

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250083

基于双重移相控制的双有源桥全局最小电流应力控制策略

赵郅毅, 荆龙, 续文政, 吴学智, 张东升

(国家能源主动配电网技术研发中心(北京交通大学), 北京 100044)

摘要: 双有源桥(dual-active-bridge, DAB)变换器在两侧电压不匹配工况下, 电流应力急剧增加, 过大的电流应力不仅增加了 DAB 开关器件的选型难度, 也降低了 DAB 的效率与运行安全性。针对此问题, 提出了基于双重移相(dual phase shift, DPS)控制的全局最小电流应力控制策略。首先分析了 DPS 控制下 DAB 的移相比可行域分区, 并基于各区域内传输功率与电流应力的解析表达式, 建立了全功率范围 DAB 电流应力优化模型。针对多区域且非凸的电流应力优化问题, 先基于遗传算法求解结果分析全局最优解的区域判据, 再通过卡罗需-库恩-塔克(Karush-Kuhn-Tucker, KKT)条件法求得全局最优解的解析表达式, 进而提出了基于 DPS 的 DAB 最小电流应力控制策略。随后, 对优化控制下 DAB 变换器的软开关特性进行了分析。最后, 通过实验验证了理论分析与所提控制策略的正确性和有效性。

关键词: 双有源桥变换器; 双重移相; 电流应力; 遗传算法; KKT 条件法

Global minimum current stress control strategy for dual-active-bridge converters based on dual phase-shift control

ZHAO Zhiyi, JING Long, XU Wenzheng, WU Xuezhi, ZHANG Dongsheng

(National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Current stresses in dual-active-bridge (DAB) converters increase rapidly in the event of voltage mismatch between the two sides. Excessive current stress not only complicates the selection of switching devices, but also reduces the efficiency and operational safety of the DAB. To address this issue, a global minimum current stress control strategy based on dual phase-shift (DPS) control is proposed. First, the feasible region of the phase-shift pairs under DPS control is analyzed. Based on the analytical expressions of transmission power and current stress in each region, an optimization model for minimizing DAB current stress over the full power range is established. For the multi-region and non-convex current stress optimization problem, the global optimal solution region is first identified by analyzing the results obtained from a genetic algorithm. Then, using the KKT conditions, an analytical expression for the global optimal solution is derived, leading to the proposed DPS-based minimum current stress control strategy for DAB converters. Subsequently, the soft-switching characteristics of the DAB under the optimized control are analyzed. Finally, the correctness and effectiveness of the theoretical analysis and the proposed control strategy are verified through experiments.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2023YFC3807000).

Key words: dual-active-bridge converter; dual phase shift; current stress; genetic algorithm; KKT conditions

0 引言

双有源桥(dual-active-bridge, DAB)变换器作为隔离型双向 DC-DC 变换器的典型拓扑, 以其双向功率流动、高功率密度、易于软开关的特性被广泛应用于直流电网、电动汽车充电、新能源并网等领域^[1-5]。

DAB 变换器通常采用移相控制对两侧 H 桥桥内移相比与桥间外移相比进行调整, 实现原边与副边之间的功率传输。按照所控制移相比的差异, 可将其分为以下 4 类^[6-8]: 单移相控制(single phase shift, SPS)、扩展移相控制(extended phase shift, EPS)、双重移相控制(dual phase shift, DPS)以及三重移相控制(triple phase shift, TPS)。其中, SPS 控制仅有桥间外移相比一个控制自由度, 控制方法简单, 但在 DAB 两侧电压不匹配时, 电流应力会急剧增加。除

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2023YFC3807000)

此之外, SPS 控制下的 DAB 变换器在轻载与中载工况下, 一侧 H 桥将丢失零电压开通(zero voltage switching, ZVS)状态^[9-11], 增大变换器损耗。在此基础上, EPS 与 DPS 控制增加了桥内移相比作为新的控制自由度, 因此在满足 DAB 传输功率需求的前提下可以利用冗余的自由度实现变换器的优化控制^[12]。相较于 DPS 控制, EPS 控制功率调节范围窄, 且在功率传输方向改变时切换困难, 因而 DPS 控制在工程应用中灵活性更高^[13]。TPS 控制具有 3 个控制自由度, 但在单向传输工况下会存在 6 种不同的功率模态, 导致其优化目标函数表达式复杂, 进而使得优化问题的求解难度增大^[14]。

DAB 变换器的电流应力定义为稳态下移相电感电流一周期内的最大值。在满足 DAB 传输功率需求的前提下减小电流应力, 可以在降低变换器内磁性元件损耗的同时减小开关管的导通损耗与开关损耗, 提高变换器效率^[15]。针对 DAB 变换器的电流应力优化问题, 文献[16]基于 DPS 控制提出了一种最小电流应力分段控制策略, 在优化求解的过程中针对单个区域的优化问题应用了类拉格朗日乘子法。然而, 控制策略的分段形式过于复杂, 且由于没有考虑移相比的所有可行域, 该方法在轻载和中载工况下无法求得全局最优解。文献[17-20]均采用拉格朗日乘子法或卡罗需-库恩-塔克(Karush-Kuhn-Tucker, KKT)条件法对 DAB 电流应力优化问题进行求解, 然而这两类方法理论上只能求得区域内目标函数与约束条件表达式不变的局部最优解。对于 DAB 电流应力优化这种多区域非凸优化问题, 传统的求解方法难以确保结果的全局最优性。

近年来, 针对拉格朗日乘子法与 KKT 条件法在 DAB 优化求解中难以得到全局最优解的问题, 文献[14]采用了遍历对比的方式, 对多区域的局部最优解进行对比进而得到全局最优解。但该方法缺乏精确性与普适性, 而且难以求得判断全局最优解所在区域的不等式条件。文献[21]通过遗传算法对 DAB 电流应力优化问题进行求解, 在闭环控制中通过查表法给出最优移相比组合, 但查表法的引入会对闭环控制精度产生不利影响。文献[22-23]均引入了群优化算法简化求解过程, 但群优化算法主要应用在区域内局部最优解的求解上, 在全局最优解所在区域问题上仍缺乏必要且精确的判断依据。

综上, 在 DAB 电流应力优化控制方面, 已有研究往往忽略优化结果的全局最优性, 缺乏系统且准确的全局最优解求解方法。鉴于此, 本文针对 DAB 电流应力优化控制进行了深入研究, 建立了 DPS 控制下 DAB 电流应力的多区域优化模型, 深

入分析了多区域问题在不同功率区间造成的影响。通过引入遗传算法确定了全局最优解所在区域与区域间的分界条件, 在区域内通过 KKT 条件法得到了全局最优解的解析表达式。基于求解结果提出了全局最小电流应力控制策略, 并对优化控制的软开关特性进行了分析。最后, 基于所提控制策略搭建了实验样机, 实验结果验证了分析结论与控制策略的正确性和有效性。

1 DAB 电流应力优化问题建模

1.1 DAB 变换器的拓扑结构与移相控制策略

DAB 变换器的拓扑结构如图 1 所示, 由变比为 $n:1$ 的高频隔离变压器 T 以及原副边两侧 H 桥 H_1 和 H_2 构成。其中: U_1 为原边侧电源电压; U_2 为副边侧负载电压; C_1 和 C_2 分别为原、副边两侧滤波电容; L 为移相电感; U_{H1} 为原边侧桥臂电压; U_{H2} 为副边侧桥臂电压; $U_{H2'}$ 为 U_{H2} 经变压器折算后等效到原边侧的电压值; U_L 为移相电感电压, 其值等于 U_{H1} 与 $U_{H2'}$ 之差; I_L 为移相电感电流。

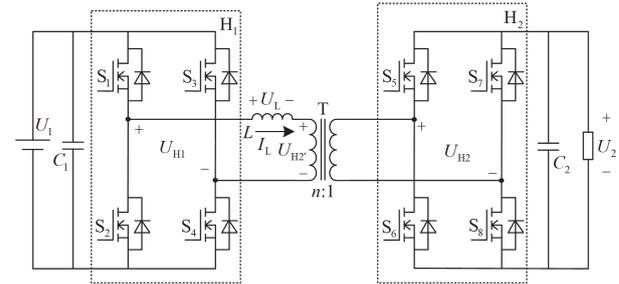


图 1 DAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of DAB converter

原副边两侧 H 桥由开关管 $S_1 - S_8$ 构成, 各开关管的驱动信号为 g_s , 占空比均为 50%。移相比 D 定义为

$$D = \frac{t_d}{T_{hs}} = 2f_{sw} t_d \quad (1)$$

式中: t_d 为驱动信号之间的时间差; T_{hs} 为半周期时间; f_{sw} 为开关频率。移相控制中, 同一桥臂开关管的驱动信号互补。在 DPS 控制中, 原副边 H 桥桥内移相比由 D_1 表示, 桥间外移相比由 D_2 表示。正向功率传输工况下, D_1 、 D_2 取值范围均为 0 到 1 之间, DPS 控制下的 DAB 驱动信号与电压电流波形如图 2 所示。

1.2 移相比可行域的区域特性分析

图 2 中, D_1 与 D_2 之间符合 $D_2 - D_1 \geq 0$ 、 $D_1 + D_2 - 1 \leq 0$ 的不等式约束。设 t_0 时刻为 0, 则 $t_1 = D_1 T_{hs}$,

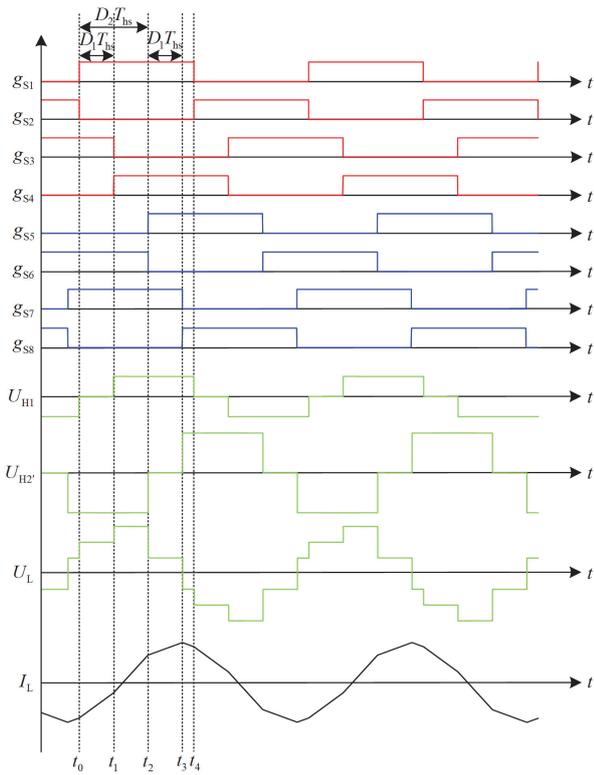


图2 DPS控制波形图

Fig. 2 Waveform diagram of DPS control

$t_2 = D_2 T_{hs}$, $t_3 = (D_1 + D_2) T_{hs}$, $t_4 = T_{hs}$, I_L 在 t_0 到 t_4 之间呈现出折线的形式, 时刻间的折线斜率与电感电压 U_L 的关系为

$$\frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{U_L}{L} \quad (2)$$

进一步推导出图2中电感电流在 t_0 到 t_4 时刻的值分别为

$$\begin{cases} I_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4f_{sw}L} [D_1 + 2D_2 - 1 + k(1 - D_1)] \\ I_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4f_{sw}L} [-D_1 + 2D_2 - 1 + k(1 - D_1)] \\ I_L(t_2) = -\frac{nU_2}{4f_{sw}L} [D_1 - 1 + k(D_1 - 2D_2 + 1)] \\ I_L(t_3) = -\frac{nU_2}{4f_{sw}L} [D_1 - 1 + k(-D_1 - 2D_2 + 1)] \\ I_L(t_4) = -I_L(t_0) \end{cases} \quad (3)$$

式中: n 为变压器匝数比; k 为电压变换比, 定义如式(4)所示, 用以衡量电感两侧电压的不匹配程度, 当 $k=1$ 时, $U_{H1} = U_{H2}$ 。

$$k = \frac{U_1}{nU_2} = \frac{U_{H1}}{U_{H2}} \quad (4)$$

图2所示工况中, U_L 在 t_0 到 t_3 时间段内恒大于0, 因此 I_L 持续增加。在 t_3 到 t_4 时间段内, 当 $k \leq 1$ 时, $U_L < 0$, 电流应力 I_{Lcs} 在 t_3 时刻取到。当 $k > 1$ 时, $U_L > 0$, 电流应力在 t_4 时刻取到。

由式(3)可进一步推导得出电感电流半周期的折线表达式 $I_L(t)$ 。稳态下 DAB 传输功率 P 的表达式为

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_0}^{t_4} U_{H1} I_L(t) dt \quad (5)$$

将 $I_L(t)$ 代入式(5)并进行分段积分, 可得在 $D_2 - D_1 \geq 0$ 、 $D_1 + D_2 - 1 \leq 0$ 的条件下, DPS 控制的 DAB 变换器传输功率为

$$P = \frac{nU_1 U_2}{4f_{sw}L} (2D_2 - 2D_2^2 - D_1^2) \quad (6)$$

当 D_1 与 D_2 之间关系不满足 $D_2 - D_1 \geq 0$, $D_1 + D_2 - 1 \leq 0$ 的约束条件时, $I_L(t)$ 的解析式将发生变化, 进而导致传输功率与电流应力解析式改变。为了建立电流应力与约束条件组一一对应的优化模型, 将移相比可行域进行分区, 结果如图3所示。

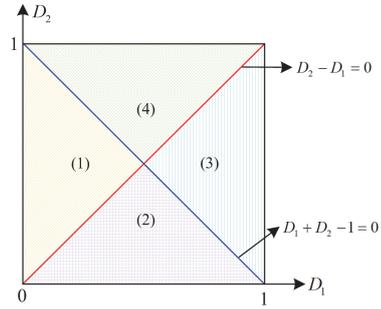


图3 DPS控制移相比可行域分区

Fig. 3 Feasible region partition of DPS control phase-shift ratio

基于图3的分区结果, 可在移相比可行域中求得各区域内的传输功率与电流应力表达式。同时, 为保证求解方便与优化结果的普适性, 以式(7)为基值对传输功率与电流应力进行标么化处理。其中: I_{base} 为电感电流基值; P_{base} 为 DAB 变换器的最大传输功率有名值; P^* 为其标么化处理后的值, 范围为0到1。

$$\begin{cases} P_{base} = \frac{nU_1 U_2}{8f_{sw}L} \\ I_{base} = \frac{nU_2}{8f_{sw}L} \end{cases} \quad (7)$$

1.3 DAB 电流应力优化模型

DAB 电流应力优化控制需要在满足功率传输需求的前提下减小电流应力, 不同区域内的 P^* 表达

式不同。在区域(1)与区域(2)中, k 值不同也会导致电流应力标幺值 I_{Lcs}^* 表达式存在差异。因此, 建立全功率范围 DAB 电流应力优化模型需基于 D_1 、 D_2 所属区域与 k 值的大小进行分类讨论。鉴于此, 本文以 k 、 P^* 为优化模型输入参数, D_1 、 D_2 为优化变量, 将全功率范围 DAB 电流应力优化问题建模为如下形式。

当 $0 < k \leq 1$ 时, DAB 电流应力优化模型分别如式(8)~式(11)所示。

区域(1)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[1 - D_1 - k(-D_1 - 2D_2 + 1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 \geq 0, D_1 + D_2 - 1 \leq 0, -D_1 \leq 0, \\ & P^* - 2(2D_2 - 2D_2^2 - D_1^2) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

区域(2)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[1 - D_1 - k(-D_1 - 2D_2 + 1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 < 0, D_1 + D_2 - 1 < 0, -D_2 \leq 0, \\ & P^* - 2[D_2(2 - 2D_1 - D_2)] = 0 \end{cases} \quad (9)$$

区域(3)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[1 - D_1 + k(1 - D_1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 \leq 0, D_1 + D_2 - 1 \geq 0, D_1 \leq 1, \\ & P^* - 2[1 - 2D_1 + D_1^2] = 0 \end{cases} \quad (10)$$

区域(4)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[1 - D_1 + k(1 - D_1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 > 0, D_1 + D_2 - 1 > 0, D_2 \leq 1, \\ & P^* - 2[(1 - D_2)(1 + D_2 - 2D_1)] = 0 \end{cases} \quad (11)$$

当 $k > 1$ 时, DAB 电流应力优化模型分别如式(12)和式(13)所示。

区域(1)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[D_1 + 2D_2 - 1 + k(1 - D_1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 \geq 0, D_1 + D_2 - 1 \leq 0, -D_1 \leq 0, \\ & P^* - 2(2D_2 - 2D_2^2 - D_1^2) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

区域(2)优化模型:

$$\begin{cases} \min & 2[D_1 + 2D_2 - 1 + k(1 - D_1)] \\ \text{s.t.} & D_2 - D_1 < 0, D_1 + D_2 - 1 < 0, -D_2 \leq 0, \\ & P^* - 2[D_2(2 - 2D_1 - D_2)] = 0 \end{cases} \quad (13)$$

区域(3)、区域(4)优化模型与 $0 < k \leq 1$ 时完全相同。

DAB 电流应力优化模型均以各区域电流应力标幺值 I_{Lcs}^* 作为目标函数, 约束条件组由区域条件不等式约束和功率传输条件等式约束构成。

2 全局最小电流应力控制策略

2.1 电流应力优化模型功率约束分析

在全功率范围电流应力优化模型中, P^* 对优化模型求解的影响需进一步深入讨论。移相比可行域的功率特性如图 4 所示。

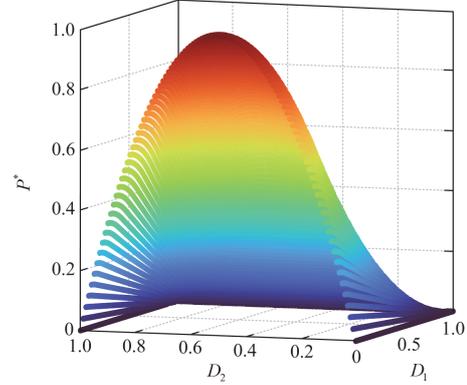


图 4 DPS 控制下 DAB 功率特性

Fig. 4 DAB power characteristics under DPS control

为体现 P^* 特性与区域的关系, 将 D_2 作为横轴, P^* 作为纵轴, 绘制 P^* 的二维特性图如图 5 所示。图 5 为图 4 的正视图, 可以更好地表示传输功率区间与移相比可行域内各区域的对应关系。

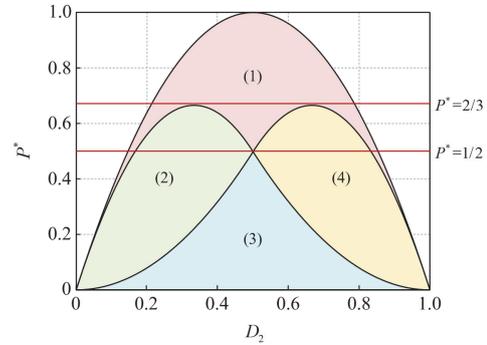


图 5 DPS 控制下 DAB 二维功率特性

Fig. 5 Two-dimensional power characteristics of DAB under DPS control

由图 5 可知, 在输入参数给定的优化模型求解过程中, 当 $P^* > 2/3$ 时, 全局最优解仅存在于区域(1)内, 只需针对 k 值进行分类讨论, 利用 KKT 条件法等传统方法求解在 $0 < k \leq 1$ 、 $k > 1$ 两种情况下的优化模型即可得到全局最优解。当 $1/2 < P^* \leq 2/3$ 时, 全局最优解可能在(1)、(2)、(4)任何一个区域, 且区域(1)被分割成 3 个不连续的子区域, 仅利用 KKT 条件法无法得到在 $1/2 < P^* \leq 2/3$ 功率区间

内的全局最优解。当 $0 < P^* \leq 1/2$ 时，全局最优解可能在(2)、(3)、(4)任何一个区域，同样也无法仅利用 KKT 条件法求得全局最优解。

除此之外，KKT 条件法等传统方法只能求解目标函数与约束条件表达式固定不变的优化问题。当全局最优解随输入参数变化而出现在目标函数与约束条件不同的多个区域时，传统方法难以给出全局最优解所在区域的不等式判据。

基于以上分析，针对 DAB 电流应力优化问题中传统方法难以处理的多区域问题，本文利用遗传算法求解 DAB 电流应力优化模型，得到输入参数与对应全局最优解的离散表格，确定全局最优解的所在区域。针对区域边界问题，选取边界两侧邻近的全局最优解拟合分界线方程，得到全局最优解所在区域的不等式判据。在单个区域内，针对目标函数与约束条件表达式固定不变的优化问题，利用 KKT 条件法求得全局最优解的解析表达式。最后基于解析化的全局最优解设计了最小电流应力控制策略，使得在 DAB 变换器的实际应用中，仅需基于解析式对输入参数进行运算即可得到全局最优移相组合，在稳态电流应力最优的前提下保证了 DAB 变换器的暂态响应速度。

2.2 基于遗传算法的全局最优解区域判据分析

在 $0 < k \leq 1$ 条件下，将相应优化模型代入遗传算法求取离散的全局最优解。其中目标函数、等式约束均基于不等式约束条件处理成分段函数。对于输入参数 k 、 P^* ，以 0.1 为 k 的步长、0.01 为 P^* 的步长进行取值，将每组输入参数代入算法，所求得的全局最优解如图 6 所示。

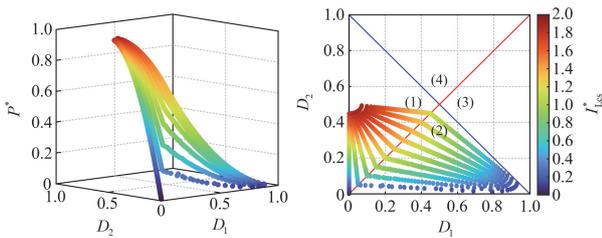


图 6 $0 < k \leq 1$ 条件下遗传算法求解结果

Fig. 6 Genetic algorithm solution results when $0 < k \leq 1$

由图 6 可知，在 $0 < k \leq 1$ 条件下，全局最优解仅在区域(1)与区域(2)取到。选取区域(1)、(2)两侧邻近的全局最优解，提取输入参数 k 、 P^* 拟合分界线方程。为保证拟合精度，保持 k 值不变，在原有分界线两侧全局最优解对应的输入参数 P^* 范围的基础上，以 0.001 为步长对 P^* 进一步离散，代入遗传算法计算得到更精确的输入参数值。最终拟合结果如图 7 所

示，拟合分界线方程为 $P^* = (-3k^2 + 2k + 1)/2$ 。

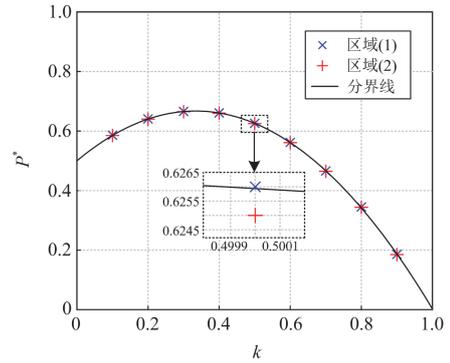


图 7 $0 < k \leq 1$ 条件下区域分界线拟合结果

Fig. 7 Fitting results of regional dividing line when $0 < k \leq 1$

与 $0 < k \leq 1$ 条件下类似，在 $k > 1$ 的条件下，将相应优化模型代入遗传算法求取离散的全局最优解，结果如图 8 所示。

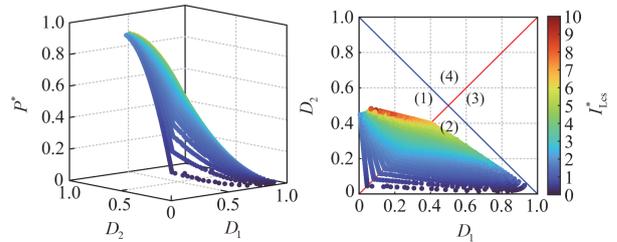


图 8 $k > 1$ 条件下遗传算法求解结果

Fig. 8 Genetic algorithm solution results when $k > 1$

由图 8 可知，在 $k > 1$ 条件下，全局最优解仅在区域(1)与区域(2)取到。选取区域(1)、(2)两侧邻近的全局最优解，提取输入参数 k 、 P^* 拟合分界线方程。拟合结果如图 9 所示，拟合分界线方程为 $P^* = (-3k^{-2} + 2k^{-1} + 1)/2$ 。

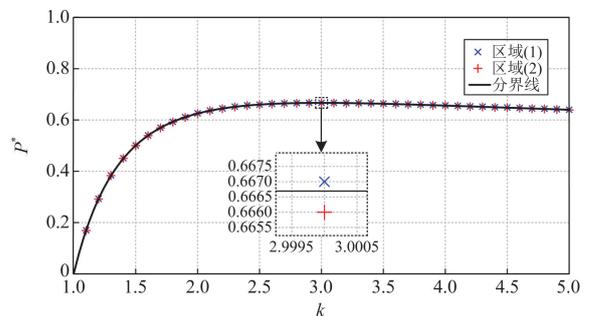


图 9 $k > 1$ 条件下区域分界线拟合结果

Fig. 9 Fitting results of regional dividing line when $k > 1$

图 7 和图 9 所拟合出的方程也可通过将 $D_1 = D_2$ 这一条件代入 KKT 条件法所求局部最优解的方式推导出来。但通过这种方式推导的方程仅能表示区

域(1)或区域(2)的局部最优解取到 $D_1 = D_2$ 直线上的输入参数条件, 并不能够证明该条件是全局最优解的分界线方程。表 1 给出了基于遗传算法分析结果得到的全局最优解区域判据。

表 1 全局最优解区域判据

Table 1 Global optimal solution region criterion		
k	P^*	所在区域
$0 < k \leq 1$	$P^* < \frac{-3k^2 + 2k + 1}{2}$	区域(2)
	$P^* \geq \frac{-3k^2 + 2k + 1}{2}$	区域(1)
$k > 1$	$P^* < \frac{-3k^{-2} + 2k^{-1} + 1}{2}$	区域(2)
	$P^* \geq \frac{-3k^{-2} + 2k^{-1} + 1}{2}$	区域(1)

2.3 基于 KKT 条件法的全局最优解解析式推导

通过 2.2 节中分析结果可知, 全局最优解只位于区域(1)和区域(2)。通过将输入参数 k 、 P^* 代入表 1 区域判据, 可唯一确定全局最优解所在的区域, 此时区域内的局部最优解即是优化问题的全局最优解。利用 KKT 条件法求解各区域内的局部最优解, 结合区域判据即可得到解析式的全局最优解。

在 $0 < k \leq 1$ 且 $P^* < (-3k^2 + 2k + 1)/2$ 条件下, 区域(2)内的电流应力优化模型为式(9)。基于式(9)构造 KKT 条件如式(14)所示。

求解式(14)方程组可得, 在 $0 < k \leq 1$ 且 $P^* < (-3k^2 + 2k + 1)/2$ 条件下, 区域(2)内的全局最

优解 $D_{1\text{opt}}$ 、 $D_{2\text{opt}}$ 与全局最优电流应力标么值 $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 解析式如式(15)所示。

$$\begin{cases} L = 2[1 - D_1 - k(-D_1 - 2D_2 + 1)] + \\ \mu[P^* - 2(2D_2 - 2D_1D_2 - D_2^2)] + \\ \lambda_1(D_2 - D_1) + \lambda_2(D_1 + D_2 - 1) + \\ \lambda_3(-D_2), \mu \neq 0, \lambda_i \geq 0 (i = 1, 2, 3) \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0, \\ \lambda_1(D_2 - D_1) = 0, \\ \lambda_2(D_1 + D_2 - 1) = 0, \\ \lambda_3(-D_2) = 0, \\ D_2 - D_1 < 0, D_1 + D_2 - 1 < 0, -D_2 \leq 0, \\ P^* - 2(2D_2 - 2D_1D_2 - D_2^2) = 0 \\ D_{1\text{opt}} = 1 - (k + 1)\sqrt{\frac{P^*}{2(3k + 1)(1 - k)}} \\ D_{2\text{opt}} = \sqrt{\frac{P^*(1 - k)}{2(3k + 1)}} \\ I_{\text{Lcs opt}}^* = \sqrt{2P^*(3k + 1)(1 - k)} \end{cases} \quad (14)$$

类似地, 可求得不同输入参数条件下的全局最优解, 得到全功率范围 DAB 电流应力优化模型求解结果。除此之外, 在 k 值固定的情况下, 随着 P^* 由 0 向 1 增加, 全局最优解 $D_{1\text{opt}}$ 与 $D_{2\text{opt}}$ 在区域(1)与区域(2)呈现出线性关系, 总结如表 2 所示。

表 2 全功率范围 DAB 电流应力优化模型求解结果

Table 2 Solution results of DAB current stress optimization model in full power range

输入参数条件	$D_{1\text{opt}}$ 、 $D_{2\text{opt}}$ 、 $I_{\text{Lcs opt}}^*$	线性关系
$0 < k \leq 1, P^* < \frac{-3k^2 + 2k + 1}{2}$	$D_{1\text{opt}} = 1 - (k + 1)\sqrt{\frac{P^*}{2(3k + 1)(1 - k)}}, D_{2\text{opt}} = \sqrt{\frac{P^*(1 - k)}{2(3k + 1)}}, I_{\text{Lcs opt}}^* = \sqrt{2P^*(3k + 1)(1 - k)}$	$D_{2\text{opt}} = \frac{k - 1}{1 + k}D_{1\text{opt}} + \frac{1 - k}{1 + k}$
$0 < k \leq 1, P^* \geq \frac{-3k^2 + 2k + 1}{2}$	$D_{1\text{opt}} = (1 - k)\sqrt{\frac{1 - P^*}{2(3k^2 - 2k + 1)}}, D_{2\text{opt}} = \frac{1}{2} - k\sqrt{\frac{1 - P^*}{2(3k^2 - 2k + 1)}}, I_{\text{Lcs opt}}^* = 2 - \sqrt{2(1 - P^*)(3k^2 - 2k + 1)}$	$D_{2\text{opt}} = \frac{k}{k - 1}D_{1\text{opt}} + \frac{1}{2}$
$k > 1, P^* < \frac{-3k^{-2} + 2k^{-1} + 1}{2}$	$D_{1\text{opt}} = 1 - (k + 1)\sqrt{\frac{P^*}{2(k^2 + 2k - 3)}}, D_{2\text{opt}} = \sqrt{\frac{P^*(k - 1)}{2(k + 3)}}, I_{\text{Lcs opt}}^* = \sqrt{2P^*(k - 1)(k + 3)}$	$D_{2\text{opt}} = \frac{1 - k}{k + 1}D_{1\text{opt}} + \frac{k - 1}{k + 1}$
$k > 1, P^* \geq \frac{-3k^{-2} + 2k^{-1} + 1}{2}$	$D_{1\text{opt}} = (k - 1)\sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 - 2k + 3)}}, D_{2\text{opt}} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 - 2k + 3)}}, I_{\text{Lcs opt}}^* = 2k - \sqrt{2(1 - P^*)(k^2 - 2k + 3)}$	$D_{2\text{opt}} = \frac{1}{1 - k}D_{1\text{opt}} + \frac{1}{2}$

表 2 结果中, 全局最优电流应力标么值 $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 与输入参数 k 、 P^* 的关系如图 10 所示。

由图 10 结果进一步分析可得, 相较于 $0 < k \leq 1$ 的升压工况, $k > 1$ 的降压工况下 $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 更大。 P^* 相同情况下, $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 最小值在 $k = 1$ 处取得。 k 相同情况下, $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 与 P^* 正相关。DPS 控制下的 DAB

在输入参数 k 、 P^* 均为最大时取到全局最大 $I_{\text{Lcs opt}}^*$ 。也即电压最不匹配且满载的降压工况下, DAB 电流应力标么值最大。

结合表 2 求解结果, 设计 DAB 全局最小电流应力控制框图如图 11 所示。

图 11 中, DAB 变换器原边侧接直流电源, 副边侧带阻性负载, 控制量为负载电压 U_2 , $U_{2\text{ref}}$ 为负

载电压参考值。输入参数中, P^* 由电压外环控制给出, k 由负载电压与原边侧电压测量值计算得到。最小电流应力控制下的控制外环可随 DAB 变换器的负载特性与控制量差异更改为电流外环或功率外环。

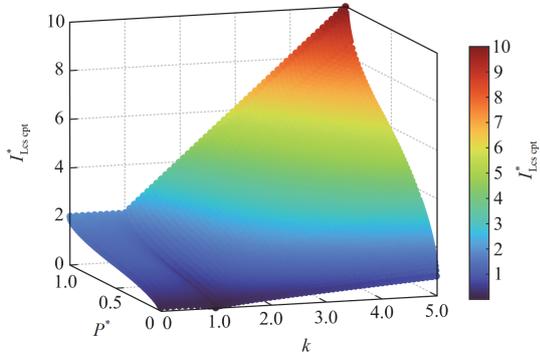


图 10 全局最优电流应力标幺值与输入参数关系

Fig. 10 Relationship between global optimal current stress per unit value and input parameters

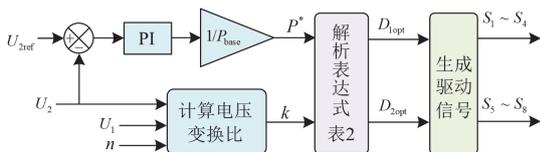


图 11 最小电流应力控制框图

Fig. 11 Block diagram of the proposed minimum current stress control

3 软开关特性分析

由于 DAB 变换器同一桥臂开关管的 ZVS 特性相同, 因此本节在 DAB 的 4 个桥臂中选取 S_1 、 S_4 、 S_5 、 S_8 这 4 个开关管进行 ZVS 特性分析。开关管的 ZVS 条件与其开通时刻对应的电感电流值有关, 最小电流应力控制下开关管的 ZVS 条件如表 3 所示。

表 3 开关管 ZVS 条件

Table 3 ZVS condition of switching tubes

开关管	区域(1)ZVS 条件	区域(2)ZVS 条件
S_1	$I_{L(1)}^*(t_{s1}) \leq 0$	$I_{L(2)}^*(t_{s1}) \leq 0$
S_4	$I_{L(1)}^*(t_{s4}) \leq 0$	$I_{L(2)}^*(t_{s4}) \leq 0$
S_5	$I_{L(1)}^*(t_{s5}) \leq 0$	$I_{L(2)}^*(t_{s5}) \leq 0$
S_8	$I_{L(1)}^*(t_{s8}) \leq 0$	$I_{L(2)}^*(t_{s8}) \leq 0$

其中 $I_{L(x)}^*(t_{S_y})$ 表示区域(x)下开关管 S_y 开通时刻的电感电流标幺值, 其中 $x=1,2$, $y=1,4,5,8$ 。

当 $0 < k \leq 1$ 时, 全局最优解与 ZVS 范围的关系如图 12 所示。其中, l_1 对应区域(1)开关管 S_4 的

ZVS 边界, l_2 、 l_3 分别对应区域(1)、区域(2)开关管 S_1 的 ZVS 边界。由图 12 可知, 当 $0 < k \leq 1$ 时, 重载工况下 DAB 变换器的所有开关管均能实现 ZVS。中载与轻载工况下, S_4 所在桥臂的两个开关管 ZVS 丢失, 其余开关管均能实现 ZVS。

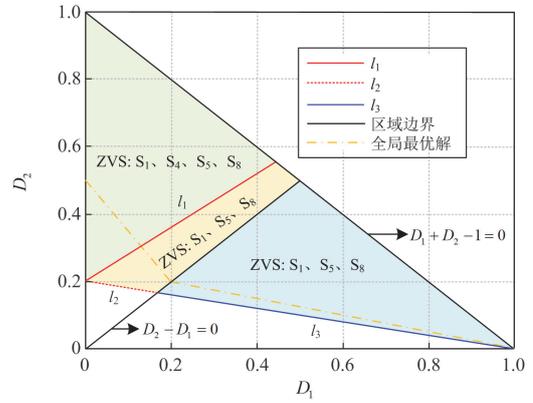


图 12 $0 < k \leq 1$ 条件下全局最优解 ZVS 条件

Fig. 12 ZVS characteristic of global optimal solution when $0 < k \leq 1$

当 $k > 1$ 时, 全局最优解与 ZVS 范围的关系如图 13 所示。其中, l_4 对应区域(1)开关管 S_5 的 ZVS 边界, l_5 、 l_6 分别对应区域(1)、区域(2)开关管 S_8 的 ZVS 边界。由图 13 可知, 当 $k > 1$ 时, 重载工况下 DAB 变换器的所有开关管均能实现 ZVS。中载与轻载工况下, S_5 所在桥臂的两个开关管 ZVS 丢失, 其余开关管均能实现 ZVS。

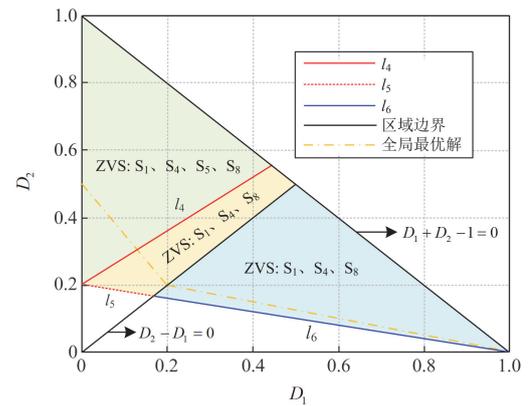


图 13 $k > 1$ 条件下全局最优解 ZVS 条件

Fig. 13 ZVS characteristic of global optimal solution when $k > 1$

结合图 12、图 13 结论, 将最小电流应力控制与 SPS 控制下的 DAB 变换器全部开关管 ZVS 范围进行对比, 结果如图 14 所示。

$$P_{\text{bdDPS}}^* = \begin{cases} \frac{-5k^4 + 4k + 1}{(k^2 - 2k - 1)^2}, & 0 < k \leq 1 \\ \frac{k^4 + 4k^3 - 5}{(k^2 + 2k - 1)^2}, & k > 1 \end{cases} \quad (16)$$

$$P_{\text{bdSPS}}^* = \begin{cases} 1 - k^2, & 0 < k \leq 1 \\ \frac{k^2 - 1}{k^2}, & k > 1 \end{cases}$$

式中: P_{bdDPS}^* 与 P_{bdSPS}^* 表示当 k 给定时能够实现全部开关管 ZVS 的最小 P^* 。

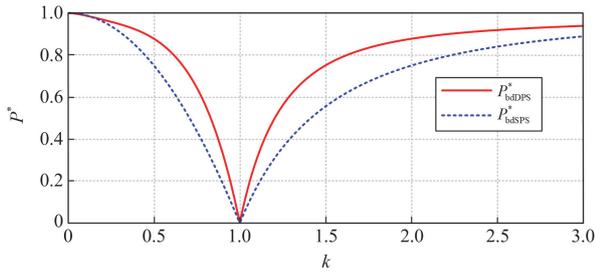


图 14 最小电流应力控制与 SPS 控制 ZVS 范围对比

Fig. 14 Comparison of ZVS range between minimum current stress control and SPS control

由图 14 可知, 当 $k=1$ 时, 两种控制均能在全功率范围内实现全部开关管 ZVS。当 DAB 变换器两端电压不匹配也即 k 偏离 1 时, 最小电流应力控制的全部开关管 ZVS 范围略小于 SPS 控制。然而当 $P^* < P_{\text{bdSPS}}^*$ 时, SPS 控制将丢失整个 H 桥的 ZVS, 仅一侧 H 桥实现 ZVS。当 $P^* < P_{\text{bdDPS}}^*$ 时, 由于内移相比的存在, 最小电流应力控制仅丢失两个开关管的 ZVS。综上, 从全功率范围的角度评估, 最小电流应力控制的软开关特性更好。

4 实验验证

根据本文所提全局最小电流应力控制策略搭建如图 15 所示 DAB 变换器实验样机, 样机参数如表 4 所示。

本节将对相同工况下的 SPS 控制、文献[16]提出的分段优化控制与本文提出的全局最小电流应力

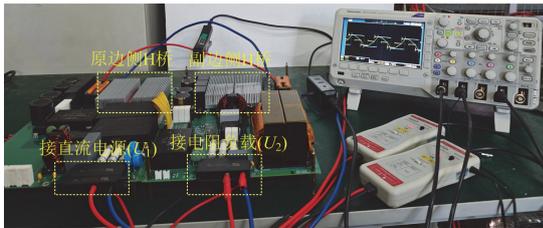


图 15 实验样机

Fig. 15 Experimental prototype

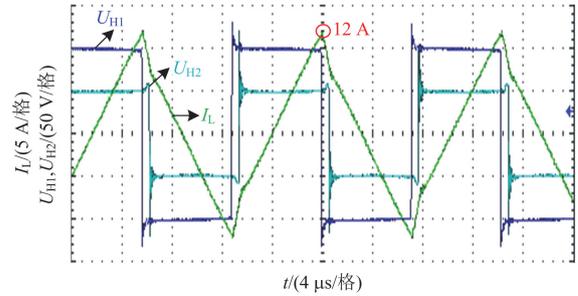
表 4 实验样机参数

Table 4 Parameters of experimental prototype

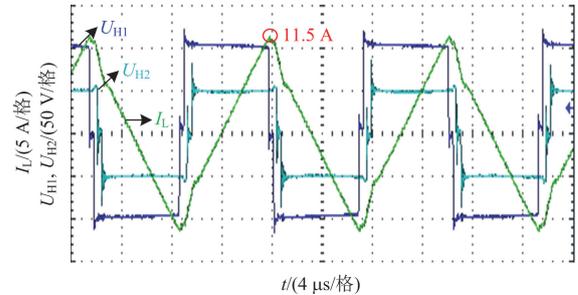
参数	数值
原边侧电源电压 U_1/V	100
负载电压参考值 $U_{2\text{ref}}/V$	50
原、副边滤波电容/ μF	120
移相电感 $L/\mu\text{H}$	18
开关频率 f_{sw}/kHz	70
变压器变比	1:1

控制进行对比。设置负载电阻值分别为 $20\ \Omega$ 、 $15\ \Omega$ 、 $12\ \Omega$ 、 $10\ \Omega$ 、 $7.5\ \Omega$, 验证不同传输功率标么值 P^* 下优化控制的效果。

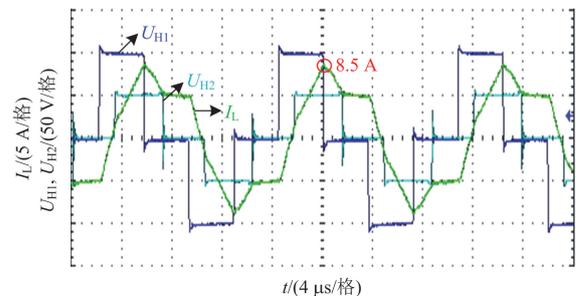
负载电阻为 $15\ \Omega$ 时, 传输功率标么值 P^* 为 0.33, DAB 变换器运行于轻载工况。原副边桥臂电压与电感电流实验波形如图 16 所示。



(a) SPS控制



(b) 电流应力分段优化控制



(c) 全局最小电流应力控制

图 16 $P^* = 0.33$ 工况下实验波形对比

Fig. 16 Comparison of experimental waveforms when $P^* = 0.33$

图 16 中, SPS 控制下的电流应力为 12 A, 分段优化控制下的电流应力为 11.5 A, 全局最小电流应力控制下的电流应力为 8.5 A。

负载电阻为 $10\ \Omega$ 时, 传输功率标么值 P^* 为 0.5, DAB 变换器运行于中载工况。原副边桥臂电压与电感电流实验波形如图 17 所示。

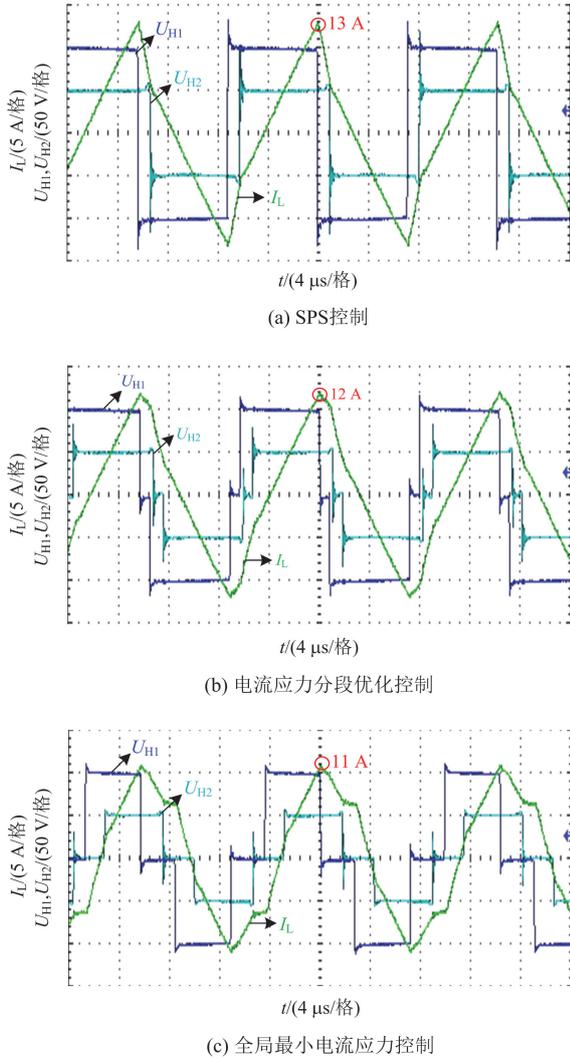


图 17 $P^* = 0.5$ 工况下实验波形对比

Fig. 17 Comparison of experimental waveforms when $P^* = 0.5$

图 17 中, SPS 控制下的电流应力为 13 A, 分段优化控制下的电流应力为 12 A, 全局最小电流应力控制下的电流应力为 11 A。在轻载与中载工况下, 依据第 2 节的分析结论, 优化模型求解存在多区域问题。两种工况下全局最小电流应力控制的效果均为最优, 且在轻载工况下优势显著。

负载电阻为 $7.5\ \Omega$ 时, 传输功率标么值 P^* 为 0.67, DAB 变换器运行于重载工况。原副边桥臂电压与电感电流实验波形如图 18 所示。

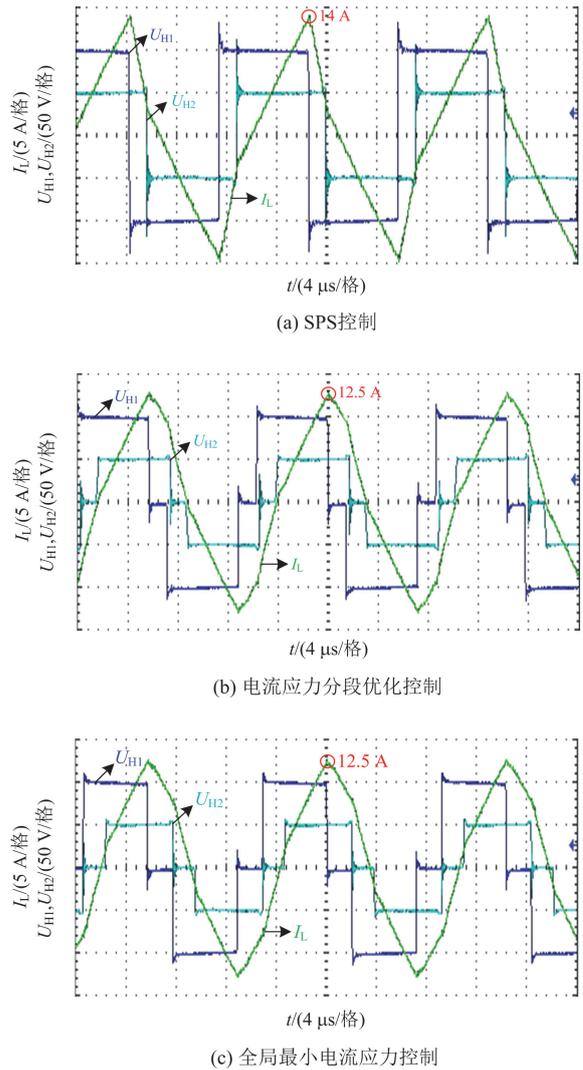


图 18 $P^* = 0.67$ 工况下实验波形对比

Fig. 18 Comparison of experimental waveforms when $P^* = 0.67$

图 18 中, SPS 控制下的电流应力为 14 A, 分段优化控制与全局最小电流应力控制下的电流应力均为 12.5 A。重载工况下, 优化模型求解不存在多区域问题, 因此分段优化控制与全局最小电流应力控制优化结果相同, 均能取到全局最优电流应力。

3 种控制策略在各工况下的电流应力实验结果对比折线图如图 19 所示。

由图 19 所示的实验结果对比可以看出, 在优化模型存在多区域问题时的轻载、中载工况下, 本文所提出的全局最小电流应力控制策略可使 DAB 变换器实现最小电流应力运行。在重载工况下由于移相比可行域仅为区域(1), 优化模型求解不存在多区域问题, 因此本文所提优化控制与传统 DPS 电流应力优化控制均可使 DAB 变换器实现最小电流应力运行。

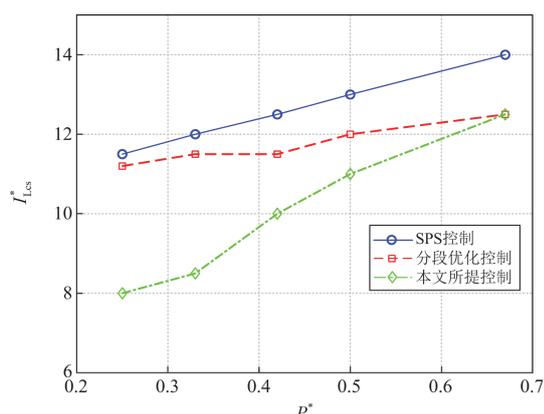


图 19 3 种控制策略电流应力对比

Fig. 19 Current stress comparison of three control strategies

5 结论

本文深入分析了传统优化求解方法在求解 DAB 电流应力优化问题时的局限性。在传输功率标幺值 $P^* < 2/3$ 时的轻载、中载工况下, 由于 P^* 表达式的差异, 电流应力优化模型必须分区域建立, 这使得 DAB 电流应力优化问题成为一个非凸且多区域的问题。传统优化求解方法由于缺乏全局寻优能力而难以证明结果的全局最优性。

基于分析结论, 提出了基于遗传算法的区域判据分析与 KKT 条件法相结合的求解方法, 形成了基于 DPS 的 DAB 全局最小电流应力控制。对所提优化控制进行了软开关分析, 在轻载、中载工况下 DAB 变换器有一个桥臂的开关管丢失 ZVS, 相较于 SPS 控制软开关特性更好。最后, 通过实验对比了 SPS 控制、电流应力分段优化控制与本文所提全局最小电流应力控制, 实验结果表明相同工况下本文所提优化控制策略下的 DAB 变换器电流应力最小。

参考文献

- [1] 范恩泽, 赵鲁, 李耀华, 等. 一种输入串联输出并联双有源桥变换器输入电压自平衡结构[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 141-150.
FAN Enze, ZHAO Lu, LI Yaohua, et al. A structure with IVS self-balancing for an ISOP-DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 141-150.
- [2] 龚邻晓, 李文辉, 徐军忠, 等. 基于多目标优化的高频 DAB 变换器混合多重移相控制策略[J]. 中国电机工程报, 2024, 44(4): 1517-1534.
GONG Linxiao, LI Wenhui, XU Junzhong, et al. Hybrid phase shift control strategy for high-frequency DAB converter based on multi-objective optimization[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(4): 1517-1534.
- [3] 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.

- [4] 马智, 蔺红, 樊艳芳. 基于模型预测控制的输入并联输出串联双有源桥变换器均压控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(22): 12-21.

MA Zhi, LIN Hong, FAN Yanfang. Model predictive control-based voltage equalization control strategy for an input-parallel output-series dual active bridge converter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(22): 12-21.

- [5] 孙雨晴, 陈卓, 梁耀贤, 等. 基于功率补偿的 DC-DC 变换器电流应力控制方法[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(7): 44-53.

SUN Yuqing, CHEN Zhuo, LIANG Yaoxian, et al. A current stress control method of the DC-DC converter based on power compensation[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(7): 44-53.

- [6] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 53-65.
HUANG Yunfei, ZHONG Qihao, OUYANG Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65.

- [7] HOU N, LI Y W. Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(3): 3148-3172.

- [8] ZHAO W, XIE N, LIN W, et al. Investigation on the transient performance improvement of dual-active-bridge converters based on optimal current stress control[C] // 2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), May 10-12, 2024, Harbin, China: 1278-1283.

- [9] 卢林煜, 王鲁杨, 柏扬, 等. 面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 141-150.

LU Linyu, WANG Luyang, BAI Yang, et al. Research on dual-active-bridge DC-DC converter in solid state transformer for energy internet[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 141-150.

- [10] HEBALA O M, ABOUSHADY A A, AHMED K H, et al. Generic closed-loop controller for power regulation in dual active bridge DC-DC converter with current stress minimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,

- 2018, 66(6): 4468-4478.
- [11] SONG C, SANGWONGWANICH A, YANG Y, et al. Optimal control of multi-level DAB converters for soft-switching and minimum current stress[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 5707-5720.
- [12] WU F, 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.
- [13] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(8): 4091-4106.
- [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(增刊 1): 243-253.
- HU Yan, ZHANG Tianhui, YANG Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 243-253.
- [15] 陶海军, 王宏伟, 杨乃通. 基于新扩展移相双有源全桥变换器降压-升压模式下电流应力优化[J]. 上海交通大学学报, 2024, 58(10): 1585-1595.
- TAO Haijun, WANG Hongyi, YANG Naitong. Current stress optimization in Buck-Boost mode based on new extended phase-shift dual active full-bridge converter[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2024, 58(10): 1585-1595.
- [16] 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.
- [17] LI L, XU G, XIONG W, et al. An optimized DPS control for dual-active-bridge converters to secure full-load-range ZVS with low current stress[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(1): 1389-1400.
- [18] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3889-3899.
- GUO Huayue, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended-phase-shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889-3899.
- [19] XIN L, HAORYU Z, YA Q, et al. Current stress optimization of dual active bridge converter based on dual phase shift control[C] // 2020 IEEE 9th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC), December 11-13, 2020, Chongqing, China: 717-724.
- [20] 余伟臣, 高明, 干方宇, 等. 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[J/OL]. 电源学报: 1-15[2025-04-19]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20221207.1034.002.html>
- YU Weichen, GAO Ming, GAN Fangyu, et al. Optimal control strategy on current stress of dual active bridge DC-DC converter based on combined dual phase shifting [J/OL]. Journal of Power Supply: 1-15[2025-04-19]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20221207.1034.002.html>
- [21] MA W, XU B, ZHENG H, et al. DAB converter current stress optimization based on genetic algorithm[C] // 2024 IEEE 19th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), August 5-8, 2024, Kristiansand, Norway: 1-6.
- [22] 张来勇, 涂春鸣, 肖凡, 等. 双有源桥变换器电流应力的本征规律分析及其优化控制[J/OL]. 电工技术学报: 1-16[2025-04-19]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240701>
- ZHANG Laiyong, TU Chunming, XIAO Fan, et al. Intrinsic law analysis and optimization control of current stress in dual active bridge converter[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-16[2025-04-19]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240701>
- [23] 蔡逢煌, 石安邦, 江加辉, 等. 结合电流应力优化与虚拟电压补偿的双有源桥 DC-DC 变换器三重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2559-2571.
- CAI Fenghuang, SHI Anbang, JIANG Jiahui, et al. Triple-phase-shift optimal control of dual-active-bridge DC-DC converter with current stress optimization and virtual voltage compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2559-2571.

收稿日期: 2025-01-20; 修回日期: 2025-04-21

作者简介:

赵邳毅(1998—), 男, 博士研究生, 研究方向为DC/DC变换器及其控制; E-mail: 23111447@bjtu.edu.cn

荆龙(1977—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子及新能源发电技术; E-mail: ljing@bjtu.edu.cn

续文政(1992—), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子变换、无线电能传输。E-mail: xuwenzheng@bjtu.edu.cn

(编辑 魏小丽)