

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.21

中图分类号: TM46

文献标志码: A

基于组合双重移相的双有源桥 DC-DC 变换器 电流应力优化控制

余伟臣, 高明, 千方宇, 石健将
(浙江大学电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 针对双有源桥 DC-DC 变换器在电压不匹配时会产生较大的电流应力, 导致变换器效率降低的问题, 提出 1 种结合双重内移相与交错双重移相的组合双重移相控制策略。首先, 分析 2 种控制策略工作原理, 建立传输功率和电流应力的数学模型; 然后, 以最小电流应力为优化目标, 利用 Karush-Kuhn-Tucker 条件下的拉格朗日乘子法求解最优移相比; 其次, 根据电压比和传输功率对 2 种控制策略下的优化方法进行组合, 利用组合双重移相控制获得全局电流应力最优解, 并与现有的单移相和双重移相控制进行比较, 得出所提控制策略能够在电压比较大的情况下进一步降低电流应力与回流功率, 提高传输效率; 最后, 搭建实验样机验证该控制策略可行性。

关键词: 双有源桥; 双重移相; 电压比; 电流应力; 优化控制

Optimal Control of Current Stress of Dual-active-bridge DC-DC Converter Based on Combined Dual-phase-shifting

YU Weichen, GAO Ming, GAN Fangyu, SHI Jianjiang
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: To address the issue that a dual-active-bridge DC-DC converter will produce large current stress when voltages mismatch and result in a large reduction of its efficiency, a combined dual-phase-shifting (CDPS) control strategy is proposed, which combines dual-internal-phase-shifting (DIPS) and interlaced-dual-phase-shifting (IDPS). First, the working principles of the two control strategies are analyzed, and the mathematical models of transmission power and current stress are established. Second, with the minimum current stress as the objective, the optimal phase-shifting ratios are solved by using the Lagrange multiplied method under the Karush-Kuhn-Tucker condition. Third, the optimization methods under the two control strategies are combined according to different voltage ratios and transmission power. The CDPS control is used to obtain the optimal solution of current stress, which is compared with those obtained under the existing single-phase-shifting and dual-phase-shifting control strategies. Results show that the proposed control strategy can further reduce the current stress and reactive power under the condition of high voltage ratios and improve the efficiency. Finally, an experimental prototype was built to verify the feasibility of the proposed control strategy.

Keywords: Dual-active-bridge; dual-phase-shifting; voltage ratio; current stress; optimal control

双有源桥 DAB(dual-active-bridge)DC-DC 变换器因其具有电气隔离、结构对称、功率双向流动等特点, 在分布式新能源、电动汽车、直流配电网等

领域都有广泛应用^[1-3]。移相控制为 DAB 的常用控制策略, 通过一、二次侧全桥间的 1 个外移相角和全桥内的 2 个内移相角, 即 3 个自由度的灵活组合可分为单移相 SPS(single-phase-shifting)控制、双重移相 DPS(dual-phase-shifting)控制和三重移相 TPS(triple-phase-shifting)控制。

SPS 利用桥间移相比实现功率大小和流向的

收稿日期: 2022-05-20; 修回日期: 2022-10-07; 录用日期:

2022-10-21; 网络首发日期: 2022-12-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52077199)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52077199

控制,控制简单,且在输入、输出电压匹配时具有较高的传输效率^[4];但是当电压不匹配时,会产生较大的回流功率和电流应力^[5],可通过增加控制自由度来改善系统特性。DPS 在 SPS 的基础上额外增加一次侧桥臂内移相角或者同步的一、二次侧桥臂 2 个内移相角,双自由度能够扩大功率调节范围,并能够从回流功率和电流应力等维度对变换器进行优化,提高在电压不匹配时的传输效率。TPS 利用 3 个自由度实现对变换器的控制,SPS 和 DPS 均可视为 TPS 的特殊情况,因其拥有最多的自由度,控制方式也更加灵活多样,能取得更好的优化效果^[6-8]。虽然 TPS 对负面指标优化效果最佳,但 3 个控制变量和 12 个工作模式导致控制复杂、模式切换频繁,不利于变换器的稳定运行。因此,相较于三自由度与单自由度,双自由度的控制方式兼具宽泛的优化空间和相对简单的实现方式。文献[9]推导了 DPS 控制下电感电流和回流功率的数学模型,对最小回流功率进行求解,通过降低回流功率来减小电流应力以达到提升变换器效率的目的,但仅分析了电压比 $k=1$ 的情况;文献[10-11]以最小回流功率为指标,求解 DPS 的最优移相比组合,能够在不同电压比的情况下通过降低回流功率以减小电流应力,提升变换器的效率;文献[12-13]对 DPS 控制下的所有模式进行了分析,并求解电流应力最小值;文献[14]对比最小回流功率和最小电流应力 2 种优化控制方法下的变换器工作效率,发现后者能获得更高的传输效率;文献[15]提出相比于全范围开关的条件约束,在自然软开关条件下能取得更小的电流应力及更高的传输效率。

为进一步降低在电压比较高时的电流应力,本文基于双自由度提出了双重内移相 DIPS(dual-internal-phase-shifting)控制和交错双重移相 IDPS(interlaced-dual-phase-shifting)控制,分析传输功率和电流应力的特性,以最小电流应力为目标,求解最优移相比组合;并通过组合双重移相控制策略 CDPS (combined-dual-phase-shifting)获得全功率范围内的电流应力

最优解;最后,通过实验样机验证了本文所提控制策略的可行性。

1 控制原理及功率特性

1.1 DAB 拓扑结构

DAB 拓扑结构如图 1 所示,主要由 2 个全桥电路 H_1 、 H_2 和 1 个高频变压器 T 组成。 $S_1 \sim S_8$ 为全桥电路的有源开关管, $D_{S_1} \sim D_{S_8}$ 为开关管的旁路二极管, U_1 、 U_2 分别为输入、输出端口电压, u_{h1} 、 u_{h2} 分别为 H_1 、 H_2 桥臂中点的交流电压, C_1 、 C_2 为两侧端口的吸收电容, L 为串联移相电感与变压器漏感之和, u_L 为电感电压, i_L 为流经电感的电流, N_p 、 N_s 为变压器一、二次侧的匝数。定义 $n = N_p/N_s$,电压转换比 $k = U_1/nU_2$ 且 $k \geq 1$, f_s 为开关频率, T_{hs} 为半个开关周期。

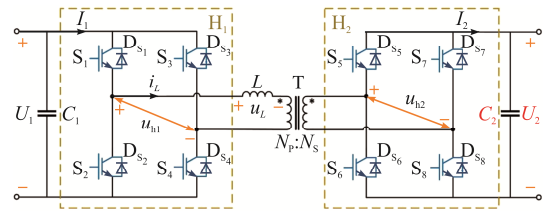
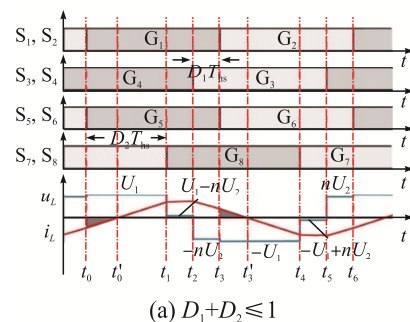


图 1 DAB 拓扑结构

Fig. 1 Topology of DAB

1.2 双重内移相控制原理及功率特性

DIPS 通过桥内移相比 D_1 和 D_2 这 2 个控制自由度实现功率传输控制。 D_1 为一次侧全桥驱动信号 G_4 对于 G_1 的滞后移相比; D_2 为二次侧驱动信号 G_8 对于 G_5 的超前移相比。根据移相比的大小关系分为 2 种工作模式: $D_1 + D_2 \leq 1$ (模式 a) 和 $D_1 + D_2 \geq 1$ (模式 b),其工作波形分别如图 2(a)和(b)所示。



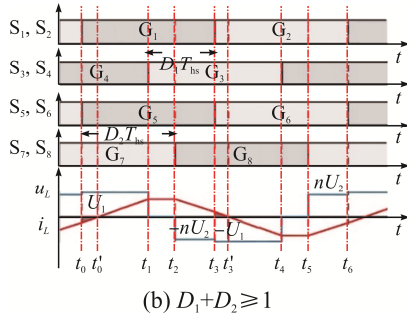


图 2 DIPS 控制下的变换器工作波形
Fig. 2 Operation waveforms of converter under DIPS control

当 DAB 在 DIPS 控制下处于稳态时, 以模式 a 为例, 基于电感电流 i_L 的对称特性 $i_L(t_0) = -i_L(t_3)$ 及半个开关周期内各时刻对应的移相比 $t_0 = 0$ 、 $t_1 = D_2 T_{hs}$ 、 $t_2 = (1 - D_1) T_{hs}$ 、 $t_3 = T_{hs}$, 可得各时刻的电感电流为

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

由此可得模式 a 的传输功率为

$$P_{DIPS(a)} = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} u_{hi} i_L(t) dt = \frac{nU_1 U_2}{4f_s L} [D_1(1 - D_1 - D_2) + D_2(1 - D_2)] \quad (2)$$

同理得到模式 b 的传输功率表达式, 利用 P_B 作为基准值标么化, 得

$$P_B = \frac{nU_1 U_2}{8f_s L} \quad (3)$$

$$P_{DIPS} = \begin{cases} 2[D_1(1 - D_1 - D_2) + D_2(1 - D_2)] & \text{模式 a} \\ 2[1 - D_1 - D_2 + D_1 D_2] & \text{模式 b} \end{cases} \quad (4)$$

1.3 交错双重移相控制原理及功率特性

IDPS 在 DIPS 的基础上同步一、二次侧全桥内移相比, 即 $D_1 = D_2 = D_s$, 且增加二次侧驱动信号 G_5 对于一次侧驱动信号 G_1 的滞后移相比 D 。根据移相比的大小关系将其分为 2 种工作模式: $D + D_s \leq 1$,

$D \leq 1 - 2D_s$ (模式 1) 和 $D + D_s \leq 1, D \geq 1 - 2D_s$ (模式 2), 其工作波形分别如图 3(a)和(b)所示。

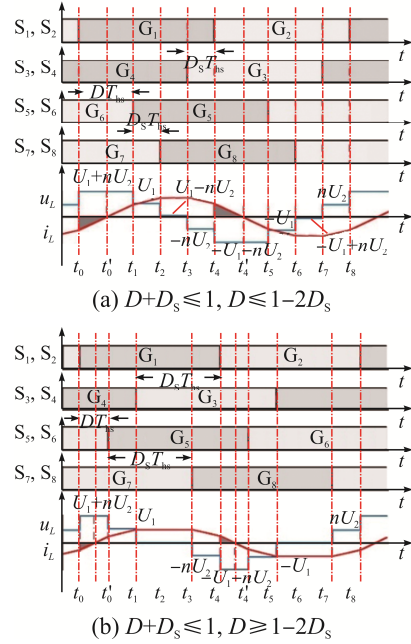


图 3 IDPS 控制下的变换器工作波形
Fig. 3 Operation waveforms of converter under IDPS control

以模式 1 为例, 基于电感电流 i_L 的对称特性 $i_L(t_0) = -i_L(t_4)$ 及半个开关周期内各时刻对应的移相比 $t_0 = 0$ 、 $t_1 = D T_{hs}$ 、 $t_2 = (D + D_s) T_{hs}$ 、 $t_3 = (1 - D_s) T_{hs}$ 、 $t_4 = T_{hs}$, 可得各时刻的电感电流为

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(D_s - 1) + 1 - D_s - 2D] \\ i_L(t_1) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(2D + D_s - 1) + 1 - D_s] \\ i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(2D + 3D_s - 1) + 1 - D_s] \\ i_L(t_3) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1 - D_s) + 2D + 3D_s - 1] \end{cases} \quad (5)$$

由此可得模式 1 的传输功率表达式, 同理可得模式 2 的传输功率表达式, 标么化后得

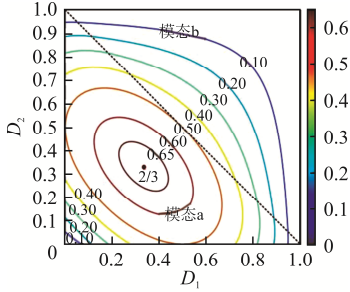
$$P_{IDPS} = \begin{cases} 2[2D(1 - D) + D_s(2 - 4D - 3D_s)] & \text{模式 1} \\ 2[D_s(D_s - 2) - D^2 + 1] & \text{模式 2} \end{cases} \quad (6)$$

图 4 为传输功率曲线。图 4(a)为 p_{DIPS} 的等高线,

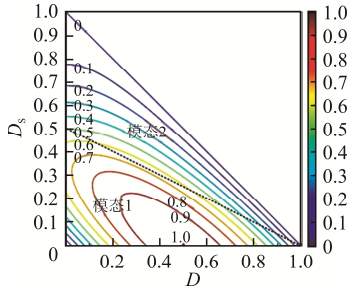
$p_{\text{DIPS}} \in [0, 2/3]$, 当 $D_1 = D_2 = 1/3$ 时, 对应传输功率最大值 $p_{\text{DIPS}} = 2/3$ 。图 4(b) 为 p_{DIPS} 的等高线, $p_{\text{DIPS}} \in [0, 1]$, 当 $D_s = 0$ 且 $D = 1/2$ 时, 对应传输功率最大值 $p_{\text{IDPS}} = 1$ 。通过分析 DIPS 与 IDPS 这 2 种控制策略的功率特性可以发现, 当外移相比为 0, 内移相比相等, 即 $D = 0$ 、 $D_s = D_1 = D_2$ 时, 2 种控制策略具有相同的功率特性和开关模式, 定义为同步模式, 则同步模式下的传输功率标么值 p_{sync} 为

$$p_{\text{sync}} = \begin{cases} 2(2D_s - 3D_s^2) & D_s \leq 0.5 \\ 2(1 - 2D_s + D_s^2) & D_s \geq 0.5 \end{cases} \quad (7)$$

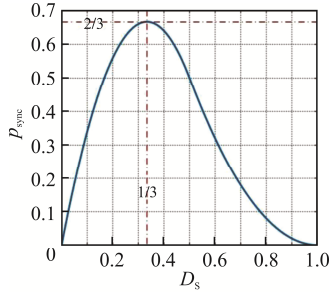
p_{sync} 功率曲线如图 4(c) 所示, 当 $D_s \in [0, 1/3]$ 时, p_{sync} 呈单调递增特性; 当 $D_s \in [1/3, 1]$ 时, p_{sync} 呈单调



(a) p_{DIPS} 等高线



(b) p_{IDPS} 等高线



(c) p_{sync} 功率曲线

图 4 传输功率曲线

Fig. 4 Curves of transmission power

递减特性, 随着 D_s 的增大由 $2/3$ 递减至 0。同步模式同时被包含于 DIPS 和 IDPS, 可通过同步模式实现 2 种控制策略的自然过渡。

2 电流应力优化控制

通过第 1 节的分析, 可得到 2 种控制策略下的电感电流最大值 I_p 为

$$I_p = \begin{cases} \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1-D_1) + 2D_1 + D_2 - 1] & \text{模式a} \\ \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1-D_1) + 1 - D_2] & \text{模式b} \\ \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1-D_s) + 2D_1 + 3D_s - 1] & \text{模式1} \\ \frac{nU_2}{4f_s L} [k(1-D_s) + 1 - D_s] & \text{模式2} \end{cases} \quad (8)$$

利用 SPS 控制下的最大电流 I_B 作为基准值将式(8)标么化可得电流应力的表达式为

$$I_B = \frac{nU_2}{8f_s L} \quad (9)$$

不同模式下的电流应力表达式见表 1。

表 1 电流应力表达式

Tab. 1 Expressions of current stress

控制 模式	移相比约束 条件	电流应力
模式 a	$D_1 + D_2 \leq 1$	$2[k(1-D_1) + 2D_1 + D_2 - 1]$
模式 b	$D_1 + D_2 \geq 1$	$2[k(1-D_1) + 1 - D_2]$
模式 1	$\begin{cases} D + D_s \leq 1 \\ D_s \leq \frac{1-D}{2} \end{cases}$	$2[k(1-D_s) + 2D + 3D_s - 1]$
模式 2	$\begin{cases} D + D_s \leq 1 \\ D_s \geq \frac{1-D}{2} \end{cases}$	$2[k(1-D_s) + 1 - D_s]$

为求解最小电流应力, 开关管处于自然软开关状态^[15]。利用 Karush-Kuhn-Tucker 条件下的拉格朗日乘子法求得电流应力最优解。以 DIPS 的模式 a 为例, 构建方程为

$$\begin{cases}
L(D_1, D_2, \lambda, \mu_1, \mu_2, \mu_3) = I_{\text{DIPS,a}}(D_1, D_2) + \\
\lambda h(D_1, D_2) + \mu_1 g_1(D_1, D_2) + \mu_2 g_2(D_1, D_2) + \\
\mu_3 g_3(D_1, D_2) \\
h(D_1, D_2) = D_1(1 - D_1 - D_2) + D_2(1 - D_2) - p/2 \\
\nabla_x L = 0 \\
\nabla_y L = 0 \\
h(D_1, D_2) = 0 \\
g_1(D_1, D_2) = -D_1 \leq 0 \\
g_2(D_1, D_2) = -D_2 \leq 0 \\
g_3(D_1, D_2) = D_1 + D_2 - 1 \leq 0 \\
\mu_j g_j(D_1, D_2) = 0 \quad j = 1, 2, 3
\end{cases} \quad (10)$$

为便于分析, 统一传输功率标么值为 p 。通过求解式(10)得到 DIPS 控制下模态 a 的最小电流应

表 2 DIPS 控制下的最小电流应力和移相比组合

Tab. 2 Combinations of minimum current stress and phase-shifting ratio under DIPS control

	I_{DIPS}	$0 \leq p \leq 1/2$	$1/2 < p \leq 2/3$	D_1	D_2
模态 a	$I_1 = \frac{4}{k} \left[k - 1 + \frac{1}{3} \left(A - k \sqrt{A \left(1 - \frac{3}{2} p \right)} \right) \right]$	$1 \leq k \leq k_1 \cup k \geq k_2$	$k \geq k_1$	$\frac{(3-2k)D_2 + k - 1}{k}$	$\frac{A - k \sqrt{A \left(1 - \frac{3}{2} p \right)}}{3A}$
	$I_2 = k - (2-k)\sqrt{1-2p}$	$k_1 \leq k < 2$	—	$\frac{1 - \sqrt{1-2p}}{2}$	0
	$I_3 = k + (2-k)\sqrt{1-2p}$	$2 \leq k < k_2$	—	$\frac{1 + \sqrt{1-2p}}{2}$	0
模态 b	$I_4 = 2\sqrt{2kp}$	$1 \leq k \leq k_3$	—	$1 - \sqrt{p/2k}$	$kD_1 - k + 1$

表 3 IDPS 控制下的最小电流应力与移相比组合

Tab. 3 Combinations of minimum current stress and phase-shifting ratio under IDPS control

	I_{IDPS}	$0 \leq p \leq 1/2$	$1/2 < p \leq 2/3$	$2/3 < p \leq 1$	D	D_s
模态 1	$I_5 = 2k - \sqrt{2B(1-p)}$	$1 \leq k \leq k_4$	$1 \leq k \leq k_4 \cup k \geq k_5$	$k \geq 1$	$\frac{B - k\sqrt{2B(1-p)}}{2B}$	$\frac{(k-1)(1-2D)}{2k}$
	$I_6 = \frac{2}{3} \left[2k - (3-k)\sqrt{1 - \frac{3}{2}p} \right]$	$k_4 \leq k < 3$	$k_4 \leq k < 3$	—	0	$\frac{1}{3} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{3}{2}p} \right)$
	$I_7 = \frac{2}{3} \left[2k + (3-k)\sqrt{1 - \frac{3}{2}p} \right]$	$k \geq 3$	$3 \leq k < k_5$	—	0	$\frac{1}{3} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{3}{2}p} \right)$
模态 2	$I_8 = (k+1)\sqrt{2p}$	$k \geq 1$	—	—	0	$1 - \sqrt{p/2}$

IDPS 控制下, 对 2 个模态的电流应力最小值进行比较求得整体电流应力最优解, 可表示为

$$I_{\text{IDPS}} = \min\{I_5, I_6, I_7, I_8\} \quad (12)$$

DIPS 与 IDSP 控制下的最小电流应力 I_{DIPS} 、 I_{IDPS} 与传输功率 p 的关系曲线如图 5(a)所示。可以看出,

力 $I_1 \sim I_3$ 表达式及其对应的移相比组合, 同理得模态 b 的最小电流应力 I_4 表达式及其对应的移相比组合, 结果见表 2, 其中, $(k_1 = 1 - \sqrt{1-2p})/p$, $k_2 = (1 + \sqrt{1-2p})/p$, $k_3 = (1 - p + \sqrt{1-2p})/p$, $A = k^2 - 3k + 3$ 且 $A > 0$ 。

DIPS 控制下, 对 2 个模态的电流应力最小值进行比较求得整体电流应力最优解, 可表示为

$$I_{\text{DIPS}} = \min\{I_1, I_2, I_3, I_4\} \quad (11)$$

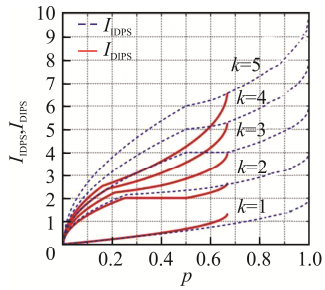
同理, IDPS 控制下模态 1 和模态 2 的最小电流应力表达式及其对应的移相比组合见表 3,

其中, $k_4 = \frac{1 - 2\sqrt{1 - (3/2)p}}{2p - 1}$ ($p = 0.5$, $k_1 = 1.5$), $k_5 =$

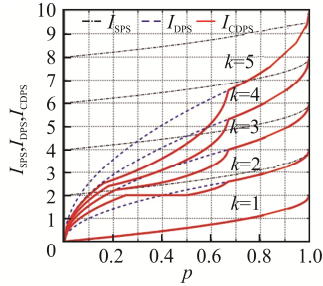
$\frac{1 + 2\sqrt{1 - (3/2)p}}{2p - 1}$, $B = k^2 - 2k + 3$ 且 $B > 0$ 。

当 $k < 2$ 时, 采取 IDPS 电流应力优化控制; 当 $k \geq 2$ 时, 在 $p \in [0, 2/3]$ 范围内采用 DIPS 优化控制, 在 $p \in [2/3, 1]$ 范围内采用 IDPS 优化控制。应用该方法可以获得全局范围内的电流应力优化效果, 将此控制方法称为 CDPS 控制。

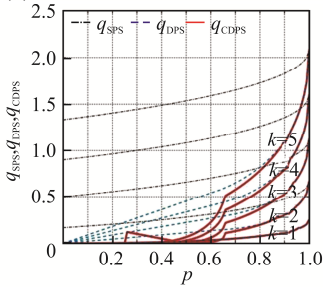
SPS、DPS^[13]与 CDPS 这 3 种电流应力优化控制策略下的电流应力曲线如图 5(b)所示:当 $k=1$ 时, 3 种控制策略都处于单移相控制模式, 电流应力相同; 当 $1 < k < 3$ 时, DPS 与 CDPS 在 $p \leq 2/3$ 范围内的电流应力小于 SPS, 随着传输功率的增大趋近于 SPS; 当 $k \geq 3$ 时, CDPS 的电流应力在 $p \leq 2/3$ 范围内最小、在 $p \geq 2/3$ 范围内和 DPS 相同, 且随着电压比的增大, CDPS 在 $p \leq 2/3$ 范围内的电流应力明显小于 DPS 与 SPS。根据传输功率表达式的定义, 在输出电压 U_2 恒定的情况下, 随着输入电压 U_1 、即电压比 k 的增大, 理论传输功率最大值也相应增大, 而额定传输功率不变, 其标么值随着电压比的增大而减小。因此在电压比较大的情况下, CDPS 能够在全功率范围内取得较好的优化效果。



(a) DIPS与IDPS的最小电流应力



(b) 3种控制策略的最小电流应力



(c) 最小电流控制策略的回流功率

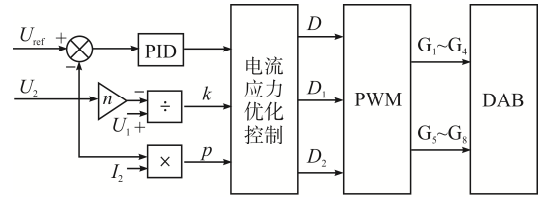
图 5 不同控制策略下最小电流应力及回流功率曲线
Fig. 5 Curves of minimum current stress and reactive power under different control strategies

回流功率为电感电流与一次侧桥臂中点电压反相作用时间段内回流至电源侧的功率, 根据定义可得到 DIPS 与 IDPS 的回流功率表达式, 通过式(3)标么化后得到 2 种控制策略下的回流功率标么值为

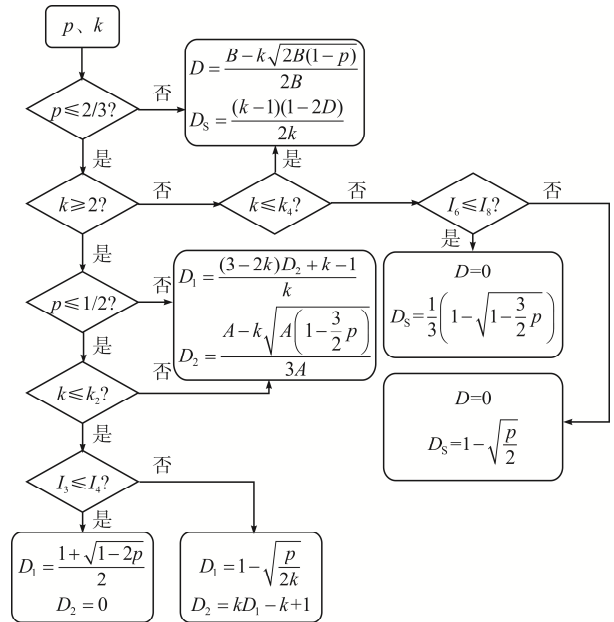
$$\begin{cases} q_{\text{DIPS}} = \frac{[k(D_1 - 1) + 1 - D_2]^2}{2k} \\ q_{\text{IDPS}} = \frac{[k(D_s - 1) + 1 - 2D - D_s]^2}{2(k+1)} \end{cases} \quad (13)$$

SPS、DPS 与 CDPS 这 3 种电流应力优化控制策略下的回流功率曲线如图 5(c)所示, 当 $k \geq 3$ 时, CDPS 的回流功率最小, 3 种控制策略都能够在优化电流应力的同时, 降低部分回流功率。

图 6(a)为 CDPS 的控制框图, 通过采样输入电压 U_1 、输出电压 U_2 和输出电流 I_2 , 得到电压比 k 和标么功率 p 以确定工作模式, 并在此工作模式中



(a) CDPS控制框图



(b) CDPS逻辑框图

图 6 CDPS 的控制框图与逻辑框图

Fig. 6 Control block diagram and logic block diagram of CDPS

实现闭环稳压。图 6(b)为 CDPS 电流应力优化控制的逻辑框图, 相比于 TPS 每个工作模态都需要 3 个变量来控制^[8], CDPS 的每个工作模态仅需 D_1 和 D_2 或者 D 和 D_s 共 2 个控制变量, 仍属于双重移相的范畴, 控制相对简单。

3 实验验证

搭建实验平台以进一步验证 CDPS 控制策略对电流应力优化的可行性, 如图 7 所示。其中开关管采用 IKP20N60H3, 额定耐压 $V_{CE} = 600$ V, 导通电压阈值 $V_{GE} = 5.1$ V, 导通电流 $I_D = 20$ A@100 °C(40 A@25 °C), 最大过冲电流为 80 A; 控制电路 DSP 采用 TMSF28377S, 具有 12 组 PWM 输出能力及 12 位 ADC 单端采样精度。样机额定参数见表 4。

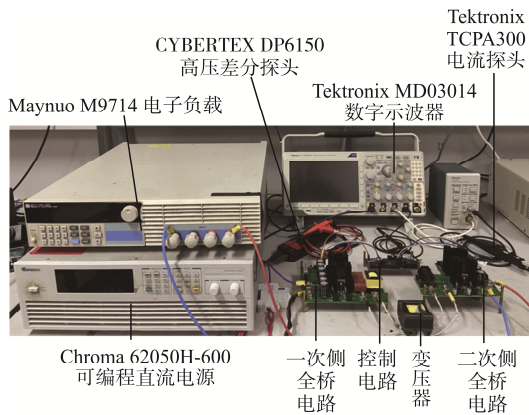


图 7 实验平台

Fig. 7 Experimental platform

表 4 样机额定参数

Tab. 4 Nominal parameters of prototype

参数	数值	参数	数值
输入电压 U_1 /V	100	额定功率 P /W	500
输出电压 U_2 /V	200	支撑电容 C_1 / μ F	680
开关频率 f_s /kHz	20	支撑电容 C_2 / μ F	680
串联等效电感 L / μ H	62.5	变压器变比 $N_p:N_s$	1:4

实验对比了不同电压比情况下 SPS、DPS 与 CDPS 对电流应力和回流功率的优化效果及对变换器效率

的影响。在输出电压 $U_2 = 200$ V 不变的情况下, 改变输入电压 U_1 分别为 100、150、200 V, 即 k 分别为 2、3、4, 3 种控制策略下 300 W 的实验波形如图 8 所示, 450 W 的实验波形如图 9 所示, 图中标注了电感电流最大值, 并以灰色阴影面积表示回流功率的大小。

由图 8 可知, 在 300 W 负载下, 当 $k=2$ 时, DPS 的电流应力比 SPS 减小了 1.42 A, CDPS 的电流应力比 DPS 减小了 0.4 A, 当电压比较小时, 3 种控制策略的电流应力相近; 当 $k=3$ 时, DPS 的电流应力比 SPS 减小了 6.87 A, CDPS 的电流应力比 DPS 减小了 2.42 A, 当电压比较高时, 双自由度的控制策略均能取得明显的优化效果, 其中 CDPS 的电流应力最小; 当 $k=4$ 时, DPS 的电流应力比 SPS 减小了 15.35 A, CDPS 的电流应力比 DPS 减小了 4.44 A, CDPS 对电流应力的优化效果随着电压比的增大而愈加明显。450 W 负载下的电流应力变化趋势与 300 W 相似, 此处不再赘述。

图 10 为恒定功率 150、300、450 W 情况下电流应力和传输效率与输入电压的关系曲线。图 11 为恒定电压比 $k=2,3,4$ 情况下电流应力和传输效率与传输功率的关系曲线, 其中虚线为理论值。由于实验中寄生参数和损耗等因素的影响, 电流应力实验值略大于理论值, 但其变化趋势与理论相符。结合图 9 可以发现, 在 450 W 的负载下, 当 $k=4$ 时, CDPS 的电流应力比 DPS 减小了 6.07 A, 效率提高了 6.15%, 为实验结果中 CDPS 相较于 DPS 所能取得的最大收益。综合分析可得: 在传输功率恒定的情况下, 电流应力会随输入电压, 即电压比的增大而增大, 但传输效率随电压比的增大而减小, 其中 CDPS 的电流应力增幅和传输效率降幅最小; 在电压比恒定的情况下, 3 种控制策略的电流应力都会随着传输功率的增大而增大, 其增幅随着电压比的增大而减小; 随着电压比和传输功率的增大, CDPS 能够取得更好的优化效果。

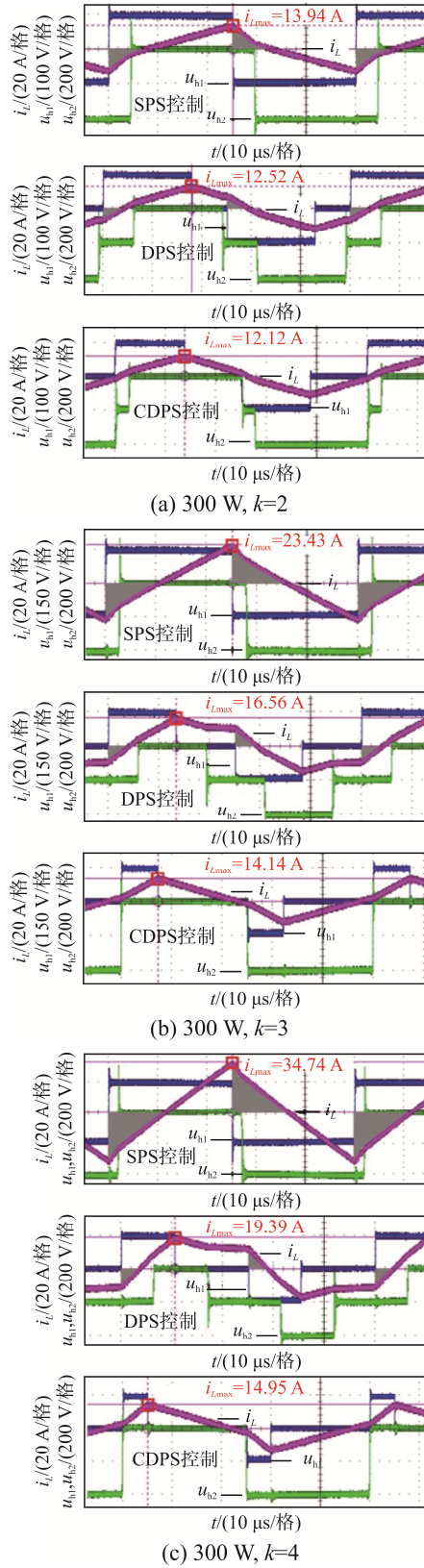


图 8 不同电压比情况下 300 W 的实验波形
 Fig. 8 Experimental waveforms at 300 W under different voltage ratios

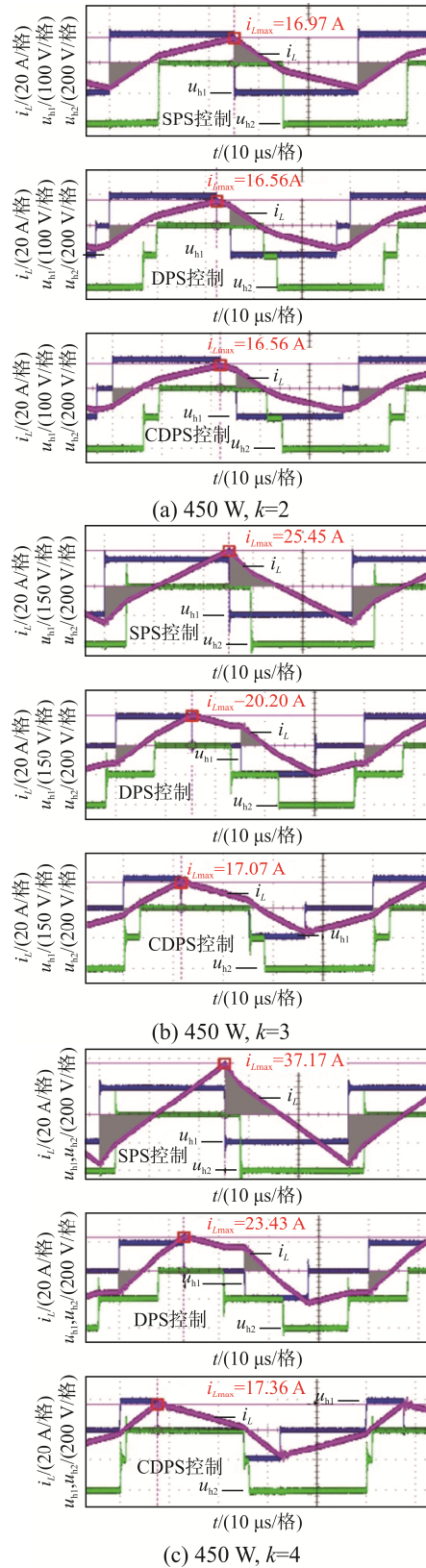


图 9 不同电压比情况下 450 W 的实验波形
 Fig. 9 Experimental waveforms at 450 W under different voltage ratios

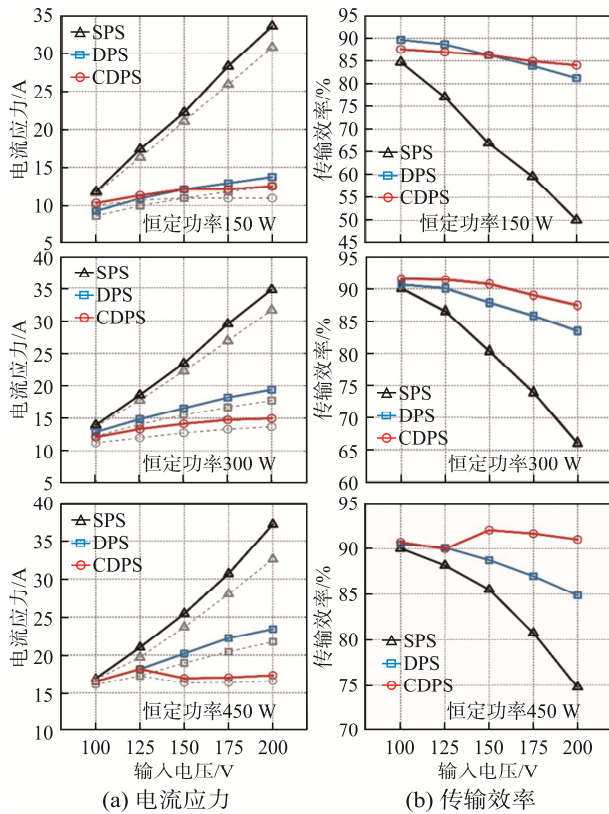


图 10 恒定功率情况下实验曲线

Fig. 10 Experimental curves under constant-power condition

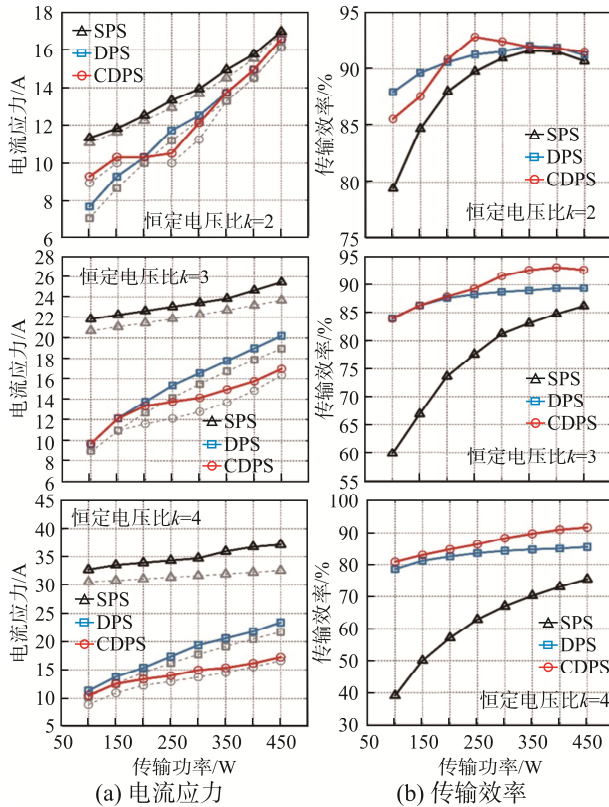


图 11 恒定电压比情况下实验曲线

Fig. 11 Experimental curves at constant voltage ratios

4 结语

本文通过改变双自由度的选择和组合方式提出了 DIPS 和 IDPS 控制策略, 二者具有相同功率特性和开关状态的子模式, 可实现 2 种控制策略的自然过渡; 并以最小电流应力为目标, 提出了 1 种基于 CDPS 的电流应力优化控制策略, 通过理论分析和对比实验得出: 相比于 DPS 和 SPS, CDPS 能够在电压比较大的情况下进一步降低电流应力和回流功率, 提高变换器的传输效率。

参考文献:

- [1] Wu Ji, Xing Xiaowen, Liu Xingtao, et al. Energy management strategy for grid-tied microgrids considering the energy storage efficiency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9539-9549.
- [2] Esteban F D, Serra F M, De Angelo C H. Control of a DC-DC dual active bridge converter in DC microgrids applications [J]. IEEE Latin America Transactions, 2021, 19(8): 1261-1269.
- [3] 赵彪, 安峰, 宋强, 等. 双有源桥式直流变压器发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 288-298. Zhao Biao, An Feng, Song Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298. (in Chinese)
- [4] Xie Yanhui, Sun Jing, Freudenberg J S. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 54-66.
- [5] Hou Nie, Song Wensheng, Zhu Yutong, et al. Dynamic and static performance optimization of dual active bridge DC-DC converters [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(3): 607-618.
- [6] Bhattacharjee A K, Batarseh I. Optimum hybrid modulation for improvement of efficiency over wide operating range for triple-phase-shift dual-active-bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4804-4818.

- [7] 任强, 艾胜. 全工况范围的 DAB 三自由度优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3613-3621.
Ren Qiang, Ai Sheng. A three degree freedom optimal control strategy of dual-active-bridge converters for full range operations [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3613-3621. (in Chinese)
- [8] Wang Peng, Chen Xianzhong, Tong Chaonan, et al. Large- and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9237-9250.
- [9] 于德, 付超, 王毅, 等. 隔离型双向直流变换器的最小回流功率移相控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 126-138.
Yu De, Fu Chao, Wang Yi, et al. The phase-shifted control method of isolated bidirectional DC-DC converter with minimum backflow power [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 126-138. (in Chinese)
- [10] 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, 1196.
Zhang Xun, Wang Guangzhu, Shang Xiujian, 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, 1196. (in Chinese)
- [11] 傅仕航, 侯庆会, 岳奥飞, 等. 基于“第二类”双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2018, 52(6): 1167-1176.
Fu Shihang, Hou Qinghui, Yue Aofei, et al. Study on dual active bridge DC-DC converter based on second dual-phase-shifting control [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2018, 52(6): 1167-1176. (in Chinese)
- [12] 王玉斌, 王杉杉, 封波, 等. 基于双重移相控制的双有源 DC-DC 变换器的最优电流控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 488-496.
Wang Yubin, Wang Shanshan, Feng Bo, et al. Optimal current control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter based on dual-phase-shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 488-496. (in Chinese)
- [13] 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. (in Chinese)
- [14] 胡燕, 张天晖, 杨立新, 等. 双重移相 DAB 变换器回流功率优化与电流应力优化的对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(S1): 243-253.
Hu Yan, Zhang Tianhui, Yang Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift controls [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 243-253. (in Chinese)
- [15] 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 Yan, Zhang Yu, Zhang Tianhui, et al. Optimization method of current stress for dual active bridge converter considering different soft switching modes [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 58-64. (in Chinese)



余伟臣

作者简介:

余伟臣(1995—), 男, 硕士研究生。研究方向: 双向 DC-DC 变换器的优化控制。E-mail: 21910042@zju.edu.cn。

高明(1992—), 男, 博士研究生。研究方向: 太阳能无人机能量管理系统。E-mail: 11810059@zju.edu.cn。

干方宇(1997—), 男, 硕士研究生。研究方向: 高功率密度 LLC 谐振变换器。E-mail: 21910110@zju.edu.cn。

石健将(1969—), 男, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 高效电能变换器及其先进数字控制技术、智能固态变压器及微网技术。E-mail: jianjiang@zju.edu.cn。