

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230247

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

孙标广^{1,2}, 李静争^{1,2}, 邓旭哲^{1,2}

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003)

摘要: 为了减小双向全桥(dual-active-bridge, DAB)DC-DC 变换器的电流应力, 提升变换器的效率, 提出了一种 DAB 变换器在双重移相控制下的电流应力分段优化控制策略。该策略首先分析了 DAB 变换器的结构及其功率特性, 推导得到了电流应力与传输功率、移相角之间的关系。然后针对输入输出电压不匹配的情况, 对 DAB 变换器的电流应力进行了分段优化, 通过将传输功率分段得到了 DAB 变换器在不同传输功率范围下的最优移相角。将所提控制策略与传统双重移相控制策略对比分析, 发现所提控制策略具有更小的电流应力和回流功率, 减少了变换器的导通损耗, 提升了变换器的效率。当负载发生突变时, DAB 变换器的动态性能得到了大幅提升。最后基于所提控制策略搭建了实验样机, 实验结果验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词: 双向全桥 DC-DC 变换器; 双重移相控制; 电流应力; 回流功率

Optimal control of minimum current stress in a dual-active-bridge DC-DC converter under dual phase shift control

SUN Biaoguang^{1,2}, LI Jingzheng^{1,2}, DENG Xuzhe^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;
2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: To reduce the current stress of a dual-active-bridge (DAB) DC-DC converter and improve its efficiency, an optimal control strategy for current stress segmentation of the DAB converter under double phase shift control is proposed. The strategy first analyses the structure of the DAB converter and its power characteristics, and derives the relationship between current stress and transmission power and phase shift angle. Then, the current stress of the DAB converter is optimized in segments for the case of mismatched input and output voltages, and the optimal phase shift angle of the DAB converter is obtained for different transmission power ranges by segmenting the transmission power. The proposed control strategy is analyzed and compared with conventional double phase shift control strategy, and it is found that the proposed control strategy has smaller current stress and return power. This reduces the conduction loss of the converter and improves the efficiency of the converter. The dynamic performance of the DAB converter is greatly improved when the load changes abruptly. Finally, an experimental prototype is built based on the proposed control strategy, and the experimental results verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U1804143).

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

0 引言

作为隔离型双向 DC-DC 变换器^[1-3]的典型拓扑

结构之一, 双向全桥(dual-active-bridge, DAB)DC-DC 变换器^[4-6]以其双向功率流动、电气隔离、高功率密度和易于实现软开关等特性, 被广泛应用于电力电子变压器^[7-10]、船舶电源系统^[11]和直流微电网^[12-13]等场合。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U1804143)

DAB 变换器通常采用移相控制^[14-16], 根据控制移相角的数量, DAB 变换器的控制方式可分为 4 类, 分别为单重移相控制^[17]、拓展移相控制^[18-19]、双重移相控制^[20-22]以及三重移相控制^[23-24]。单重移相控制作为目前使用最广泛的控制方式, 通过调整原边桥和副边桥之间的外移相角可以控制功率的双向流动, 控制方式简单且动态响应快, 但是当变换器输入输出电压不匹配时, 电流应力和回流功率等问题会显著增加, 从而增加变换器的功率损耗^[25-26]。针对单重移相控制产生的问题, 文献[27-28]相继提出了更加复杂的控制策略, 通过增加控制自由度来提升变换器的效率, 其中拓展移相控制通过在变换器的原边桥或副边桥引入内移相角来减小电流应力和回流功率, 从而提高变换器在宽输入输出电压下的系统效率。相较于单重移相控制, 拓展移相控制增强了控制的灵活性, 扩大了功率调节的范围, 提升了变换器的效率。与拓展移相控制不同的是, 双重移相控制是在变换器的两个全桥中都引入了相同的内移相角, 由于两个内移相角的引入, 双重移相控制相较于单重移相控制和拓展移相控制, 功率调节的灵活性大幅提升, 且动态效率也得到很大优化, 但是由于两个内移相角的引入, 使得优化控制策略变得复杂。而三重移相控制^[29-30]则是将移相角变为 3 个, 即外移相角和两个不同的内移相角, 虽然三重移相控制下的功率调节更加灵活, 但是由于三重移相理论分析过于复杂, 控制算法实现困难, 因此在实际生产中并没有得到广泛的应用。

目前在 DAB 变换器的研究工作中, 主要优化目标有传输功率、回流功率、电流应力以及零电压开关(zero-voltage-switching, ZVS)的范围等。基于上述优化目标, 各种优化方案被相继提出。文献[31]分析了 DAB 变换器在拓展移相下的功率特性并结合传统单重移相控制讨论了回流功率和电流应力对变换器的影响。文献[32-33]分别针对回流功率和电流应力提出了一种优化控制策略, 该控制策略通过分析极值法从理论上对回流功率和电流应力进行优化, 来减少变换器的回流功率和电流应力, 提升 DAB 变换器的效率。对于双重移相控制, 文献[34-35]通过提高变换器的功率容量来减少变换器的回流功率, 但是该控制策略会导致 DAB 变换器在不同的传输功率下软开关的范围发生变化, 从而增加了变换器的开关损耗。电流应力是判断变换器功率损耗的关键指标之一。电流应力越大, 变换器的开关损耗越大, 特别是当输入电压和输出电压不匹配时, 电流应力显著增加, 导致变换器的损耗增加, 效率降低。

为了减小 DAB 变换器的电流应力, 降低变换器的导通损耗, 提升变换器的效率。针对输入电压和输出电压不匹配的情况, 本文提出了一种 DAB 变换器在双重移相下的最小电流应力控制策略。该控制策略通过对电流应力进行分段优化, 得到了 DAB 变换器在不同传输功率范围下的最优移相角。通过将所提控制策略和传统的双重移相控制进行对比分析, 发现本文所提控制策略具有更小的电流应力和回流功率, 提升了 DAB 变换器的效率。最后基于所提控制策略搭建了实验样机, 实验结果验证了控制策略的正确性和有效性。

1 DAB 变换器的结构特性分析

DAB 变换器的拓扑结构如图 1 所示, 它由两个全桥 HB1、HB2 和一个高频隔离变压器 T 组成, 两侧全桥都以 50% 的占空比运行。其中: C_1 、 C_2 分别为全桥两侧的支撑电容; V_1 、 V_2 分别为输入和输出电压; L 为辅助电感与变压器漏感之和, 起全桥两侧能量传输的作用; V_{AB} 为变换器原边桥 HB1 的桥臂中点电压; V_{CD} 为变换器副边桥 HB2 的桥臂中点电压; V'_{CD} 为 V_{CD} 折算到变压器原边侧的电压; i_L 为电流应力即电感电流; n 为变压器匝数比。S₁—S₈ 分别为开关管的驱动信号, 同一桥臂的上、下开关管为互补导通状态, D_1 为 S₁ 与 S₄、S₅ 与 S₈ 之间的移相角, 称为内移相角; D_0 为 S₁ 与 S₅ 之间的移相角, 称为外移相角。通过调节 D_0 来调节 V_{AB} 和 V_{CD} 之间的相位, 从而实现功率双向流动。当 $D_0 > 0$ 时, 功率从原边桥 HB1 流向副边桥 HB2; 当 $D_0 < 0$ 时, 功率从副边桥 HB2 流向原边桥 HB1。由于 DAB 变换器的全桥结构对称, $D_0 < 0$ 时的功率传输情况可类比 $D_0 > 0$, 故本文只分析 $D_0 > 0$ 时的功率传输。

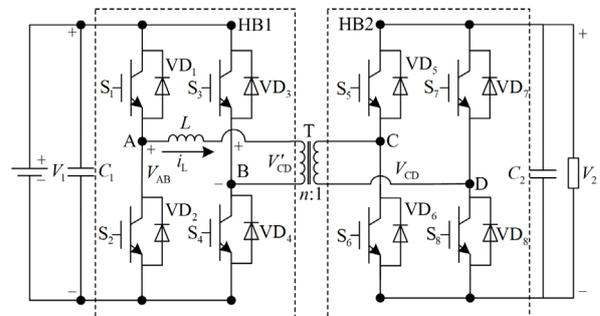


图 1 双向全桥DC-DC变换器拓扑结构

Fig. 1 Dual active bridge DC-DC converter topology

根据 D_1 和 D_0 的大小, 本文将变换器在 DSP 控制下控制模式分为两类: $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$; $0 \leq D_0 \leq D_1 \leq 1$ 。本文分析 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$ 时变换器的工作特性, 控制原理波形如图 2 所示。其中: T_{hs} 为半个开关周期; f_s 为开关频率, $f_s = 1/(2T_{hs})$ 。

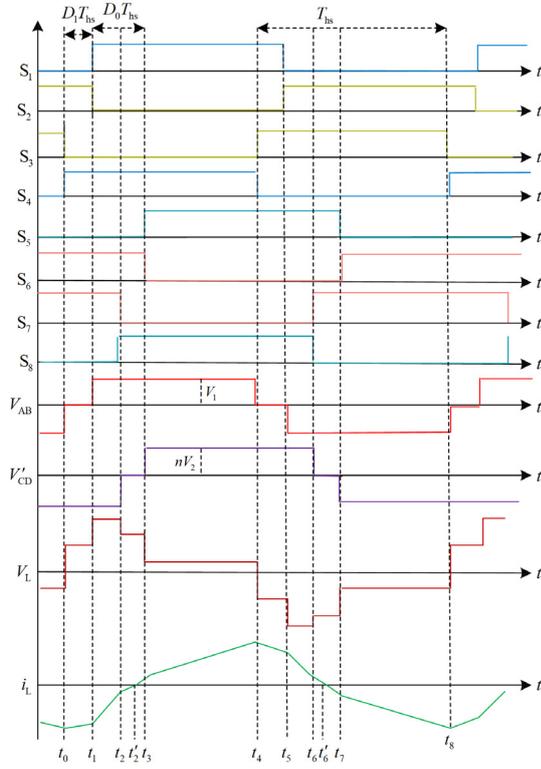


图 2 双重移相控制原理波形图

Fig. 2 Waveform diagram of dual phase shift control principle

为方便分析, 设 $t_0 = 0$, 图中各时刻可表示为: $t_1 = D_1 T_{hs}$ 、 $t_2 = D_0 T_{hs}$ 、 $t_3 = (D_0 + D_1) T_{hs}$ 、 $t_4 = T_{hs}$ 、 $t_5 = (1 + D_1) T_{hs}$ 、 $t_6 = (1 + D_0) T_{hs}$ 、 $t_7 = (1 + D_0 + D_1) T_{hs}$ 、由电感电流的对称性可以得到: $i_L(t_4) = -i_L(t_0)$ 、 $i_L(t_5) = -i_L(t_1)$ 、 $i_L(t_6) = -i_L(t_2)$ 、 $i_L(t_7) = -i_L(t_3)$ 。定义电压匹配比 $K = V_1/(nV_2) \geq 1$, 则根据上述分析可推导出一个开关周期内不同时刻的电流应力, 其表达式为

$$i_L(t_0) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [K(1 - D_1) + (D_1 + 2D_0 - 1)] \quad (1)$$

$$i_L(t_1) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [K(1 - D_1) + (2D_0 - D_1 - 1)] \quad (2)$$

$$i_L(t_2) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [K(D_1 - 2D_0 + 1) + (D_1 - 1)] \quad (3)$$

$$i_L(t_3) = -\frac{nV_2}{4f_s L} [K(-D_1 - 2D_0 + 1) + (D_1 - 1)] \quad (4)$$

2 DAB 变换器的功率特性分析

DAB 变换器双重移相控制下的传输功率 P_D 表达式为

$$P_D = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} V_{AB} i_L(t) dt = \frac{nV_1 V_2}{2f_s L} \left[D_0(1 - D_0) - \frac{1}{2} D_1^2 \right] \quad (5)$$

当式(5)中内移相角 $D_1 = 0$ 时, 即可得到 DAB 变换器在传统单移相控制下的传输功率 P_s 表达式为

$$P_s = \frac{nV_1 V_2 D_0(1 - D_0)}{2f_s L} \quad (6)$$

取单移相控制下的最大传输功率为基准值, 其值为

$$P_B = \frac{nV_1 V_2}{8f_s L} \quad (7)$$

则 DAB 变换器在双重移相控制下的传输功率标么值 P_D^* 表达式为

$$P_D^* = \frac{P_D}{P_B} = 4D_0 - 4D_0^2 - 2D_1^2 \quad (8)$$

DAB 变换器在双重移相控制下的电流应力 i_L 表达式为

$$i_L(t_0) = |i_L(t_0)| = \frac{nV_2}{4f_s L} [K(1 - D_1) + (D_1 + 2D_0 - 1)] \quad (9)$$

DAB 变换器在双重移相控制下的电流应力标么值 i_L^* 表达式为

$$i_L^* = \frac{i_L}{I_B} = 2[K(1 - D_1) + (D_1 + 2D_0 - 1)] \quad (10)$$

式中, I_B 为基准值, 即单移相控制下最大传输功率对应的输入电流, 如式(11)所示。

$$I_B = \frac{P_B}{V_1} = \frac{nV_2}{8f_s L} \quad (11)$$

从图 2 可以看出, 在 $t_2 \sim t_2'$ 和 $t_6 \sim t_6'$ 时间段内, 由于 V_{AB} 和 i_L 的极性相反, 从而使得一部分功率由变压器侧回落到电源中, 将此段功率定义为回流功率。在 $t_2 \sim t_2'$ 时间段内, DAB 变换器在双重移相控制下的回流功率为

$$P_{cir} = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_2}^{t_2'} V_{AB} |i_L(t)| dt = \frac{nV_1 V_2 [K(1 - D_1) + 2D_0 - D_1 - 1]^2}{16f_s L(K + 1)} \quad (12)$$

DAB 变换器在双重移相控制下的回流功率标么值 P_{cir}^* 为

$$P_{cir}^* = \frac{P_{cir}}{P_B} = \frac{[K(1 - D_1) + 2D_0 - D_1 - 1]^2}{2(K + 1)} \quad (13)$$

从式(10)可以看出, 在 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$ 时, 变

换器的 i_L^* 不仅与移相角 D_0 、 D_1 有关, 还与电压匹配比 K 有关。为了更加直观地观察 i_L^* 随电压匹配比 K 变化的情况, 图 3 绘制了在不同电压匹配比 K 下电流应力标么值 i_L^* 随移相角 D_0 、 D_1 变化的三维图。

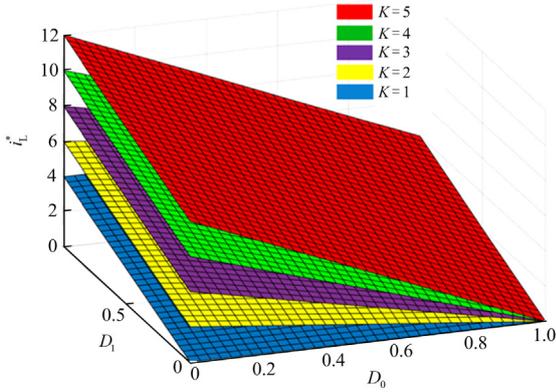


图 3 不同 K 时变换器的电流应力标么值

Fig. 3 Return power of the converter at different K under standard unitization

从图 3 可以得到, 在 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$ 的情况下, 当给定移相角 D_0 、 D_1 时, i_L^* 会随着 K 的增大而增加, 所以为了提升变换器的效率, 有必要在 $K \geq 1$ 时寻找最优移相角 D_0 、 D_1 , 使得 DAB 变换器工作在最小电流应力下。

3 DAB 变换器的最小电流应力分段优化控制

为了减小 DAB 变换器的电流应力, 寻找 DAB 变换器在全功率范围内的最优移相角 D_0 、 D_1 , 本节通过对 DAB 变换器的电流应力表达式进行分析, 通过理论分析得到了 DAB 变换器的最小电流应力控制策略。具体过程如下。

根据式(8)给定的 P_D^* , 有

$$D_0 = \frac{1 - \sqrt{1 - 2D_1^2 - P_D^*}}{2} \quad (14)$$

将式(14)代入式(10), 可得

$$i_L^* = 2 \left[K(1 - D_1) + D_1 - \sqrt{1 - 2D_1^2 - P_D^*} \right] \quad (15)$$

又由图 1 可知, DAB 变换器的输出功率为 V_2^2/R , 其中 R 为负载电阻, 因此式(15)中的 P_D^* 可表示为

$$P_D^* = \frac{V_2^2 R^{-1}}{V_2^2 (8f_s L)^{-1}} = \frac{8f_s L}{R} \quad (16)$$

故此时式(15)中的 i_L^* 只与移相角 D_1 以及电压匹配比 K 有关。记 $i_{L, \text{cir}|\text{min}}^*$ 为最优移相角下的最小电流应

力标么值。由 $di_L^*/dD_1 = 0$ 可得

$$D_1 = (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \quad (17)$$

从而有

$$\begin{cases} \frac{di_L^*}{dD_1} > 0, (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} < D_1 < D_0 \\ \frac{di_L^*}{dD_1} < 0, 0 < D_1 < (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \end{cases} \quad (18)$$

将式(17)代入式(14), 可得

$$D_0 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}} \quad (19)$$

故式(17)、式(19)得出的 D_1 、 D_0 可以使式(15)中的 i_L^* 达到最小。

又因为 D_0 、 D_1 需要满足约束条件 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$, 将式(17)、式(19)代入 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$, 可构造函数如式(20)所示。

$$F(K, P_D^*) = (4P_D^* - 2)K^2 - 4K + 6 \geq 0 \quad (20)$$

其特征值为

$$\Delta = 64 - 96P_D^* \quad (21)$$

1) 当 $\Delta = 64 - 96P_D^* \leq 0$ 时, 即 $P_D^* \geq 2/3$ 时, 此时对任意的 $K \geq 1$, 都有 $F(K, P_D^*) \geq 0$, 也即 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$ 。

此时移相角 D_0 、 D_1 分别为

$$\begin{cases} D_0 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}} \\ D_1 = (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \end{cases} \quad (22)$$

此时 DAB 变换器对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L, \text{min}}^* = 2 \left[K - (K^2 - 2K + 3) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \right] \quad (23)$$

2) 当 $\Delta = 64 - 96P_D^* > 0$ 且 $4P_D^* - 2 < 0$ 时, 即 $0 \leq P_D^* < 1/2$ 时, 此时对任意的 $K \geq 1$, 对 $F(K, P_D^*) = 0$ 求解, 有

$$\begin{cases} K_1 = \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \\ K_2 = \frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \end{cases} \quad (24)$$

式中, K_1 、 K_2 是 K 的分段点。

当 $0 \leq P_D^* < 1/2$ 时, $1 \leq K_1 \leq 3/2$, $-\infty \leq$

$K_2 \leq -3$, 故:

(1) 当 $K_1 \in [1, 3/2)$, $K_2 \in (-\infty, -3]$ 时, 可知 $K_1 \geq K_2$, 又因为 $K \geq 1$, 故当 $1 \leq K < K_1 = \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$ 时, $F(K, P_D^*) = (4P_D^* - 2)K^2 - 4K + 6 > 0$, 此时存在移相角

$$\begin{cases} D_0 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}} \\ D_1 = (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \end{cases} \quad (25)$$

能满足使变换器达到最小电流应力, 此时 DAB 变换器对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L|\min}^* = 2 \left[K - (K^2 - 2K + 3) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \right] \quad (26)$$

(2) 当 $\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} = K_1 \leq K$ 时, $F(K, P_D^*) = (4P_D^* - 2)K^2 - 4K + 6 \leq 0$, 此时取 $D_1 = D_0$, 将其代入式(8)得

$$D_0 = D_1 = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \quad (27)$$

将 $D_1 = D_0$ 代入式(10), 可得此时 i_L^* 表达式为

$$i_L^* = 2[K - 1 + (3 - K)D_1] \quad (28)$$

当 $\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} = K_1 \leq K$ 时, 由式(28)可知, 当

$D_0 = D_1 = \frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$ 时, DAB 变换器电流应力达到最小, 此时对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L|\min}^* = 2 \left[(K - 1) + (3 - K) \frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \right] \quad (29)$$

3) 当 $\Delta = 64 - 96P_D^* > 0$ 且 $4P_D^* - 2 > 0$ 时, 即 $1/2 < P_D^* < 2/3$ 时, 此时对任意的 $K \geq 1$, 对 $F(K, P_D^*) = 0$ 求解, 仍有

$$\begin{cases} K_1 = \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \\ K_2 = \frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \end{cases} \quad (30)$$

当 $1/2 < P_D^* < 2/3$ 时, $2/3 < K_1 < 3$, $3 < K_2 < +\infty$, 故:

(1) 当 $K_1 \in [3/2, 3]$, $K_2 \in [3, +\infty)$ 时, 可知

$K_2 \geq K_1$, 故当 $\frac{3}{2} \leq K \leq K_1 = \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$ 或 $\frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} = K_2 \leq K$ 时, $F(K, P_D^*) = (4P_D^* - 2)K^2 - 4K + 6 > 0$, 存在移相角

$$\begin{cases} D_0 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}} \\ D_1 = (K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \end{cases} \quad (31)$$

能满足使变换器达到最小电流应力, 此时 DAB 变换器对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L|\min}^* = 2 \left[K - (K^2 - 2K + 3) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \right] \quad (32)$$

(2) 当 $\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} = K_1 < K < K_2 = \frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$

时, $F(K, P_D^*) = (4P_D^* - 2)K^2 - 4K + 6 \leq 0$, 此时取 $D_0 = D_1$, 将其代入式(8)得

$$D_0 = D_1 = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \quad (33)$$

将 $D_0 = D_1$ 代入式(10), 可得此时 i_L^* 表达式为

$$i_L^* = 2[K - 1 + (3 - K)D_1] \quad (34)$$

当 $\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} = K_1 < K \leq 3$ 时, 由式(34)可

知, 当 $D_0 = D_1 = \frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$ 时, DAB 变换器电流应力达到最小, 此时对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L|\min}^* = 2 \left[(K - 1) + (3 - K) \frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \right] \quad (35)$$

而当 $3 < K < K_2 = \frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$ 时, 由式(34)可

知, 当 $D_0 = D_1 = \frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$ 时, DAB 变换器电流应力达到最小, 此时对应的最小电流应力标么值为

$$i_{L|\min}^* = 2 \left[(K - 1) + (3 - K) \frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \right] \quad (36)$$

根据以上分析, 针对电压匹配比 $K \geq 1$, 将 DAB 变换器在不同电压匹配比 K 、不同传输功率标

么值 P_D^* 下求得的最优移相角列于表 1, 最优移相角 下所对应的最小电流应力标么值列于表 2。

表 1 双重移相控制下的最优移相角

Table 1 Optimal phase shift angles under double phase shift control

P_D^*	K	D_0	D_1
$\left[0, \frac{1}{2}\right)$	$1 \leq K < \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$	$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}}$	$(K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}}$
	$\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \leq K$	$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$
	$1 \leq K \leq \frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$	$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 + 2K + 3}}$	$(K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}}$
$\left[\frac{1}{2}, \frac{2}{3}\right)$	$\frac{1 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} < K \leq 3$	$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$
	$3 < K < \frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1}$	$\frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$\frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$
	$\frac{1 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{2P_D^* - 1} \leq K$	$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}}$	$(K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}}$
$\left[\frac{2}{3}, 1\right)$	$K \geq 1$	$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 - 2K + 3}}$	$(K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}}$

表 2 最优移相角下对应的电流应力

Table 2 Optimal phase shift angle corresponding to current stress

D_0	D_1	$i_{L, \min}^*$
$\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{K^2 + 2K + 3}}$	$(K - 1) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}}$	$2 \left[K - (K^2 - 2K + 3) \sqrt{\frac{1 - P_D^*}{2K^2 - 4K + 6}} \right]$
$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$\frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$2 \left[(K - 1) + (3 - K) \frac{2 - \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \right]$
$\frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$\frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6}$	$2 \left[(K - 1) + (3 - K) \frac{2 + \sqrt{4 - 6P_D^*}}{6} \right]$

4 DAB 变换器的最小电流应力分段控制框图

根据第 3 节分析可以得到 DAB 变换器最小电流应力双重移相分段控制策略, 框图如图 4 所示, 流程图如图 5 所示。

具体控制方案为: 首先根据采样得到的电路参数 L 、 f 、 V_1 和 V_2 计算得到变换器的传输功率和电压匹配比 K , 然后按照控制流程图设定内移相角 D_1 , 确保 DAB 变换器的电流应力最小。在内移相角 D_1 确定以后, 将输出电压 V_2 与参考电压 V_{ref} 的误差信

号送入 PI 控制器, 来调节外移相角 D_0 , 从而实现输出电压的恒定以及最小电流应力控制。

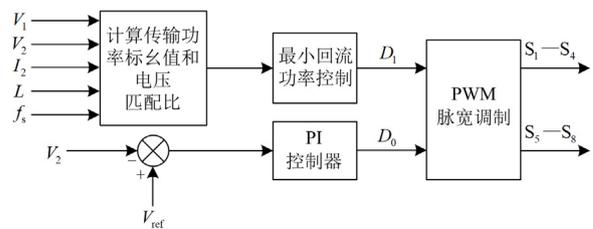


图 4 双重移相控制策略框图

Fig. 4 Block diagram of a dual phase shift control strategy

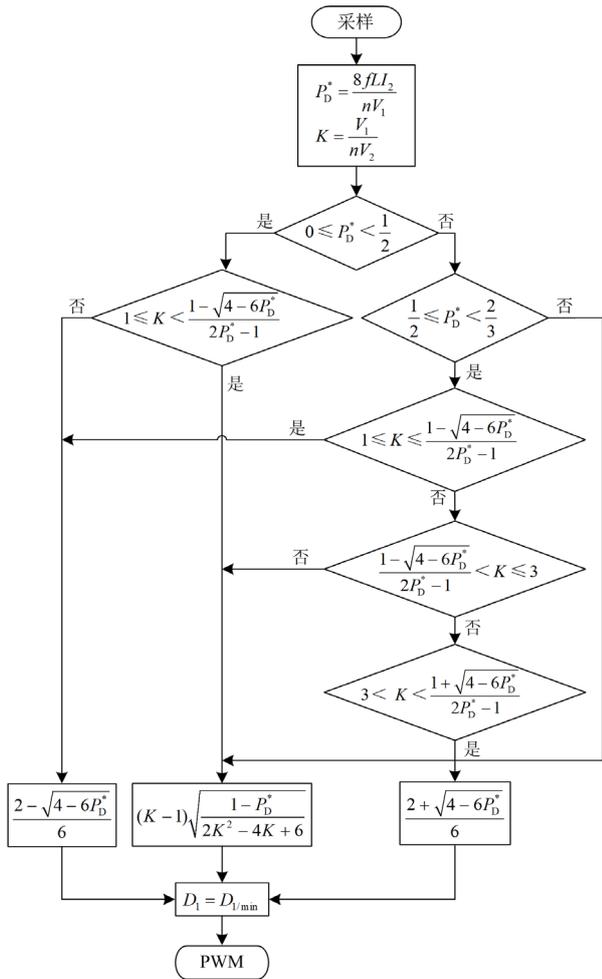


图 5 双重移相控制策略流程图

Fig. 5 Flowchart of the dual phase shift control strategy

5 实验分析

根据所提控制策略搭建了DAB变换器的实验样机, 如图 6 所示。样机参数如表 3 所示。为了验证所提控制策略的正确性和有效性, 在电压匹配比 $K = V_1/(nV_2) = 1.5$ 的情况下, 在全功率范围内选定相同的 P_D^* 作为标准来比较DAB变换器在不同控制策略下的电流应力。

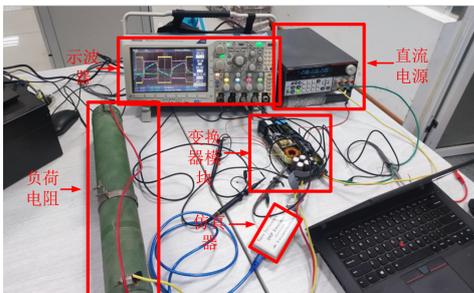


图 6 实验样机

Fig. 6 Prototype of DAB converter

表 3 样机参数

Table 3 Prototype parameter

参数	数值
输入电压 V_1/V	60
输出电压 V_2/V	40
负载电阻 R/Ω	8-20
直流电容 C_1/mF	4.7
直流电容 C_2/mF	4.7
谐振电感 $L/\mu H$	190
开关频率 f_s/Hz	5000
变压器匝数比 n	1

5.1 当 $0 \leq P_D^* < 1/2$ 时

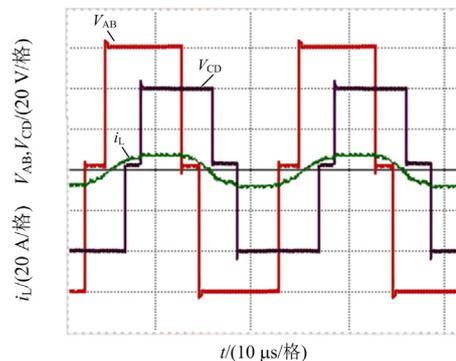
选取负载电阻为 20Ω , 将表 3 中参数代入式 (16)可以得到 P_D^* 为 0.38 p.u. , $D_0 = D_1 = 0.115$ 。为了验证理论推导出来的移相角是最优移相角, 在 $P_D^* = 0.38 \text{ p.u.}$ 时, 选取两组传统双移相控制下的移相角, 分别为(1) $D_0 = 0.10$, $D_1 = 0.03$ 和(2) $D_0 = 0.20$, $D_1 = 0.36$, 具体参数如表 4 所示。

表 4 变换器在不同移相角下的电流应力对比 ($0 \leq P_D^* < 1/2$)

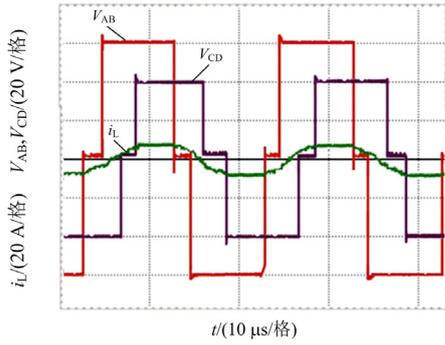
Table 4 Comparison of current stress of converters at different phase shift angles ($0 \leq P_D^* < 1/2$)

参数	电流应力		
	传统双移相角(1)	最优移相角	传统双移相角(2)
R/Ω	20	20	20
V_1/V	60	60	60
D_0	0.10	0.115	0.20
D_1	0.03	0.115	0.36
V_2/V	40	40	40
$P_D^*/\text{p.u.}$	0.38	0.38	0.38
P/W	80	80	80
$i_L^*/\text{p.u.}$	1.37	1.34	1.92
$P_{\text{cir}}^*/\text{p.u.}$	0.080	0.039	0.016
效率/%	81.43	82.57	79.45

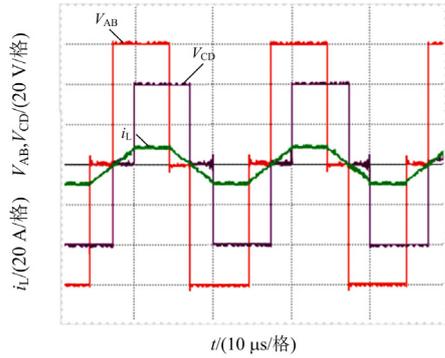
图 7 给出了 DAB 变换器在三组移相角下的输出电压 V_{AB} 、 V_{CD} 以及电流应力 i_L 的稳态波形。



(a) 传统双移相角 $D_0 = 0.10$, $D_1 = 0.03$



(b) 最优移相角 $D_0=0.115, D_1=0.115$



(c) 传统双移相角 $D_0=0.20, D_1=0.36$

图 7 不同移相角下输入电压 V_{AB} 、输出电压 V_{CD} 和电流应力 i_L 的稳态波形 ($0 \leq P_D^* < 1/2$)

Fig. 7 Steady-state waveforms of input voltage V_{AB} , output voltage V_{CD} and current stress i_L at different phase shift angles ($0 \leq P_D^* < 1/2$)

当 K 为 1.5, P_D^* 为 0.38 p.u. 时, 由图 7(b) 可知, DAB 变换器在最优移相角下的电流应力标幺值 i_L^* 为 1.34 p.u., 回流功率标幺值 P_{cir}^* 为 0.039 p.u., 而由图 7(a) 和图 7(c) 可知, 变换器在传统双移相角下的电流应力标幺值 i_L^* 分别为 1.37 p.u. 和 1.92 p.u., 回流功率标幺值 P_{cir}^* 分别为 0.08 p.u. 和 0.016 p.u.

5.2 当 $1/2 \leq P_D^* < 2/3$ 时

选取负载电阻为 12Ω , 将表 3 中参数代入式(16) 可以得 P_D^* 为 0.64 p.u., 移相角 $D_0 = 0.22, D_1 = 0.14$ 。为了验证理论推导出来的移相角是最优移相角, 在 $P_D^* = 0.64$ p.u. 时, 选取两组传统双移相控制下的移相角, 分别为(1) $D_0 = 0.20, D_1 = 0.02$ 和(2) $D_0 = 0.60, D_1 = 0.40$, 具体参数如表 5 所示。

图 8 给出了 DAB 变换器在三组移相角下的输出电压 V_{AB} 、 V_{CD} 以及电流应力 i_L 的稳态波形。

当电压匹配比 K 为 1.5, P_D^* 为 0.64 p.u. 时, 由图 8(b) 可知, 变换器在最优移相控制下的电流应力

标幺值 i_L^* 为 1.74 p.u., 回流功率标幺值 P_{cir}^* 为 0.06 p.u., 而由图 8(a) 和图 8(c) 可知, 变换器在传统双移相控制下的电流应力标幺值 i_L^* 分别为 1.78 p.u. 和 3.00 p.u., 回流功率标幺值 P_{cir}^* 分别为 0.04 p.u. 和 0.10 p.u.

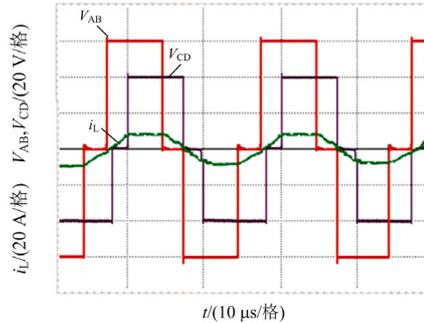
表 5 变换器在不同移相角下的电流应力对比 ($1/2 \leq P_D^* < 2/3$)

Table 5 Comparison of current stress of converters at different phase shift angles ($1/2 \leq P_D^* < 2/3$)

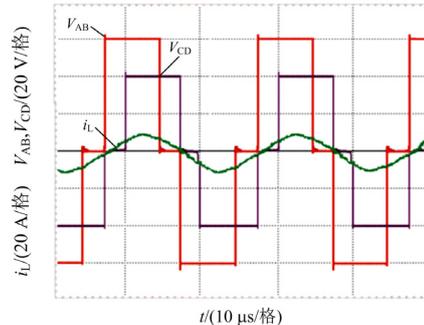
参数	电流应力		
	传统双移相角(1)	最优移相角	传统双移相角(2)
R/Ω	12	12	12
V_1/V	60	60	60
D_0	0.20	0.22	0.60
D_1	0.02	0.14	0.40
V_2/V	40	40	40
$P_D^*/\text{p.u.}$	0.64	0.64	0.64
P/W	133.3	133.3	133.3
$i_L^*/\text{p.u.}$	1.78	1.74	3.00
$P_{cir}^*/\text{p.u.}$	0.14	0.06	0.10
效率/%	80.2	82.5	75.41

5.3 当 $2/3 \leq P_D^* \leq 1$ 时

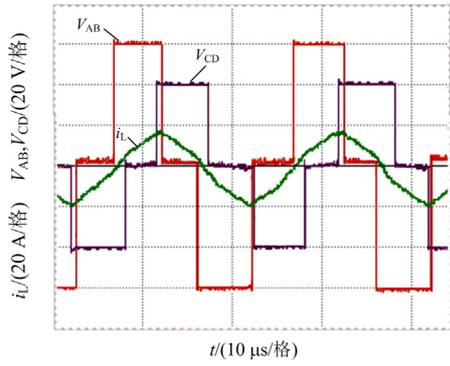
此时选取负载电阻为 8Ω , 将表 3 中参数代入式(16) 可得 P_D^* 为 0.85 p.u., 此时可以得到移相角 $D_0 = 0.32, D_1 = 0.09$ 。为了验证理论推导出来的移相角是最优移相角, 在 $P_D^* = 0.85$ p.u. 时, 选取两



(a) 传统双移相角 $D_0=0.20, D_1=0.02$



(b) 最优移相角 $D_0=0.22, D_1=0.14$



(c) 传统双移相角 $D_0 = 0.60, D_1 = 0.40$

图 8 不同移相角下输入电压 V_{AB} 、输出电压 V_{CD} 和电流应力 i_L 的稳态波形 ($1/2 \leq P_D^* < 2/3$)

Fig. 8 Steady-state waveforms of input voltage V_{AB} , output voltage V_{CD} and current stress i_L at different phase shift angles ($1/2 \leq P_D^* < 2/3$)

组传统双移相控制下的移相角, 分别为(1) $D_0 = 0.31, D_1 = 0.05$ 和(2) $D_0 = 0.60, D_1 = 0.23$, 具体参数如表 6 所示。

表 6 变换器在不同移相角下的电流应力对比 ($2/3 \leq P_D^* \leq 1$)

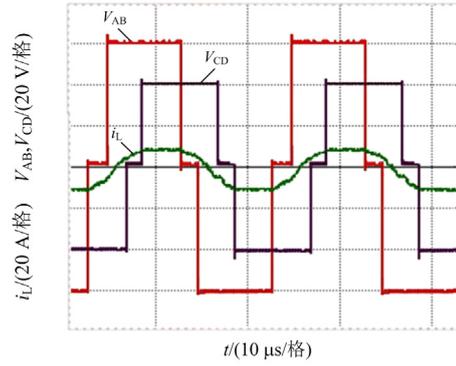
Table 6 Comparison of current stress of converters at different phase shift angles ($2/3 \leq P_D^* \leq 1$)

参数	电流应力		
	传统双移相角(1)	最优移相角	传统双移相角(2)
R/Ω	8	8	8
V_1/V	60	60	60
D_0	0.31	0.32	0.60
D_1	0.05	0.09	0.23
V_2/V	40	40	40
$P_D^*/\text{p.u.}$	0.85	0.85	0.85
P/W	200	200	200
$i_L^*/\text{p.u.}$	2.19	2.18	3.17
$P_{\text{cir}}^*/\text{p.u.}$	0.20	0.17	0.25
效率/%	81.75	82.50	77.43

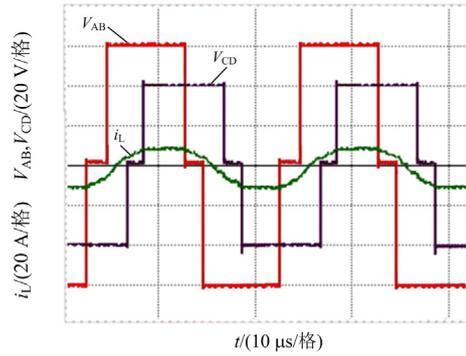
图 9 给出了 DAB 变换器在三组移相角下的输出电压 V_{AB} 、 V_{CD} 以及电流应力 i_L 的稳态波形。

当电压匹配比 K 为 1.5, P_D^* 为 0.85 p.u. 时, 由图 9(b) 可知, DAB 变换器在最优移相控制下的电流应力标幺值 i_L^* 为 2.18 p.u., 回流功率标幺值为 0.17 p.u., 而由图 9(a) 和图 9(c) 可知, 变换器在传统双移相控制下的电流应力标幺值 i_L^* 分别为 2.19 p.u. 和 3.17 p.u., 回流功率标幺值 P_{cir}^* 分别为 0.20 p.u. 和 0.25 p.u.

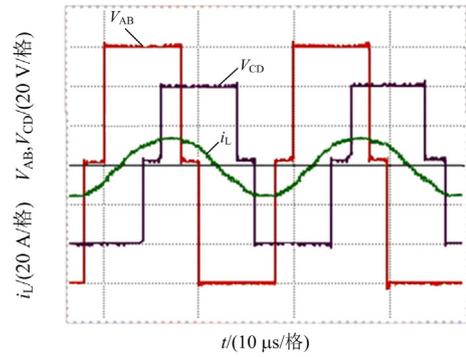
在忽略实验误差的情况下, 在全功率范围内,



(a) 传统双移相角 $D_0 = 0.31, D_1 = 0.05$



(b) 最优移相角 $D_0 = 0.32, D_1 = 0.09$



(c) 传统双移相角 $D_0 = 0.60, D_1 = 0.23$

图 9 不同移相角下输入电压 V_{AB} 、输出电压 V_{CD} 和电流应力 i_L 的稳态波形 ($2/3 \leq P_D^* \leq 1$)

Fig. 9 Steady-state waveforms of input voltage V_{AB} , output voltage V_{CD} and current stress i_L at different phase shift angles ($2/3 \leq P_D^* \leq 1$)

本文控制策略可以使变换器的电流应力达到最小, 并且此时变换器有较小的回流功率。

5.4 DAB 变换器动态性能验证

为了验证本方案在负载发生突变时动态性能方面的优化效果, 将本文所提控制策略与传统双重移相控制策略进行对比分析。

当输入电压 $V_{AB} = 60 \text{ V}$, 输出电压 $V_{CD} = 40 \text{ V}$

时, 负载电阻 R 由 $20\ \Omega$ 突变为 $10\ \Omega$ 时, 两种控制策略下的电压、电流实验波形如图 10 和图 11 所示。在负载突变时, 传统双重移相控制下, 输出电压 V_{CD} 下降 $4\ \text{V}$, 输出电压再次达到稳定状态所需调节时间 t_s 约为 $38\ \text{ms}$, 波动较大、调节时间较长, 实验波形如图 10 所示; 而本文所提控制策略当负载电阻 R 由 $20\ \Omega$ 突变为 $10\ \Omega$ 时, 输出电压 V_{CD} 波动 $1.2\ \text{V}$, 输出电压再次稳定的时间 t_s 约为 $5\ \text{ms}$, 输出电压可以保持稳定, 实验波形如图 11 所示, 相较于传统双重移相控制, 本文所提优化控制策略, 动态响应速度加快, 动态性能得到了大幅提升。

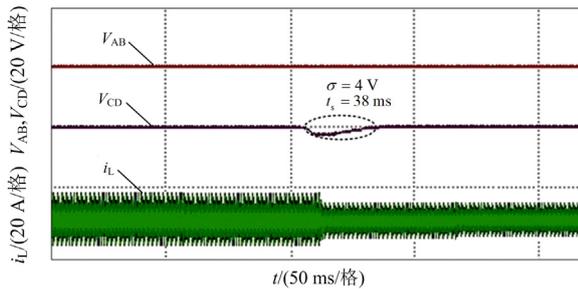


图 10 传统双重移相下 V_{AB} , V_{CD} 和电流应力 i_L 的稳态波形
Fig. 10 Steady-state waveforms of V_{AB} , V_{CD} and current stress i_L under traditional dual phase shift

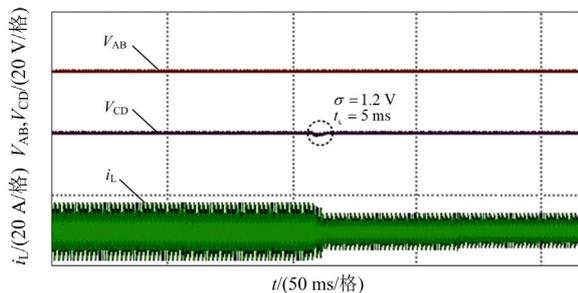


图 11 最优移相角下 V_{AB} , V_{CD} 和电流应力 i_L 的稳态波形
Fig. 11 Steady-state waveforms of V_{AB} , V_{CD} and currents stress i_L at optimal phase-shifting angles

综合上述分析可知, 本文提出的控制策略在减小变换器回流功率的同时, 还可以使变换器工作在较小的电流应力下, 有效地提升了变换器的效率, 并且当负载发生突变时, DAB变换器也具有较好的动态性能。

6 结论

本文首先介绍了DAB变换器的控制原理, 并在此基础上分析推导了DAB变换器的功率特性。针对输入电压和输出电压不匹配的情况, 提出了一种变换器在双重移相控制下的最小电流应力分段优化控制策略。该控制策略通过讨论电流应力的单调性,

将功率范围分段, 在不同传输功率范围内寻找到使变换器电流应力最小的移相角。将所提控制策略和传统的双重移相控制进行对比分析, 发现所提控制策略在优化电流应力的同时可以有效减小变换器的回流功率, 大幅提升了变换器的效率。通过理论分析和实验验证, 得到以下结论:

1) 在 $0 \leq D_1 \leq D_0 \leq 1$ 的情况下, 当移相角 D_0 、 D_1 给定时, 电流应力 i_L^* 会随着电压匹配比 K 的增大而增加, 而当电压匹配比 K 一定时, 电流应力 i_L^* 会随着传输功率 P_D^* 的增大而增加, 从而导致DAB变换器损耗增加, 效率降低。

2) 在电压匹配比 $K \geq 1$ 时, 本文所提控制策略将传输功率进行分段, 在全功率范围内确定了最优移相角, 使DAB变换器工作在较低的电流应力下, 在 $0 \leq P_D^* < 1/2$ 时, 该控制策略在减少变换器导通损耗的同时可以有效减小DAB变换器的回流功率, 提升变换器的效率; 在 $1/2 \leq P_D^* < 2/3$ 以及 $2/3 \leq P_D^* \leq 1$ 时, 该控制策略在减少变换器导通损耗的同时, 可以使DAB变换器的回流功率达到最小, 大幅提升了变换器的效率。

3) 当负载发生突变时, 本文所提控制策略在优化DAB变换器效率的同时, 可以使输出电压快速达到稳定状态, 并且达到稳定所需的时间相较于传统双重移相控制大幅减少, 加快了DAB变换器的动态响应速度, 动态性能得到了大幅提升。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 徐一伦, 黄峻峰, 何丽娜, 等. 基于绕组联接方式的高频三相变压器性能影响分析[J]. 智慧电力, 2021, 49(7): 66-72, 101.
XU Yilun, HUANG Junfeng, HE Lina, et al. Analysis of high-frequency three-phase transformer performance influence based on winding configurations[J]. Smart Power, 2021, 49(7): 66-72, 101.
- [3] 全月, 王志远, 李彬彬, 等. 集成直流断路器功能的高压大容量 DC/DC 变换器[J]. 中国电力, 2021, 54(10): 46-54.
QUAN Yue, WANG Zhiyuan, LI Binbin, et al. A high-voltage large-capacity DC/DC converter integrated with

- the function of DC circuit breaker[J]. *Electric Power*, 2021, 54(10): 46-54.
- [4] 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.
- [5] 刘朋, 贾燕冰, 韩肖清. 基于 DAB 的直流变压器潮流建模与计算[J]. *电测与仪表*, 2021, 58(9): 28-34.
LIU Peng, JIA Yanbing, HAN Xiaoqing. Power flow modeling and calculation of DCSST based on DAB[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(9): 28-34.
- [6] 孙晨茜, 李琳. 非正弦激励下高频变压器的温度分布计算与分析[J]. *高压电器*, 2022, 58(10): 96-105.
SUN Chenxi, LI Lin. Calculation and analysis of temperature distribution of high-frequency transformer under non-sinusoidal excitation[J]. *High Voltage Apparatus*, 2022, 58(10): 96-105.
- [7] NOMAN M, LI Guojie, WANG Keyou, et al. Electrical control strategy for an ocean energy conversion system[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2021, 6(2): 160-177.
- [8] 蒋谦, 黄志豪, 程启明, 等. 基于 MMC 的 PET 中间隔离级 DC-DC 变换器的新型模型预测控制策略[J]. *电力建设*, 2022, 43(4): 49-57.
JIANG Qian, HUANG Zhihao, CHENG Qiming, et al. Novel model predictive control strategy for MMC-based DC-DC converter in the intermediate isolation stage of PET[J]. *Electric Power Construction*, 2022, 43(4): 49-57.
- [9] 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.
- [10] 姚生奎, 陈明, 李成, 等. 基于基波分析方法的绕组电流谐波计算研究[J]. *智慧电力*, 2021, 49(8): 91-97.
YAO Shengkui, CHEN Ming, LI Cheng, et al. Calculation of winding current harmonics based on fundamental wave analysis method[J]. *Smart Power*, 2021, 49(8): 91-97.
- [11] 石磊, 陈亚娜. 双向全桥 DC-DC 变换器在船舶应急电源中的应用[J]. *舰船科学技术*, 2016, 38(10): 58-60.
SHI Lei, CHEN Yana. Application of bidirectional full bridge DC-DC converter in the ship emergency power supply system[J]. *Ship Science and Technology*, 2016, 38(10): 58-60.
- [12] 曾国辉, 廖鸿飞, 赵晋斌, 等. 直流微网双向 DC/DC 变换器虚拟惯量和阻尼系数自适应控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(6): 65-73.
ZENG Guohui, LIAO Hongfei, ZHAO Jinbin, et al. A self-adaptive control strategy of virtual inertia and a damping coefficient for bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(6): 65-73.
- [13] 张纯江, 暴云飞, 孟宪慧, 等. 直流微网储能 DC/DC 变换器的自适应虚拟直流电机控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(1): 12-20.
ZHANG Chunjiang, BAO Yunfei, MENG Xianhui, et al. Adaptive virtual DC machine control for a DC microgrid energy storage DC/DC converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(1): 12-20.
- [14] YU H B, XIANG X, WU H M, et al. Performance comparison of phase-shift (PS) and PWM plus phase-shift (PPS) control schemes for bidirectional DC-DC converters[C] // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, May 28-31, 2012, Hangzhou, China: 447-452.
- [15] 李帅虎, 王婷婷, 刘制, 等. 适用于 PET 的负载电流前馈控制策略[J]. *中国电力*, 2022, 55(9): 88-97.
LI Shuaihu, WANG Tingting, LIU Zhi, et al. Load current feedforward control strategy for power electronic transformer[J]. *Electric Power*, 2022, 55(9): 88-97.
- [16] 孙玥, 程新功, 王鲁浩, 等. 双有源桥钳位变换器的简单 PWM 移相控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(16): 105-114.
SUN Yue, CHENG Xingong, WANG Luhao, et al. Simple PWM phase shift control strategy for a dual active bridge clamp converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(16): 105-114.
- [17] JAIN A K, AYYANAR R. PWM control of dual active bridge: comprehensive analysis and experimental verification[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(4): 1215-1227.
- [18] NAAYAGI R T, FORSYTH A J, SHUTTLEWORTH R. Performance analysis of extended phase-shift control of DAB DC-DC converter for aerospace energy storage system[C] // *IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, June 9-12, 2015, Sydney, NSW, Australia: 514-517.
- [19] 吕世轩, 王俊尧, 郑丽君. 基于扩展移相的双有源桥变换器复合优化控制策略[J]. *电力建设*, 2022, 43(8): 128-140.
LÜ Shixuan, WANG Junyao, ZHENG Lijun. Compounded optimization of dual active bridge converter based on extended phase shift[J]. *Electric Power Construction*, 2022, 43(8): 128-140.
- [20] TSAI M T, CHU C L, CHIN C Y. Design a dual active

- bridge converter with symmetrical dual phase-shift strategy[C] // IEEE International Conference on Applied System Invention (ICASI), April 13-17, 2018, Chiba, Japan: 1002-1005.
- [21] SUN J Z, SUN Q Y, MA D Z, et al. Improved dynamic response strategy with dual phase-shift control for dual-active-bridge DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(12): 2671-2674.
- [22] 杨向真, 孔令浩, 杜燕, 等. 基于动态矩阵控制的 DAB 变换器电流应力与回流功率优化方法[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17): 153-160.
- YANG Xiangzhen, KONG Linghao, DU Yan, et al. Optimization method of current stress and backflow power of DAB converter based on dynamic matrix control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17): 153-160.
- [23] HUANG J, WANG Y, LI Z Q, et al. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179.
- [24] SU J, LUO S, WU F. Improvement on transient performance of cooperative triple-phase-shift control for dual active bridge DC-DC converter[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29-October 3, 2019, Baltimore, MD, USA: 1296-1301.
- [25] OGGIER G G, GARCI A G O, OLIVA A R. Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1228-1236.
- [26] TAYLOR A, LIU G, BAI H, et al. Multiple-phase-shift control for a dual active bridge to secure zero-voltage switching and enhance light-load performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 33(6): 4584-4588.
- [27] LI Xiaoguang, WU Fengjiang, YANG Guijie, et al. Improved modulation strategy for single-phase isolated quasi-single-stage AC-DC converter to improve current characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4296-4308.
- [28] LUO Suhua, WU Fengjiang, WANG Guizhong. Effect of dead band and transient actions on CTPS modulation for DAB DC-DC converter and solutions[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 949-957.
- [29] FENG Fan, GOOI B H. Cooperative triple-phase-shift control for isolated DAB DC-DC converter to improve current characteristics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7022-7031.
- [30] FILBA-MARTINEZ A, BUSQUETS-MONGE S, BORDONAU J. Modulation and capacitor voltage balancing control of multilevel NPC dual active bridge DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2499-2510.
- [31] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣, 等. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43-50.
- ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin, et al. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 43-50.
- [32] 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 Xun, WANG Guangzhu, SHANG Xiujuan, et al. An optimized strategy based on backflow power of bi-directional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1090-1097.
- [33] 张勋, 王广柱, 王婷. 双向全桥 DC-DC 变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 100-106.
- ZHANG Xun, WANG Guangzhu, WANG Ting. Optimized control based on current-stress of bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 100-106.
- [34] BAI H, 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.
- [35] 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 Junjuan, MENG Deyue, SHEN Yanfeng, 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.

收稿日期: 2023-03-12; 修回日期: 2023-04-27

作者简介:

孙标广(1984—), 男, 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为电能质量治理、微电网运行与控制。E-mail: sunbiaoguang@163.com

(编辑 周金梅)