. Power Engineering Technology Institute, Inner Mongolia Energy Power Generation Investment, Hohhot 010020, China)

Abstract: Aiming at the issue of significant backflow power in dual-active-bridge converters under advanced dual-phase-shift control when input voltage, output voltage, and transformer ratio are mismatched, a backflow-power optimization control strategy is proposed. First, new dual-phase-shift ratios are redefined based on the phase relationship between the midpoint output voltages of the primary and secondary H-bridges and the internal phase-shift angles of the full bridges. The operating modes are divided into eight intervals. Then, four intervals for forward power transfer are selected for analysis, deriving mathematical expressions for transmission power, backflow power, and current stress. Subsequently, a segmented optimization approach is employed to determine the optimal phase-shift angle combinations in different intervals, yielding the expression for minimum backflow power. An advanced dual-phase-shift modulation strategy with minimum-backflow-power optimization is designed, enabling adaptive selection of the optimal operating interval and corresponding phase-shift angles. Finally, an experimental prototype of the dual-active-bridge converter is built. Results show that compared to traditional dual-phase-shift control, the proposed strategy significantly reduces current stress and backflow power while improving efficiency. At a voltage conversion ratio of 2.5, current stress is reduced by 48.3%, backflow power by 89.1%, and efficiency is improved by 9.4% in the low-power range, in the medium-power range, current stress decreases by 30.3%, backflow power by 92.5%, and efficiency improves by 10.7%. At a ratio of 1.5, current stress is reduced by 34.8%, backflow power is completely eliminated in the low-power range, and efficiency rises by 8.1% in low-power range, in medium-power range, current stress reduces by 45.3%, backflow power by 92.9%, and efficiency increases by

9.3%。The results validate the correctness and effectiveness of the proposed design.

Keywords: dual active bridge converter; advanced dual phase shift; current stress; backflow power; piecewise optimization method

0 引言

在“双碳”战略的推动下^[1-3], 双有源桥变换器凭借电气隔离、高频高效、功率双向流动等核心优势, 已成为直流变压器、新能源汽车、电池化成、储能系统及微电网等领域的关键技术支持^[4-8]。

目前, 双有源桥变换器控制方法通常采用移相控制, 常用移相控制为单移相 (single-phase-shift, SPS) 控制^[9-10], 仅通过控制两个全桥的桥间移相角来控制双有源桥变换器的传输功率的大小和方向, 该控制方式具有控制简单、控制惯性小和应用广泛等优点, 但在低功率工作区间会产生较大回流功率, 进而产生较大电流应力, 且随着电压传输比的增大而愈发严重^[11]。

为提高双有源桥变换器的效率, 近些年来相继提出基于扩展移相 (extended-phase-shift, EPS) 控制^[12-13]、双重移相 (dual-phase-shift, DPS) 控制^[14-15] 和三重移相 (triple-phase-shift, TPS) 控制^[16-17] 的相关控制策略与研究方法。EPS 在 SPS 基础上, 在一侧全桥增加内移相角, 提高了控制的灵活度^[18], 但是 EPS 在电压传输比突变或功率双向流动的工况下, 存在模式切换困难的现象。DPS 在 EPS 的基础上, 在两侧全桥内均引入内移相角, 且两个内移相角相同, 进一步提高了控制灵活度, 提高系统的传输效率。TPS 移相角的数量扩展为 3 个, 包含一个桥间移相角和两个全桥内移相角, 尽管该控制方式自由度更高, 能实现 3 组移相比的灵活组合, 但算法复杂, 计算量大, 且多变量的协调优化对参数设计提出了更高要求, 实现难度显著增加, 因此在工程实践中无法大规模普及^[19], 故采用 DPS 控制进行优化。

目前提高双有源桥变换器效率的思路主要是通过减小回流功率进而减小电流应力。为抑制双有源桥变换器的回流功率, 文献[20]通过双重移相控制实现了电压传输比是 1 时的最小回流功率, 但未能建立起更宽电压范围的理论模型, 致使该策略存在局限性, 很难推广到其他应用。文献[21]针对端电压和变压器变比不匹配的情况, 分析求出了以最小化回流功率为目标的最优移相角, 但未对电流应力进行优化。文献[22]分析了双重移相调制下全功率范围内软开关实现条件, 但其采用的软开关优化方法在中低负载下会引起电流应力明显上升, 导致双有源桥变换器效率降低, 同时也没有对回流功率优化问题进行探讨。文献[23]通过增加双有源桥变换器的功率容量来降低回流功率, 但是传输功率的改变会导致软开关范围改变, 进而导致开关管开关损耗的增加。

文献[24]建立了双有源桥变换器的回流功率分析模型, 界定了零回流功率的可行区域, 从零回流功率角度减小回流功率。文献[25]在对双有源桥变换器工作机理进行分析后指出, 双有源桥变换器的零电压开关的实现条件与零回流功率状态之间存在矛盾, 二者难以同时实现。文献[26]引入了一种新的移相角并提出了相应的优化控制方法, 在确保实现软开关的前提下, 有效降低了变换器在全功率范围内的电流应力。文献[27]运用了分段优化的方法, 分析得出了不同工作范围的最优移相角, 降低了变换器的电流应力。文献[28]同样运用了分段优化的方法, 分析得到了 3 种模式下最小回流功率的最优移相角, 但仅是对回流功率进行优化, 未考虑到电流应力。以上研究多数为电流应力和回流功率的单目标优化, 没有同时对二者进行优化。

综上所述, 为提高了双有源桥变换器的效率, 以缩短回流功率作用时间为思路, 本文提出一种改进双重移相调制方式 (advanced dual-phase-shift, ADPS), 以回流功率最小化为优化目标, 设计改进双重移相调制最小回流功率优化控制策略, 为进一步提高双有源桥变换器的效率。

1 双有源桥变换器结构和工作模式

1.1 拓扑结构

双有源桥变换器的拓扑结构如图 1 所示, 其主要是由 2 个全桥变换器、2 个直流电容 C_1 和 C_2 、1 个辅助电感 L 和 1 个高频变压器 T 组成, 变压器变比为 $n:1$ 。其中 $S_1 \sim S_4$ 为原边侧 H 桥 4 个开关管, $S_5 \sim S_8$ 为副边侧 H 桥 4 个开关管, U_1 和 U_2 分别为直流侧两端电压, U_{ab} 和 U_{cd} 分别为原边侧和副边侧 H 桥中点输出电压, 定义电压传输比 $k = U_1/nU_2$, i_L 为流过辅助电感的电感电流。

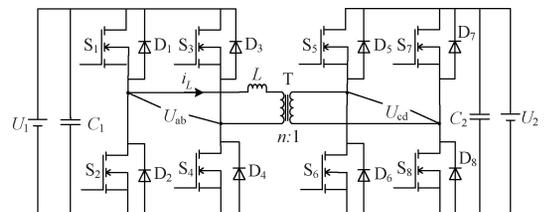


图 1 双有源桥变换器拓扑结构

Fig. 1 Dual active bridge converter topology

定义 T_{hs} 为半个开关周期, 变换器开关管的开关频率 $f_s = 1/(2T_{hs})$, 一次侧内移相角为开关管 S_1 和 S_4 之间的移相角, 二次侧内移相角为开关管 S_5 和 S_8 之间的移相角, 桥间移相角为开关管 S_1 和 S_5 之间的移相角。

1.2 工作模式

传统双重移相调制中, 包含 2 个控制变量, 即内移相角和桥间移相角, 其中内移相角包括一次侧内移相角 D_1 与二次侧内移相角 D_2 , 二者大小相等方向相同, 桥间移相角为 D_3 , 传统双重移相调制原理波形如图 2 所示。当一次侧电压 U_1 一定时, 回流功率大小取决于电感电流大小和作用时间。由图 2 可见, 产生回流功率的区间为 $t_1 \sim t'$, 如果减小此区间的电感电流大小和作用时间, 即可减小回流功率。

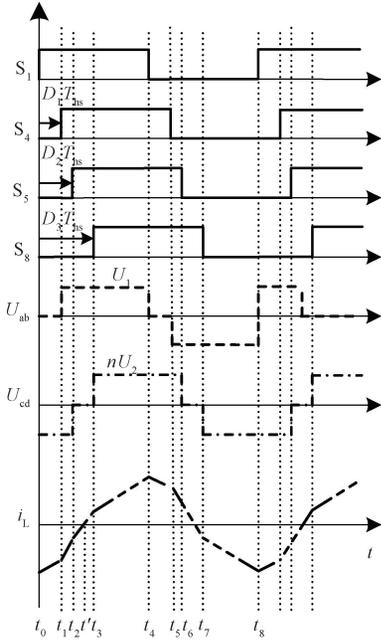


图 2 传统双重移相调制原理波形

Fig. 2 The principle waveforms of traditional dual-phase-shift modulation in dual active bridge

为了进一步降低回流功率, 提出一种改进双重移相调制方式, 对移相角重新定义, 令二次侧内移相角 D_2 等于桥间移相角 D_3 , 但二者的方向相反, 即 $D_2 = -D_3$, 根据 D_1 与 D_2 的自由组合, ADPS 有 8 种工作区间, 如表 1 所示, 其中工作区间 a、b、c 和 d 为功率正向传输, 工作区间 e、f、g 和 h 为功率反向传输, 通过控制移相角 D_1 和 D_2 来实现功率的传输方向。

双有源桥变换器 4 种工作场景, 如表 2 所示。其中电压传输比 $k \geq 1$ 等效于逆向传输 $k < 1$ 的工作场景, 即场景 1 等效于场景 4, 场景 2 等效于场景 3, 且场景 2 中升压模式与场景 1 中降压模式运行原理相似, 为简化分析过程, 故以电压传输比 $k \geq 1$ 和传输功率 $P > 0$ 的工作状态为例, 即场景 1 进行分析^[29]。

为分析改进双重移相下的电流应力特性与回流功率特性, 双有源桥变换器在不同约束条件下的运行原理如图 3 所示。

表 1 ADPS 工作区间

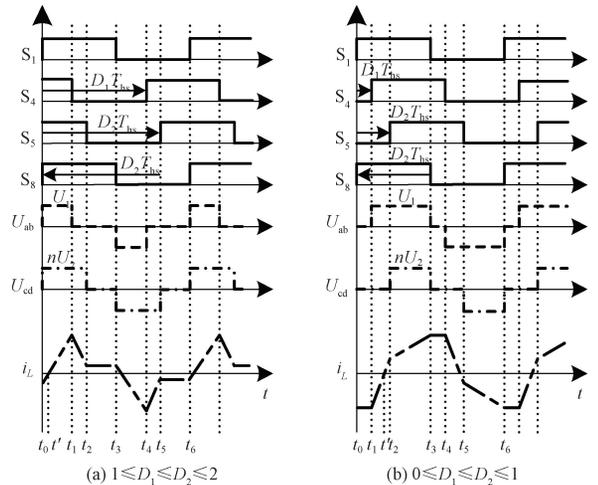
Table 1 ADPS operating ranges

工作区间	约束条件
a	$1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 2$
b	$0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$
c	$0 \leq D_2 \leq 1 \leq D_1 \leq D_2 + 1$
d	$0 \leq D_2 \leq D_2 + 1 \leq D_1 \leq 2$
e	$0 \leq D_1 \leq 1 \leq D_2 \leq D_1 + 1$
f	$0 \leq D_1 \leq D_1 + 1 \leq D_2 \leq 2$
g	$0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$
h	$1 \leq D_2 \leq D_1 \leq 2$

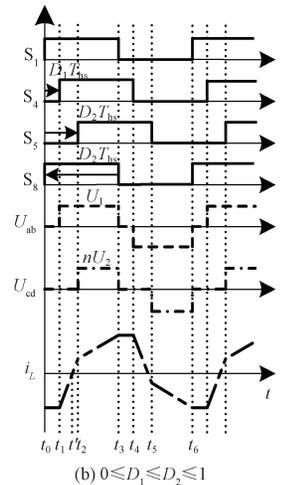
表 2 双有源桥变换器工作状态

Table 2 The operating states of the dual-active-bridge converter

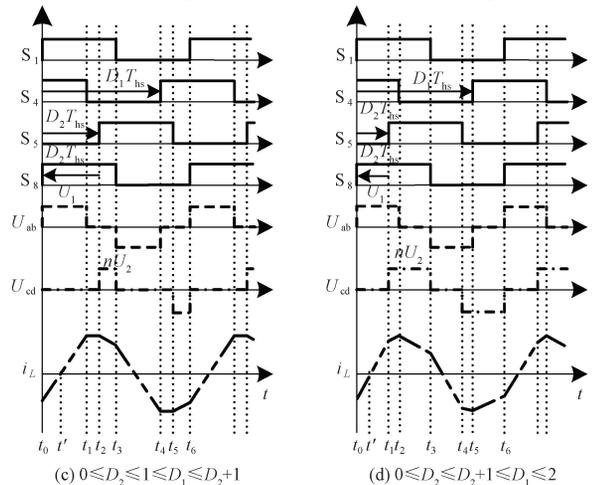
场景	工作状态	运行条件
1	功率正向传输、降压模式	$P > 0, k \geq 1$
2	功率正向传输、升压模式	$P > 0, k < 1$
3	功率反向传输、降压模式	$P < 0, k \geq 1$
4	功率反向传输、升压模式	$P < 0, k < 1$



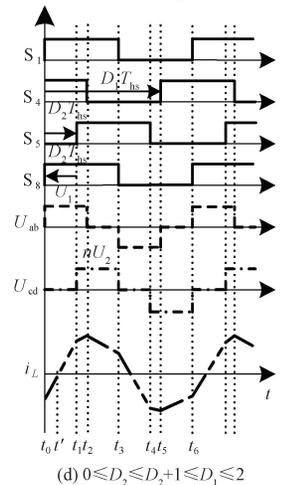
(a) $1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 2$



(b) $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$



(c) $0 \leq D_2 \leq 1 \leq D_1 \leq D_2 + 1$



(d) $0 \leq D_2 \leq D_2 + 1 \leq D_1 \leq 2$

图 3 ADPS 调制下 $k \geq 1$ 的 4 种调制原理波形

Fig. 3 Waveforms of the four modulation principles for $k \geq 1$ under ADPS modulation

1.3 工作模式分析

在变换器稳态运行的前提下,根据图3可知,ADPS工作区间可分为8种工作模式,根据电感的伏秒平衡原理,电感电流 i_L 后半周期波形与前半周期波形对称,后半周期与前半周期工作模式类似,故只分析前半周期工作模式。以区间A前半周期 $t_0 \sim t_3$ 为例进行分析,不同时段的工作模式如图4所示。

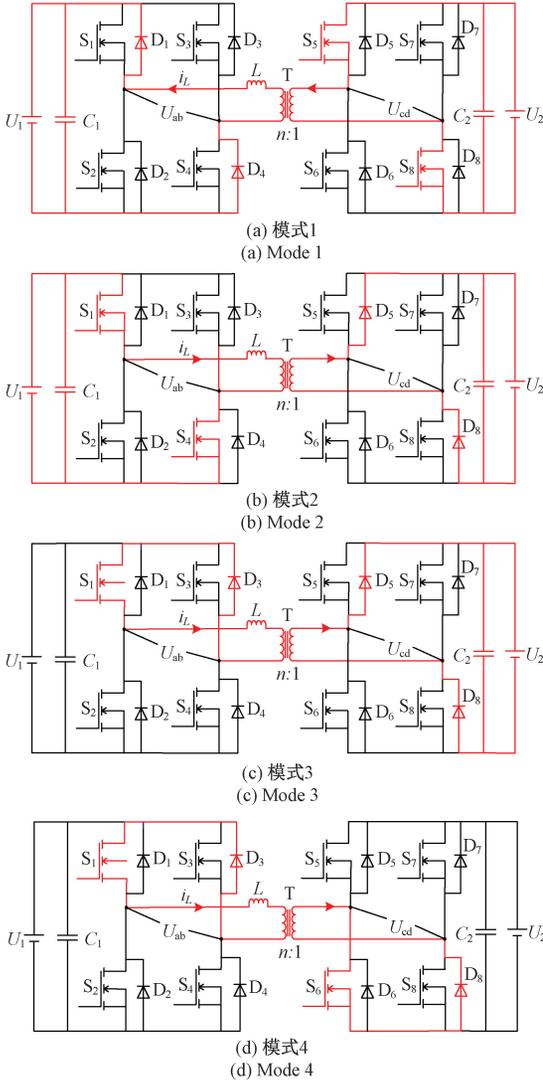


图4 ADPS控制下模式A的4种工作模式

Fig. 4 Four operating modes of mode a under ADPS control in a dual active bridge converter

1) 模式1($t_0 \sim t'$),工作模式如图4(a)所示。 t_0 时刻之前,原边侧开关管 S_2 和 S_4 导通,副边侧开关管 S_5 和 S_7 导通,电感电流为负。在 t_0 时刻,原边侧开关管 S_2 和 S_3 关断, S_1 和 S_4 导通,由于电流仍为负,所以电流经过 D_1 和 D_4 续流。副边侧开关管 S_5 和 S_8 导通。电感电流表达式如式(1)所示。

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{U_1 + nU_2}{L}(t - t_0) \quad (1)$$

2) 模式2($t' \sim t_1$),工作模式如图4(b)所示。在 t' 时刻电感电流由负变为正,原边侧开关管 S_1 和 S_4 导通,二极管 D_1 和 D_4 无法续流,故电流经开关管 S_1 和 S_4 流动。副边侧开关管 S_5 和 S_8 导通,电流经二极管 D_5 和 D_8 续流。电感电流表达式如式(2)所示。

$$i_L(t) = i_L(t') + \frac{U_1 + nU_2}{L}(t - t')$$

3) 模式3($t_1 \sim t_2$),工作模式如图4(c)所示。在 t_1 时刻,原边侧开关管 S_2 和 S_4 关断, S_1 和 S_3 导通,电流经过开关管 S_1 和二极管 D_3 。副边侧开关管 S_5 和 S_8 导通,电流经 D_5 和 D_8 续流。电感电流表达式如式(3)所示。

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{-nU_2}{L}(t - t_1) \quad (3)$$

4) 模式3($t_2 \sim t_3$),工作模式如图4(d)所示。在 t_2 时刻原边侧开关管 S_2 和 S_4 关断, S_1 和 S_3 导通,电流经过开关管 S_1 和二极管 D_3 。副边侧开关管 S_6 和 S_8 导通,电流经 S_6 和 D_8 流动。电感电流表达式如式(4)所示。

$$i_L(t) = i_L(t_2) \quad (4)$$

2 ADPS控制下的工作特性分析

2.1 ADPS控制下传输功率特性

在ADPS控制下的传输功率表达式如式(5)所示。

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} U_{ab} i_L(t) dt \quad (5)$$

选择在SPS控制下最大传输功率 P_N 进行标么化, $P^* = P/P_N$, 其中 $P_N = nU_1U_2/(8f_sL)$, P 为变换器的传输功率, P^* 为传输功率标么值。因此,在 $k \geq 1$ 时,变换器的4种工作区间下传输功率标么值 P^* 如表3所示。

表3 ADPS控制下的传输功率标么值

Table 3 The per-unit value of transmitted power under ADPS control

工作区间	传输功率标么值 P^*
区间A	$2(-D_1^2 + D_1D_2 + D_1 - D_2)$
区间B	$2(-D_2^2 + D_1D_2 - D_1 + D_2)$
区间C	$2(-D_1D_2 + D_1 + D_2 - 1)$
区间D	$2(-D_1^2 - D_2^2 + D_1D_2 + 3D_1 - D_2 - 2)$

根据表3可得到传输功率标么值 P^* 关于一次侧和二次侧内移相角的三维图,如图5所示,这4种工作区间下功率全部为正向传输。区间A的功率传输范围为 $[0, 0.5]$, 传输功率随着 D_2 的增大而增大,二者为正

相关关系。区间 B 的功率传输范围为 $[0, 0.5]$, 传输功率随着 D_1 的减小而增大, 二者为负相关关系。区间 C 的功率传输范围为 $[0, 0.5]$, 传输功率随着 D_2 的减小而增大, 二者为负相关关系。区间 D 的功率传输范围为 $[0, 2/3]$, 不与某一单独变量呈简单的正相关或负相关。

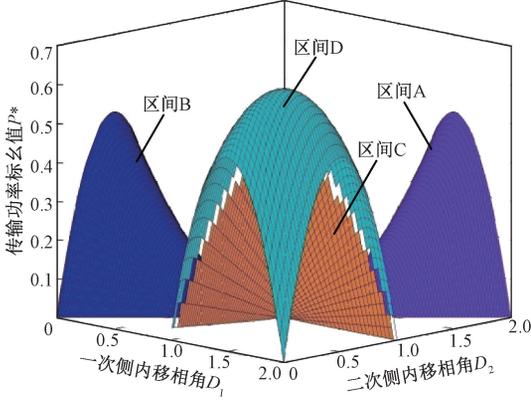


图 5 4 种区间传输功率变化

Fig. 5 Variation of transmitted power for the four modes

2.2 ADPS 控制下电流应力特性

电流应力是指双有源桥变换器稳态下的电感电流的峰值。当变换器运行在在区间 A 时, 在半开关周期内, 各个时刻的时间表达式如式 (6) 所示。

$$\begin{cases} t_0 = 0 \\ t_1 = (D_1 - 1)T_{hs} \\ t_2 = (D_2 - 1)T_{hs} \\ t_3 = T_{hs} \end{cases} \quad (6)$$

利用电感电流具有半周期对称性可以得到 $t_0 \sim t_3$ 时刻的电流应力, 其表达式如式 (7) 所示。

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nU_2}{4f_s L} [(2 - k)(D_1 - 1) - 2D_1 + D_2 + 1] \\ i_L(t_1) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(D_1 - 1) - 2D_1 + D_2 + 1] \\ i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1 - D_1) + D_2 - 1] \\ i_L(t_3) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1 - D_1) + D_2 - 1] \end{cases} \quad (7)$$

为便于后续分析, 以单移相控制时最大功率点所对应的输入电流 i_N 为基准值, 消除量纲差异, 对式 (7) 进行标么化处理, 基准值 i_N 表达式如式 (8) 所示。

$$i_N = \frac{nU_2}{8f_s L} \quad (8)$$

在图 3 所示的 4 种工作区间下时, 同理可推导得到 4 个工作区间下的电流应力标么值如表 4 所示。

表 4 ADPS 控制下的电流应力标么值

Table 4 Current stress per-unit value under ADPS control

工作区间	电流应力标么值 i_L
区间 A	$2(k(D_1 - 1) - 2D_1 + D_2 + 1)$
区间 B	$2(k(1 - D_1) + D_2 + 1)$
区间 C	$2(k(D_1 - 1) - D_2 + 1)$
区间 D	$2(k(D_1 - 1) - 2D_1 + D_2 + 3)$

2.3 ADPS 控制下回流功率特性

由图 3 可知, 区间 A、C 和 D 中 $t_0 \sim t'$ 和区间 B 中 $t_1 \sim t'$ 期间内, 原边侧 H 桥中点输出电压 U_{ab} 与电感电流极性相反, 此区间内功率未传递至负载侧, 而是从一次侧桥臂和电感中流出, 然后回到输入侧的直流电源和电容中, 所以将此区间的功率定义为回流功率。

根据图 3 产生回流功率的区间范围, ADPS 控制下变换器的回流功率表达式如式 (9) 所示。

$$Q = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_0}^{t_0'} U_{ab} |i_L(t)| dt \quad (9)$$

在区间 A 中, 将式 (7) 代入式 (9) 中, 可得到区间 A 的回流功率。以 SPS 控制下最大传输功率 P_N 为基准值进行标么化, P_N 表达式如式 (10) 所示, 即可得到区间 A 下回流功率标么值表达式。

$$P_N = \frac{nU_1 U_2}{8f_s L} \quad (10)$$

因此, 在 $k \geq 1$ 时, 4 种约束条件下标么化的回流功率标么值表达式如表 5 所示。

表 5 ADPS 控制下的回流功率标么值

Table 5 Backflow power per-unit value under ADPS control

工作区间	回流功率标么值 q^*
区间 A	$\frac{(k(1 - D_1) + D_2 - 1)^2}{2k}$
区间 B	$\frac{(k(1 - D_1) + D_2 - 1)^2}{2(k - 1)}$
区间 C	$\frac{(k(1 - D_1) - D_2 + 1)^2}{2k}$
区间 D	$\frac{(k(D_1 - 1) + D_2 - 1)^2}{2k}$

3 ADPS 下双有源桥变换器优化控制策略

3.1 电流应力分段优化控制

当实际传输功率标么值为 p 时, 根据表 3 可得到 D_1

关于 D_2 和 p 的表达式,以区间 A 为例,表达式如式(11)所示。

$$2(-D_1^2 + D_1 D_2 + D_1 - D_2) = p \quad (11)$$

可解得 D_1 两个解 D_{11} 和 D_{12} ,表达式如式(12)所示。

$$\begin{cases} D_{11} = -\frac{1}{2}\sqrt{(D_2-1)^2-2p} + \frac{1}{2}(1+D_2) \\ D_{12} = \frac{1}{2}\sqrt{(D_2-1)^2-2p} + \frac{1}{2}(1+D_2) \end{cases} \quad (12)$$

同理求得其他工作区间下的 D_{11} 和 D_{12} ,表达式如表 6 所示。

表 6 ADPS 控制下 D_1 关于 D_2 和 p 的表达式
Table 6 The expression for D_1 with respect to D_2 and p under ADPS control

工作区间	D_{11}	D_{12}
区间 A	$-\frac{1}{2}\sqrt{(D_2-1)^2-2p} + \frac{1}{2}(1+D_2)$	$\frac{1}{2}\sqrt{(D_2-1)^2-2p} + \frac{1}{2}(1+D_2)$
区间 B	$\frac{2D_2^2-2D_2+p}{2(D_2-1)}$	无
区间 C	$\frac{2D_2-2-p}{2(D_2-1)}$	无
区间 D	$-\sqrt{2D_2-3D_2^2+1-2p} \times \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(3+D_2)$	$\sqrt{2D_2-3D_2^2+1-2p} \times \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(3+D_2)$

将表 6 中 4 种区间下的 D_1 表达式代入电流应力表达式中,电流应力表达式如表 4 所示。此时消去电流应力表达式中的 D_1 ,求得 ADPS 控制下电流应力 i_L 关于 D_2 和 p 的表达式,结果如表 7 所示。

表 7 ADPS 控制下电流应力 i_L 关于 D_2 和 p 的表达式
Table 7 The expression for the current stress i_L with respect to D_2 and p under ADPS control

工作区间	D_1	电流应力 i_L
区间 A	D_{11} D_{12}	$k(D_2-1)-(k-2)\sqrt{(D_2-1)^2-2p}$ $k(D_2-1)+(k-2)\sqrt{(D_2-1)^2-2p}$
区间 B	D_{11}	$2(D_2-1)(1-k) - \frac{kp}{D_2-1}$
区间 C	D_{11}	$2-2D_2 - \frac{kp}{D_2-1}$
区间 D	D_{11} D_{12}	$k(1+D_2)+(2-k)\sqrt{-3D_2^2+2D_2+1-2p}$ $k(1+D_2)+(k-2)\sqrt{-3D_2^2+2D_2+1-2p}$

此时,变换器电流应力 i_L 表达式对 D_2 进行求导,令求导结果等于 0,解出 D_2 的表达式,舍去不符合区间的 D_2 。以区间 A 为例,令 $di_L/dD_2 = 0$,所以解得 D_2 的两个解 D_{21} 和 D_{22} ,表达式如式(13)所示。

$$\begin{cases} D_{21} = 1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}} \\ D_{22} = 1 - \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知, D_{22} 的值域范围 < 1 ,不符合工作区间 A 的范围 $1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 2$,所以舍去。同理,可求得其他工作区间下的 D_2 关于 k 和 p 的表达式,结果如表 8 所示。

表 8 ADPS 控制下 D_2 关于 k 和 p 的表达式
Table 8 The expression for D_2 with respect to k and p under ADPS control

工作区间	D_2
区间 A	$1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}}$
区间 B	$1 - \frac{\sqrt{2}kp}{2\sqrt{(k-1)kp}}$
区间 C	$1 - \sqrt{\frac{kp}{2}}$
区间 D	$\frac{1}{3} + \frac{k\sqrt{4-6p}}{6\sqrt{k^2-3k+3}}$

将表 8 中不同工作区间下的 D_2 表达式代入表 6 中相应的工作区间的 D_1 表达式中,求得 D_1 关于 k 和 p 的表达式。以区间 A 为例,将 D_2 代入表 6 中区间 A 的 D_{11} 表达式中,得到 D_{11} 表达式如式(14)所示。

$$D_{11} = 1 + \frac{\sqrt{2(k-2)^2p} + k\sqrt{2p}}{4\sqrt{k-1}} \quad (14)$$

同理将 D_2 代入表 6 中区间 A 的 D_{12} 表达式中,得到 D_{12} 表达式如式(15)所示。

$$D_{12} = 1 - \frac{\sqrt{2(k-2)^2p} - k\sqrt{2p}}{4\sqrt{k-1}} \quad (15)$$

由式(14)可知, D_{11} 的值域范围为 $(1, +\infty)$,又因工作区间 A 的约束条件为 $1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 2$,故寻找最优移相比只在 $[1, 2]$ 的范围寻找,所以 D_{11} 的值域范围为 $[1, 2]$ 。由式(15)可知, D_{12} 的值域范围为 $(1, 1.5)$,值域范围在工作区间 A 的约束条件中,所以 D_{12} 的取值范围包含在 D_{11} 中,故只对 D_{11} 进行分析寻找最优移相角。同理可求得其他工作区间下 D_{11} 和 D_{12} ,结果如表 9 所示。

表 9 ADPS 控制下空占比 D_1 关于 k 和 p 的表达式
Table 9 The expression for duty cycle D_1 with respect to k and p under ADPS control

工作区间	D_1
区间 A	$D_1 = 1 + \frac{\sqrt{2(k-2)^2 p + k\sqrt{2p}}}{4\sqrt{k-1}}$
区间 B	$D_1 = 1 + \frac{(1-2k)p}{\sqrt{2(k-1)kp}}$
区间 C	$D_1 = 1 + \sqrt{\frac{p}{2k}}$
区间 D	$D_{11} = \frac{5}{3} + \frac{\sqrt{2(2k-3)}\sqrt{2-3p}}{6\sqrt{k^2-3k+3}}$ $D_{12} = \frac{5}{3} + \frac{\sqrt{2(2k-3)}\sqrt{2-3p}}{6\sqrt{k^2-3k+3}}$

接下来根据不同工作区间的约束条件,构造约束函数 $F(k,p) \geq 0$, 根据 k 值范围,选择最优移相角。以区间 A 为例,根据 $1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 2$ 不等式关系构建约束函数 $F(k,p) = D_2 - D_1 \geq 0$, 将表 8 中的 D_2 和表 9 中的 D_{11} 代入约束函数,得到 $F(k,p) \geq 0$ 的表达式如式(16)所示。

$$F(k,p) = \frac{k^2 p}{\sqrt{(k-1)k^2 p}} + \sqrt{\frac{(-2+k)^2 p}{k-1}} \geq 0 \quad (16)$$

解得当 $k \geq 1$ 时,约束函数恒 ≥ 0 , 所以当 $1 \leq k \leq 2$ 时,最优移相角的表达式如式(17)所示。

$$\begin{cases} D_1 = 1 + \frac{\sqrt{2p}}{2\sqrt{k-1}} \\ D_2 = 1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}} \end{cases} \quad (17)$$

将最优移相角代入表 4 工作区间 A 相对应的电流应力表达式,得到 $1 \leq k \leq 2$ 时最小电流应力表达式为 $i_{Lmin} = 2\sqrt{2p(k-1)}$ 。

将最优移相角代入表 5 工作区间 A 相对应的回流功率表达式,得到 $1 \leq k \leq 2$ 时回流功率为 0。

当 $k > 2$ 时,最优移相角的表达式如式(18)所示。

$$\begin{cases} D_1 = 1 + \frac{1}{2}\sqrt{2p(k-1)} \\ D_2 = 1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}} \end{cases} \quad (18)$$

将最优移相角代入表 4 工作区间 A 相对应的电流应力表达式中,得到 $k > 2$ 时最小电流应力表达式如式(19)所示。

$$i_{Lmin} = (k^2 - 2k + 2) \sqrt{\frac{2p}{k-1}} \quad (19)$$

将最优移相角代入表 5 工作区间 A 相对应回流功率表达式,得到 $k > 2$ 时回流功率表达式如式(20)所示。

$$q^* = k^2(k-2)^2 p / 4(k-1)^2 \quad (20)$$

同理分析,得到在 ADPS 控制下其他工作区间的最优移相角、最小电流应力和最小回流功率如表 10 所示。

为了为凸显 ADPS 回流功率优化控制的优势,根据表 10 回流功率表达式绘制三维图并与最小回流功率分段优化控制^[28]进行对比分析,如图 6 所示,ADPS 回流功率优化控制的曲面绝大部分区域位于最小回流功率分段优化控制曲面的下方,随着 k 值的增大,两种策略的回流功率均有所上升,但 ADPS 回流功率优化控制的曲面上升幅度更小,表现出更小的回流功率。

最小回流功率分段优化控制等高线图如图 7 所示。在低功率段 $0 < p < 0.5$ 时,当 k 值从 1 增至 2 时,回流功率标幺值从约 0.015 缓慢上升至约 0.1; 当 k 值进一步增至 4 时,回流功率急剧增加,从 0.19 左右激增到 0.7 左右,回流功率优化效果存在不足。在中功率段 $0.5 < p < 2/3$ 时,在 $1 \leq k \leq 2$ 区间回流功率标幺值较小,最大值为 0.067, 但 $k > 2$ 后开始增长, $k = 3.5$ 相比较 $k = 2.1$ 时回流功率增长 255.8%; $k = 4$ 时达到最大值 0.34。总之随着 k 值的增大,回流功率标幺值增加速率明显加快。

ADPS 回流功率优化控制等高线图如图 8 所示。在低功率段 $0 < p < 0.5$ 时,在 $1 \leq k \leq 2$ 区间实现了零回流功率,较最小回流功率分段优化控制降低了 100%; 在 $2 \leq k \leq 2.5$ 区间时,最大回流功率标幺值控制在 0.09 以下,回流功率降低了 73.3%; 当 $k > 2.5$ 时,可观察到 ADPS 回流功率增长速率相比最小回流功率分段优化控制较为缓慢,仅在 $3.7 < k \leq 4$ 、 $0.4 < p < 0.5$ 的条件下,未达到优化效果。在中功率段 $0.5 < p < 2/3$ 时,在 $1 \leq k \leq 2$ 区间,最大回流功率标幺值控制在 0.05 以下,回流功率降低了 25.4%; 当 $k > 2$ 时,回流功率增速缓慢, $k = 3.5$ 相比较 $k = 2.1$ 时回流功率仅增长 11.2%; 当 $k = 4$ 时同样达到最大值 0.29, 与最小回流功率分段优化控制相近,但较大回流功率区域面积减小了 96.1%。

综上,在低功率 $0 \leq p \leq 0.5$ 区间时,ADPS 回流功率优化控制比最小回流功率分段优化控制优化效果显著,特别是当 $1 \leq k \leq 2$ 时,ADPS 控制下的回流功率为 0。在中功率 $0.5 < p < 2/3$ 区间时,ADPS 回流功率优化控制的回流功率接近于 0, 相比最小回流功率分段优化控制也有提升。总体来说 ADPS 回流功率优化控制在中低功率段回流功率优化效果显著,效率更高。

表 10 ADPS 控制下占空比 D_2 关于 k 和 p 的表达式

Table 10 The expression for duty cycle D_2 with respect to k and p under ADPS control

区间	p	k	D_{1min}	D_{2min}	i_{Lmin}	q_{min}^*
A	$0 \leq p < \frac{1}{2}$	$1 \leq k < 2$	$1 + \frac{\sqrt{2p}}{2\sqrt{k-1}}$	$1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}}$	$2\sqrt{2p(k-1)}$	0
		$2 \leq k$	$1 + \frac{1}{2}\sqrt{2p(k-1)}$	$1 + \frac{k\sqrt{p}}{\sqrt{2(k-1)}}$	$(k^2 - 2k + 2)\sqrt{\frac{2p}{k-1}}$	$\frac{k^2(k-2)^2 p}{4(k-1)^2}$
B	$0 \leq p < \frac{1}{2}$	$1 \leq k$	$1 + \frac{(1-2k)p}{\sqrt{2(k-1)kp}}$	$1 - \frac{\sqrt{2}kp}{2\sqrt{(k-1)kp}}$	$2\sqrt{2kp(k-1)}$	$(k-1)p$
		$1 \leq k \leq \frac{1+\sqrt{1-2p}}{p} - 1$	$1 + \sqrt{\frac{p}{2k}}$	$1 - \sqrt{\frac{kp}{2}}$	$2\sqrt{2kp}$	0
C	$0 \leq p < \frac{1}{2}$	$\frac{1+\sqrt{1-2p}}{p} - 1 < k$	$\frac{3-\sqrt{1-2p}}{2}$	$\frac{1-\sqrt{1-2p}}{2}$	$2 + (k-1)(1-\sqrt{1-2p})$	$\frac{(1-p-\sqrt{1-2p})k-2p}{4}$ $\frac{1-p+\sqrt{1-2p}}{4k}$
D	$\frac{1}{2} < p < \frac{2}{3}$	$1 \leq k$	$-\frac{\sqrt{2}(2k-3)}{6\sqrt{k^2-3k+3}} \times \sqrt{2-3p} + \frac{5}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}k}{6\sqrt{k^2-3k+3}} \times \sqrt{2-3p} + \frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}\sqrt{2k^2-6k+6} \times \sqrt{2-3p} + \frac{4k}{3}$	$\frac{(k-1)^2 k^2 (4-3p) - 6(k-1)}{9k(k^2-3k+3)}$ $\frac{2(k-1)^2 \sqrt{4-6p}}{9\sqrt{k^2-3k+3}}$

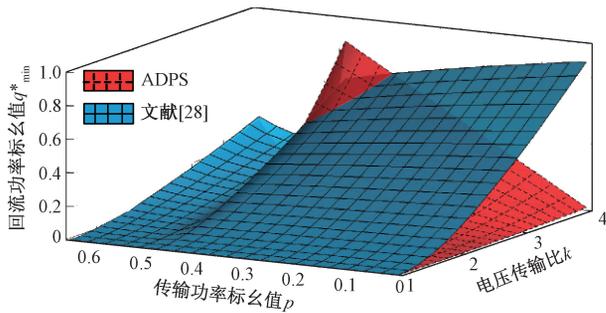


图 6 两种回流功率优化效果对比三维图

Fig. 6 Three-dimensional graph comparing the effectiveness of two backflow power optimization

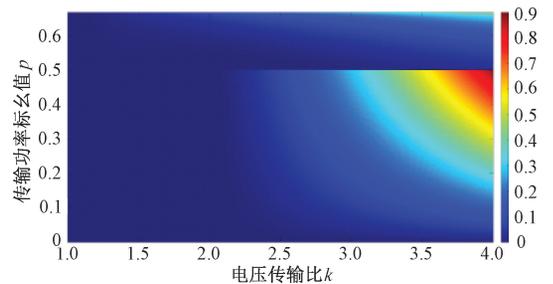


图 8 ADPS 回流功率优化控制等高线图

Fig. 8 Contour plot of the ADPS control for backflow power optimization

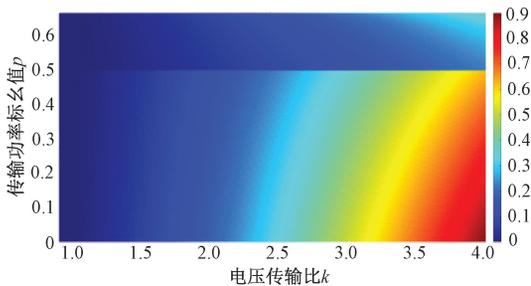


图 7 最小回流功率分段优化控制等高线图

Fig. 7 Contour plot of piecewise optimized control for minimum backflow power

3.2 系统控制策略

在微电网储能系统双有源桥变换器中, ADPS 回流功率优化控制策略, 如图 9 所示。根据表 10 可知, 控制策略可以根据 p 和 k 所在范围选出最优移相比, 进而使得回流功率最小化, 同时减小电流应力, 进而减小功率损耗, 提高双有源桥变换器的效率。

由图 9 可知, 此控制部分主要分为初步控制和回流功率优化控制。首先通过电压电流闭环控制器控制 D_1 , 再通过人为给定 D_2 值, 初步控制换器的移相角, 加快后续优化控制调节速度。其次给定直流侧两端电压 U_1 和 U_2 , 得到计算出 k 值, 根据传输功率标么值 p^* 去计算最优移相角, 再通过慢速控制环路将 D_1 和 D_2 调节到期望

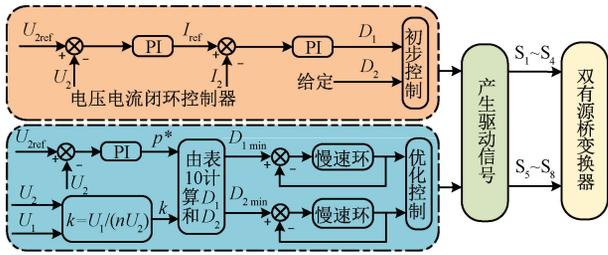


图 9 ADPS 回流功率优化控制策略

Fig. 9 ADPS control strategy for backflow power optimization

值, 进而实现最优 PWM 脉宽调制, 得到最小回流功率、最小电流应力和最大传输效率。

4 实验验证

为了验证 ADPS 回流功率优化控制策略的正确性和有效性, 搭建实验平台如图 10 所示, 双有源桥变换器由 TMS320F28335 核心板控制, 主要实现电能变换, 可调直流电源给变换器原边侧提供输入电压, 直流电子负载为变换器提供可调电阻。实验参数如表 11 所示。



图 10 实验样机平台

Fig. 10 Experimental prototype platform

表 11 实验参数

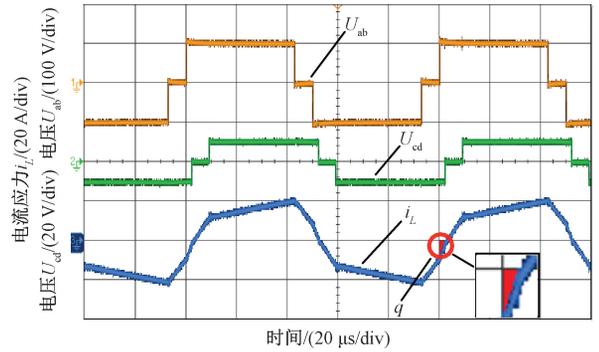
Table 11 Experimental parameters

参数	数值
开关频率 f_s /kHz	10
输入电压 U_1 /V	100
输出电压 U_2 /V	10~20
辅助电感 L /μH	80
变压器变比 n	4

4.1 低功率段 $k=2.5$ 时回流功率验证

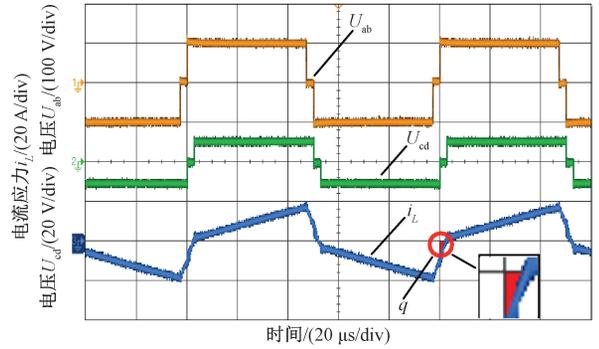
当传输功率标幺值 $p=0.2$ 、 $k=2.5$, 输入电压 $U_1=100$ V, 输出电压 $U_2=10$ V 时, 图 11(a) 为传统 DPS 控制策略 $D_1=0.143$ 、 $D_3=0.180$; 图 11(b) 为最小回流功率分

段优化控制策略 $D_1=D_3=0.054$; 图 11(c) 为 ADPS 回流功率优化控制策略 $D_1=1.447$ 、 $D_2=1.671$ 。以上 3 种控制策略在低功率段 $0 \leq p^* \leq 1/2$ 的实验波形如图 11 所示。



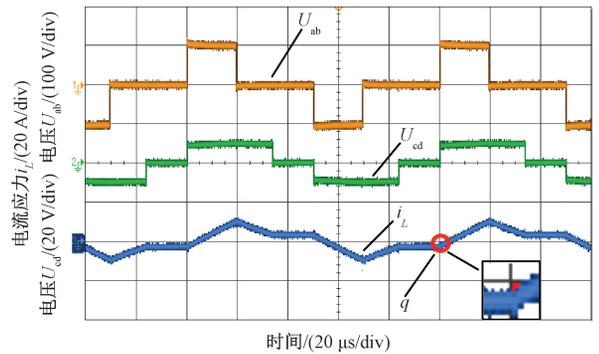
(a) 传统 DPS 控制策略

(a) Conventional dual-phase-shift control strategy



(b) 最小回流功率分段优化控制策略

(b) Piecewise optimized control strategy for minimum backflow power



(c) ADPS 回流功率优化控制策略

(c) ADPS control strategy for backflow power optimization

图 11 低功率段实验波形

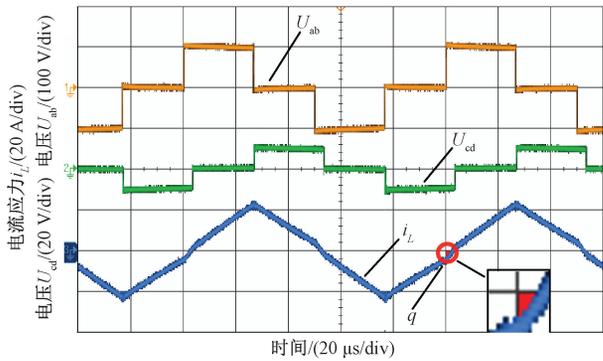
Fig. 11 Experimental waveforms at low-power range

由图 11 可知, 传统双重移相控制策略、最小回流功率分段优化控制策略、ADPS 回流功率优化控制策略的电流应力标幺值分别为 3.25、3.05、1.68; 回流功率标幺值分别为 0.320、0.290、0.035; 系统效率分别为 74.2%、76.4%、83.6%; ADPS 回流功率优化控制策略相比较传统 DPS 控制策略电流应力降低 48.3%, 回流功率降低 89.1%, 效率提高 9.4%。ADPS 回流功率优化控制策略

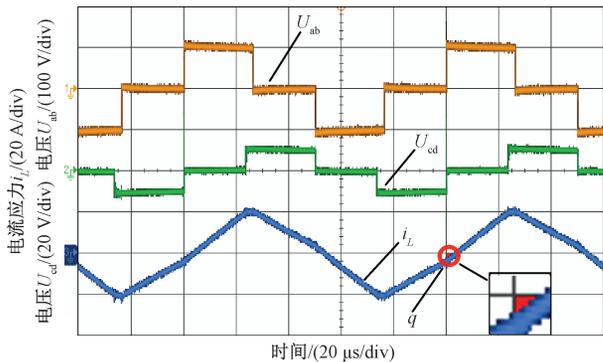
相比较最小回流功率分段优化控制策略电流应力降低 44.9%, 回流功率降低 87.9%, 效率提高 7.2%。

4.2 中功率段 $k=2.5$ 时回流功率验证

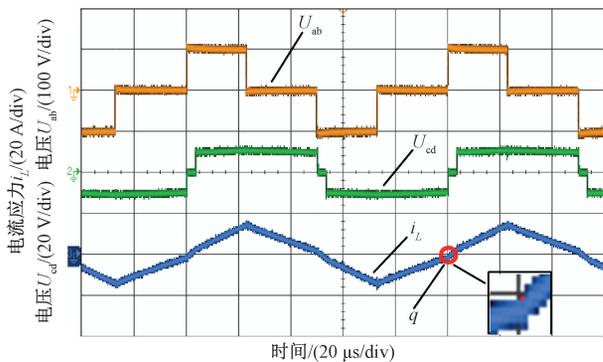
当传输功率标幺值 $p=0.55$, $k=2.50$, 输入电压 $U_1=100$ V, 输出电压 $U_2=10$ V 时, 图 12(a) 为传统 DPS 控制策略 $D_1=0.472$, $D_3=0.537$; 图 12(b) 为最小回流功率分段优化控制策略 $D_1=D_3=0.473$; 图 12(c) 为 ADPS 回流功率优化控制策略 $D_1=1.456$, $D_2=0.070$ 。以上 3 种策略在低功率段 $1/2 < p^* < 2/3$ 的实验波形如图 12 所示。



(a) 传统DPS控制策略
(a) Conventional dual-phase-shift control strategy



(b) 最小回流功率分段优化控制策略
(b) Piecewise optimized control strategy for minimum backflow power



(c) ADPS回流功率优化控制策略
(c) ADPS control strategy for backflow power optimization

图 12 中功率段实验波形

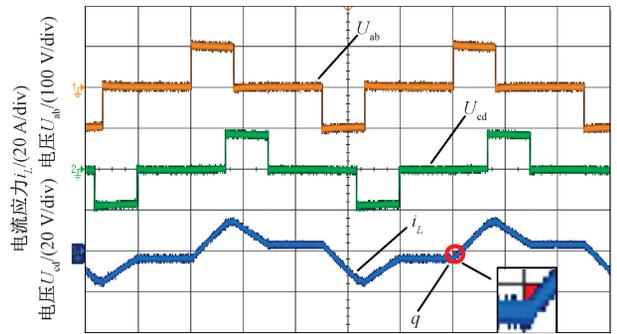
Fig. 12 Experimental waveforms at medium-power range

由图 12 可知, 传统双重移相控制策略、最小回流功率分段优化控制策略、ADPS 回流功率优化控制策略的电流应力标幺值分别为 3.73、3.47、2.60; 回流功率标幺值分别为 0.120、0.089、0.009; 系统效率分别为 75.5%、78.9%、86.2%; ADPS 回流功率优化控制策略相比较传统 DPS 控制策略电流应力降低了 30.3%, 回流功率降低了 92.5%, 效率提高了 10.7%。ADPS 回流功率优化控制策略相比较最小回流功率分段优化控制策略电流应力降低了 25.1%, 回流功率降低了 89.9%, 效率提高了 7.3%。

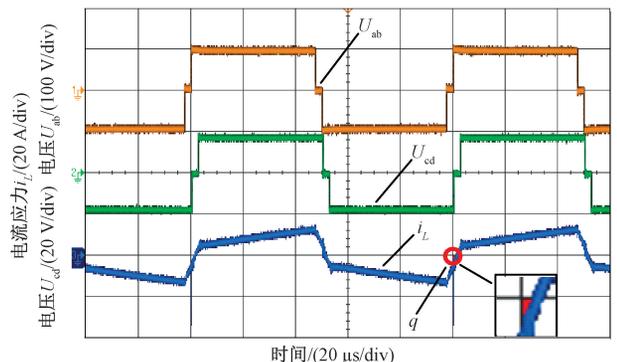
4.3 低功率段 $k=1.5$ 时回流功率验证

当传输功率标幺值 $p=0.2$, $k=1.5$, 输入电压 $U_1=100$ V, 输出电压 $U_2=16.67$ V 时, 图 13(a) 为传统 DPS 控制策略 $D_1=0.678$, $D_3=0.262$; 图 13(b) 为最小回流功率分段优化控制策略 $D_1=D_3=0.054$; 图 13(c) 为 ADPS 回流功率优化控制策略 $D_1=1.447$, $D_2=1.671$ 。以上 3 种控制策略在低功率段 $0 \leq p^* \leq 1/2$ 的实验波形如图 13 所示。

由图 13 可知, 传统双重移相控制策略、最小回流功率分段优化控制策略、ADPS 回流功率优化控制策略的电流应力标幺值分别为 1.371、1.163、0.894; 回流功率标幺值分别为 0.073、0.045、0; 系统效率分别为 80.5%、81.8%、88.6%; ADPS 回流功率优化控制策略相比较传



(a) 传统DPS控制策略
(a) Conventional dual-phase-shift control strategy



(b) 最小回流功率分段优化控制策略
(b) Piecewise optimized control strategy for minimum backflow power

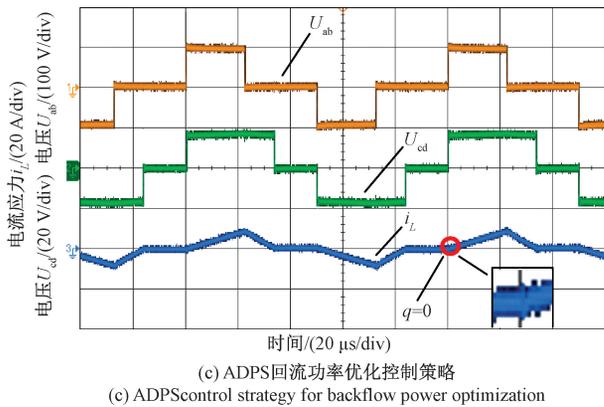


图 13 低功率段实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms at low-power range

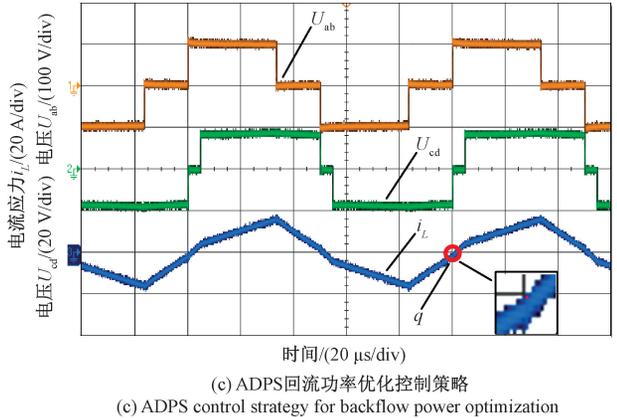
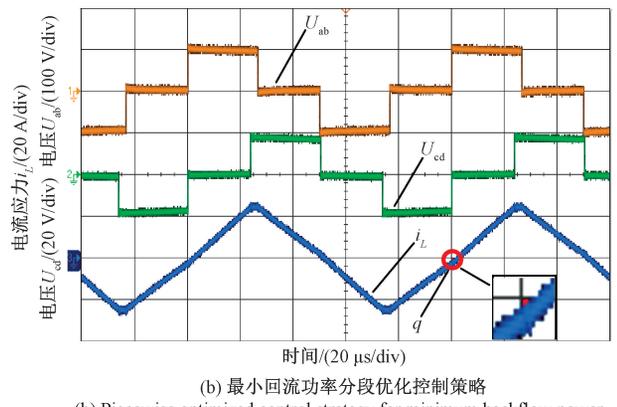


图 14 低功率段实验波形

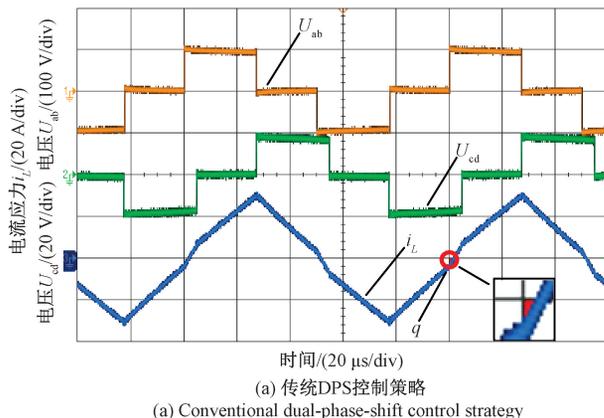
Fig. 14 Experimental waveforms at low-power range

统 DPS 控制策略电流应力降低了 34.8%，回流功率降低至 0，效率提高了 8.1%。ADPS 回流功率优化控制策略相比较最小回流功率分段优化控制策略电流应力降低了 23.1%，回流功率降低至 0，效率提高了 6.8%。

4.4 中功率段 $k=1.5$ 时回流功率验证

当传输功率标幺值 $p=0.55$ 、 $k=2.50$ ，输入电压 $U_1=100\text{ V}$ ，输出电压 $U_2=16.67\text{ V}$ 时，图 14(a) 为传统 DPS 控制策略 $D_1=0.466$ 、 $D_3=0.562$ ；图 14(b) 为最小回流功率分段优化控制策略 $D_1=D_3=0.473$ ；图 14(c) 为 ADPS 回流功率优化控制策略 $D_1=1.667$ 、 $D_2=0.092$ 。以上 3 种控制策略在低功率段 $1/2 < p^* < 2/3$ 的实验波形如图 14 所示。

由图 14 可知，传统双重移相控制策略、最小回流功率分段优化控制策略、ADPS 回流功率优化控制策略的电流应力标幺值分别为 2.78、2.42、1.52；回流功率标幺值分别为 0.042、0.014、0.003；系统效率分别为 79.8%、84.2%、89.1%；ADPS 回流功率优化控制策略相比较传统 DPS 控制策略电流应力降低了 45.3%，回流功率降低了 92.9%，效率提高了 9.3%。ADPS 回流功率优化控制策略相比较最小回流功率分段优化控制策略电流应力降低了 37.2%，回流功率降低了 78.6%，效率提高了 4.9%。



5 结 论

在传统双重移相控制的基础上，定义了新的移相方式，分析 $k \geq 1$ 时的 4 种工作区间的调制方式，通过分段优化方法寻找不同调制区间的最优移相角，进而得到最小回流功率，并提出 ADPS 回流功率优化控制策略。通过理论推导和实验验证得出如下结论。

1) 在改进的双重移相调制方式下，双有源桥变换器具有 8 种工作模式，不仅显著提升了系统的控制灵活性，还能够实现正向与反向功率传输，尤其适用于中低功率场景。同时传输功率与改进移相角之间关系呈强关联性，为后续降低回流功率提供了理论基础。

2) 在低功率段和中功率段，电压传输比在 $1.5 \leq k \leq 3.5$ 区间内，回流功率优化效果明显，甚至在区间 A 和区间 C 中实现了零回流功率。

3) 所提 ADPS 回流功率优化控制策略包含初步控制和优化控制两部分设计，该策略具备启动速度快、优化控制稳定等优点。

在微电网储能系统的双有源桥变换器中，工程实

现成本方面,ADPS 回流功率优化控制策略硬件上无需新增功率器件或传感器,没有增加硬件成本;软件上虽增加了优化算法模块,会占用一定存储与计算资源,但现有 DSP 控制器足以承载。潜在局限性方面,该策略目前主要优化和验证了中低功率场景,高功率下性能优势可能减弱;同时,其性能主要依赖电压传输比 k 的精确测量,实际工程中变压器参数漂移、温度变化及传感器误差可能导致 k 值失真,从而影响最优移相角的选择。

参考文献

- [1] 郭强,张帆云,李海啸,等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 101-116.
GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. Multi-mode control strategy of high-efficiency four-switch Buck-Boost converter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 101-116.
- [2] 马帅旗,任思嘉,贺海育,等. 储能交错并联双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(13): 35-44.
MA SH Q, REN S J, HE H Y, et al. Active disturbance rejection control of energy storage interleaved parallel bidirectional DC-DC converter[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(13): 35-44.
- [3] LI W J, WANG T H, WANG J G, et al. Research on switching characteristics based on optimization design of sic mosfet drive circuit [J]. Instrumentation, 2024, 11(2): 64-71.
- [4] 程易楠,罗朝旭,禹康,等. 统一并离网模式的串联光伏直流微网控制策略[J]. 电子测量技术, 2024, 47(24): 12-20.
CHENG Y N, LUO ZH X, YU K, et al. Distributed control strategy for photovoltaic DC microgrid in unified on-grid and off-grid mode [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(24): 12-20.
- [5] 陈献君,周明珠,商运辉,等. 一种三绕组耦合电感双极性输出高增益 DC-DC 变换器[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(5): 146-159.
CH X J, ZH M ZH, SH Y H, et al. A three-winding coupled-inductor bipolar-output high-gain DC-DC converter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(5): 146-159.
- [6] TIAN J CH, WANG F, ZHUO F, et al. A full-power-range optimization scheme under double-side asymmetrical phase-shift modulation in DAB-based distributed energy storage system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 1192-1202.
- [7] 吴珊,边晓燕,张菁娴,等. 面向新型电力系统灵活性提升的国内外辅助服务市场研究综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1662-1677.
WU SH, BIAN X Y, ZHANG J X, et al. A review of domestic and foreign ancillary services market for improving flexibility of new power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1662-1677.
- [8] 刘宿城,栾李,李龙,等. 直流微电网集群的分布式大信号稳定性强度评估及反馈控制设计[J]. 电工技术学报, 2025, 40(19): 6266-6282.
LIU S CH, LUAN L, LI L, et al. Evaluation of distributed large signal stability strength and feedback control design for DC microgrid clusters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(19): 6266-6282.
- [9] SONG W SH, HOU N, WU M Y. Virtual direct power control scheme of dual active bridge DC-DC converters for fast dynamic response [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1750-1759.
- [10] 靳浩源,裴云庆,王来利,等. 基于单移相调制的双有源桥变换器磁性元件多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(10): 3946-3958.
JIN H Y, PEI Y Q, WANG L L, et al. Multi-objective optimization of magnetic components for dual active bridge converter under single-phase-shift modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(10): 3946-3958.
- [11] 陶海军,赵蒙恩,郑征,等. 基于回流功率优化的直流微网 DC-DC 变流器超螺旋滑模控制[J]. 电网技术, 2024, 48(8): 3502-3514.
TAO H J, ZHAO M EN, ZHENG ZH, et al. Super twisting sliding mode control of DC microgrid DC-DC converter based on backflow power optimization [J]. Power System Technology, 2024, 48(8): 3502-3514.
- [12] 刘春喜,徐金荣,刘文强,等. 扩展移相控制的 DAB 变换器双目标优化策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(10): 180-190.
LIU CH X, XU J R, LIU W Q, et al. Dual-objective optimization strategy for DAB converter with extended phase-shift control [J]. Journal of Electronic Measure-

- ment and Instrumentation, 2024, 38(10): 180-190.
- [13] 邓丹阳, 陈艳慧. 双有源桥直流变换器三电平扩展移相控制下电感电流有效值最优跟踪控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5800-5815.
DENG D Y, CHEN Y H. Optimal tracking control strategy of inductive current RMS for dual-active bridge DC converter with three-level extended phase-shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5800-5815.
- [14] 陶海军, 张金生, 肖群星, 等. 三电平混合全桥 DC-DC 变换器全局电流应力优化与回流功率优化对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 126-137.
TAO H J, ZHANG J SH, XIAO Q X, et al. Comparative analysis of global current stress optimization and return power optimization of a three-level hybrid full-bridge DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 126-137.
- [15] 王盼, 朱继贇, 徐虎, 等. 基于双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率优化控制[J]. 太阳能学报, 2025, 46(5): 193-202.
WANG P, ZHU J Z, XU H, et al. Optimization control of minimum backflow power for dual active bridge DC-DC converter based on dual phase shift control[J]. Acta Energetica Sinica, 2025, 46(5): 193-202.
- [16] YANG X ZH, WANG J X, DU Y, et al. Bidirectional ZVS operation of all switches for a DAB converter over a full range of loads with optimized current stress[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(1): 1183-1195.
- [17] 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]. 高压技术, 2023, 49(11): 4827-4838.
LAI J D, YAO X, SU J H, 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.
- [18] 孙孝哲, 张祯滨, 韩明昊, 等. 双有源全桥变换器无电流传感器鲁棒预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
SUN X ZH, ZHANG ZH B, HAN M H, et al. An enhanced current sensorless predictive control for dual active bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
- [19] WU F J, FENG F, GOOI H B. Cooperative triple-phase-shift control for isolated DAB DC-DC converter to improve current characteristics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(9): 7022-7031.
- [20] 高帅, 张兴, 赵文广, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率控制策略[J]. 电气工程学报, 2019, 14(2): 24-29.
GAO SH, ZHANG X, ZHAO W G, et al. Minimum reactive power control strategy for dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2): 24-29.
- [21] 张勋, 王广柱, 商秀娟, 等. 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1090-1097.
ZHANG X, WANG G ZH, SHANG X J, et al. An optimized strategy based on backflow power of bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1090-1097.
- [22] 胡燕, 张宇, 张天晖, 等. 考虑不同软开关模式的双有源桥变换器电流应力优化方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(23): 58-64.
HU Y, ZHANG Y, ZHANG T H, et al. Optimization method of current stress for dual active bridge converter considering different soft switching mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 58-64.
- [23] 吴俊娟, 孟德越, 申彦峰, 等. 双重移相控制与传统移相控制相结合的双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 97-105.
WU J J, MENG D Y, SHEN Y F, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converter with combined dual-phase-shift and traditional-phase-shift controls[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 97-105.
- [24] 侯旭, 曾正, 冉立, 等. 基于扩展移相控制的双向有源桥变换器回流功率优化[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 7004-7014, 7134.
HOU X, ZENG ZH, RAN L, et al. Backflow power optimization of dual active bridge converter based on extended-phase-shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 7004-7014, 7134.
- [25] XU F, LIU J W, DONG ZH. Minimum backflow power and ZVS design for dual-active-bridge DC-DC conver-

ters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 474-484.

- [26] 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 P P, XU Z H, GAO L Q, 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.

- [27] 孙标广, 李静争, 邓旭哲. 双重移相控制下的双向全桥 DC-DC 变换器最小电流应力分段优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(20): 107-118.

SUN B G, LI J ZH, DENG X ZH, et al. Optimal control of minimum current stress in a dual-active-bridge DC-DC converter under dual phase shift control[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(20): 107-118.

- [28] 孙标广, 李静争, 张迁迁. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器最小回流功率分段优化控制[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 1263-1275.

SUN B G, LI J ZH, ZHANG Q Q. Segmented optimization control of minimum reflux power for bidirectional full bridge DC-DC converters based on dual phase shift control[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 1263-1275.

- [29] 王祺, 张泽轲, 刘彬, 等. 双重移相控制下双有源桥变换器最小回流功率全局优化控制[J]. 电网技术, 2024, 48(9): 3921-3930.

WANG Q, ZHANG Z K, LIU B, et al. Global optimization control of minimum backflow power for dual-active-bridge converters under dual-phase-shift control[J]. Power System Technology, 2024, 48(9): 3921-3930.

作者简介



刘春喜(通信作者), 2001年和2004年于辽宁工程技术大学分别获得学士学位和硕士学位, 2010年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术。

E-mail: lntulex@163.com

Liu Chunxi (Corresponding author) received his B.Sc. and M.Sc. degrees both from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, and Ph.D. degree from Zhejiang University in 2010. He is currently an associate professor and a M.Sc. supervisor at Liaoning Technical University. His main research interests include bidirectional converter topology and control technology.



管晨宇, 2024年于沈阳工学院获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。

E-mail: 1304745824@qq.com

Zan Chenyu received his B.Sc. degree from Shenyang Institute of Technology in 2024. He is currently a master's candidate at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.



王涛, 2022年于鄂尔多斯应用技术学院获得学士学位, 2025年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现工作于内蒙古能源集团电力工程技术研究院, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。

E-mail: 1981057680@qq.com

Wang Tao received his B.Sc. degree from Ordos Institute of Technology in 2022, and M.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2025. He is currently employed at Power Engineering Technology Institute, Inner Mongolia Energy Power Generation Investment. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.