

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240735

考虑不同优化指标的双有源桥变换器全局优化控制

王祺^{1,2}, 张泽轲¹, 王春花²

(1. 山西大学电力与建筑学院, 山西 太原 030031; 2. 华中师范大学数学与统计学院, 湖北 武汉 430079)

摘要: 双有源桥(dual-active-bridge, DAB)变换器在能量双向传输的场合扮演着关键的角色, 其中单移相控制是其最典型的控制方式。然而, 当 DAB 变换器的输入电压和输出电压不匹配时会产生较大的回流功率, 同时会增大电流应力, 轻载时无法实现全部开关管的零电压开通(zero-voltage-switching, ZVS)。针对传统单移相控制在电压不匹配运行时效率降低的问题, 提出一种基于双重移相(dual-phase-shift, DPS)控制的全功率范围内保证全部开关管实现 ZVS 的最小回流功率优化策略, 以提高变换器在宽电压调节比下的效率。首先, 综合考虑功率的传输特性、电压调节比以及最小回流功率、最小电流应力、全 ZVS 三者之间的耦合关系, 研究全部开关管实现 ZVS 的功率范围。然后, 根据给定的约束条件, 通过分段优化的方法, 得到全局最优解。最后, 搭建实验平台验证所提优化策略在电压不匹配运行条件下可以使 DAB 变换器的全部开关管在全功率范围内均能实现 ZVS, 同时减小了回流功率。
关键词: 双有源桥变换器; 回流功率; 电流应力; 软开关; 双重移相控制

Global optimal control of a dual active bridge converter considering different optimization indices

WANG Qi^{1,2}, ZHANG Zeke¹, WANG Chunhua²

(1. School of Electric Power, Civil Engineering and Architecture, Shanxi University, Taiyuan 030031, China;
2. School of Mathematics and Statistics, Central China Normal University, Wuhan 430079, China)

Abstract: The dual active-bridge (DAB) converter plays a key role in bidirectional energy transfer applications, with single-phase-shift (SPS) control being the most common control mode. However, when the input and output voltages of the DAB converter are mismatched, significant circulating power is generated leading to higher current stress, while zero-voltage-switching (ZVS) cannot be achieved for all switches in light load conditions. To address the efficiency degradation of traditional SPS control when there are voltage mismatches, an optimized dual-phase-shift (DPS) control strategy is proposed. This ensures minimum backflow power of all switching tubes and ZVS in the full power range, thus improving the efficiency of the converter with a wide voltage regulation ratio. First, considering the power transfer characteristics, voltage regulation ratio, coupling relationship between minimum backflow power, minimum current stress and full ZVS, the power range of all switches to achieve ZVS is studied. Then, from the given constraints, a global optimal solution is obtained by segmented optimization. Finally, an experimental platform is set up to verify that, the proposed optimization strategy can achieve ZVS of all switches in the full power range when there are voltage mismatches, and at the same time, effectively reduce the backflow power.

This work is supported by the Fund of Key Laboratory of Hubei Province (No. MPL2024ORG003).

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

0 引言

随着高渗透率的可再生能源、高比例的电力电子设备、高速增长的直流负荷在电网中的发展, 直流微电网成为构建新型电力系统的关键推动力^[1-3]。

为实现高效可靠的直流供电系统, 隔离直流变换器将是不可或缺的能量变换装置。目前, 双有源桥(dual active bridge, DAB)DC-DC 变换器以其电路结构对称、功率密度高、电压增益宽、易于实现零电压开通(zero-voltage-switching, ZVS)以及具有电气隔离等特性得到广泛应用^[4-6]。

移相控制是 DAB 变换器最典型的控制方式,

基金项目: 湖北省重点实验室项目资助(MPL2024ORG003)

其中单移相控制具有外移相比一个控制变量,控制方式简单,易于实现^[7]。然而,当DAB变换器的电压调节比不为1,即当变换器实际的输入电压和输出电压的比值与高频变压器的变比不匹配时,会产生较大的回流功率,同时会使电感电流增长加快,增大开关管的电流应力。此外,开关管的ZVS范围会变窄,导致变换器的导通损耗和开关损耗增加,从而减低系统的功率因数和传输效率^[8]。为此,相关文献提出了扩展移相控制(extended-phase-shift, EPS)、双重移相控制(dual-phase-shift, DPS)和三重移相控制(triple-phase-shift, TPS)等方法。

基于多控制自由度的优化方法主要从两个方面提升DAB变换器的传输效率:1)以最小回流功率或最小电流应力为优化目标,降低开关管的导通损耗;2)实现开关管的ZVS和扩大ZVS范围,从而减小其开关损耗。文献[9]以最小回流功率为优化目标,推导了EPS控制下的最优移相角,提高了输出功率调节的灵活性和传输效率。文献[10]通过调节DPS控制的内移相角,以减少DAB变换器原边侧电压和电感电流极性相反的作用时间来抑制回流功率,但仅对中小功率段进行了研究。文献[11]分析了DAB变换器的电流应力特性,基于DPS控制提出了一种全局电流应力优化策略,提高了变换器全功率范围的运行效率。同样地,文献[12]给出一种优化电流应力的DPS控制,通过对内外移相角重新约束,将调制系数设为0来减小电流应力。然而,重新约束内外移相角后会减小传输功率的范围,未实现全功率范围的优化。上述优化方案一定程度上提高了变换器的传输效率,但是其优化目标较为单一。为此,文献[13]基于DPS控制对比研究了回流功率优化和电流应力优化对DAB变换器传输效率的影响。进一步,文献[14]针对DAB变换器存在的电流应力和回流功率问题,基于权重优化函数提出了一个多目标优化方法,抑制电流应力的同时也减小了回流功率。文献[15]对DAB变换器的功率损耗进行了分解,主要包括开关损耗、导通损耗和铁芯损耗。研究表明,在轻载工况下,开关损耗在总损耗中占据主导地位。文献[16]基于开关管的零电压开关特性,推导出了DAB变换器实现最小回流功率的电感电流表达式。然而,该方法要求开关器件满足精确的ZVS条件,在实际应用中存在一定的局限性。文献[17-18]分别基于EPS、DPS和TPS分析了变换器的传输功率范围、电流应力和ZVS特性,提升DAB变换器在电压不匹配条件下的效率。随着控制自由度的增加,系统的控制灵活性得到提高,

但是相应的工作模式也增多了,使得分析和实现变得更加复杂,不利于实际应用^[19]。此外,在不同的电压调节比下,传输功率与局部最小回流功率、局部最小电流应力和ZVS之间存在着耦合关系^[20-21]。

本文首先详细分析了DAB变换器在DPS控制下的传输功率、回流功率、电流应力和软开关特性,从而得到全功率范围内全部开关管实现ZVS的可行域。然后,分别以最小回流功率和最小电流应力为优化指标,通过分段优化的方法,得到不同传输功率区域的最优工作模式。在此基础上,结合全ZVS的可行域,提出了一种在全功率范围内保证所有开关管实现ZVS的最小回流功率优化策略。最后,搭建实验平台验证DAB变换器在不同电压调节比下的传输效率。

1 双重移相控制的工作原理

DAB变换器的拓扑结构如图1所示,其主要包括两个相互对称的H桥、两个滤波电容、一个电感和一个高频变压器。图1中: S_1 — S_4 为H桥1的功率开关管; Q_1 — Q_4 为H桥2的功率开关管;高频变压器T的匝数比为 $n:1$;电感 L 为高频变压器T的漏电感和辅助电感的总和; C_1 、 C_2 分别为输入侧和输出侧的滤波电容; U_1 、 U_2 分别为变换器的输入、输出电压; u_{h1} 、 u_{h2} 分别为H桥1和H桥2的输出电压,其中 u_{h1} 和 u_{h2} 的振幅分别为 U_1 和 U_2 。

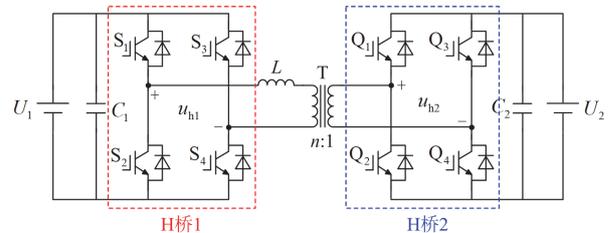


图1 DAB变换器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of DAB converter

DAB变换器最典型的控制方式是移相控制,通过控制移相角实现功率的双向传输以及电压的调节。定义电压调节比 $k = U_1 / (nU_2)$,当 $k > 1$ 即 $U_1 > nU_2$ 时,变换器工作在Buck模式;当 $k < 1$ 即 $U_1 < nU_2$ 时,变换器工作在Boost模式;当 $k = 1$ 即 $U_1 = nU_2$ 时,变换器工作在匹配模式。

根据传输功率 P 的大小以及输入、输出电压的大小关系,变换器可以在以下4种不同的场景下工作:

- 1) 场景1, $P > 0$, $k \geq 1$;
- 2) 场景2, $P > 0$, $k < 1$;

3) 场景 3, $P < 0$, $k \geq 1$;

4) 场景 4, $P < 0$, $k < 1$ 。

本文以 DAB 变换器工作在场景 1 即 $P > 0$, $k \geq 1$ 为例进行分析。

DAB 变换器在双重移相控制即 DPS 控制下的工作波形如图 2 所示。图 2 中: T_{hs} 为半个开关周期, $T_{hs} = 1/(2f)$, f 为开关频率; D_1 为 S_1 与 S_4 或 Q_1 与 Q_4 的移相比, 即 S_1 与 S_4 或 Q_1 与 Q_4 的移相角与 π 的比值, $0 \leq D_1 \leq 1$; D_2 为 S_1 与 Q_1 的移相比, 即 S_1 与 Q_1 的移相角与 π 的比值, $0 \leq D_2 \leq 1$ 。此外, 移相比 D_1 、 D_2 对 H 桥 1、H 桥 2 的输出电压波形以及电感电流的波形有影响。

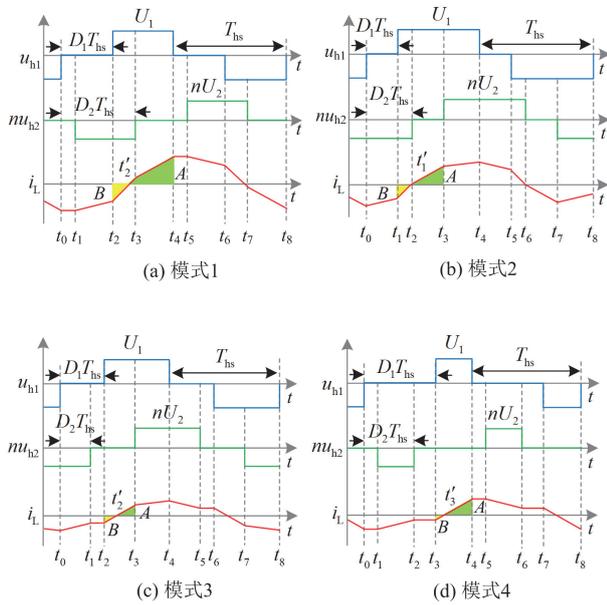


图 2 DPS 控制下的工作波形

Fig. 2 Operating waveforms under DPS control

由图 2 可知, DPS 控制包含两个控制自由度, 根据 D_1 与 D_2 之间的约束关系, DAB 变换器可以在 4 种不同的模式下工作, 如表 1 所示。

表 1 DAB 变换器的工作模式

工作模式	可行域约束条件
模式 1	$D_1 < D_2, D_1 + D_2 > 1$
模式 2	$D_1 < D_2, D_1 + D_2 < 1$
模式 3	$D_1 > D_2, D_1 + D_2 < 1$
模式 4	$D_1 > D_2, D_1 + D_2 > 1$

2 DAB 变换器的特性分析

2.1 基本数学模型

结合图 2 可得, DAB 变换器在 4 种工作模式下

标么化的传输功率 P^* 表达式如式(1)所示。

$$P^* = \frac{P}{P_N} = \begin{cases} 2(1-D_2)(1+D_2-2D_1) \\ 2(-D_1^2-2D_2^2+2D_2) \\ 2(2-2D_1-D_2)D_2 \\ 2(1-D_1)^2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: P 为 DAB 变换器的传输功率; P_N 为单移相控制下传输功率的最大值, $P_N = nU_1U_2/(8fL)$ 。

根据式(1), DAB 变换器在 DPS 控制下 4 种工作模式的传输功率范围如表 2 所示。

表 2 4 种工作模式的功率分布

Table 2 Power distribution of four operating modes

模式	外移相比	功率下限 P_{min}^*	功率上限 P_{max}^*
1	$0 \leq D_2 \leq 0.5$	—	—
	$0.5 < D_2 \leq 1$	$2(1-D_2)^2$	$2(1-D_2)(2D_2-1)$
2	$0 \leq D_2 \leq 0.5$	$2D_2(2-3D_2)$	$4D_2(1-D_2)$
	$0.5 < D_2 \leq 1$	$2(1-D_2)(3D_2-1)$	$4D_2(1-D_2)$
3	$0 \leq D_2 \leq 0.5$	$2D_2^2$	$2D_2(2-3D_2)$
	$0.5 < D_2 \leq 1$	—	—
4	$0 \leq D_2 \leq 0.5$	0	$2D_2^2$
	$0.5 < D_2 \leq 1$	0	$2(1-D_2)^2$

2.2 回流功率特性分析

对于 DPS 控制, DAB 变换器在 4 种工作模式下标么化的回流功率 P_{bf}^* 表达式^[22]为

$$P_{bf}^* = \begin{cases} \frac{[(k+1)D_1-2D_2+1-k]^2}{2(k+1)} \\ \frac{[(k+1)D_1-2D_2+1-k]^2}{2(k+1)} \\ \frac{[(D_1-1)(k-1)]^2}{2k} \\ \frac{[(D_1-1)(k-1)]^2}{2k} \end{cases} \quad (2)$$

2.3 电流应力特性分析

结合图 2 和式(1)可知, 模式 1—模式 4 的最大电感电流出现在 t_4 时刻。同样, 将其标准化, 得到 4 种工作模式下标么化的电流应力, 如式(3)所示^[23]。

$$\begin{cases} i_{L_{max_1}}^*(t_4) = 2[(1+k)(1-D_1)] \\ i_{L_{max_2}}^*(t_4) = 2[(k-1)(1-D_1)+2D_2] \\ i_{L_{max_3}}^*(t_4) = 2[(k-1)(1-D_1)+2D_2] \\ i_{L_{max_4}}^*(t_4) = 2[(1+k)(1-D_1)] \end{cases} \quad (3)$$

式中, $i_{L_{max_1}}^*(t_4)$ — $i_{L_{max_4}}^*(t_4)$ 分别为模式 1—模式 4 的电流应力。

2.4 全 ZVS 功率范围分析

根据 DAB 变换器功率开关管实现 ZVS 的基本条件, 同时结合图 2 中不同工作模式下的电感电流波形, 可得到变换器在 DPS 控制下的电感电流约束条件, 如表 3 所示。

表 3 开关管实现 ZVS 的约束条件

Table 3 Constraints for realizing ZVS with switch tubes

开关管	模式 1	模式 2	模式 3	模式 4
S ₁	$i_L(t_0) < 0$	$i_L(t_0) < 0$	$i_L(t_0) < 0$	$i_L(t_0) < 0$
S ₂	$i_L(t_4) > 0$	$i_L(t_4) > 0$	$i_L(t_4) > 0$	$i_L(t_4) > 0$
S ₃	$i_L(t_6) > 0$	$i_L(t_5) > 0$	$i_L(t_6) > 0$	$i_L(t_7) > 0$
S ₄	$i_L(t_2) < 0$	$i_L(t_1) < 0$	$i_L(t_2) < 0$	$i_L(t_3) < 0$
Q ₁	$i_L(t_5) > 0$	$i_L(t_2) > 0$	$i_L(t_1) > 0$	$i_L(t_2) > 0$
Q ₂	$i_L(t_7) < 0$	$i_L(t_6) < 0$	$i_L(t_5) < 0$	$i_L(t_6) < 0$
Q ₃	$i_L(t_1) < 0$	$i_L(t_7) < 0$	$i_L(t_7) < 0$	$i_L(t_1) < 0$
Q ₄	$i_L(t_5) > 0$	$i_L(t_3) > 0$	$i_L(t_3) > 0$	$i_L(t_5) > 0$

根据表 3 中电感电流的约束条件, 可以得到 DAB 变换器全部开关管实现 ZVS 的可行域, 如图 3 所示。

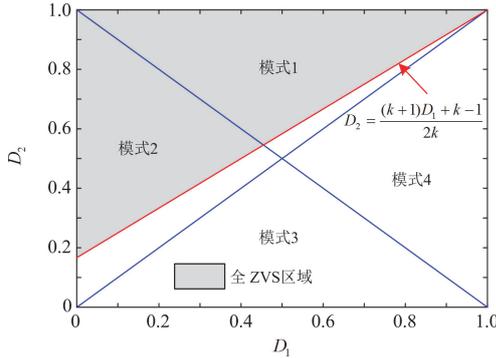


图 3 全 ZVS 条件下可行域

Fig. 3 Feasible region under all-ZVS

由图 3 可以看出, 当移相比 (D_1, D_2) 组合处于模式 1 和模式 2 中的全 ZVS 区域时, DAB 变换器的所有开关管即可实现 ZVS。此外, 当稳态工作时, DAB 变换器的工作状态在半开关周期是对称的, 因此当同一桥臂上开关管实现 ZVS 时, 下开关管就能实现 ZVS。

3 全工作模式下变换器优化策略

3.1 最小回流功率和最小电流应力优化分析

本文以图 2 中的模式 2 为例研究 DAB 变换器的最小回流功率和最小电流应力特性, 从而为优化目标求取最优移相比 (D_1, D_2) 参数。

模式 2 的传输功率 P^* 和回流功率 P_{br}^* 表达式分别如式(4)和式(5)所示。

$$P^* = 4D_2(1 - D_2) - 2D_1^2 \quad (4)$$

$$P_{br}^* = \frac{[(k+1)D_1 - 2D_2 + 1 - k]^2}{2(k+1)} \quad (5)$$

由式(5)可知, D_1 和 D_2 的不同组合会导致不同的回流功率。通过求解极值的方法优化两个控制变量 D_1 和 D_2 之间的关系, 从而得到给定功率下的最小回流功率。

根据式(4)可以得到 D_2 与 D_1 的约束关系为

$$D_1 = \sqrt{\frac{4D_2(1 - D_2) - P^*}{2}} \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)中, 有

$$P_{br}^* = \frac{[(k+1)\sqrt{\frac{4D_2(1 - D_2) - P^*}{2}} - 2D_2 + 1 - k]^2}{2(k+1)} \quad (7)$$

进一步, 对式(7)求导, 即 $dP_{br}^* / dD_2 = 0$, 得到模式 2 下最小回流功率的最优外移相比 D_2 为

$$D_2 = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 + 2k + 3)}} \quad (8)$$

将式(8)的 D_2 代入式(6)中, 可得

$$D_1 = (k+1)\sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 + 2k + 3)}} \quad (9)$$

模式 2 的约束条件为: $D_1 < D_2$, $D_1 + D_2 < 1$ 。

结合式(8)和式(9)可得

$$f(P^*, k) = (2P^* - 1)k^2 + (8P^* - 6)k + 8P^* - 5 \geq 0 \quad (10)$$

其判别式为

$$\Delta = 16 - 24P^* \quad (11)$$

1) 当 $\Delta = 16 - 24P^* \leq 0$, 即 $2/3 \leq P^* \leq 1$ 时, 则对任意的 $k \geq 1$, 都有 $f(P^*, k) \geq 0$, 此时最优移相比参数为

$$\begin{cases} D_1 = (k+1)\sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 + 2k + 3)}} \\ D_2 = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 + 2k + 3)}} \end{cases} \quad (12)$$

2) 当 $\Delta = 16 - 24P^* > 0$ 时, 即 $0 \leq P^* < 2/3$ 时, 对 $f(P^*, k) = 0$ 求解, 得到 k 的两个解 k_1 和 k_2 。

$$\begin{cases} k_1 = -2 + \frac{3}{1 + \sqrt{4 - 6P^*}} \\ k_2 = -2 + \frac{3}{1 - \sqrt{4 - 6P^*}} \end{cases} \quad (13)$$

根据式(13), 可以得到传输功率 P^* 随电压调节比 k 的变化曲线, 如图 4 所示。

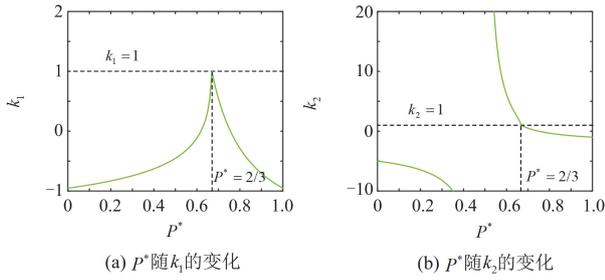


图 4 传输功率 P^* 随电压调节比 k 的变化曲线

Fig. 4 Variation curve of the P^* with the k

观察图 4(a)可知,在整个传输功率范围内, k_1 始终小于等于 1; 此外,上述分析是以 DAB 变换器工作在场景 1 即 $P > 0, k \geq 1$ 为例,因此 k_1 无最优解。

根据图 4(b),在 $0 < P^* \leq 1/2$ 功率区, $k_2 < 1$, 结合式(11)可知,函数 $f(P^*, k)$ 开口向下,在此功率区内不满足约束条件。在 $1/2 < P^* < 2/3$ 功率区,函数 $f(P^*, k)$ 开口向上, $f(P^*, k)$ 随 k 的变化曲线如图 5(a)所示,可以看出,当 $k_2 > k_A$ 且 $k_2 > 1$ 时, $f(P^*, k)$ 始终大于 0, 满足约束条件,结合表 2 和式(8)得到回流功率优化路径,此时传输功率满足 $P_M^* < P^* < 2/3$, 如图 5(b)所示。

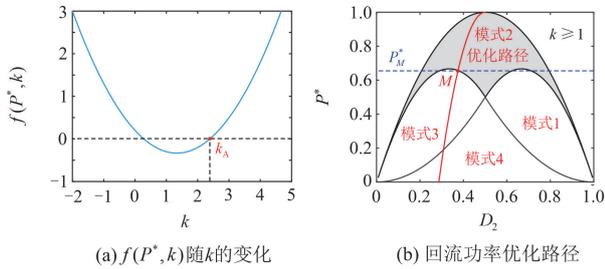


图 5 最小回流功率优化分析图

Fig. 5 Optimization analysis diagram of minimum backflow power

由图 5(b)可知,当 $P_M^* < P^* \leq 1$ 时,优化路径位于可行域内,满足约束条件;当 $0 < P^* \leq P_M^*$ 时,优化路径位于可行域外,不满足约束条件。 M 点的坐标表示为

$$\begin{cases} D_2 = \frac{k^2 + 4k - 1}{2k^2 + 8k + 2} \\ P^* = \frac{k^4 + 8k^3 + 16k^2 + 4k - 5}{(k^2 + 4k + 1)^2} \end{cases} \quad (14)$$

根据式(7)中回流功率与外移相比 D_2 之间的关系,同时结合(8),得到满足模式 2 可行域内约束条件的最小回流功率优化路径,如图 6 所示。

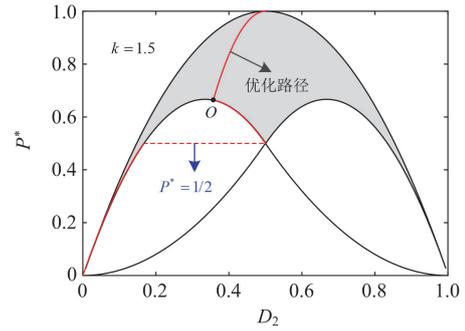


图 6 最小回流功率优化路径

Fig. 6 Optimization path for minimum backflow power

进一步,可分析其余 3 种模式。根据不同工作模式的优化路径,得到 DPS 控制下 4 种模式的回流功率和传输功率的关系曲线,如图 7 所示。

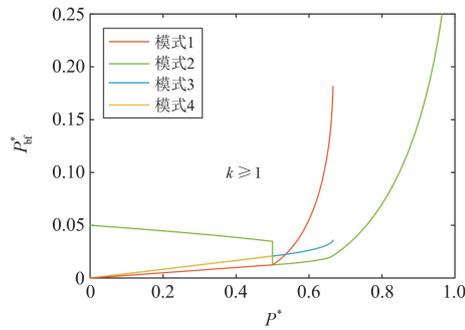


图 7 最小回流功率优化曲线

Fig. 7 Optimization curve for minimum backflow power

由图 7 可知,当 $0 < P^* \leq 1/2$ 时,最小回流功率的可行域位于模式 1;当 $1/2 < P^* \leq 2/3$ 时,最小回流功率的可行域位于模式 2;当 $2/3 < P^* \leq 1$ 时,最小回流功率的可行域位于模式 2。

基于同样的分段优化思想,对电流应力进行优化,得到 DPS 控制下 4 种模式的电流应力和传输功率的关系曲线,如图 8 所示。

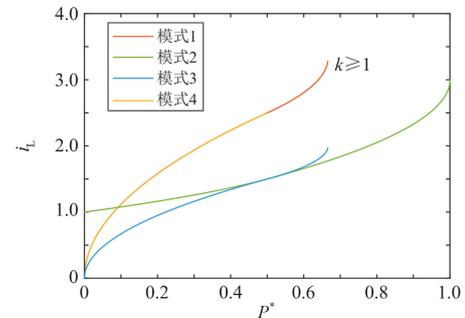


图 8 电流应力和传输功率的关系曲线

Fig. 8 Curves between current stress and transmission power

由图 8 可知, 当 $0 < P^* \leq 1/2$ 时, 最小电流应力的可行域位于模式 3; 当 $1/2 < P^* \leq 2/3$ 时, 最小电流应力的可行域位于模式 2; 当 $2/3 < P^* \leq 1$ 时, 最小电流应力的可行域位于模式 2。

3.2 全 ZVS 条件下最小回流功率最优路径

根据 3.1 节分析可知, 最小回流功率、最小电流应力、全 ZVS 区域在全功率范围内工作在不同的模式, 其最优工作模式如表 4 所示。

表 4 不同优化指标的工作模式

优化指标	最优工作模式
最小回流功率	模式 1 和模式 2
最小电流应力	模式 2 和模式 3
全 ZVS 可行域	模式 1 和模式 2

从表 4 中可以看出, 最小回流功率和全 ZVS 可行域有相同的最优工作模式, 因此可选择相同的工作模式在两者公共的可行域内对其进行优化, 在全功率范围内保证 DAB 变换器的所有开关管实现 ZVS 的同时使回流功率达到最小, 从而提升变换器的效率。

下面详细分析不同电压调节比 k 下的功率区域划分和功率边界定义。

图 9 给出了在全 ZVS 和最小回流功率可行域内传输功率的等高线图。图 9 中红色实线为最小回流功率优化路径, 其经过非全 ZVS 区域。为了在全功率范围内实现 ZVS, 同时使回流功率达到最小, 需寻求最佳移相比组合 (D_1, D_2) , 使最小回流功率优化轨迹落在全 ZVS 可行域内。

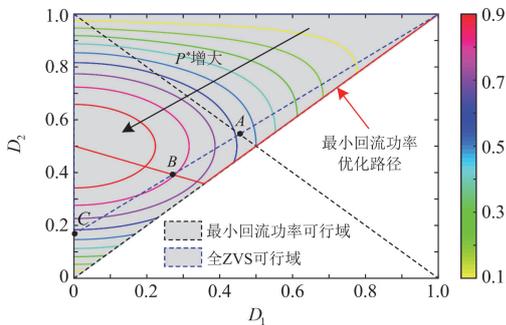


图 9 传输功率等高线图

Fig. 9 Contour plot of transmission power

根据 2.4 节全 ZVS 功率范围分析, 全 ZVS 可行域边界的约束条件为

$$\begin{cases} 0 \leq D_1 \leq 1 \\ 0 \leq D_2 \leq 1 \\ D_2 > \frac{k + kD_1 + D_1 - 1}{2k} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)和图 9 可推导出 A 点的移相比坐标 (D_{1_A}, D_{2_A}) 和 C 点的移相比坐标 (D_{1_C}, D_{2_C}) 分别为

$$\begin{cases} D_{1_A} = (k+1)\sqrt{\frac{1-P^*}{2(k^2+2k+3)}} \\ D_{2_A} = \frac{2k}{3k+1} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} D_{1_C} = 0 \\ D_{2_C} = \frac{k-1}{2k} \end{cases} \quad (17)$$

式中: D_{1_A} 和 D_{2_A} 分别为 A 点的内移相比和外移相比; D_{1_C} 和 D_{2_C} 分别为 C 点的内移相比和外移相比。

由式(8)可得最小回流功率优化路径的表达式为

$$P^* = 1 - \frac{[2D_2(k^2+2k+3) - (k^2+2k+3)]^2}{2(k^2+2k+3)} \quad (18)$$

根据 3.1 节最小回流功率优化路径分析以及式(18), 以 P^* 和 D_2 为变换维度, 得到全 ZVS 条件下最小回流功率优化路径, 如图 10 所示。

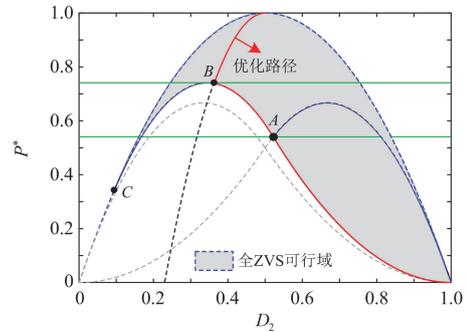


图 10 全 ZVS 条件下最小回流功率优化路径

Fig. 10 Optimization path for minimum backflow power under all-ZVS conditions

联立式(18)与表 2 中模式 3 的功率上限表达式 $P_{\max}^* = 2D_2(2-3D_2)$, 可得图 10 中 B 点的坐标为

$$\begin{cases} D_2 = \frac{k+1}{2(k+2)} \\ P^* = \frac{k^2+6k+5}{2(k+2)^2} \end{cases} \quad (19)$$

由上述分析, 可以得到全 ZVS 条件下最小回流

功率优化控制下每个功率区的最优工作模式和最优移相比组合, 如附录 A 表 A1 所示。

3.3 优化控制方案

图 11 为结合效率优化的动态特性综合优化控制框图, 其中闭环电压调节采用直接功率控制, 优化策略为 3.2 节中的全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制, 其最优移相比组合 (D_1, D_2) 的表达式见附录 A 表 A1。系统的控制方案为对输出电压 U_2 进行采样, 与参考电压 U_{2ref} 进行比较, 并将其差值 e 送入 PI 控制器, 通过 PI 控制器对 P^* 进行调节, 实现输出电压和传输功率的闭环调节。效率优化调制策略根据电压调节比 k 和传输功率 P^* 选择最优移相比 D_1 、 D_2 , 并在给定 U_{2ref} 和负载 R 的情况下对 DAB 变换器进行移相调制。

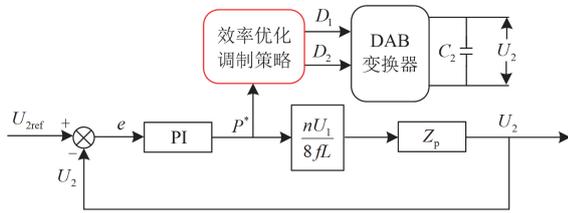


图 11 综合优化控制框图

Fig. 11 Block diagram of comprehensive optimization control

4 实验验证

基于图 12 所示的硬件实验平台, 对上述理论分析进行验证, 其中处理器为 dSPACE1202/1302, 开关管为英飞凌公司生产的 FF150R12RT4 型绝缘栅双极型晶体管, 驱动器为落木源电子 TX-DE300M2, 示波器的型号为 Gwinstek MDO-2204ES。DAB 变换器的实验参数如表 5 所示。

为了验证所提全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制策略的性能, 基于表 5 中的实验参数, 比较全功率范围内 DAB 变换器的性能, 其具体对比数据如附录 A 表 A2 所示。

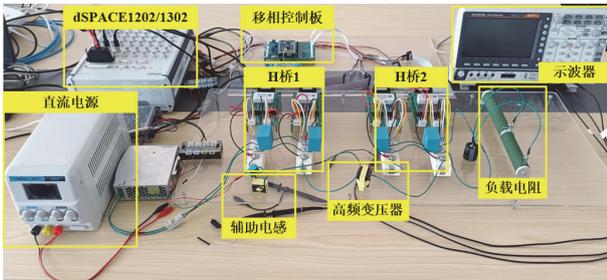


图 12 硬件实验平台

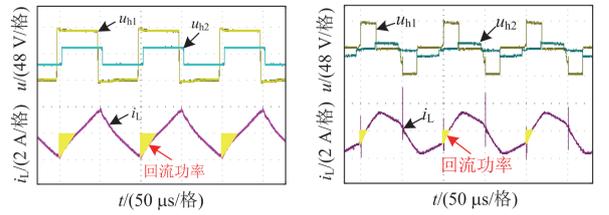
Fig. 12 Hardware experimental platform

表 5 DAB 变换器的实验参数

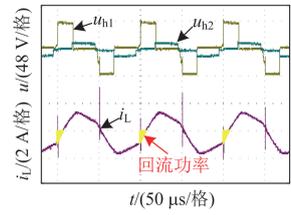
Table 5 Experimental parameters of the DAB converter

参数	数值
输入电压 U_1/V	48
开关频率 f/kHz	10
辅助电感 $L_s/\mu H$	500
变压器变比 $n:1$	2:1
输入侧直流电容 $C_1/\mu F$	330
输出侧直流电容 $C_2/\mu F$	330

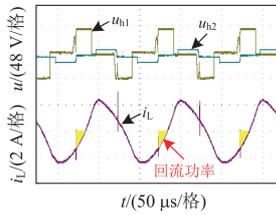
图 13 给出了归一化传输功率 $P^* = 0.4$ 时不同控制策略下 DAB 变换器的原边 H 桥电压 u_{h1} 、副边 H 桥电压 u_{h2} 、电感电流 i_L 、回流功率 P_{br}^* 的稳态波形, 图 13 中的黄色区域代表回流功率。



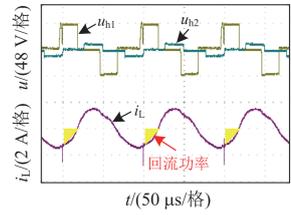
(a) SPS 控制



(b) 传统的 DPS 控制



(c) 优化回流功率的 DSP 控制



(d) 全 ZVS 优化回流功率的 DSP 控制

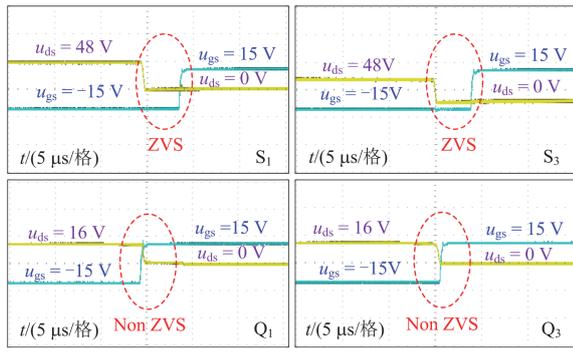
图 13 工作稳态波形

Fig. 13 Working steady-state waveform

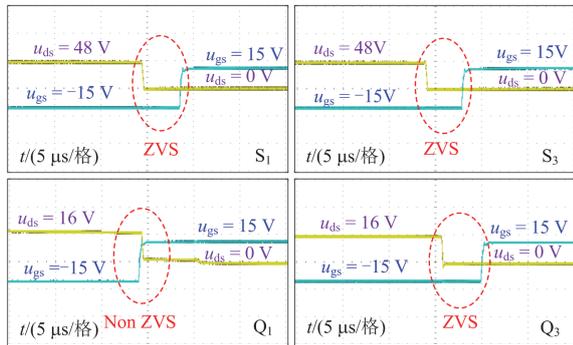
从附录 A 表 A2 和图 13 中可以看出, SPS 控制、传统的 DPS 控制、优化回流功率的 DPS 控制、全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制下的回流功率标么值分别为 0.105、0.016、0.010、0.028, 传输效率分别为 77.3%、80.5%、81.2%、83.4%。与 SPS 控制相比, DPS 控制的回流功率明显减少, DAB 变换器的效率也得到了提升; 相比于其他 DPS 控制, 全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制策略下变换器的传输效率最高, 与理论分析相一致。

图 14 给出了归一化传输功率 $P^* = 0.4$ 、电压调节比 $k = 1.5$ 时不同控制策略下 DAB 变换器各桥臂开关管的实验波形。

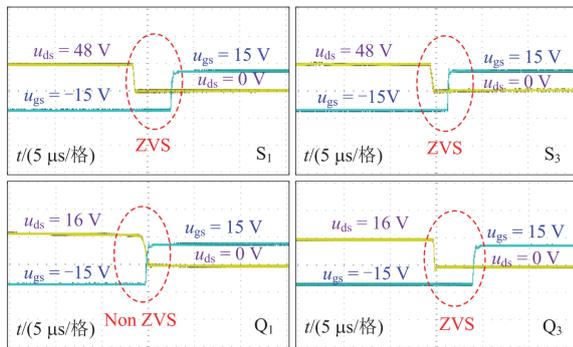
由图 14 可知, 当输入电压和输出电压不匹配时, SPS 控制下的副边侧桥臂和传统的 DPS 控制、



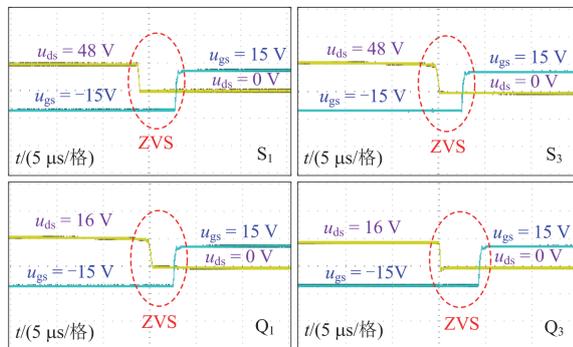
(a) SPS控制



(b) 传统的DPS控制



(c) 优化回流功率的DPS控制



(d) 全ZVS优化回流功率的DPS控制

图 14 各桥臂开关管的实验波形

Fig. 14 Experimental waveform of each bridge arm switch tube

优化回流功率的 DPS 控制下的桥臂 3 无法实现 ZVS。相比于其他控制方案，全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制可以实现全部开关管的 ZVS。

图 15 为电压调节比 $k = 1.5$ 时不同控制方案的效率对比曲线。可知随着传输功率的增加，全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制相比于其他控制方案，效率始终为最优状态。此外，通过对比可以清楚地看出，全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制提高了 DAB 变换器的效率，尤其在低功率段优化效果更为明显。

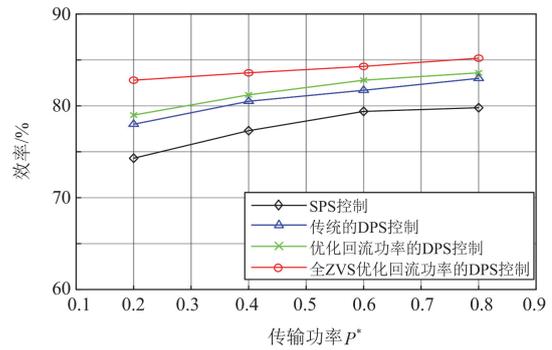


图 15 效率曲线

Fig. 15 Efficiency curves

5 结论

本文对 DAB 变换器的最小回流功率、最小电流应力和全 ZVS 之间的耦合关系进行了分析，提出了一种基于双重移相控制的优化策略。该策略旨在提高 DAB 变换器的传输效率，特别是在不同的电压调节比下。根据给定的约束条件，通过分段优化的方法得到不同传输功率区域的最优移相比组合。具体结论如下所述。

1) 在不同的工作模式下，DAB 变换器的传输功率、回流功率、电流应力以及软开关等特性存在差异。此外，最小回流功率和全工作域实现全部开关管的 ZVS 具有相同的可行工作域，可在实现全 ZVS 条件下同时优化回流功率。

2) 全局效率优化方法使 DAB 变换器的全部开关管在全功率范围内均能实现 ZVS，而且有效降低了回流功率，提高了变换器的传输效率，特别是轻载下效果更为明显。

3) 所提控制策略在不同电压调节比下，即 DAB 变换器实际的输入电压和输出电压的比值与高频变压器的变比不匹配时同样适用，并且具有清晰的全局最优表达式，便于在实际中应用。

附录 A

表 A1 全 ZVS 条件下最小回流功率的优化结果

Table A1 Optimization results of minimum backflow power under all-ZVS conditions

电压调节比 k	传输功率 P^*	最优内移相比 D_1	最优外移相比 D_2
	$\frac{k^4 + 8k^3 + 16k^2 + 4k - 5}{(k^2 + 4k + 1)^2} < P^* \leq 1$	$\sqrt{\frac{4D_2(1-D_2) - P^*}{2}}$	$\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1 - P^*}{2(k^2 + 2k + 3)}}$
$k \geq 1$	$\frac{6k^2 + 4k - 2}{(3k + 1)^2} < P^* \leq \frac{k^4 + 8k^3 + 16k^2 + 4k - 5}{(k^2 + 4k + 1)^2}$	$\frac{2kD_2 + 1 - k}{k + 1}$	$\frac{(k + 1)\sqrt{3k^2 + 2k - 1 - (3k^2 + 2k + 1)P^*} + 3k^2 + 1}{2(3k^2 + 2k + 1)}$
	$0 \leq P^* \leq \frac{6k^2 + 4k - 2}{(3k + 1)^2}$	$\frac{2kD_2 + 1 + k}{k + 1}$	$1 - \sqrt{\frac{P^*(k + 1)}{2(3k - 1)}}$

表 A2 不同控制方案的数据对比

Table A2 Data comparison of different control schemes

控制方案	内移相比 D_1	外移相比 D_2	回流功率 P_{br}^*	各桥臂 ZVS 特性	传输效率/%
SPS 控制	—	0.113	0.105	桥臂 3、4 无法实现 ZVS	77.3
传统的 DPS 控制	0.553	0.447	0.016	桥臂 3 无法实现 ZVS	80.5
优化回流功率的 DPS 控制	0.551	0.312	0.010	桥臂 3 无法实现 ZVS	81.2
全 ZVS 优化回流功率的 DPS 控制	0.546	0.622	0.028	全 ZVS	83.4

参考文献

- [1] 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.
- [2] TAHERZADEH E, RADMANESH H, JAVADI S, et al. Circuit breakers in HVDC systems: state-of-the-art review and future trends[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(3): 1-15.
- [3] 明远山, 胡慧慧, 刘凯旋, 等. 孤岛模式下直流微网中储能单元 SOC 均衡控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38(4): 57-64.
MING Yuanshan, HU Huihui, LIU Kaixuan, et al. Research on SOC balance control strategy of energy storage unit in DC microgrid in island mode[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(4): 57-64.
- [4] 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.
- [5] 张伟, 滕婕, 罗世刚, 等. 具备低电压穿越能力的自均压型混合直流变换器研究[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(2): 240-248.
ZHANG Wei, TENG Jie, LUO Shigang, et al. An adaptive-voltage-sharing hybrid DC-DC converter with low voltage ride-through capability[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(2): 240-248.
- [6] 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.
- [7] 王攀攀, 徐泽涵, 王莉, 等. 基于三重移相的双有源桥 DC-DC 变换器效率与动态性能混合优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4720-4731.
WANG Panpan, XU Zehan, WANG Li, et al. A hybrid optimization control strategy of efficiency and dynamic performance of dual-active-bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4720-4731.
- [8] SHAO S, CHEN H, WU X, et al. Circulating current and ZVS-on of a dual active bridge DC-DC converter: a review[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50561-50572.
- [9] SHI H, WEN H, CHEN J, et al. Minimum backflow power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3483-3496.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 王仁龙, 杨庆新, 操孙鹏, 等. 一种优化电流应力的双有源桥式 DC-DC 变换器双重移相调制策略[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(增刊 1): 274-282.
WANG Renlong, YANG Qingxin, CAO Sunpeng, et al. An optimized dual phase shift modulation strategy for dual active bridge DC-DC converters[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(S1): 274-282.
- [13] 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 on 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.
- [14] 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 converters based on dynamic matrix control[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(17): 153-160.
- [15] SHAO S, JIANG M, YE W, et al. Optimal phase-shift control to minimize reactive power for a dual active bridge DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 10193-10205.
- [16] XU F, LIU J, DONG Z. Minimum backflow power and ZVS design for dual-active-bridge DC-DC converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(1): 474-484.
- [17] 杨向真, 王锦秀, 孔令浩, 等. 电压不匹配运行条件下双有源桥变换器的效率优化方法[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(24): 6239-6251.
YANG Xiangzhen, WANG Jinxiu, KONG Linghao, et al. Efficiency optimization method of DAB converters under wide-voltage operating conditions[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(24): 6239-6251.
- [18] LI J, LUO Q, MOU D, et al. Comprehensive optimization modulation scheme of low current level and wide ZVS range for dual active bridge converter with dead-zone control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 2731-2748.
- [19] 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*, 2022, 8(1): 1389-1400.
- [20] TIAN J, WANG F, ZHUO F, et al. A zero-backflow-power EPS control scheme with multiobjective coupled-relationship optimization in DAB-based converter[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 10(4): 4128-4145.
- [21] 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 Panpan, XU Zehan, GAO Liqiang, 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.
- [22] 王祺, 张泽轲, 刘彬, 等. 双重移相控制下双有源桥变换器最小回流功率全局优化控制[J]. *电网技术*, 2024, 48(9): 3921-3930.
WANG Qi, ZHANG Zeke, LIU Bin, et al. Global optimization control of minimum backflow power for dual-active-bridge converters under dual-phase-shift control[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(9): 3921-3930.
- [23] 王武, 雷文浩, 蔡逢煌, 等. 结合电流应力优化的双有源全桥 DC-DC 变换器自抗扰控制[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(12): 3073-3086.
WANG Wu, LEI Wenhao, CAI Fenghuang, et al. Active disturbance rejection control of dual-active-bridge DC-DC converter with current stress optimization[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(12): 3073-3086.

收稿日期: 2024-06-14; 修回日期: 2024-11-26

作者简介:

王祺(1991—), 男, 博士, 研究方向为新能源并网技术、电力电子化电力系统的运行与控制; E-mail: wangqi1106@sxu.edu.cn

张泽轲(1995—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为双有源桥变换器的建模与控制。E-mail: 528963400@qq.com

(编辑 张颖)