

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240690

双有源桥变换器的新型双重移相电流应力优化控制策略

刘春喜, 王涛, 田迎澳

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要: 针对双有源桥变换器双重移相控制时输入输出电压调节比不匹配时的电流应力过高问题, 提出一种新型双重移相调制下的电流应力分段优化控制策略, 通过降低电感电压的方式来降低电流应力, 从而提高系统效率。首先分析了新型双重移相调制的工作原理, 验证了降低电感电压可以明显降低电流应力。然后考虑不同的传输功率和电压调节比, 对相应工作区间的电流应力进行分段优化, 推导出最小电流应力下的最优移相组合, 并结合电流应力分段优化设计了闭环控制策略。最后搭建了双有源桥变换器实验样机, 并进行了实验验证。实验结果表明, 与其他优化控制相比, 所提控制策略在低到中功率范围电流应力和回流功率更小, 负载突变时的动态响应速度更快。
关键词: 双有源桥变换器; 双重移相; 电流应力; 回流功率

A novel dual-phase-shift current stress optimization control strategy for dual-active-bridge converters

LIU Chunxi, WANG Tao, TIAN Ying'ao

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: To address the issue of excessive current stress in dual-active-bridge (DAB) converters caused by mismatched input-output voltage regulation ratios in the dual-phase-shift (DPS) control, a novel segmented current stress optimization control strategy under DPS modulation is proposed. The strategy reduces current stress by lowering the inductive voltage, thereby improving system efficiency. First, the working principle of the novel DPS modulation is analyzed, verifying that reducing the inductive voltage can significantly reduce current stress. Then, considering different transmission power levels and voltage regulation ratios, the current stress in the corresponding operating ranges is optimized in segments. The optimal phase shift ratio combination under the minimum current stress is derived, and a closed-loop control strategy is designed based on the segmented optimization of current stress. Finally, a prototype of the DAB converter is built, and experimental validation is carried out. The results indicate that, compared to other optimized control methods, the proposed control strategy achieves lower current stress and backflow power in the low-to-medium power range, and provides faster dynamic response during load transients.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52177047).

Key words: dual active bridge converter; dual phase shift; current stress; backflow power

0 引言

双有源桥(dual-active-bridge, DAB)变换器具有双向功率传输、电气隔离和结构对称等优点^[1-3], 在直流微电网^[4]、固态变压器^[5]、可再生能源系统^[6]、电动汽车^[7]等场合的应用越来越多。

DAB 变换器使用单移相调制^[8-10]时, 实现简单, 动态响应快, 但变压器两端电压不匹配时会出现较

大的电流应力和回流功率^[11], 严重影响传输效率和使用寿命。为了解决这一问题, 学者们提出增加控制自由度来提升变换器效率。文献[12]采用扩展移相调制来减小电流应力和回流功率, 提高了变换器效率。文献[13-14]在扩展移相调制基础上采用双重移相(dual-phase-shift, DPS)调制, 通过在副边侧增加桥内移相, 增大了系统的传输功率和软开关范围。文献[15-16]提出了 DPS 调制时回流功率的优化策略, 但仅考虑了优化回流功率最小值, 电流应力仍然较大, 效率提升不明显。文献[17]分析了 DPS 调制在不同电压调节比下的电流应力变化情况, 提出

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52177047); 国家自然科学基金面上项目资助(52477191)

了全局电流应力优化策略。文献[18]分析推导了 DPS 所有工作模式下最小电流应力的条件, 提出最优电流控制。文献[19]提出了单一模态的最小电流应力分段优化和最小回流功率分段优化。文献[20]根据 DPS 的传输功率曲线, 设计最小回流功率优化路径, 实现了全工作模态、全功率范围的最小回流功率优化。文献[21]提出改变 DPS 内外移相约束的新型 DPS 调制策略来降低电流应力, 同时回流功率也减小。文献[22]提出双内移相 DPS 控制策略, 在轻载情况下电流应力显著降低, 虽然功率反向传输范围增加, 但最大功率减小。

电感电流应力直接影响变换器的通态损耗, 特别是变压器两端电压不匹配, 电流应力更大, 通态损耗增加, 传输效率会更低, 因此, 本文提出一种基于降低电感电压的新型双重移相(novel dual-phase-shift, NDPS)调制方式下的电流应力分段优化控制策略。该控制策略通过分析 NDPS 传输功率特性, 选择高效率工作区间, 分析其电流应力特性, 然后进行分段优化, 获得了 NDPS 全功率范围内的最优移相比和电流应力最小值。

1 双有源桥变换器结构特性

DAB 变换器的拓扑结构如图 1 所示, 其主要由对称的原副边 H 桥、高频变压器和电感 L 组成。

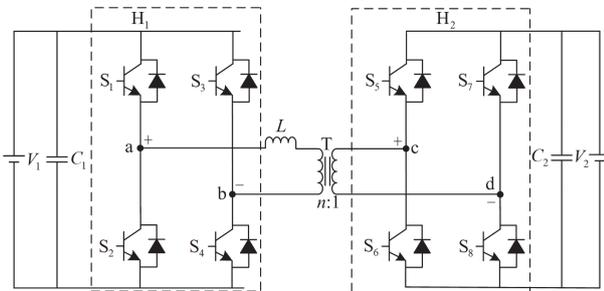


图 1 双有源桥变换器拓扑

Fig. 1 Dual active bridge converter topology

图 1 中: V_1 和 V_2 分别为变换器的输入和输出电压; C_1 和 C_2 分别为输入端和输出端的电容; u_{ab} 和 u_{cd} 分别为 H_1 、 H_2 全桥的中点电压; 电感 L 用于传输变换器两端能量; S_1 — S_4 、 S_5 — S_8 分别为原边侧和副边侧全桥开关管; n 为高频变压器变比。

1.1 双有源桥变换器 NDPS 调制原理

传统 DPS 调制原理波形如图 2 所示, D_1 为 H_1 桥内移相比, D_3 为 H_2 桥内移相比, $D_1 = D_3$, D_2 为两桥之间的外移相比, T_{hs} 为半个开关周期。在 $t_1 \sim t_2$ 时段内电感电压 u_L 达到最大, 电感电流 i_L 变化滞

后, 其峰值出现在 t_4 时刻。电感电流峰值决定电流应力的, 且电感电流峰值的大小受电感电压大小以及作用时间的影响。降低电感电压或缩短其作用时间可以减小电感电流峰值。传统 DPS 调制下工作模式 1、2 分别如图 2(a)和图 2(b)所示, 模式 2 的电感电压比模式 1 小, 并且模式 2 的电感电压最大值的作用在 $t_2 \sim t_3$ 时段。在不增加控制自由度的情况下, 改变传统 DPS 内外移相约束条件, 令原边侧内移相 D_1 为第一个控制自由度, 原副边桥间外移相 D_2 与副边侧内移相 D_3 为第二个控制自由度 D_0 ($D_2 < D_1$)。在图 2(b)中 $t_2 \sim t_3$ 时段电感电压峰值较高的基础上, 再缩短其作用时间, 可使电感电流峰值减小。

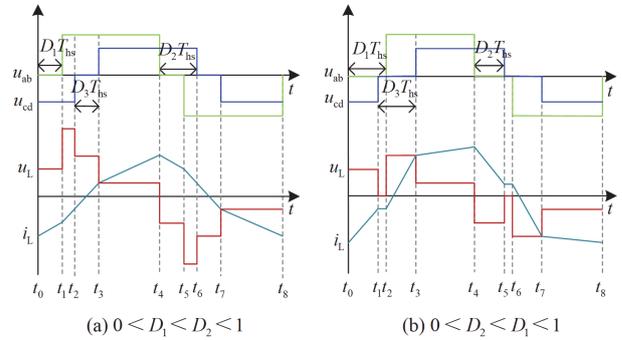


图 2 传统 DPS 调制原理波形

Fig. 2 Conventional DPS modulation principle waveform

根据移相比 D_1 、 D_0 的大小, NDPS 调制的工作区间分为 6 个, 见表 1, 比 DPS 调制新增 2 个工作区间, 控制更加灵活。

表 1 NDPS 工作区间

Table 1 NDPS operating ranges

工作区间	约束条件
a	$D_1 \leq D_0$ 且 $D_0 \leq 0.5$
b	$D_1 \leq D_0$ 且 $D_0 \geq 0.5$, $D_1 + 1 > 2D_0$
c	$D_1 \leq D_0$ 且 $D_1 + 1 < 2D_0$
d	$D_0 < D_1 \leq 2D_0$ 且 $D_0 \leq 0.5$
e	$D_0 < D_1 \leq 2D_0$ 且 $D_0 > 0.5$
f	$2D_0 < D_1$

变换器工作在区间 d 的 NDPS 调制原理波形如图 3 所示, $T_{hs} = 2f_s$, f_s 为开关频率; $t_0 = 0$, $t_1 = D_0 T_{hs}$, $t_2 = D_0 T_{hs}$, $t_3 = 2D_0 T_{hs}$, $t_4 = T_{hs}$, 定义电压调节比 $k = V_1 / (nV_2)$, $k \geq 1$, S_1 、 S_4 、 S_5 、 S_8 表示相应开关管的状态。根据伏秒平衡可知, $i_L(t_4) = -i_L(t_0)$ 。

由图 3 可知, u_L 和 i_L 在不同时间段的关系如式

(1)所示。

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L}{L} = \frac{u_{ab} - nu_{cd}}{L} \quad (1)$$

结合图 3 和式(1), 并根据电感电流半周期对称性可得, 前半个开关周期的电感电流表达式如式(2)所示。

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [k(1-D_1) + 3D_0 - 1] \\ i_L(t_2) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [k(1-D_1) + D_0 - 1] \\ i_L(t_3) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [k(1+D_1 - 4D_0) + D_0 - 1] \end{cases} \quad (2)$$

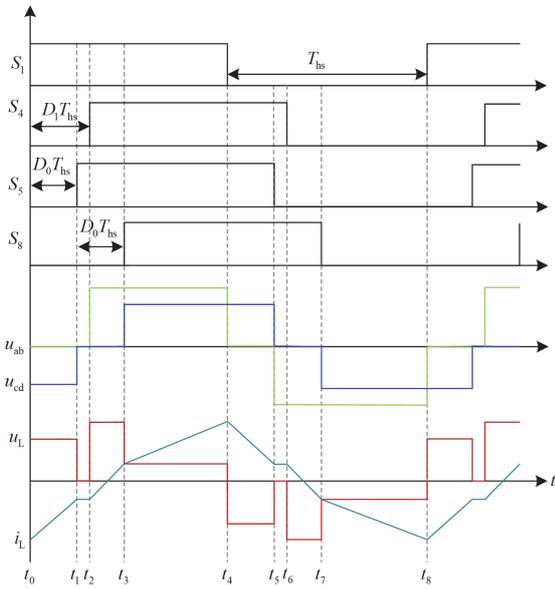


图 3 NDPS 调制原理波形

Fig. 3 NDPS modulation principle waveform

1.2 NDPS 调制的传输功率和电流应力特性

DAB 变换器 NDPS 调制方式下的传输功率标幺值 p 通用形式为

$$p = \frac{1}{P_N T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} u_{ab} i_L(t) dt \quad (3)$$

式中, P_N 为 DAB 变换器传统单移相调制方式下的最大传输功率, 计算如式(4)所示。

$$P_N = \frac{nV_1 V_2}{8f_s L} \quad (4)$$

则 DAB 变换器在 NDPS 调制方式下工作区间 d 的传输功率标幺值 p 表达式为

$$p = 2[D_0(3 + D_1 - 4D_0) - D_1] \quad (5)$$

DAB 变换器 NDPS 调制方式下的电流应力 $I_{L \max}$ 表达式为

$$I_{L \max} = |i_L(t_0)| = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(1-D_1) + 3D_0 - 1] \quad (6)$$

在 NDPS 调制方式下, DAB 变换器的电流应力标幺值 $i_{L \max}$ 表达式为

$$i_{L \max} = \frac{I_{L \max}}{I_N} = 2[k(1-D_1) + 3D_0 - 1] \quad (7)$$

式中, I_N 为基准值, 是单移相调制方式下的最大传输功率所对应的输入电流, 其表达式为

$$I_N = \frac{P_N}{V_1} = \frac{nV_2}{8f_s L} \quad (8)$$

根据上述分析, 同理可得其他工作区间的传输功率标幺值表达式和电流应力标幺值表达式, 分别如表 2 和表 3 所示。

表 2 NDPS 传输功率

Table 2 NDPS transmission power	
工作区间	传输功率标幺值 p
a	$2[D_1(3D_0 - D_1 - 1) - D_0(5D_0 - 3)]$
b	$2[D_1(3D_0 - D_1 - 1) - D_0(D_0 + 1) + 1]$
c	$2(1 - D_0)(D_1 - 3D_0 + 2)$
d	$2[D_1(D_0 - 1) + D_0(3 - 4D_0)]$
e	$2(1 - D_1)(1 - D_0)$
f	$2(1 - D_1)(3D_0 - D_1)$

表 3 NDPS 电流应力

Table 3 NDPS current stress	
限定条件	电流应力标幺值 $i_{L \max}$
$D_0 \leq 0.5$	$2[k(1 - D_1) + 3D_0 - 1]$
$D_0 > 0.5$	$2[k(1 - D_1) - D_0 + 1]$

根据表 2 可以得到 DAB 变换器 NDPS 调制方式下的传输功率变化曲线和传输功率等高线, 分别如图 4 和图 5 所示。由图 4 可知, 传输功率最大区域在工作区间 a, 功率传输范围为 $[0, 0.9] P_N$; DAB

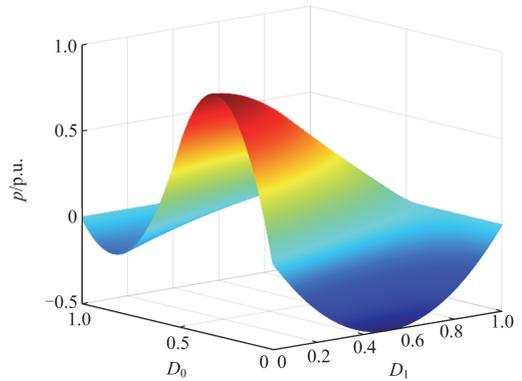


图 4 传输功率变化曲线

Fig. 4 Transmission power variation curve

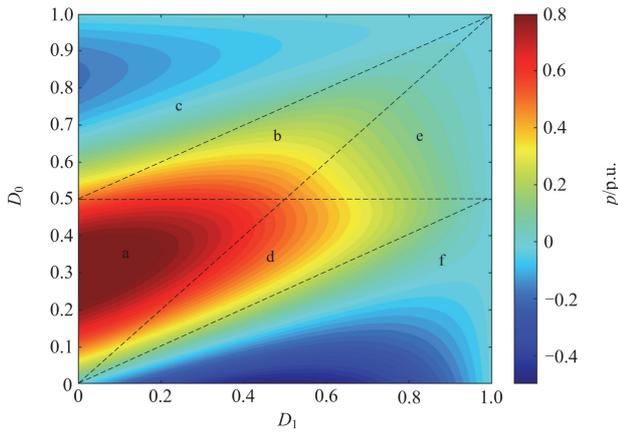


图5 传输功率等高线图

Fig. 5 Contour map of transmission power

变换器在工作区间 c、f, 能够实现功率的反向传输, 应用更灵活。

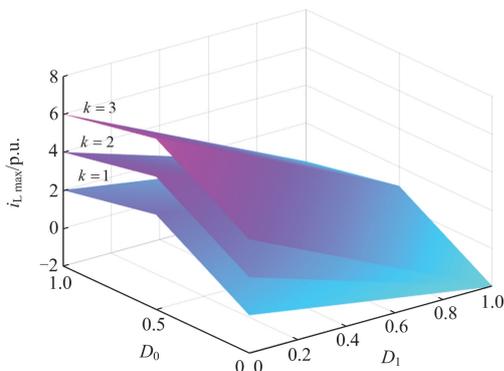
如果原边全桥电压 u_{ab} 与电感电流 i_L 方向相反, 功率回流至输入侧, 这部分功率称为回流功率。根据 NDPS 的功率传输特性, 结合 NDPS 调制原理波形图, 可得各区间的回流功率特性表达式, 如表 4 所示。

表4 NDPS 回流功率

Table 4 NDPS backflow power

工作区间	回流功率标幺值 q
a、b	$\frac{[k(1-D_1)+3D_0-2D_1-1]^2}{2(k+1)}$
c	$\frac{[k(1-D_1)+1-D_0]^2}{2k}$
d、e	$\frac{[k(1-D_1)-(1-D_0)]^2}{2k}$
f	$\frac{[k(1-D_1)-(3D_0-2D_1+1)]^2}{2k}$

在不同电压调节比 k 下, NDPS 电流应力标幺值 $i_{L,max}$ 随着内外移相比 D_1 、 D_0 变化的三维图如图 6 所示。

图6 不同 k 下 NDPS 电流应力对比Fig. 6 Comparison of NDPS current stress at different k

由图 6 可得, 不同 k 下 NDPS 电流应力以 $D_0 = 0.5$ 为对称轴, 向两侧线性减小。当移相比 D_1 、 D_0 一定时, $i_{L,max}$ 随 k 的增大而增大。而且传输功率和电流应力随 D_1 的增大而减小。所以为了提高变换器的工作效率, 要在电压调节比 $k \geq 1$ 情况下, 选择合适的移相比组合。根据传输功率等高线图和电流应力与内移相比 D_1 变化趋势, 为了达到高传输功率和低电流应力的目的, 选择在功率正向传输工况下的工作区间 a、d 进行分析。

2 电流应力分段优化控制

以工作区间 d 的电流应力最优点的求解为例, 阐述电流应力分段优化控制的求解过程。

2.1 中低功率分段优化

根据式(5)得到 D_1 关于 D_0 的表达式, 如式(9)所示。

$$D_1 = \frac{p + 8D_0^2 - 6D_0}{2(D_0 - 1)} \quad (9)$$

将式(9)代入电流应力标幺值 $i_{L,max}$ 表达式(7)中, 得到优化目标关于 D_0 的表达式, 如式(10)所示。

$$i_{L,max} = -2 + 6D_0 + 2k - \frac{k(-6D_0 + 8D_0^2 + p)}{D_0 - 1} \quad (10)$$

将式(10)作为目标函数, 令 $i_{L,min}$ 为最优移相比下的电流应力最优值, 对式(10)求偏导, 当 $\partial i_L / \partial D_0 = 0$ 时, 解得 D_0 的最优解 $D_{0,min}$ 。

$$D_{0,min} = 1 - \frac{k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3+4k)(2+p)}} \quad (11)$$

可以确定移相比的关系, 如式(12)所示。

$$\begin{cases} \frac{\partial i_L}{\partial D_0} < 0, 0 < D_1 < D_{0,min} \\ \frac{\partial i_L}{\partial D_0} > 0, D_{0,min} < D_1 < D_0 \end{cases} \quad (12)$$

把式(11)代入式(9), 得 D_1 的最优解 $D_{1,min}$, 如式(13)所示。

$$D_{1,min} = \frac{6+3p-8k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k-3)(2+p)}} + 5 \quad (13)$$

对 $D_{0,min}$ 和 $D_{1,min}$ 按工作区间 d 的约束条件 $0 \leq D_0 \leq D_1 \leq 1$ (其中 $D_0 \leq 0.5$) 进行校验, 可构造函数 $f(k, p)$ 为

$$f(k, p) = (-49p^2 - 68p + 60)k^2 + (42p^2 + 72p - 24)k - (9p^2 + 36p + 36) \geq 0 \quad (14)$$

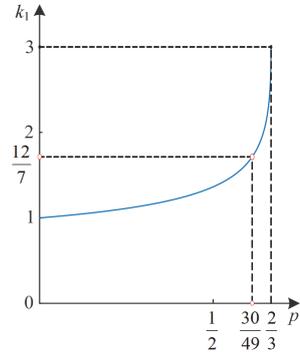
求解式(14), 从而得到二次项系数 a 和判别式 Δ 为

$$\begin{cases} a = -49p^2 - 68p + 60 \\ \Delta = -1152(3p^3 + 10p^2 + 4p - 8) \end{cases} \quad (15)$$

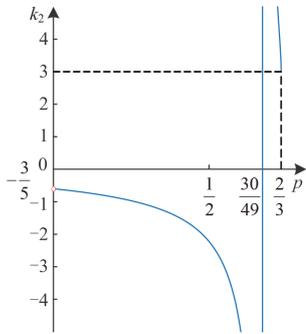
1) $a > 0$ 和 $\Delta > 0$, 即 $0 \leq p < \frac{30}{49}$, 对 $f(k, p) = 0$ 求解 k , 可得

$$\begin{cases} k_1 = \frac{3(7p - 2 - 4\sqrt{4 - 6p})}{49p - 30} \\ k_2 = \frac{3(7p - 2 + 4\sqrt{4 - 6p})}{49p - 30} \end{cases} \quad (16)$$

式中, k_1 、 k_2 是 k 的分段点。用图像分析 k_1 和 k_2 随 p 的变化趋势, 如图 7 所示。



(a) k_1 随 p 的变化趋势图



(b) k_2 随 p 的变化趋势图

图 7 不同 k 随 p 的变化趋势

Fig. 7 Variation trend of different k with p

当 $0 \leq p < \frac{30}{49}$ 时, 由图 7 可知, $1 \leq k_1 < \frac{12}{7}$,

$k_2 \leq -\frac{3}{5}$ 且 $k_2 < k_1$ 。

(1) 故当 $1 \leq k \leq k_1$ 时, $f(k, p) \leq 0$, 取 $D_1 = D_0$, 将其代入式(5)可得

$$D_1 = D_0 = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 6p}}{6} \quad (17)$$

将 $D_0 = D_1$ 代入式(7), 获得 $i_{L \max}$ 表达式为

$$i_{L \max} = 2[k - 1 + (3 - k)D_1] \quad (18)$$

由式(18)可知, $D_1 = D_0 = \frac{2 - \sqrt{4 - 6p}}{6}$, 电流应力达到最小值 $i_{L \min}$, 式(18)改写为

$$i_{L \min} = 2[k - 1 + (3 - k)\frac{2 - \sqrt{4 - 6p}}{6}] \quad (19)$$

(2) 当 $k_1 < k$ 时, $f(k, p) > 0$ 此时最优移相比为

$$\begin{cases} D_{1 \min} = \frac{6 + 3p - 8k(2 + p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k - 3)(2 + p)}} + 5 \\ D_{0 \min} = 1 - \frac{k(2 + p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3 + 4k)(2 + p)}} \end{cases} \quad (20)$$

此时最小电流应力 $i_{L \min}$ 表达式为

$$i_{L \min} = 4 - 8k + 2\sqrt{2}\sqrt{k(4k - 3)(p + 2)} \quad (21)$$

2) $a \leq 0$ 和 $\Delta \geq 0$, 即 $\frac{30}{49} \leq p \leq \frac{2}{3}$, 由图 7 可

知, 此时 $\frac{12}{7} < k_1 \leq 3$, $k_2 \geq 3$ 且 $k_1 \leq k_2$ 。

(1) 当 $k_1 < k < k_2$ 时 $f(k, p) > 0$, 此时最优移相比为

$$\begin{cases} D_{1 \min} = \frac{6 + 3p - 8k(2 + p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k - 3)(2 + p)}} + 5 \\ D_{0 \min} = 1 - \frac{k(2 + p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3 + 4k)(2 + p)}} \end{cases} \quad (22)$$

此时最小电流应力 $i_{L \min}$ 表达式为

$$i_{L \min} = 4 - 8k + 2\sqrt{2}\sqrt{k(4k - 3)(p + 2)} \quad (23)$$

(2) 当 $\frac{12}{7} < k \leq k_1$ 时 $f(k, p) \leq 0$, 取 $D_1 = D_0 =$

$\frac{2 \pm \sqrt{4 - 6p}}{6}$, 又由式(18)可知, $D_1 = D_0 =$

$\frac{2 - \sqrt{4 - 6p}}{6}$, 电流应力达到最小, 其表达式为

$$i_{L \min} = 2[k - 1 + (3 - k)\frac{(2 - \sqrt{4 - 6p})}{6}] \quad (24)$$

在 $3 \leq k_2 \leq k$ 时 $f(k, p) \leq 0$, 同理可得 $D_1 =$

$D_0 = \frac{2 + \sqrt{4 - 6p}}{6}$, 电流应力达到最小, 其表达式为

$$i_{L \min} = 2[k - 1 + (3 - k)\frac{(2 + \sqrt{4 - 6p})}{6}] \quad (25)$$

3) 当 $a < 0$ 和 $\Delta < 0$ 、 $a > 0$ 和 $\Delta < 0$ 时, 经过分析, 最优移相比无解。

2.2 高功率分段优化

的最优移相比和最小电流应力, 如式(26)所示。

根据 2.1 节区间 d 的求解过程, 同理可得区间 a

$$\left\{ \begin{array}{l} D_{1\min-} = \frac{1}{44} \left(-4 + 11\sqrt{2} \sqrt{\frac{k^2(10-11p)}{9+k(-9+5k)}} - \frac{9\sqrt{2}\sqrt{(-2+k)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \\ D_{0\min-} = \frac{3}{22} \left(2 - \frac{\sqrt{2}\sqrt{(k-2)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \\ i_{L\min1} = -2 + \frac{1}{2}k \left(6 - \sqrt{2} \sqrt{\frac{k^2(10-11p)}{9+k(-9+5k)}} \right) - \\ \frac{9}{22}(k-2) \left(2 - \frac{\sqrt{2}\sqrt{(k-2)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \\ D_{1\min+} = \frac{1}{44} \left(-4 + 11\sqrt{2} \sqrt{\frac{k^2(10-11p)}{9+k(-9+5k)}} + \frac{9\sqrt{2}\sqrt{(k-2)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \\ D_{0\min+} = \frac{3}{22} \left(2 + \frac{\sqrt{2}\sqrt{(k-2)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \\ i_{L\min2} = -2 + \frac{1}{2}k \left(6 - \sqrt{2} \sqrt{\frac{k^2(10-11p)}{9+k(-9+5k)}} \right) + \\ \frac{9}{22}(k-2) \left(2 + \frac{\sqrt{2}\sqrt{(k-2)^2(9+k(-9+5k))(10-11p)}}{9+k(-9+5k)} \right) \end{array} \right. \quad (26)$$

由式(26)可知, 当 $k < 2$ 时, $i_{L\min1} < i_{L\min2}$; 当 $k > 2$ 时, $i_{L\min1} > i_{L\min2}$ 。工作区间 d 和工作区间 a 优化后的电流应力变化趋势如图 8 所示。由图 8 可知, 在 $0 \leq p \leq \frac{2}{3}$ 范围, 任意 $k \geq 1$, 工作区间 d 的

电流应力 i_{Ld} 最小。

对于工作区间 a 的最优移相比 $D_{0\min+}$ 和 $D_{1\min+}$ 要满足约束条件 $0 < D_1 \leq D_0 \leq 0.5$, 在 $0 \leq p < \frac{2}{3}$ 范围内 p 严重影响 k 的取值, 分段优化困难, 而当 $\frac{2}{3} \leq p \leq 0.9$, 对任意 k 都满足 $k \geq 1$ 。因此本文在 $0 \leq p < \frac{2}{3}$ 范围内采用电流应力值最小的工作区间 d, 而 $\frac{2}{3} \leq p \leq 0.9$ 采用工作区间 a 电流应力最小值, 当 $k < 2$, $i_{L\min} = i_{L\min1}$, 当 $k > 2$, $i_{L\min} = i_{L\min2}$ 。

结合 1.2 节 DAB 变换器传功率特性的分析和本节全功率电流应力分段优化控制的求解, 获得变换器在不同传输功率范围、电压调节比 k 下的最优移相比和电流应力最优点, 将其分别列于表 5 和表 6。

为了突出 NDPS 优化电流应力的优势, 与文献 [19] 的优化 DPS 控制策略进行对比, 绘制电流应力对比三维图, 如图 9 所示。图 9 中 NDPS 电流应力值

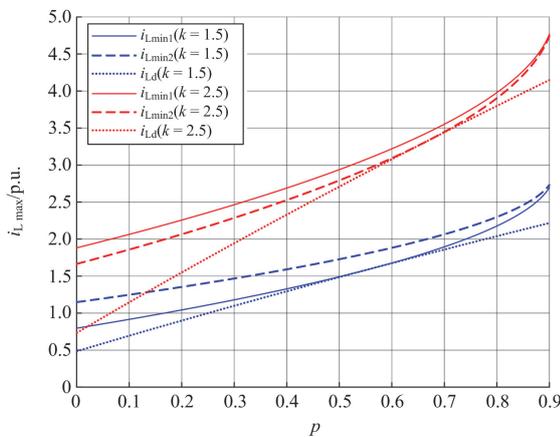


图 8 电流应力对比

Fig. 8 Comparison of current stress

在中低功率段明显小于传统 DPS 电流应力值；在高功率段 NDPS 和传统 DPS 电流应力值近似相同。总

体来说, NDPS 电流应力分段优化控制下的 DAB 变换器电流应力更小, 效率更高。

表 5 NDPS 下最优移相比

Table 5 Optimal phase shift ratio under NDPS

p	k	D_1	D_0
$\left[0, \frac{30}{49}\right)$	$1 \leq k < \frac{3(7p-2-4\sqrt{4-6p})}{49p-30}$	$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$	$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$
	$k > \frac{3(7p-2-4\sqrt{4-6p})}{49p-30}$	$\frac{6+3p-8k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k-3)(2+p)}} + 5$	$1 - \frac{k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3+4k)(2+p)}}$
$\left[\frac{30}{49}, \frac{2}{3}\right)$	$\frac{3(7p-2-4\sqrt{4-6p})}{49p-30} < k < \frac{3(7p-2+4\sqrt{4-6p})}{49p-30}$	$\frac{6+3p-8k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k-3)(2+p)}} + 5$	$1 - \frac{k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3+4k)(2+p)}}$
	$\frac{12}{7} < k \leq k_1$	$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$	$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$
	$3 \leq k_2 \leq k$	$\frac{2+\sqrt{4-6p}}{6}$	$\frac{2+\sqrt{4-6p}}{6}$
$\left[\frac{2}{3}, \frac{9}{10}\right]$	$1 \leq k < 2$	$D_{1\min-}$	$D_{0\min-}$
	$k > 2$	$D_{1\min+}$	$D_{0\min+}$

表 6 NDPS 下最小电流应力值

Table 6 Minimum current stress values under NDPS

D_1	D_0	$i_{L\min}$
$\frac{6+3p-8k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(4k-3)(2+p)}} + 5$	$1 - \frac{k(2+p)}{\sqrt{2}\sqrt{k(-3+4k)(2+p)}}$	$i_{L\min} = 4 - 8k + 2\sqrt{2}\sqrt{k(4k-3)(p+2)}$
$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$	$\frac{2-\sqrt{4-6p}}{6}$	$i_{L\min} = 2 \left[k - 1 + (3-k) \frac{(2-\sqrt{4-6p})}{6} \right]$
$\frac{2+\sqrt{4-6p}}{6}$	$\frac{2+\sqrt{4-6p}}{6}$	$i_{L\min} = 2 \left[k - 1 + (3-k) \frac{(2+\sqrt{4-6p})}{6} \right]$
$D_{1\min-}$	$D_{0\min-}$	$i_{L\min 1}$
$D_{1\min+}$	$D_{0\min+}$	$i_{L\min 2}$

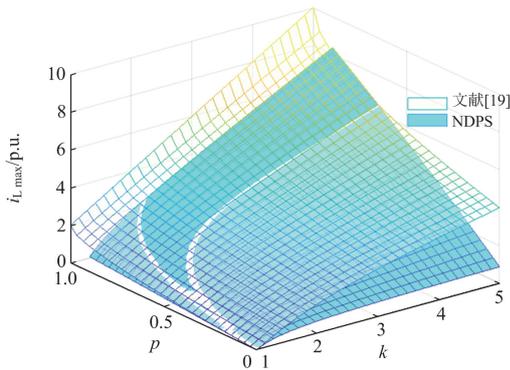


图 9 两种优化策略电流应力对比

Fig. 9 Comparison of current stress for two optimization strategies

3 电流应力分段优化控制结构

图 1 中, 当 DAB 变换器输出接负载 R_L 时传输功率标么值为

$$p = \frac{V_2 I_2}{P_N} = \frac{8 I_2 f_s L}{n V_1} \quad (27)$$

根据第 2 节提出的电流应力分段优化控制策略, 建立了 DAB 变换器的闭环结构如图 10 所示。根据表 5 和表 6 计算最优移相比参考值 D_1^* 、 D_0^* , 为避免分段优化的计算延时影响动态响应, 先采用快速环初始控制, 再通过慢速环优化, 生成最优移相比 $D_{1\min}$ 、 $D_{0\min}$ 。

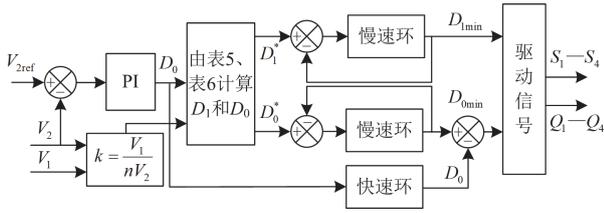


图 10 电流应力分段优化控制结构

Fig. 10 Segmented optimization control structure for current stress

4 实验分析

基于 DAB 变换器实验样机, 如图 11 所示, 验证本文所提优化控制方案的正确性和有效性。具体电路参数如表 7 所示。

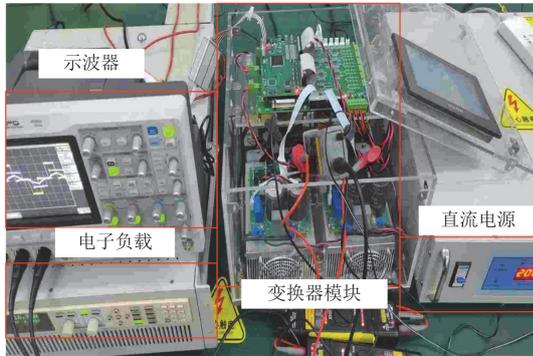


图 11 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype

表 7 电路参数

Table 7 Circuit parameters

参数	数值
输入电压 V_1/V	200
输出电压 V_2/V	80
变压器变比 n	1
开关频率 f_s/kHz	10
电感 $L/\mu H$	80
电压调节比 k	2.5

在全功率范围内比较本文所提的优化控制方案与传统 DPS 控制、文献[19]所提优化 DPS 控制策略下的电流应力和回流功率大小。

4.1 低功率段的电流应力验证

当传输功率标幺值 $p = 0.4 \text{ p.u.}$, 传统 DPS 控制、优化 DPS 控制和 NDPS 电流应力分段优化控制的实验参数如表 8 所示。

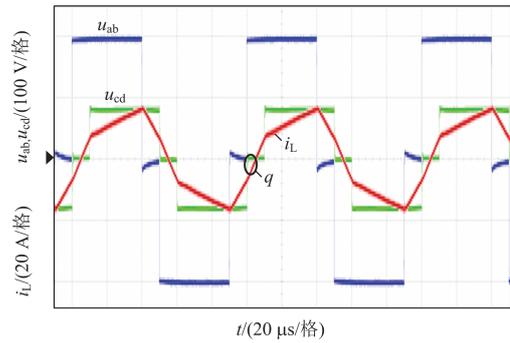
低功率段 3 种控制策略的实验波形如图 12 所示。可知在低功率段 NDPS 电流应力分段优化控制下的电流应力标幺值 i_{Lmax} 和回流功率标幺值 q 分别为 2.33 p.u. 、 0.045 p.u. , 优化 DPS 控制方法的电流应力

标幺值和回流功率标幺值分别为 3.123 p.u. 、 0.25 p.u. 。

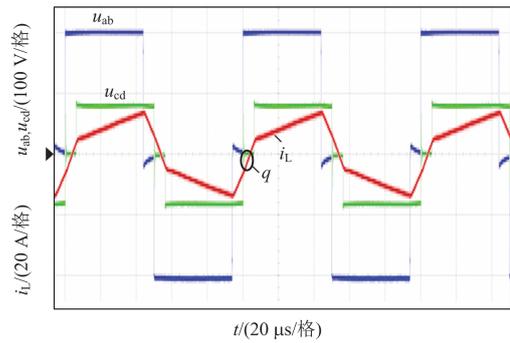
表 8 实验参数

Table 8 Experimental parameters

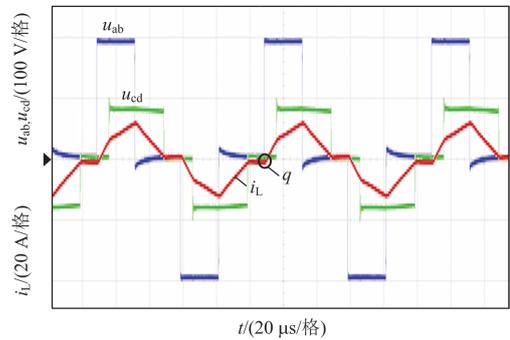
参数	控制方法		
	传统 DPS	优化 DPS	NDPS 电流应力分段优化
D_1	0.2	0.123	0.548
D_0	0.2	0.123	0.345
$i_{Lmax}/\text{p.u.}$	3.2	3.123	2.33
$q/\text{p.u.}$	0.21	0.25	0.045
效率/%	75.74	76.83	85.96



(a) 传统DPS控制



(b) 优化DPS控制



(c) NDPS电流应力分段优化控制

图 12 低功率段 3 种控制策略的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of three control strategies in the low power range

实验数据表明 NDPS 电流应力分段优化控制策略电流应力降低了 25%，回流功率降低了 82%。可见，本文提出的 NDPS 电流应力分段优化控制策略使得电流应力和回流功率都达到最小，方法更有效，效率更高。

4.2 中功率段的电流应力验证

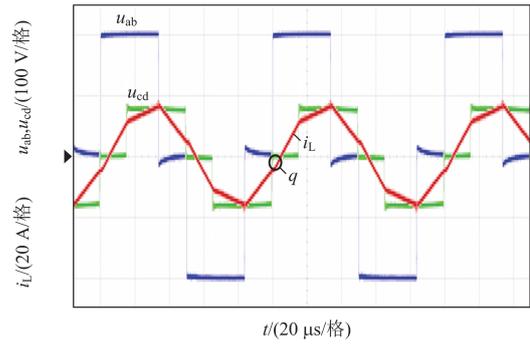
当传输功率标么值 $p = 0.64$ p.u.，传统 DPS 控制、优化 DPS 控制和 NDPS 电流应力分段优化控制的实验参数如表 9 所示。

表 9 实验参数

Table 9 Experimental parameters

参数	控制方法		
	传统 DPS	优化 DPS	NDPS 电流应力分段优化
D_1	0.25	0.267	0.331
D_0	0.26	0.267	0.313
$i_{L,max}/p.u.$	3.29	3.267	3.223
$q/p.u.$	0.19	0.17	0.15
效率/%	75.47	76.79	81.90

图 13 为 3 种控制策略的中功率段实验波形。由图 13 可知，在中功率段 NDPS 电流应力分段优化控制的电流应力标么值和回流功率标么值分别为 3.223 p.u.、0.15 p.u.，优化 DPS 控制下电流应力标么值和回流功率标么值分别为 3.267 p.u.、0.17 p.u.，NDPS 电流应力分段优化控制下电流应力降低了



(c) NDPS 电流应力分段优化控制

图 13 中功率段 3 种控制策略的实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of three control strategies in the middle power range

1.3%，回流功率降低了 11.8%。可见 NDPS 电流应力分段优化控制策略使得电流应力和回流功率都达到最小，优化效果依然明显。

4.3 高功率段的电流应力验证

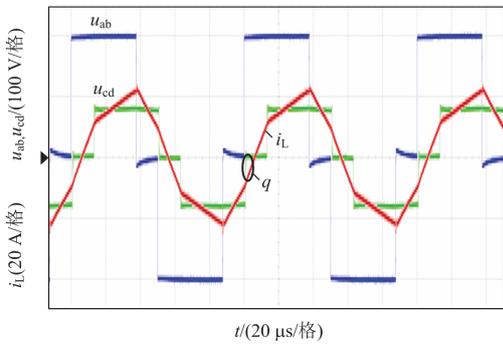
当传输功率标么值 $p = 0.8$ p.u.，传统 DPS 控制、优化 DPS 控制和 NDPS 电流应力分段优化控制的实验参数如表 10 所示。

表 10 实验参数

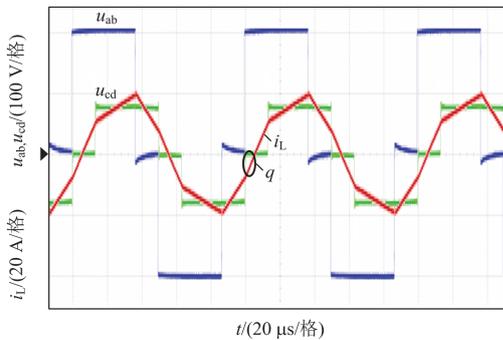
Table 10 Experimental parameters

参数	控制方法		
	传统 DPS	优化 DPS	NDPS 电流应力分段优化
D_1	0.2	0.23	0.177
D_0	0.3	0.347	0.298
$i_{L,max}/p.u.$	3.6	3.698	3.7
$q/p.u.$	0.28	0.275	0.364
效率/%	77.49	76.83	75.67

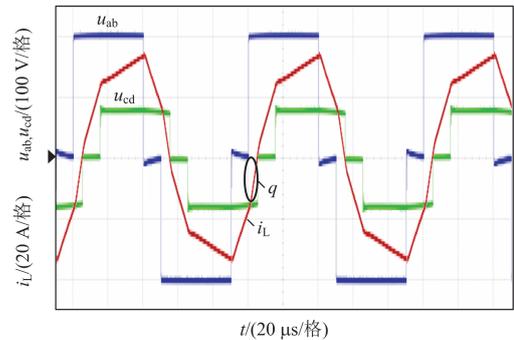
图 14 为 3 种控制策略的高功率段实验波形。由图 14 可知，在高功率段 NDPS 电流应力分段优化控制的电流应力标么值和回流功率标么值分别为 3.7 p.u.、0.364 p.u.，优化 DPS 控制策略的电流应力标么值和回流功率标么值分别为 3.698 p.u.、0.275 p.u.，NDPS 电



(a) 传统DPS控制



(b) 优化DPS控制



(a) 传统DPS控制

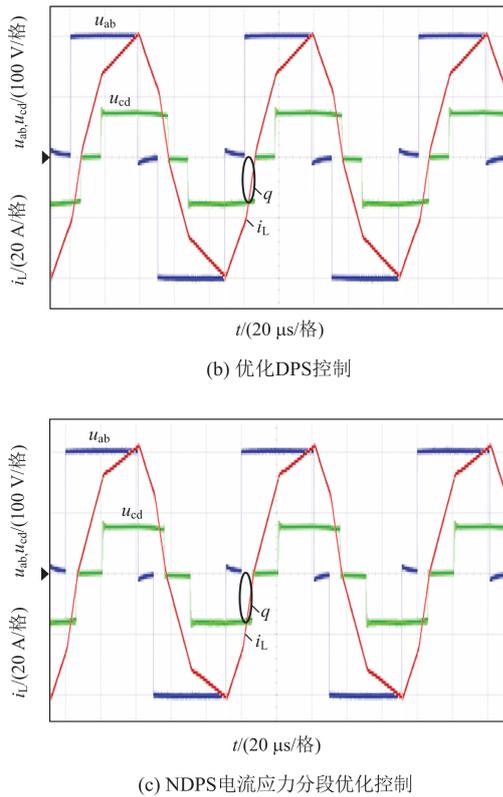


图 14 高功率段 3 种控制策略的实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms of three control strategies in high power range

流应力分段优化控制策略和优化 DPS 控制策略电流应力近似相等。在高功率段, 随着负载的增大, 两种方法的电流应力优化效果不明显。

由以上实验分析可得, NDPS 电流应力分段优化控制策略在中低功率段优化电流应力和回流功率效果很明显, 有效提升了 DAB 变换器的效率。

4.4 动态性能验证

为了验证本文所提控制策略的动态性能优化效果, 将传统 DPS 控制与 NDPS 电流应力分段优化控制进行对比分析。当 DAB 变换器工作模式切换时, 从低功率切换至高功率, 负载 R_L 初始值 16 \$\Omega\$ 突变至 8 \$\Omega\$, 传输功率标幺值 p 由 0.4 p.u. 变为 0.64 p.u., 此时输入电压 $V_1 = 200$ V、输出电压 $V_2 = 80$ V, 即 $k = 2.5$, 传统 DPS 控制与 NDPS 电流应力分段优化控制动态性能实验波形分别如图 15(a)和图 15(b)所示。

由图 15 可知, 传统 DPS 控制输出电压跌落 15 V, 调节时间为 42 ms, 而 NDPS 电流应力分段优化控制的输出电压跌落 8 V, 调节时间为 16 ms。与传统 DPS 控制相比, 输出电压波动和调节时间明显改善, 并且大幅减小了电流应力。因此所提控制

策略同时提高了动态响应速度。

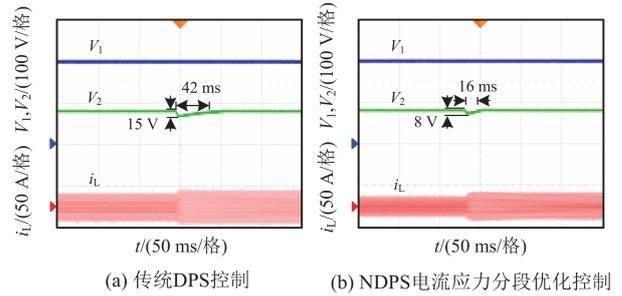


图 15 工作模式切换时的实验波形

Fig. 15 Experimental waveform during work mode switching

5 结论

本文针对 DAB 变换器存在电流应力和回流功率大的问题, 提出了一种 NDPS 电流应力分段优化控制策略, 所得结论如下所述。

1) NDPS 调制的电流应力在中低功率段明显低于传统双重移相调制。

2) NDPS 调制有正向和反向功率传输, 更好发挥了 DAB 变换器特性。

3) 与传统 DPS 控制和优化 DPS 控制策略相比, NDPS 电流应力分段优化控制策略在中低功率段电流应力和回流功率优化效果非常明显。DAB 变换器传输效率最高提高了 10%。

4) 在负载突变时, NDPS 电流应力分段优化控制策略动态响应速度比传统控制策略提高了约 60%, 输出电压基本保持稳定, 在提高变换器效率的同时动态性能优化效果良好。

参考文献

- [1] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [2] 张伟, 滕婕, 罗世刚, 等. 具备低电压穿越能力的自均压型混合直流变换器研究[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(2): 240-248.
ZHANG Wei, TENG Jie, LUO Shigang, et al. An adaptive-voltage-sharing hybrid DC-DC converter with low voltage ride-through capability[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(2): 240-248.
- [3] HOU N, LI Y. Overview and comparison of modulation and control strategies for non-resonant single-phase dual-active-bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 3148-3172.
- [4] 张哲, 杨晓平, 封磊, 等. 面向中压直流配电网的直流变压器设计与优化[J]. 高压电器, 2022, 58(11): 248-254.
ZHANG Zhe, YANG Xiaoping, FENG Lei, et al. Design and optimization of dc transformer for medium-voltage DC distribution network[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(11): 248-254.

- [5] ZHANG Z, SUN J, WANG P, et al. An improved DC bias elimination strategy with extended phase shift control for dual-active-bridge DC-DC[C]// 2019 Chinese Automation Congress, 2019, Hangzhou, China: 4274-4279.
- [6] YU J, LI Y, WAN J, et al. Tri-state modulation with operating losses minimization for a soft-switching bidirectional DC-DC converter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2024, 9(6): 58-70.
- [7] 袁洪涛, 徐潇源, 严正, 等. 电动汽车集中充换电设施规划和优化运行研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(19): 157-174.
- YUAN Hongtao, XU Xiaoyuan, YAN Zheng, et al. Review of centralized EV charging and battery swapping facility planning and optimal scheduling[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(19): 157-174.
- [8] KRISMER F, KOLAR J W. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2745-2760.
- [9] LI X, BHAT A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 850-862.
- [10] BAI H, NIE Z, MI C C. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6): 1444-1449.
- [11] 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 Haijun, ZHANG Jinsheng, XIAO Qunxing, 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.
- [12] ZHAO B. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [13] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1711-1727.
- [14] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.
- [15] HUA B, MI C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [16] 李善寿, 王浩, 叶伟, 等. 抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 14-23.
- LI Shanshou, WANG Hao, YE Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 14-23.
- [17] 曾进辉, 孙志峰, 雷敏, 等. 双重移相控制的双主动全桥变换器全局电流应力分析及优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2507-2518.
- ZENG Jinhui, SUN Zhifeng, LEI Min, et al. Global current stress analysis and optimal control strategy of dual-active full bridge converter based on dual phase shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2507-2518.
- [18] 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.
- [19] 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 Biaoguang, LI Jingzheng, DENG Xuzhe. 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.
- [20] 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 Qi, ZHANG Zeke, LIU Bin, 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.
- [21] 王仁龙, 李永建, 李珊瑚, 等. 双有源桥变换器电流应力优化的双重移相调制方式[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 35-44.
- WANG Renlong, LI Yongjian, LI Shanhu, et al. Improved dual phase-shift modulation mode based on current stress optimization of dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 35-44.
- [22] LIU X, ZHU Z Q, STONE D A, et al. Novel dual phase shift control with bi-directional inner phase shifts for dual active bridge converter having low surge current and stable power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 4095-4106.

收稿日期: 2024-06-03; 修回日期: 2024-11-02

作者简介:

刘春喜(1977—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术; E-mail: Intulcx@163.com

王涛(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动控制技术。E-mail: 1981057680@qq.com

(编辑 张颖)