

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407544

扩展移相控制的 DAB 变换器双目标优化策略*

刘春喜 徐金荣 刘文强 孙华泽

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105)

摘要:为提高双有源桥变换器的传输效率,提出一种基于新扩展移相控制的电流应力和回流功率双目标权重优化策略。首先,根据原边侧输出电压高电平的角度和原副边输出电压之间的移相角重新定义新移相比,简化传输功率数学模型,再由移相比之间的关系划分出3种工作模式并求出对应的电流应力和传输功率数学模型;在此基础上,推导出回流功率数学模型并进行特性分析;然后,优选出两种覆盖全功率的工作模式并建立电流应力和回流功率权重优化函数,根据极差正规化法求解出最优移相比组合并分析其软开关特性;最后结合所求软开关条件下的最优移相比组合设计出简洁快速的闭环控制策略。通过搭建样机进行实验验证,在电流应力、回流功率以及传输效率方面对优化策略与传统策略进行对比分析。实验结果表明双目标优化策略相较于传统扩展移相控制在低功率模式下系统效率提升了20%,在高功率模式下系统效率提升了11%,验证了设计方案的可行性和有效性。

关键词: 双有源桥;扩展移相;电流应力;回流功率;权重优化;移相比

中图分类号: TM46;TN386 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Dual-objective optimization strategy for DAB converter with extended phase shift control

Liu Chunxi Xu Jinrong Liu Wenqiang Sun Huaze

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

Abstract: In order to improve the transmission efficiency of the dual active bridge converter, a dual-objective weight optimization strategy for current stress and backflow power based on the new extended phase shift control is proposed. Firstly, the new phase-shift ratio is redefined according to the angle of the high level of the primary-side output voltage and the phase-shift angle between the primary and secondary-side output voltages to simplify the mathematical model of the transmission power, and then three operation modes are classified by the relationship between the phase-shift angles and the corresponding mathematical models of the current stress and the transmission power are derived; Based on it, the mathematical model of the backflow power is deduced and the characterization is carried out; Then, two operating modes covering the full power are selected and the current stress and backflow power weight optimization functions are established, the optimal shift ratio combinations are solved according to the polarity regularization method and the soft-switching characteristics are analyzed; Finally, a simple and fast closed-loop control strategy is designed by combining the optimal shift ratio combinations with the proposed soft-switching conditions. A prototype is built for experimental verification, and the optimization strategy is compared with the traditional one in terms of current stress, backflow power and transmission efficiency. The experimental results show that the dual-objective optimization strategy improves the system efficiency by 20% in low-power mode and 11% in high-power mode compared with the traditional extended phase-shift control, which verifies the feasibility and effectiveness of the design scheme.

Keywords: dual active bridge; new-extend phase shift; current stress; backflow power; weight optimization; phase-shift ratio

0 引言

双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器^[1]具有电路简单成本较低^[2]、工作性能稳定、电压电流承受范围较大、不易出现故障且能量转换效率较高等优势^[3],被广泛应用于电力电子变压器^[4]、新能源汽车^[5]以及分布式微电网^[6]等领域,并成为近年来国内外专家学者研究的热点^[7]。

通过调节移相比是双有源桥变换器的主流控制方法。传统单移相(single phase shift, SPS)控制^[8]的原边桥输出电压与电感电流正负不匹配时,变换器便会产生回流功率^[9],当电压传输比大于 1 并增大时,电流应力会增大^[10],降低系统效率。文献[11]通过扩展移相(extended phase shift, EPS)控制策略来降低回流功率,在原边桥内 S_1 和 S_2 之间增加一个移相比,求变量分离后的极值得到适合宽电压范围的回流功率优化方案。文献[12]通过建立回流功率优化函数求取最优解,但并未考虑全部工作模式,故具有局限性。除了针对 EPS 控制回流功率优化之外,文献[13-15]对 EPS 控制的电流应力进行了优化。文献[13]对 SPS 控制和 EPS 控制电流应力数学模型进行了详细分析,并对 EPS 控制的电流应力进行了优化。文献[14]分析了不同模式下的电流应力特性以及零电压导通特性,通过卡鲁什-库恩-塔克(Karush-Kuhn-Tucker, KKT)条件与图像相结合求出最小电流应力最优解。文献[15]在全功率范围通过拉格朗日乘法对最小电流应力进行了求解。传统 EPS 控制的传输功率内外移相比耦合关系较强,且传输功率与移相比关系不够简化,无法保证正向传输功率,为解决此问题,文献[16]提出了一种新扩展移相(new extended phase shift, NEPS)定义,并通过 KKT 条件求出了软开关下的最小电流应力。文献[17]通过分段优化内外移相角保证了全局电流应力最优。文献[18]建立模型预测模型优化了系统运行动态响应。文献[19]运用梯度下降法求解变换器回流功率最优解从而降低了回流功率。文献[20]通过坐标变换并简化数学模型求解得出最优移相比组合。文献[21]提出的回流功率优化方案分段过多,实现较为复杂。以上方案仅对回流功率或电流应力进行单目标优化,未同时考虑双目标进行优化。

为兼顾回流功率与电流应力双目标优化,拟将新扩展移相控制的 DAB 变换器作为研究对象,将工作模式分为 3 种,先根据电流应力以及半周期特性推导出传输功率模型,并由回流功率定义推导出 3 种模式下的回流功率模型,然后对其回流功率特性进行分析;在此基础上构建回流功率和电流应力双目标权重优化函数,求解出软开关条件下的最优移相比组合,设计出运算简化且启动

快速的闭环控制策略;最后设计参数搭建样机,进行实验与已有优化策略对比验证所提方案的可行性和有效性。

1 DAB 变换器特性分析

1.1 基于新移相比的传输功率特性分析

双有源桥变换器的主电路如图 1 所示,主元器件有变压器、直流电源、辅助电感以及原副边 8 个开关管。图中 $S_1 \sim S_4$ 为原边侧 H 桥 4 个开关管, $Q_1 \sim Q_4$ 为副边侧 H 桥 4 个开关管; $D_1 \sim D_4$ 和 $M_1 \sim M_4$ 分别表示原副边开关管两端的寄生二极管; C_1 为输入侧缓冲电容, C_2 为输出侧支撑电容; R 为输出端负载; U_1 和 U_2 分别是变换器输入电压和输出电压,定义电压传输比 $k = U_1/nU_2$; 变压器匝数比为 $n:1$; L 和 i_L 分别为辅助电感和电感电流; U_{ab} 和 U_{cd} 分别为原副边 H 桥的输出电压。本文以降压模式 $k > 1$ 为例对变换器工作特性进行建模分析。

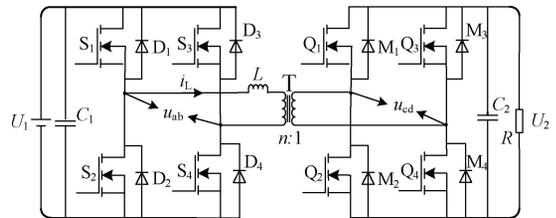


图 1 双有源桥变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of dual active bridge converters

定义 T_{hs} 为开关周期的一半,传统扩展移相控制的内移相比 d_1 定义为开关管 S_1 和 S_4 导通角度之差和半周期 T_{hs} 之比,外移相比 d_2 定义为开关管 S_4 和 S_5 导通角度之差和半周期 T_{hs} 之比。则在此定义下的传输功率标幺值表达式为:

$$P^* = \begin{cases} 2(2d_1d_2 - d_1 - d_1^2 - 2d_2^2 + 2d_2), & 0 \leq d_1 \leq d_2 \leq 1 \\ 2(-2d_1d_2 - d_1 + d_1^2 + 2d_2), & 0 \leq d_2 \leq d_1 \leq 1 \end{cases} \quad (1)$$

当 $0 \leq d_2 < d_1 \leq 1$ 时,传统扩展移相控制下的传输功率范围为 $-0.5 < P^* < 0.5$,传输功率不可避免存在反向传输情况,且传输功率与移相比单调性无法确定;另外从式中可以看出 d_1 和 d_2 存在较强的耦合性。当 $0 \leq d_2 \leq d_1 \leq 1$ 时,传输功率表达式因式分解后整理可得:

$$P^* = 4(d_2 - d_1/2)(1 - d_1) \quad (2)$$

根据因式分解正负值关系,且 $d_2 - d_1/2$ 为原副边 H 桥输出电压 U_{ab} 和 U_{cd} 之间的移相比。由此可将扩展移相下的移相比 D_2 定义为 $D_2 = d_2 - d_1/2$,移相比 D_1 定义为 $D_1 = 1 - d_1$, D_1 表示 U_{ab} 高电平部分移相比,移相比 D_1 与传输功率成正相关, D_2 表示 U_{ab} 和 U_{cd} 高电平中点之

间的移相比。重新定义后,为保证传输功率始终为正,应取移相比范围 $0 \leq D_1 \leq 1, 0 \leq D_2 \leq 1$ 。

重新定义移相比后,开关管的导通顺序取决于 D_1 、 D_2 的取值,驱动波形图上则是 U_{ab} 、 U_{cd} 上升沿和下降沿拐点的位置。工作模式分为模式 A: U_{ab} 波形上升沿分布在 U_{cd} 波形低电平段, U_{ab} 波形下降沿分布在 U_{cd} 波形高电平段,见图 2(a); 模式 B: U_{ab} 波形上升沿和下降沿都分布在 U_{cd} 波形高电平段,见图 2(b); 模式 C: U_{ab} 波形上升沿和下降沿都分布在 U_{cd} 波形低电平段,见图 2(c)。

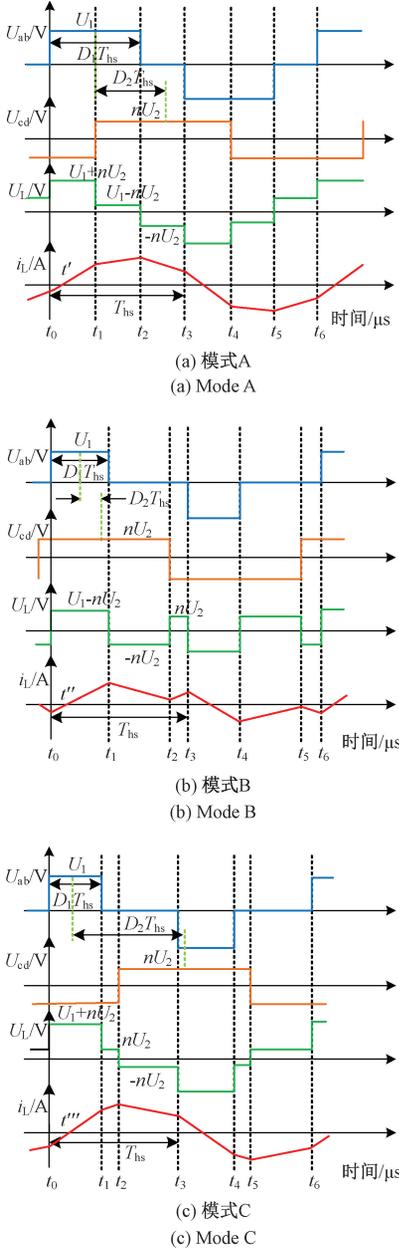


图 2 变换器驱动波形

Fig. 2 The waveform of the converter

3 种工作模式的外移相比取值范围为:

$$\begin{cases} 0.5(1 - D_1) \leq D_2 < 0.5(1 + D_1), \text{模式 A} \\ 0 \leq D_2 < 0.5(1 - D_1), \text{模式 B} \\ 0.5(1 + D_1) \leq D_2 \leq 1, \text{模式 C} \end{cases} \quad (3)$$

取 t_0 基准点为坐标原点,结合图 2 可得各时刻表达式为:

$$\begin{cases} t_0 = 0 \\ t_1 = (D_2 - \frac{1 - D_1}{2})T_{hs} \\ t_2 = D_1 T_{hs} \\ t_3 = T_{hs} \end{cases} \quad (4)$$

模式 A 半周期各个时刻电感电流的表达式为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nU_2}{4f_s L} (-kD_1 - 2D_2 - D_1 + 2) \\ i_L(t_1) = \frac{nU_2}{4f_s L} [k(2D_2 - 1) + 1] \\ i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4f_s L} (kD_1 + 2D_2 - D_1) \\ i_L(t_3) = \frac{nU_2}{4f_s L} (kD_1 + 2D_2 + D_1 - 2) \end{cases} \quad (5)$$

DAB 变换器在模式 A 的一个周期 T 内传输功率为:

$$P = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_3} u_{ab}(t) i_L(t) dt \quad (6)$$

将式(4)和式(5)代入式(6)并结合图 2(a)可得模式 A 的传输功率为:

$$P_A = \frac{nU_1 U_2}{8f_s L} (-4D_2^2 - D_1^2 + 4D_2 + 2D_1 - 1) \quad (7)$$

为方便后文进行分析,以单移相最大传输功率 $P_N = nU_1 U_2 / (8f_s L)$ 为传输功率基准值, f_s 为开关管的开关频率,经由 $P_A^* = P_A / P_N$ 标么化可得:

$$P_A^* = -4D_2^2 - D_1^2 + 4D_2 + 2D_1 - 1 \quad (8)$$

同理可得 3 个模式下的传输功率标么值为:

$$P^* = \begin{cases} -4D_2^2 - D_1^2 + 4D_2 + 2D_1 - 1, 0.5(1 - D_1) \leq D_2 < 0.5(1 + D_1) \text{ 模式 A} \\ 4D_1 D_2, 0 \leq D_2 < 0.5(1 - D_1) \text{ 模式 B} \\ -4D_1 D_2 + 4D_1, 0.5(1 + D_1) \leq D_2 \leq 1 \text{ 模式 C} \end{cases} \quad (9)$$

根据式(9)传输功率标么值表达式可绘制出内外移相比与传输功率标么值的三维关系图,如图 3 所示,内外移相比在定义域内时功率正向传输,模式 A 传输功率范围为 $[0, 1]$, 模式 B 和 C 传输功率范围均为 $[0, 0.5]$ 。

根据不同 D_2 绘制出传输功率与内移相比的二维关系图,如图 4 所示,传输功率与内移相比 D_1 成正相关。

1.2 基于新移相比的回流功率特性分析

当双有源桥变换器的原边侧 H 桥输出电压 U_{ab} 与

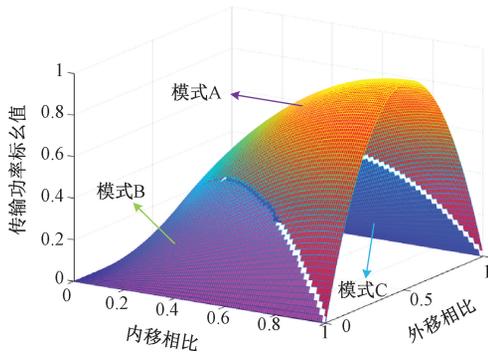


图 3 3 种模式的传输功率特性

Fig. 3 Transmission power characteristics for three modes

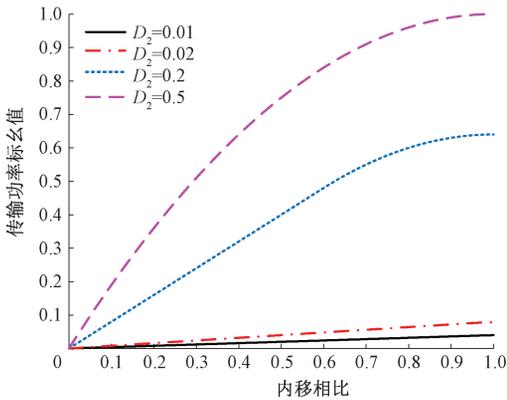


图 4 传输功率与内移相比 D_1 的二维关系

Fig. 4 The two-dimensional relationship between transmission power and internal shift D_1

电感电流 i_L 方向相反时, 电源不向负载端正向传输功率, 反向传输到变压器输入侧, 电感产生回流功率, 此现象会造成变换器效率降低, 同时也限制了元器件的电气性能。

由图 2(a) 可知, 工作在模式 A 时在 (t_0, t') 时间段, 当 U_{ab} 为高电平时, 电感电流 i_L 为负值, 双有源桥变换器会产生回流功率, 以 t_0 作为原点参考点, 则模式 A 的回流功率 Q_A 为:

$$Q_A = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t'} u_{ab} |i_L(t)| dt \quad (10)$$

将式(5)代入式(10)并结合图 2(a) 可得模式 A 回流功率为:

$$Q_A = \frac{nU_1U_2(kD_1 + 2D_2 + D_1 - 2)^2}{16f_sL(k + 1)} \quad (11)$$

以单移相控制最大传输功率 $P_N = nU_1U_2/(8f_sL)$ 作为回流功率标么化基准值, 经标么化 $Q_A^* = Q_A/P_N$ 可得:

$$Q_A^* = \frac{(kD_1 + 2D_2 + D_1 - 2)^2}{2(k + 1)} \quad (12)$$

模式 B 和 C 回流功率分别产生于 (t_0, t'') 、 (t_0, t''') , 采用相同推导方式可得模式 B 和 C 的回流功率标么值为:

$$Q_B^* = \frac{(kD_1 - 2D_2 - D_1)^2}{2(k - 1)} \quad (13)$$

$$Q_C^* = \frac{(kD_1 + D_1 + 2D_2 - 2)^2}{2(k + 1)} \quad (14)$$

由式(12)~式(14)可计算得到模式 A、B 和 C 的回流功率标么值极值如表 1 所示。

表 1 3 种模式的回流功率极值

Table 1 Backflow power extremum for the three modes

工作模式	回流功率下限	回流功率上限
模式 A	0	1.5
模式 B	0	0.5
模式 C	0	1.5

根据式(12)~式(14)绘制出回流功率标么值与内外移相比的三维关系图, 如图 5 所示。图中回流功率曲面由 3 部分构成, 中间区域为模式 A 回流功率曲面, 下部区域为模式 B 回流功率曲面, 上部区域为模式 C 回流功率曲面。

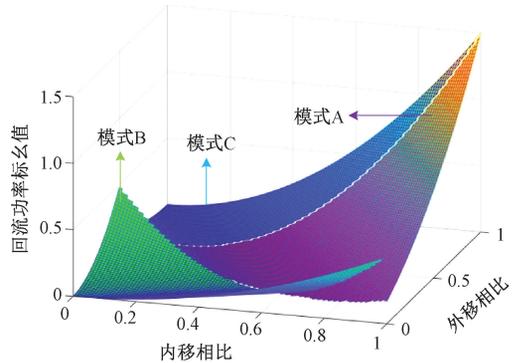


图 5 3 种模式的回流功率特性

Fig. 5 Backflow power characteristics for three modes

2 基于双目标权重优化的闭环控制

2.1 工作模式的选取

在双有源桥变换器中, 电流应力过大会使电流变化率过大, 功率器件承受压力较大使得效率下降, 在波形图中电流应力表现为电感电流 i_L 的峰值电流。减小变换器的电流应力可以减小损耗从而提高效率, 还可拓宽元器件的选型范围。

由图 2 可知, 模式 A、B、C 电流应力分别出现在 t_2 、 t_1 、 t_2 时刻, 根据电感电流半周期对称性质可计算得到电流应力值, 经标么化 $I_{st}^* = I_{st}/I_N$ 可得标么值为:

$$I_{st}^* = \begin{cases} 2(kD_1 + 2D_2 - D_1), 0.5(1 - D_1) \leq D_2 < 0.5(1 + D_1) & \text{模式 A} \\ 2(kD_1 + 2D_2 - D_1), 0 \leq D_2 < 0.5(1 - D_1) & \text{模式 B} \\ (kD_1 + 1), 0.5(1 + D_1) \leq D_2 \leq 1 & \text{模式 C} \end{cases} \quad (15)$$

式(15)取电流应力基准值为 $I_N = nU_2 / (8f_s L)$ 。

由图 3 分析可知,仅模式 A 可工作于 $P^* > 0.5$ 的区间,所以可选取模式 A 作为双有源桥变换器工作的高功率模式。

模式 B 和 C 的传输功率范围均为 $[0, 0.5]$,需要对两者电流应力和回流功率进行对比分析,优选出一个作为变换器低功率工作模式。

先对电流应力进行对比分析,对模式 B 和模式 C 的电流应力标么值进行比较。当两种工作模式的移相比 D_1 相等时,即 $D_1 = D_{1B} = D_{1C}$,可得电流应力标么值差值 $I_B^* - I_C^* = 2(2D_{2B} - D_1 - 1) \leq 0$ 恒成立。此时模式 B 的电流应力恒小于等于模式 C 的电流应力,且模式 C 的电流应力只由内移相比 D_1 决定,模式 B 的电流应力由 D_1 和 D_2 共同决定,由此可知,当模式 B 和 C 拥有相同传输功率时,B 模式总能得到合适的内外移相比组合使其电流应力比模式 C 的小。

再对回流功率进行对比分析,由图 4 可知,模式 B 回流功率标么值上限较低,仅为 0.5,模式 C 回流功率标么值上限较高,和模式 A 相同均达到 1.5。从综合效率优化角度考虑应当选择回流功率较低的模式。

综上所述,下文优化只需选择模式 A 和 B 进行分析即可,而模式 B 外移相比 $D_2 \leq 0.5$ 恒成立,模式 A 传输功率关于 $D_2 = 0.5$ 对称,因此可进一步确定外移相比取值范围为 $0 \leq D_2 \leq 0.5$ 。

2.2 基于电流应力的单目标优化

文献[16]所提 DAB 变换器在新扩展移相控制下的优化是以电流应力为优化目标,在实现软开关情况下以

$$Q_s^* = \begin{cases} \left[\frac{k - 1 + \frac{1 - k^2 \sqrt{(k^2 - 2k + 2)(1 - P^*)}}{k^2 - 2k + 2}}{2(k + 1)} \right]^2, \frac{2(k - 1)}{k^2} \leq P^* \leq 1 \\ 0, 0 \leq P^* < \frac{2(k - 1)}{k^2} \end{cases}, \quad (19)$$

令新扩展移相单目标电流应力优化控制的电流应力为 i_{NEPS} ,单移相下的电流应力为 i_{SPS} ,则 $i_{NEPS} : i_{SPS}$ 为

$$Q_i = \begin{cases} \frac{k - \sqrt{(k^2 - 2k + 2)(1 - P^*)}}{k - \sqrt{1 - P^*}}, \frac{2(k - 1)}{k^2} \leq P^* \leq 1 \\ \frac{\sqrt{2(k - 1)P^*}}{k - \sqrt{1 - P^*}}, 0 \leq P^* < \frac{2(k - 1)}{k^2} \end{cases} \quad (20)$$

由式(20)可绘制出新扩展移相控制单目标优化方

内外移相比范围为不等式约束条件和传输功率为等式约束条件,构造 KKT 条件下的拉格朗日函数求解得到电流应力最小值。考虑到下文需要控制变量进行对比分析,故只需求解在传输功率等式约束条件下的最小电流应力。拉格朗日乘子法是一种建立在等式约束条件下的最优求解方法,首先选取该方法对电流应力进行最小化单目标优化。优化目标函数的数学标准方程为:

$$\begin{cases} \min f(x) \\ \text{s. t. } h_i(x) = 0 \\ i = 1, 2, \dots, q \end{cases} \quad (16)$$

式中: $f(x)$ 为目标函数, x 为变量; $h_i(x) = 0$ 为等式约束条件。

基于拉格朗日乘子法可构造函数为:

$$\begin{cases} L(D, \lambda) = f(D) + \lambda(P(D) - P^*) \\ D = (D_1, D_2) \\ \lambda \neq 0 \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

根据图 2,并将式(9)、式(12)和(13)代入式(17)可得单目标优化最小电流应力标么值以及回流功率标么值:

$$I_s^* = \begin{cases} 2(k - \sqrt{(k^2 - 2k + 2)(1 - P^*)}), \frac{2(k - 1)}{k^2} \leq P^* \leq 1 \\ 2\sqrt{2(k - 1)P^*}, 0 \leq P^* < \frac{2(k - 1)}{k^2} \end{cases} \quad (18)$$

案电流应力与单移相控制电流应力之比在不同电压传输比下随着传输功率变化的趋势曲面,如图 6 所示。

由图 6 可知,模式 B 电流应力优化效果明显优于模式 A 优化效果,且随着电压传输比的增大,模式 B 可进行电流应力优化的传输功率范围随之拓宽。在轻载运行时,传输功率越接近 0,新扩展移相电流应力单目标优化方案的电流应力越接近零,说明其对电流应力优化效果很好,能显著提高系统效率,且随着变压比增大优化效果也越好。

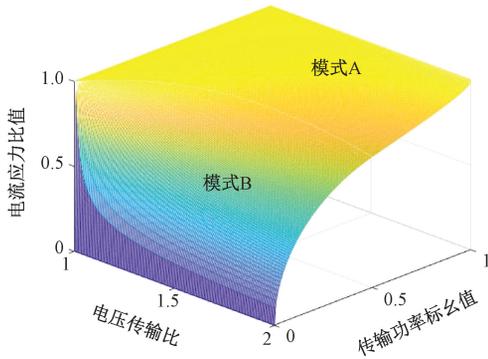


图 6 NEPS 控制优化方案与 SPS 控制的电流应力之比

Fig. 6 The ratio of the current stress of the NEPS control optimization scheme to the SPS control

2.3 双目标权重优化

上节优化方案仅能对电流应力单个目标进行优化未同时考虑优化回流功率,为兼顾电流应力和回流功率双目标优化提升变换器系统效率,则需要引入权重函数,求出兼顾双目标优化的最优移相比组合。

1) 模式 A $0.5(1 - D_1) \leq D_2 < 0.5(1 + D_1)$

步骤 1) 构造权重优化函数

$$F(D_1, D_2) = \alpha I_{st} + \beta Q \quad (21)$$

式中: α 为模式 A 电流应力加权因子, β 为回流功率加权因子,且 $\alpha + \beta = 1$ 。

等式约束条件为:

$$\frac{nU_1U_2}{8f_sL}(-4D_2^2 - D_1^2 + 4D_2 + 2D_1 - 1) = P \quad (22)$$

步骤 2) 极差正规化数学标准方程

$$g_i'(D) = \frac{g_i(D) - g_{i \min}(D)}{g_{i \max}(D) - g_{i \min}(D)} \quad (23)$$

式中: $g_{i \max}(D)$ 、 $g_{i \min}(D)$ 分别为 $g_i(D)$ 在等式约束条件下的最大值和最小值。

而新扩展移相下的电流应力、传输功率和回流功率最大值以及 $k = 1$ 时的电流应力、传输功率和回流功率最小值为:

$$\begin{cases} I_{st \max} = \frac{nU_2}{4f_sL}(k+1) & I_{st \min} = 0 \\ P_{\max} = \frac{nU_1U_2}{8f_sL} & P_{\min} = 0 \\ Q_{\max} = \frac{nU_1U_2}{16f_sL}(k+1) & Q_{\min} = 0 \end{cases} \quad (24)$$

代入式(23)可得正规化评价价值分别为:

$$\begin{cases} I'_{st} = \frac{kD_1 + 2D_2 - D_1}{k+1} \\ P' = -4D_2^2 - D_1^2 + 4D_2 + 2D_1 - 1 \\ Q' = \left(\frac{kD_1 + 2D_2 + D_1 - 2}{k+1} \right)^2 \end{cases} \quad (25)$$

步骤 3) 计算最优移相比组合

将式(25)正规化评价价值代入式(21)并结合式(17)构造拉格朗日方程组求解可得:

$$D_1 = (-2\alpha + k + 1)(2D_2 - 1) + 1 \quad (26)$$

令 $X_1 = -2\alpha + k + 1$, 则 $D_1 = X_1(2D_2 - 1) + 1$ 代入式(25)可得:

$$D_1 = -X_1 \sqrt{\frac{1-P'}{1+X_1^2}} + 1 \quad \frac{2X_1}{(1+X_1)^2} \leq P' < 1 \quad (27)$$

2) 模式 B $0 \leq D_2 < 0.5(1 - D_1)$

与上同理可得正规化评价价值分别为:

$$\begin{cases} I'_{st} = \frac{kD_1 + 2D_2 - D_1}{k+1} \\ P' = 4D_1D_2 \\ Q' = \frac{(kD_1 - 2D_2 - D_1)^2}{(k-1)(k+1)} \end{cases} \quad (28)$$

将式(28)正规化评价价值代入式(21)并结合式(17)构造拉格朗日方程组求解可得:

$$D_1 = \frac{2}{k-1}D_2 \quad (29)$$

令 $X_2 = 2/(k-1)$, 则 $D_1 = X_2D_2$, 代入式(27)可得

$$D_2 = \sqrt{\frac{P'}{4X_2}} \quad 0 \leq P' < \frac{4X_2}{(2+X_2)^2} \quad (30)$$

3) 确定加权因子

2.2 节在文献[15]所提出的优化方案基础上,不考虑软开关以及移相比限制范围,仅对电流应力进行单优化,通过拉格朗日乘法求解得到电流应力最小值,不考虑回流功率优化,为和本文所提出新扩展移相下的双目标优化方案进行区别,将 2.2 节的优化方案命名为电流应力单目标优化。两种模式下的最小电流应力为:

$$I_s^* = \begin{cases} 2(k - \sqrt{(k^2 - 2k + 2)(1 - P^*)}), \frac{2(k-1)}{k^2} \leq P^* \leq 1 \\ 2\sqrt{2(k-1)P^*}, 0 \leq P^* < \frac{2(k-1)}{k^2} \end{cases} \quad (31)$$

双目标权重优化控制中,当传输功率和电压传输比固定时,随着 α 权重越来越大,该方案将增强对电流应力的削弱能力并减弱对回流功率的抑制能力,兼顾双目标优化的电流应力值将会略大于单目标优化电流应力值,因此,选取 α 应遵循电流应力不明显升高以及回流功率尽可能减小的原则,最终达到提升系统效率的目的。

当处于模式 A 工作时,将式(25)和式(26)代入式(4)和式(11)可得双目标优化后的电流应力 I_d^* 和回流功率 Q_d^* ,令双目标与单目标电流应力之比 $E_i = I_d^*$:

I_s^* , 绘制出在各种 α 取值下的 E_i 随着电压传输比和传输功率变化的三维曲面, 如图 7 所示, 传输功率不变时, 电流应力之比随着电压传输比减小而增大; 电压传输比不变时, 电流应力比随着传输功率减小而增大, 可知模式 A 下的双目标权重优化方案传输功率越大, 优化效果越好, 且加权因子越小, 电流应力比越大。

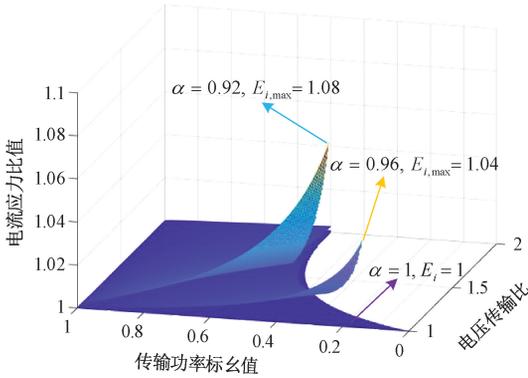


图 7 电流应力比与加权因子、电压传输比和传输功率关系
Fig. 7 Relationship between current stress ratio and weighting factor, voltage transmission ratio and transmission power

考虑到兼顾电流应力和回流功率双目标优化效果, 选取轻载时双目标权重优化方案效果的最差顶点小于预设值为选取 α 的基准。以 $E_i \leq 1.04$ 为基准, 则图 7 中 $\alpha = 0.96$ 时的电流应力比满足电压传输比和传输功率不断变化时的基准值条件。

将所得加权因子代入回流功率公式并与式 (19) 作商得到回流功率比 E_q , 绘制出回流功率比与电压传输比和传输功率的关系曲面, 如图 8 所示, 模式 A 下的双目标优化能对回流功率产生较好的抑制效果。

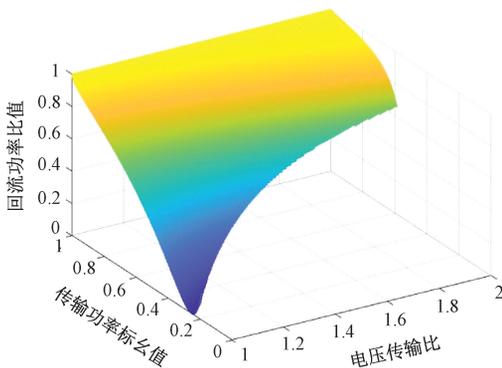


图 8 回流功率比与电压传输比和传输功率关系
Fig. 8 Relationship between reflux power ratio, voltage transfer ratio, and transmission power

当处于模式 B 时, 由于 2.2 节在理想情况下, 电流应力单目标优化方案在达到电流应力最小的同时, 将回流功率也降到了最小, 且 2.3.2) 小节求出双目标优化方案

移相比组合与 2.2 节同解, 故无需对模式 B 进行双目标优化即可达到双有源桥变换器系统效率最大化。

2.4 软开关特性分析

变换器开关频率较高, 若不使用软开关技术则开关管在导通关断过程中, 电流上升和电压下降同时进行会产生功率损耗, 进而大大降低变换器传输效率, 且会造成电流尖峰过大和电磁干扰严重。

由于拓扑的对称性, 只需保证同一桥臂的一个开关管实现软开关即可。工作在模式 A 时, 若 $i_L(t_1) \geq 0$ 则 $i_L(t_2) \geq 0$ 也成立, 可使得 $S_1 \sim S_2$ 和 $Q_1 \sim Q_4$ 实现 ZVS, 将式 (5) 代入上述条件可得:

$$k(2D_2 - 1) + 1 \geq 0 \tag{32}$$

将式 (26) 代入式 (32) 并结合移相比取值范围可得上式不等式条件恒成立, 故模式 A 时的开关管 $S_1 \sim S_2$ 和 $Q_1 \sim Q_4$ 可实现 ZVS。

同理, 工作在模式 B 时, 若 $i_L(t_0) \leq 0, i_L(t_1) \geq 0, i_L(t_2) \leq 0$ 同时成立可使得所有开关管实现软开关, 约束条件为:

$$\begin{cases} -kD_1 + 2D_2 + D_1 \leq 0 \\ kD_1 + 2D_2 - D_1 \geq 0 \\ kD_1 - 1 \leq 0 \end{cases} \tag{33}$$

结合图 2(b) 并结合移相比取值范围可得上式不等式条件恒成立, 工作在模式 B 时所有开关管均可实现软开关。

综上所述, 所提双目标权重优化方案能在优化电流应力和回流功率的同时相应地实现绝大部分开关管的 ZVS。

2.5 系统控制方案

通过上文分析可知, 当电压传输比以及传输功率一定时, 可根据两者范围优选出内外移相比组合使得变换器系统效率最大化, 因此本文提出以下系统控制方案, 如图 9 所示。

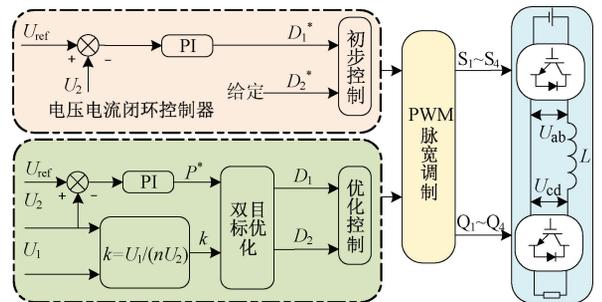


图 9 控制框图

Fig. 9 Control block diagram

由图 9 可知, 该控制框图分为初步控制与双目标优化控制两部分。首先为了使变换器启动和运行过程中响

应快速,利用电压电流双闭环调节 D_1^* 和给定 D_2^* 进行 PWM 初步控制,然后通过双目标优化控制方案输出最优移相比组合 D_1 和 D_2 ,进行 PWM 调制优化控制,兼顾电流应力与回流功率双目标优化最终使变换器系统效率提升。

3 实验结果及分析

为验证所提双目标优化策略理论的可行性和有效性,本文以 TMS320F28335 为控制器,按照图 9 控制框图搭建双有源桥变换器实验样机,如图 10 所示,双有源桥变换器主功率电路包含两层全桥、两个支撑电容、一个辅助电感以及一个高频变换器,主电路实验参数如表 2 所示。

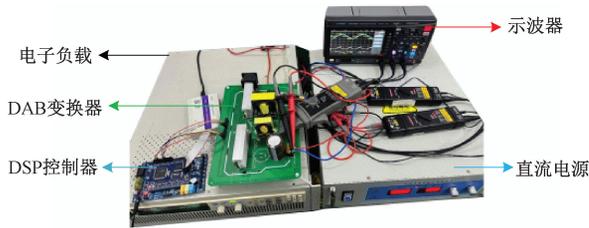


图 10 实验样机平台

Fig. 10 Experimental prototype platform

将传统控制策略、文献[16]策略和文献[20]策略加入对比组进行实验,以此对比验证所提控制策略在电流应力、回流功率以及效率等方面的优化效果。

表 2 DAB 变换器实验参数

Table 2 Experimental parameters of DAB converter

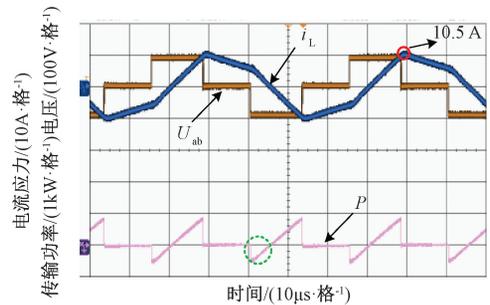
参数	数值
开关频率 f_s /kHz	20
输入电压 U_1 /V	100
输出电压 U_2 /V	33
辅助电感 L /μH	50
变压器变比 n	2

3.1 优化方案对比分析

双有源桥变换器在传统 EPS 控制策略、文献[16]优化策略、文献[20]优化策略以及双目标优化控制策略下低功率模式的实验波形如图 11 所示。传统 EPS 控制策略工作在低功率模式产生的电流应力和回流功率为 4 组对比实验最大。

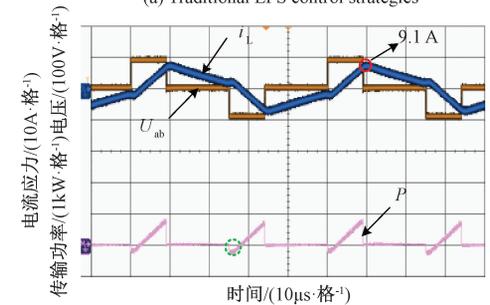
由图 11 可知,低功率模式下的传输功率标幺值为 0.32(输出功率为 264 W),传统 EPS 控制策略、文献[16]优化策略、文献[20]优化策略以及双目标优化控制策略的电流应力分别为 10.5 A、9.1 A、10.2 A 和 9.1 A,回流功率分别为 57.3 W、34.8 W、11.7 W 和

34.8 W,双目标优化控制策略和文献[16]优化策略产生的回流功率略大于文献[20]优化策略,后 3 组实验相对于传统 EPS 控制策略回流功率分别降低了 39.3%、79.6%和 39.3%。



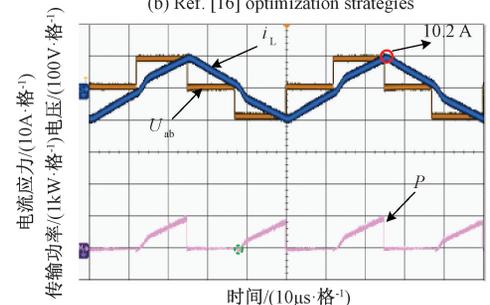
(a) 传统EPS控制策略

(a) Traditional EPS control strategies



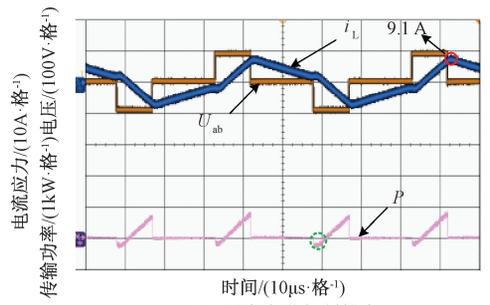
(b) 文献[16]优化策略

(b) Ref. [16] optimization strategies



(c) 文献[20]优化策略

(c) Ref. [20] optimization strategies



(d) 双目标优化控制策略

(d) Dual-objective optimization control strategy

图 11 低功率模式实验波形

Fig. 11 Experimental waveform in low-power mode

双有源桥变换器在传统 EPS 控制策略、文献[16]优化策略、文献[20]优化策略以及双目标优化控制策略下

高功率模式的实验波形如图 12 所示。传统 EPS 控制策略工作在高功率模式下产生的电流应力和回流功率同样为四组对比实验最大。由图 12 可知,工作在高功率模式下,此时传输功率标幺值为 0.64(输出功率为 528 W),传统 EPS 控制策略、文献[16]优化策略、文献[20]优化策略以及双目标优化控制策略的电流应力分别为 14.1 A、10.3 A、13.8 A 和 10.8 A,回流功率分别为 112.8 W、73.2 W、31.4 W 和 39.7 W,双目标优化控制策略产生的回流功率明显小于文献[16]优化策略,略大于文献[20]优化策略,后 3 组实验相对于传统 EPS 控制策略回流功率分别降低了 35.1%、72.2% 和 64.8%。

3.2 系统效率对比分析

图 13 给出了当双有源桥变换器电压传输比固定 $k = 1.5$ 时,上节 4 种控制策略的效率曲线图。

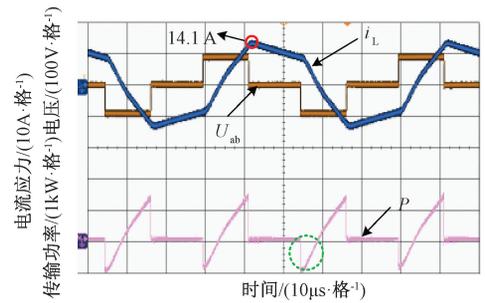
由图可知,传统 EPS 控制策略无论在低功率还是高功率模式效率均为最低;文献[20]根据回流功率分段优化运行轨迹降低了回流功率,提高了系统效率;文献[16]优化策略降低了电流应力,使得变换器效率高于文献[20];但由于文献[16]高功率模式系统效率相较于文献[20]提升不明显,且在低功率模式下电流应力达到最小化的同时回流功率达到了最小化,在此基础上,所提优化方法通过变换器高功率模式下的电流应力和回流功率双目标优化显著提升了系统效率。

4 结论

针对新扩展移相控制下的双有源桥变换器,在已定义新移相比基础上,对其传输功率和回流功率工作特性进行了分析,并在传输功率和回流功率角度分析优选出覆盖全功率范围的两种工作模式,建立权重函数通过极差正规化法对变换器电流应力和回流功率进行双目标优化旨在提升系统效率,同时按初步控制和优化控制设计控制策略以提高启动速度,通过理论分析和实验对比,结果表明:重新定义移相比使得传输功率表达式更简化,保证了单调性,对模式划分优选以及回流功率特性分析提供理论基础。且高功率模式时,基于新移相比的电流应力和回流功率双目标优化方法相较于另外两种优化方法,在不过分增大电流应力的同时兼顾了回流功率的大幅减小,有效地提高了变换器系统效率;低功率模式工作时,可使变换器在电流应力最小化的同时使回流功率接近零。所提控制方法无需负载电流传感器并且初步控制介入启动更快,对降低实际应用成本更有意义。

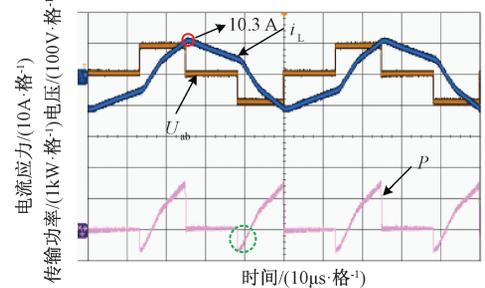
参考文献

[1] 王晨,周雪松,马幼捷,等. 基于混合策略麻雀搜索算法优化的 DC-DC 变换器自抗扰稳压策略[J]. 国外



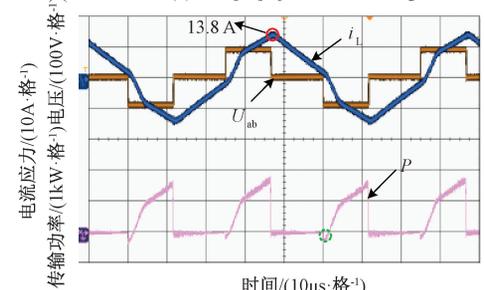
(a) 传统 EPS 控制策略

(a) Traditional EPS control strategies



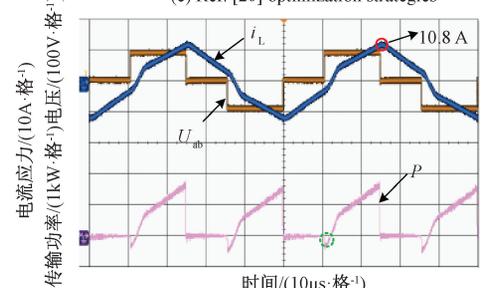
(b) 文献[16]优化策略

(b) Ref. [16] optimization strategies



(c) 文献[20]优化策略

(c) Ref. [20] optimization strategies



(d) 双目标优化控制策略

(d) Dual-objective optimization control strategy

图 12 高功率模式实验波形

Fig. 12 Experimental waveform in high power mode

电子测量技术, 2024, 43(7): 46-56.

WANG CH, ZHOU X S, MA Y J, et al. A DC-DC converter active disturbance rejection and voltage stabilization strategy optimized by hybrid strategy sparrow search algorithm [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(7): 46-56.

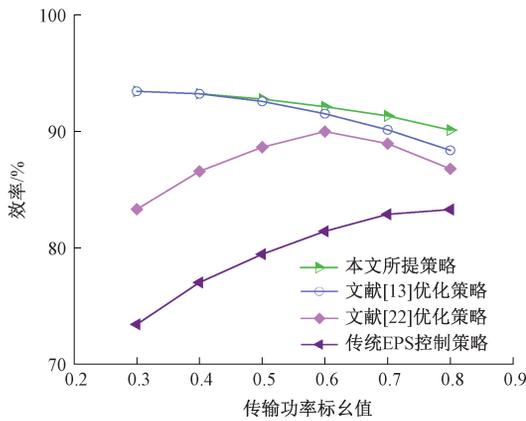


图 13 不同优化策略下的效率对比曲线

Fig. 13 Efficiency comparison curves under different optimization strategies

- [2] 涂春鸣, 孟阳, 肖凡, 等. 一种交直流混合微网能量路由器及其运行模态分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 176-188.
TU CH M, MENG Y, XIAO F, et al. An AC-DC hybrid microgrid energy router and operational modal analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 176-188.
- [3] 许正平, 李俊. 双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 140-146.
XU ZH P, LI J. Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 140-146.
- [4] 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 B, AN F, SONG Q, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298.
- [5] WANG Y, ZHENG Z D, LI Y D. DAB-based PET in MVDC traction and shipboard applications with distribution and redundant control[J]. The Journal of Engineering, 2019(16): 3209-3213.
- [6] 卢自宝, 龚莉, 赵传超, 等. 直流微电网中 DC-DC 变换器的切换控制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 41(8): 202-209.
LU Z B, GONG L, ZHAO CH CH, et al. Research on switching control method of DC-DC converter in DC microgrid[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 41(8): 202-209.
- [7] 赵莹莹, 何怡刚, 杜博伦, 等. 基于 LSSA 优化 DBN 的双有源桥变换器开路故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4): 56-64.

- ZHAO Y Y, HE Y G, DU B L, et al. Open-circuit fault diagnosis of dual active bridge converter based on LSSA optimized DBN[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(4): 56-64.
- [8] 高圣伟, 祁树岭, 孙继涛, 等. 基于 GaN HEMT 的双向 DC-DC 变换器系统损耗分析[J]. 天津工业大学学报, 2020, 39(2): 61-68.
GAO SH W, QI SH L, SUN X T, et al. Loss analysis of double active bridge system based on GaN HEMT[J]. Journal of Tianjin Polytechnic University, 2020, 39(2): 61-68.
- [9] 张天晖. 双有源桥 DC/DC 变换器多目标优化控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
ZHANG T H. Research on multi-objective optimal control of dual active bridge DC/DC converter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2019.
- [10] 姚娟. 双有源桥 DC/DC 变换器的优化控制研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2022.
YAO X. Research on optimal control of dual active bridge DC/DC converter [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2022.
- [11] WEN H Q, XIAO W D, SU B, et al. Nonactive power loss minimization in a bidirectional isolated DC-DC converter for distributed power systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6822-6831.
- [12] 张勋, 王广柱, 商秀娟, 等. 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1090-1097.
ZHANG X, WANG G ZH, SHANG X J, et al. An optimized strategy based on backflow power of bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1090-1097.
- [13] 张勋, 王广柱, 王婷, 等. 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 X, WANG G ZH, WANG T. Dual phase-shift optimization control of bidirectional full-bridge DC-DC converter based on inductor current stress [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 100-106.
- [14] 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 H Y, ZHANG X, ZHAO W G, et al. Optimal control strategy for dual active bridge DC-DC converter with extended phase shift control[J]. Proceedings of the

- CSEE, 2019, 39(13): 3889-3899.
- [15] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 基于扩展相移的双有源全桥 DC-DC 变换器多目标优化控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 822-831. 961.
AN F, SONG W SH, YANG K X Multi-objective optimization control scheme based on extended phase-shift of dual-active-bridge DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 822-831. 961.
- [16] 王攀攀, 徐泽涵, 高利强, 等. 新扩展移相角下的双有源桥 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 727-738.
WANG P P, XU Z H, GAO L Q, et al. Optimal control strategy for dual active bridge DC-DC converter with new extended-phase-shift angle [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 727-738.
- [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 J H, SUN ZH F, LEI M, 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] AN F, SONG W SH, YU B, et al. Model predictive control with power self-balancing of the output parallel DAB DC-DC converters in power electronic traction transformer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1806-1818.
- [19] 周兵凯, 杨晓峰, 张智, 等. 能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 3030-3040.
ZHOU B K, YANG X F, ZHANG ZH, et al. Multi-objective optimization control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter in electric energy router application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 3030-3040.
- [20] 李彦君, 张兴, 赵文广, 等. 基于拓展移相调制的双有源桥回流功率优化策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(3): 216-222.
LI Y J, ZHANG X, ZHAO W G, et al. Dual active bridge reflow power optimization strategy based on extended phase-shift modulation [J]. Acta Solar, 2022, 43(3): 216-222.
- [21] SHI H CH, WEN H Q, HU Y H, et al. Efficiency optimization of DC solid-state transformer for photovoltaic power systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(5): 3583-3595.

作者简介



刘春喜(通信作者), 2001 年和 2004 年于辽宁工程技术大学分别获得学士学位和硕士学位, 2010 年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 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

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



徐金荣, 2020 年于常熟理工学院获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。

E-mail: 2536414770@qq.com

Xu Jinrong received his B. Sc. degree from Changshu Institute of Technology in 2020. He is now a M. Sc. candidate at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.