

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.211503

抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略

李善寿¹, 王浩¹, 叶伟², 方潜生¹, 颜普¹

(1. 安徽建筑大学智能建筑与建筑节能安徽省重点实验室, 安徽 合肥 230022;

2. 安徽南瑞继远电网技术有限公司, 安徽 合肥 230088)

摘要: 双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)变换器在传统双重移相(Dual Phase Shift, DPS)调制下, 变压器两侧电压不匹配时, 中小功率区域内回流功率较大。针对以上问题, 提出一种抑制回流功率的双重移相(Dual Phase Shift for Reactive Power Suppression, DPS-RPS)调制策略。首先对 DPS-RPS 调制的工作原理进行分析并建立数学模型, 基于该模型对电流应力进行优化。然后在电流应力最小化条件下分别对 DPS 调制和 DPS-RPS 调制的回流功率及电流应力大小进行对比。结果表明, 相比较于 DPS 调制, DPS-RPS 调制在中小功率区域内减小了回流功率的同时降低了电流应力。最后通过实验验证了所提 DPS-RPS 调制的可行性及有效性。

关键词: 双有源桥变换器; 双重移相; 回流功率; 电力应力

Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter

LI Shanshou¹, WANG Hao¹, YE Wei², FANG Qiansheng¹, YAN Pu¹

(1. Key Laboratory of Intelligent Building & Building Energy Saving, Anhui Jianzhu University, Hefei 230022, China;

2. Anhui Nari-Jiyuan Power Grid Technology Co., Ltd., Hefei 230088, China)

Abstract: There is a problem in that reactive power is large in the medium and low power range when the voltage on two sides of the transformer is mismatched under the traditional dual phase shift (DPS) modulation of a dual active bridge (DAB) converter. Thus a dual phase shift (DPS-RPS) modulation strategy is proposed to suppress the reactive power. First, the working principle of DPS-RPS modulation strategy is analyzed and a mathematical model is established. Based on the model, the current stress is optimized. Then the reactive power and current stress of DPS and DPS-RPS modulation are compared for when the current stress is at a minimum. The results show that compared with DPS modulation, DPS-RPS modulation not only decreases the reactive power, but also reduces the current stress in the medium and low power range. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed DPS-RPS modulation are verified by experiment.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61901006).

Key words: dual active bridge converter; dual phase shift; reactive power; current stress

0 引言

储能系统是解决可再生能源发电间歇性及随机波动性的有效途径^[1-4], 双向 DC-DC 变换器是储能系统的重要组成部分^[5-8], 双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)变换器由于具有功率密度高、电气隔离、能量双向流动等特点, 是双向 DC-DC 变换器的基本拓扑结构之一, SPS(Single Phase Shift)调制是 DAB 变换器的基本控制策略^[9-13], 然而 SPS 调制

下存在较大回流功率及电流应力, 整体效率偏低。

为提高 DAB 变换器的转换效率, 相关文献对电流应力、回流功率及软开关等方面展开研究^[14-17]。文献[18]对两控制变量的传统 DPS(Dual Phase Shift)调制的研究表明, 传统 DPS 调制下的变换器工作效率明显优于 SPS 调制, 然而并没有对回流功率进一步优化。文献[19]提出了传统 DPS 调制下电流应力优化方法, 然而并没有涉及对回流功率的分析。针对回流功率问题, 文献[20]提出了一种双重双向内移相调制下最小回流功率控制策略, 但仅在电压传输比为 1 时进行了分析, 并不具备普遍性。文献[21]研究了 DPS 调制下全功率范围软开关的实

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61901006); 博士科研启动项目资助(2020QDZ40)

现条件, 然而通过软开关优化在中低负载区域内会使电流应力大幅增加, 降低了变换器工作效率, 且同样没有涉及回流功率的优化。文献[22-23]研究了具有三控制变量的三重移相(Triple Phase Shift, TPS)调制方法, 然而 TPS 控制方法分析复杂, 工程应用中难以实现。

为进一步提高 DAB 变换器的转化效率, 本文从回流功率的角度出发进行研究, 通过改变传统 DPS 调制的内移相方式, 改变回流功率的作用时间, 提出 DPS-RPS(Dual Phase Shift for Reactive Power Suppression)调制策略, 首先分析 DPS-RPS 调制的工作原理并建立数学模型, 利用所建立的数学模型对电力应力进行优化, 然后对比研究了不同工况下电流应力最优时 DPS 及 DPS-RPS 调制下回流功率及电感电流峰值大小。最后搭建以 TMS320F28335 为核心控制器的 DAB 变换器数字控制实验平台, 对理论分析进行实验验证。

1 DAB 变换器原理及回流功率特性分析

1.1 DAB 变换器拓扑结构

图 1 为 DAB 变换器的拓扑结构, 主要由输入、输出电容(C_1 、 C_2)、全桥(H_1 、 H_2)、辅助电感 L 和 高频变压器组成, 变压器变比为 $n:1$ 。图中 U_L 是电感 L 上的电压, i_L 是流过电感 L 的电流, u_1 、 u_2 是全桥 H_1 、 H_2 输出的交流电压, U_1 、 U_2 是变换器输入及输出端直流电压, 定义电压传输比 $k = U_1 / (nU_2)$, 当 $k > 1$ 时, 变换器工作在降压模式, 当 $k < 1$ 时, 变换器工作在升压模式。本文仅分析降压模式原理, 升压模式分析方法相同。

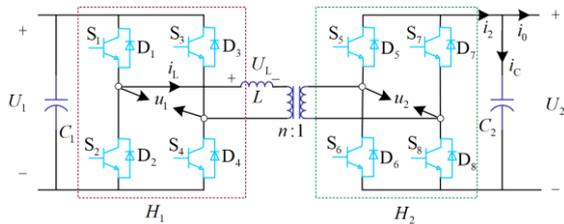


图 1 DAB 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of DAB converter

1.2 SPS 调制原理

SPS 调制只引入外移相比 d , 根据文献[24], SPS 调制下 DAB 变换器传输功率表达式为

$$P = \frac{nU_1U_2}{2fL} d(1-d) \quad (1)$$

式中: f 为开关频率; d 为两全桥之间开关信号外移相比。由式(1)得到 SPS 调制下最大传输功率和最

大传输功率下的电流, 如式(2)。

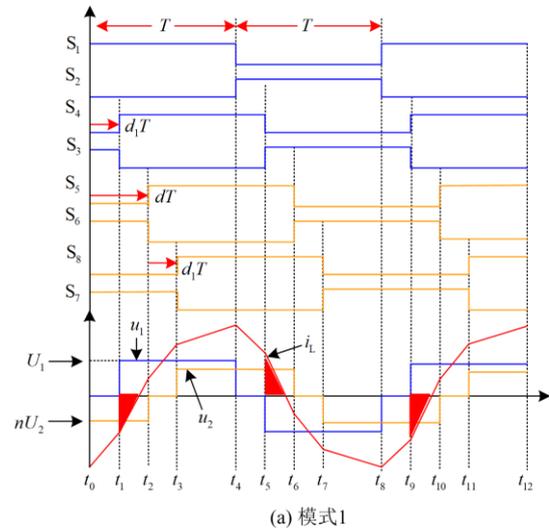
$$P_{\max} = \frac{nU_1U_2}{8fL}, I_{\max} = \frac{nU_2}{8fL} \quad (2)$$

下文所涉及标么化表达式均以式(2)作为基准。

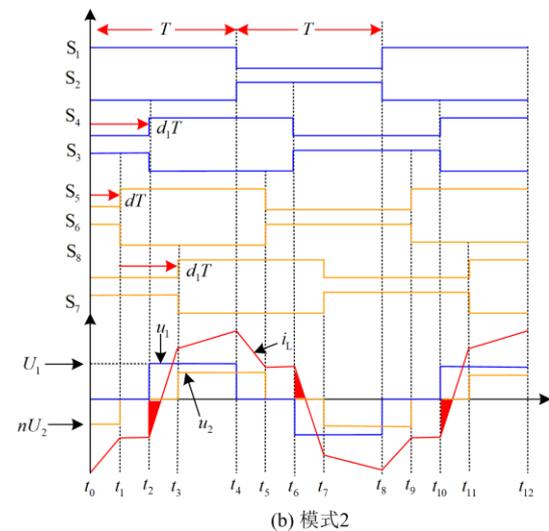
1.3 DPS 调制原理及回流功率特性分析

图 2 为传统 DPS 调制的工作波形, 图中 d_1 为内移相比, 根据文献[25], d 、 d_1 需要满足 $d + d_1 < 1$, 否则 d 不能对传输功率进行控制, 根据 d 、 d_1 大小关系将 DPS 调制分为两种工作模式, 模式 1: $d > d_1$, 模式 2: $d < d_1$ 。根据文献[26], DPS 调制两种工作模式的传输功率标么化表达式为

$$P^* = \begin{cases} 2(2d - 2d^2 - d_1^2), & \text{模式1} \\ 2(2d - d^2 - 2dd_1), & \text{模式2} \end{cases} \quad (3)$$



(a) 模式1



(b) 模式2

图 2 DPS 调制工作波形

Fig. 2 Working waveform of DPS modulation

两种模式下电感电流峰值标么化表达式均为

$$i^* = 2(k + 2d + d_1 - kd_1 - 1) \quad (4)$$

根据文献[27], DPS 调制的回流功率如图 2 中阴影部分所示。模式 1 回流功率大小分为 $i_L(t_2) > 0$ 及 $i_L(t_2) < 0$ 两种情况, 模式 2 回流功率仅存在一种情况, 回流功率标么化表达式为

$$Q^* = \begin{cases} \frac{(k+1)d_1 - 2d - k + 1}{2(k+1)}, i_L(t_2) > 0 \\ \frac{(k-1)^2(d_1-1)^2}{2k} + 2(d_1-d)^2, i_L(t_2) < 0 \end{cases} \quad \text{模式1} \\ \frac{(k-1)^2(d_1-1)^2}{2k} \quad \text{模式2} \quad (5)$$

图 2 表明 DPS 调制下模式 1 回流功率主要发生在 $t_1 - t_2$ 时段, 模式 2 回流功率主要发生在 $t_2 - t_3$ 时段。由此推断, 可以通过改变模式 1 的 $t_1 - t_2$ 时段间及模式 2 的 $t_2 - t_3$ 时段进而改变回流功率大小。

2 抑制回流功率的双重移相调制策略

2.1 DPS-RPS 调制基本原理

基于前文推断, 提出一种 DPS-RPS 调制策略, 改变副边全桥内移相方式, 与原边全桥内移相角同起点、同方向、同大小进行移相, 以此来改变 DPS 调制模式 1 中 $t_1 - t_2$ 及模式 2 中 $t_2 - t_3$ 的作用时段, 在不增加控制变量的前提下, 重构了回流功率作用时段。同样以能量从左往右传输为例对 DPS-RPS 调制分析, 与 DPS 调制相同, 根据内外移相比 d 、 d_1 的大小关系将 DPS-RPS 调制分为两种工作模式, 模式 1: $0 < d_1 < d < 1$, 模式 2: $0 < d < d_1 < 1$ 。当 d 、 d_1 与 DPS 调制取相同值时, DPS-RPS 调制的两种模式的工作波形如图 3 所示, 相比较于 DPS 调制, 回流功率明显减小。

2.2 DPS-RPS 调制工作原理分析

以 DPS-RPS 调制模式 1 为例, 对 DPS-RPS 的工作原理进行分析, 忽略系统损耗, 并认为所有开关器件都是理想开关器件, 根据伏秒原理, 在一个周期内, DPS-RPS 调制下变换器工作波形具有对称性, 本文仅分析前半个工作周期的工作原理, 后半周期的分析相同, 具体如下。

1) 阶段 1 ($t_0 - t_1$)

DAB 变换器在该阶段的工作状态如图 4(a)所示, 该阶段电感电流为负且逐渐减小, 全桥 H_1 开关管 S_1 、 S_3 导通, 电流经 D_1 、 S_3 流动, 全球 H_2 开关管 S_6 、 S_7 导通, 电流经 D_6 、 D_7 流动, 该阶段内电感电

流表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{nU_2}{L}(t - t_0), \quad t_0 < t \leq t_1 \quad (6)$$

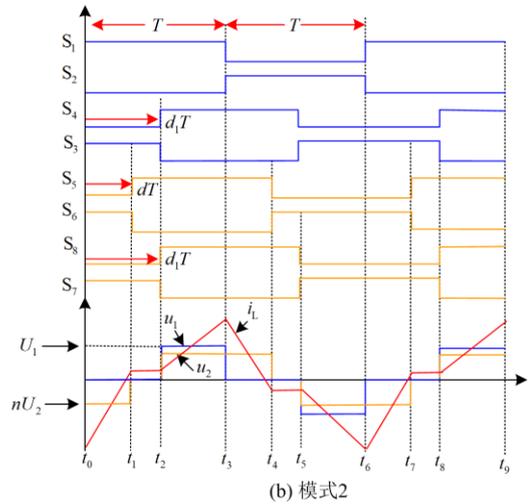
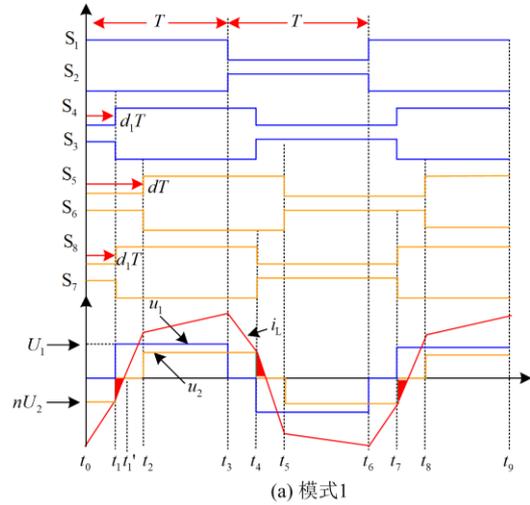
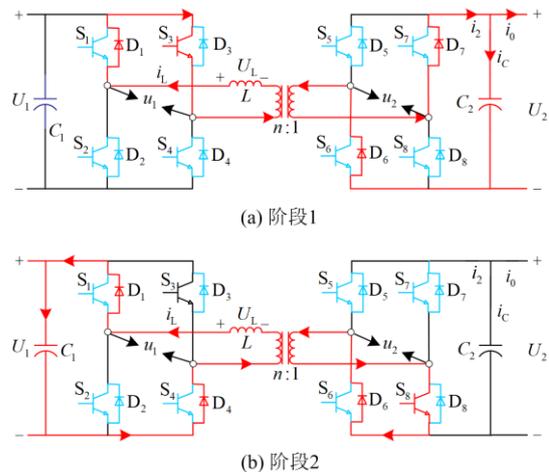


图 3 DPS-RPS 调制策略

Fig. 3 Working waveform of DPS-RPS modulation



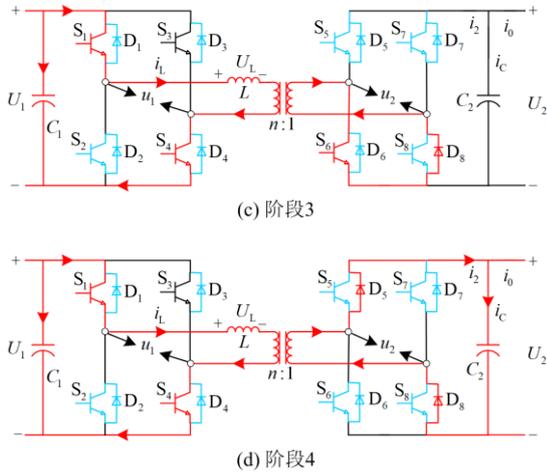


图 4 DPS-RPS 调制工作模式

Fig. 4 Operation stages of the converter with DPS-RPS modulation

2) 阶段 2($t_1 - t'_1$)

DAB 变换器在该阶段的工作状态如图 4(b)所示, 该阶段电感电流仍为负且逐渐减小为 0, 全桥 H_1 开关管 S_1 、 S_4 导通, 电流经 D_1 、 D_4 流动, 全桥 H_2 开关管 S_6 、 S_8 导通, 电流经 S_6 、 S_8 流动, 该阶段内电感电流表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{U_1}{L}(t - t_1), \quad t_1 < t \leq t'_1 \quad (7)$$

3) 阶段 3($t'_1 - t_2$)

DAB 变换器在该阶段的工作状态如图 4(c)所示, 该阶段电感电流为正且由 0 逐渐增大, 全桥 H_1 开关管 S_1 、 S_4 导通, 电流经 S_1 、 S_4 流动, 全桥 H_2 开关管 S_6 、 S_8 导通, 电流经 S_6 、 S_8 流动, 该阶段内电感电流表达式为

$$i_L(t) = i_L(t'_1) + \frac{U_1}{L}(t - t'_1), \quad t'_1 < t \leq t_2 \quad (8)$$

4) 阶段 4($t'_1 - t_2$)

DAB 变换器在该阶段的工作状态如图 4(d)所示, 该阶段电感电流为正, 电感电流逐渐增大, 全桥 H_1 开关管 S_1 、 S_4 导通, 电流经 S_1 、 S_4 流动, 全桥 H_2 开关管 S_5 、 S_8 导通, 电流经 D_5 、 D_8 流动, 该阶段内电感电流表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{U_1 - nU_2}{L}(t - t_2), \quad t_2 < t \leq t_3 \quad (9)$$

2.3 DPS-RPS 调制策略的数学模型

令 $t_0 = 0$, 结合图 3(a)及式(6)一式(9)可以得到 DPS-RPS 调制模式 1 在 t_1 、 t_2 、 t_3 时刻的电感电流, 其表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_1) = i_L(t_0) + \frac{nU_2}{2fL}d_1 \\ i_L(t_2) = i_L(t_1) + \frac{U_1}{2fL}(d - d_1) \\ i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{U_1 - nU_2}{2fL}(1 - d) \end{cases} \quad (10)$$

根据伏秒原理有 $i_L(t_3) = -i_L(t_0)$, 代入式(10)求得各时刻电感电流表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4fL}(k + d - kd_1 + d_1 - 1) \\ i_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4fL}(k + d - d_1 - kd_1 - 1) \\ i_L(t_2) = -\frac{nU_2}{4fL}(k + d - 2kd - d_1 + kd_1 - 1) \\ i_L(t_3) = -\frac{nU_2}{4fL}(-k - d - d_1 + kd_1 + 1) \end{cases} \quad (11)$$

图 3(a)表明模式 1 电感电流在 t_3 时刻取得最大值, 由式(11)可知电感电流最大值为

$$i_{L\max} = \frac{nU_2}{4fL}(k + d + d_1 - kd_1 - 1) \quad (12)$$

求得 DPS-RPS 调制模式 1 的传输功率表达式为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_1 i_L(t) dt = \frac{nU_1 U_2}{4fL}(d - d^2 + dd_1 - d_1^2) \quad (13)$$

对式(12)、式(13)标么化得到

$$i^* = 2(k + d + d_1 - kd_1 - 1) \quad (14)$$

$$P^* = 2(d - d^2 + dd_1 - d_1^2) \quad (15)$$

DPS-RPS 调制模式 2 的分析同模式 1, 得到模式 2 各个时刻的电感电流表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4fL}[k + d - kd_1 + d_1 - 1] \\ i_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4fL}[k - d - kd_1 + d_1 - 1] \\ i_L(t_2) = i_L(t_3) = -\frac{nU_2}{4fL}[-k - d + kd_1 - d_1 + 1] \end{cases} \quad (16)$$

同理得到模式 2 电流峰值及传输功率标么化表达式为

$$i^* = 2(k + d + d_1 - kd_1 - 1) \quad (17)$$

$$P^* = 2d(1 - d_1) \quad (18)$$

图 3 表明, DPS-RPS 调制下回流功率大小与 t_1 时刻的电感电流 $i_L(t_1)$ 有关, 当 $i_L(t_1) < 0$ 时存在回流功率, 当 $i_L(t_1) > 0$ 时回流功率为 0。先假设 DPS-RPS 调制两种模式下 $i_L(t_1) < 0$, 求得回流功率的标么化表达式为

$$Q^* = \begin{cases} \frac{(k+d-d_1-kd_1-1)^2}{2k}, & \text{模式1} \\ \frac{(k-d+d_1-kd_1-1)^2}{2(k-1)}, & \text{模式2} \end{cases} \quad (19)$$

式(5)、式(19)表明 DPS 及 DPS-RPS 调制下的回流功率的大小和 d 、 d_1 取值有关, 与传输功率大小并没有直接关系, 难以在相同传输功率条件下对两种调制方式的回流功率大小进行对比, 需要进一步分析。

3 电流应力优化对回流功率的影响

3.1 电流应力最优的移相比求解方法

根据文献[28], 建立电流应力最优时移相比的求解公式, 如式(20)所示。

$$L(d, d_1, \mu) = i^* + \mu(P^* - P_0) \quad (20)$$

式中: P_0 为给定传输功率标么值; μ 为乘数因子。

分别将式(14)、式(15)及式(6)代入式(17)和式(18), 求得 DPS-RPS 调制策略下模式 1 及模式 2 的电流应力最优移相比分别为

$$\begin{cases} d = \frac{2}{3} + \frac{k-3}{3} \sqrt{\frac{2-3P_0}{2k^2-6k+6}} \\ d_1 = \frac{1}{3} + \frac{2k-3}{3} \sqrt{\frac{2-3P_0}{2k^2-6k+6}} \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} d = (k-1) \sqrt{\frac{P_0}{2(k-1)}} \\ d_1 = 1 - \sqrt{\frac{P_0}{2(k-1)}} \end{cases} \quad (22)$$

当 $d > d_1$ 时, 由式(21)得 $(2k-2)/k^2 < P_0 < 0.667$, 当 $d < d_1$ 时, 由式(22)得 $0 < P_0 < (2k-2)/k^2$, 因此 DPS-RPS 调制策略下模式 1 及模式 2 的切换点为

$$P_T = (2k-2)/k^2 \quad (23)$$

以上分析表明 DPS-RPS 调制只能在中小功率区域内(标么化功率 0~0.667)对电流应力进行优化。

将式(3)、式(4)代入式(20), 求得 DPS 调制下模式 1 及模式 2 的最优移相比分别为

$$\begin{cases} d = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(1-P_0)}{k^2-2k+3}} \\ d_1 = \frac{k-1}{2} \sqrt{\frac{2(1-P_0)}{k^2-2k+3}} \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} d = \frac{k-1}{2} \sqrt{\frac{2P_0}{k^2+2k-3}} \\ d_1 = 1 - \frac{k+1}{2} \sqrt{\frac{2P_0}{k^2+2k-3}} \end{cases} \quad (25)$$

当 $d > d_1$ 时, 由式(24)求得 $P_0 > (k^2+2k-3)/2k^2$ 。当 $d < d_1$ 时, 由式(25)求得 $P_0 < (k^2+2k-3)/2k^2$ 。因此 DPS 调制模式 1 及模式 2 的切换点为

$$P_T = (k^2+2k-3)/2k^2 \quad (26)$$

3.2 电流应力最优条件下回流功率对比分析

3.2.1 DPS-RPS 调制回流功率特性分析

将式(21)、式(22)代入式(11)和式(16)中的 $i_L(t_1)$, 解得 DPS-RPS 调制优化后 $i_L(t_1)$ 表达式为

$$i_L(t_1) = \begin{cases} -\frac{nU_2}{6fL} (k-1)(1-k) \sqrt{\frac{2-3P_0}{2k^2-6k+6}}, & \text{模式1} \\ 0, & \text{模式2} \end{cases} \quad (27)$$

式(27)表明 DPS-RPS 调制模式 2 回流功率为 0。若模式 1 回流功率为 0, 需满足 $i_L(t_1) \geq 0$, 代入式(27)解得 $P_0 \leq (2k-2)/k^2$, 根据前文分析, 模式 1 工作范围为 $(2k-2)/k^2 < P_0 < 0.667$, 与 $P_0 \leq (2k-2)/k^2$ 矛盾, 因此模式 1 必然存在回流功率。将式(21)代入式(19)中, 得到电流应力最优时模式 1 的回流功率表达式为

$$Q^* = \frac{\left(\frac{2k-2}{3} (1-k) \sqrt{\frac{2-3P_0}{2k^2-6k+6}}\right)^2}{2k} \quad (28)$$

3.2.2 DPS 调制回流功率特性分析

将式(24)、式(25)代入式(5), 得到 DPS 调制电流应力优化后的回流功率为

$$Q^* = \begin{cases} \frac{\left(k - \frac{k^2+1}{2} \sqrt{\frac{2(1-P_0)}{k^2-2k+3}}\right)^2}{2(k+1)}, & i_L(t_2) > 0 \\ \frac{(k-1)^2 \left(1 - \frac{k-1}{2} \sqrt{\frac{2(1-P_0)}{k^2-2k+3}}\right)^2}{2k} + & \text{模式1} \\ 2\left(\frac{1}{2} - \frac{k}{2} \sqrt{\frac{2(1-P_0)}{k^2-2k+3}}\right)^2, & i_L(t_2) < 0 \\ \frac{\left(\frac{k^2-1}{2} \sqrt{\frac{2P_0}{k^2+2k-3}}\right)^2}{2k}, & \text{模式2} \end{cases} \quad (29)$$

模式 1 回流功率大小分为 $i_L(t_2) > 0$ 及 $i_L(t_2) < 0$ 两种情况, 与 DPS-RPS 调制分析相同, 可以求得

DPS 调制模式 1 下 t_2 时刻的电感电流表达式为

$$i_L(t_2) = -\frac{nU_2}{4fL}(k - 2kd + kd_1 + d_1 - 1) \quad (30)$$

令 $i_L(t_2) = 0$, 并将式(24)代入式(30), 解得

$$P_0 = 1 - \frac{2(k^2 - 2k + 3)}{(k^2 + 2k - 1)^2} \quad (31)$$

式(31)即为 $i_L(t_2) > 0$ 及 $i_L(t_2) < 0$ 的临界点。

3.2.3 DPS-RPS 及 DPS 调制下回流功率对比分析

式(28)、式(29)表明电流应力优化后的回流功率大小与电压传输比 k 及输出功率 P_0 有关, 由于 k 值存在多种可能, 为了简化分析, 本文仅以 $k=2$ 、 $k=3$ 两种情况为例对比分析中小功率区域内 DPS 与 DPS-RPS 调制优化后的回流功率 Q^* 大小随 P_0 变化关系, 根据式(28)、式(29)得到图 5 所示的回流功率大小随传输功率变化曲线, 图 5 表明在相同条件下 k 值越大回流功率越大。在小功率时 DPS-RPS 调制消除了回流功率, 中等功率时降低了回流功率, 随着 k 值增大, DPS-RPS 调制在小功率区域抑制回流功率优势表现更加明显。

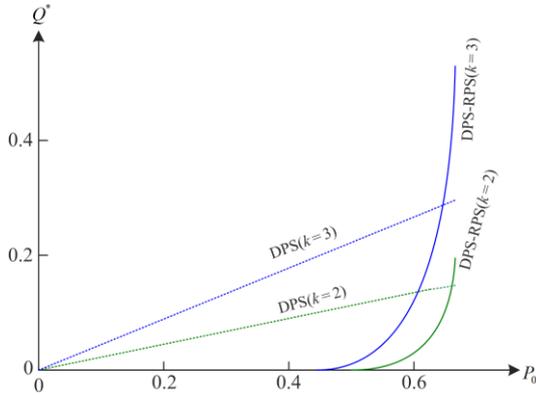


图 5 优化后回流功率对比

Fig. 5 Comparison of reactive power after optimization

3.3 电流应力对比分析

分别将 DPS-RPS 的最优移相比表达式(21)、式(22)代入式(14)、式(17), 得到 DPS-RPS 调制下电流应力优化后电感电流峰值为

$$i_{L,max} = \begin{cases} 2\left(\frac{2k}{3} - \frac{1}{3}\sqrt{(2-3P_0)(2k^2-6k+6)}\right), & \text{模式1} \\ 2\sqrt{2P_0(k-1)}, & \text{模式2} \end{cases} \quad (32)$$

将式(24)、式(25)代入式(4)得到 DPS 控制下优化后的电流峰值为

$$i_{L,max} = \begin{cases} 2k - \sqrt{2(k^2 - 2k + 3)(1 - P_0)}, & \text{模式1} \\ \sqrt{2(k^2 + 2k - 3)P_0}, & \text{模式2} \end{cases} \quad (33)$$

同样为简化分析, 根据式(32)和式(33), 图 6 给出了 $k=2$ 、 $k=3$ 两种情况下 DPS 与 DPS-RPS 调制优化后的电感电流峰值 $i_{L,max}$ 随传输功率 P_0 大小变化曲线。图 6 表明, 电流应力优化后中小功率区域内 DPS-RPS 调制的电感电流峰值较 DPS 调制小, 随着 k 值增大, DPS-RPS 调制减小电流应力的优势表现更明显。

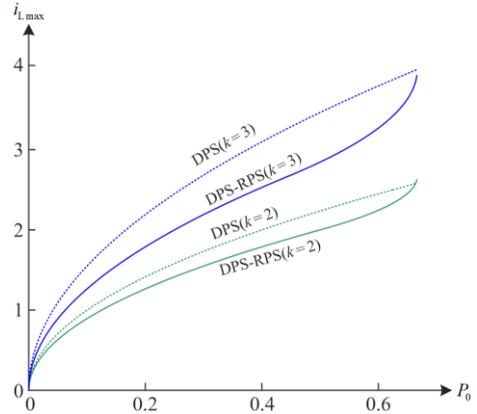


图 6 优化后电流应力对比

Fig. 6 Comparison of current stress after optimization

4 实验验证

4.1 实验条件

为验证所提 DPS-RPS 调制策略的可行性及相关理论分析的准确性, 根据文献[29]的 DAB 闭环控制方法, 搭建了以 TMS320F28335 为核心控制器件的 DAB 变换器闭环控制实验平台进行实验验证。

表 1 给出了部分实验平台参数, 为验证不同电压传输比 k 及不同传输功率条件下 DPS 调制与 DPS-RPS 调制的电流应力及回流功率大小的区别, 分别在负载为 $10\ \Omega$ 和 $5\ \Omega$ 时、输出电压分别为 $30\ \text{V}$ 和 $40\ \text{V}$ 时对 DPS 调制与 DPS-RPS 调制进行了对比实验。

表 1 实验平台参数

Table 1 Parameters of experimental platform			
参数	数值	参数	数值
变压器变比 n	3:1	输入电容 $C_1/\mu\text{F}$	440
辅助电感 $L/\mu\text{H}$	200	输出电容 $C_2/\mu\text{F}$	440
开关频率 f/kHz	15	输入电压 U_1/V	200

4.2 实验结果分析

图 7 为负载为 $10\ \Omega$ 、输出电压为 $30\ \text{V}$ 时 DPS、

DPS 及 DPS-RPS 调制策略下变压器两侧全桥输出的交流电压 u_1 、 u_2 及电感电流 i_L 的稳态工作波形。对比可以得到，DPS-RPS 调制下回流功率最小约为 0。SPS 调制下电感电流峰值约为 21.6 A，DPS 调制下约为 13.4 A，DPS-RPS 调制下约为 11.7 A，DPS-RPS 调制下电感电流峰值最小。

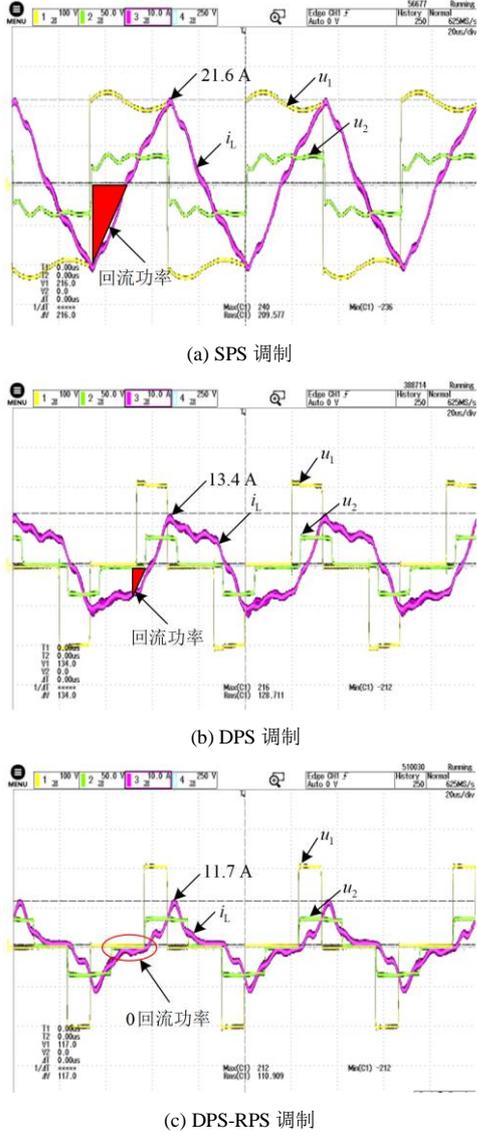


图 7 输出电压为 30 V、负载为 10 Ω 实验波形
Fig. 7 Experimental waveforms when output voltage is 30 V and load is 10 Ω

图 8 为负载为 10 Ω、输出电压为 40 V 时 SPS、DPS 及 DPS-RPS 调制策略下变压器两侧全桥输出的交流电压 u_1 、 u_2 及电感电流 i_L 的稳态工作波形。对比可以得到，DPS-RPS 调制下回流功率最小约为 0。SPS 调制下电感电流峰值约为 18.4 A，DPS 调制下约为 14.0 A，DPS-RPS 调制下约为 12.0 A。

DPS-RPS 调制下电感电流峰值最小。

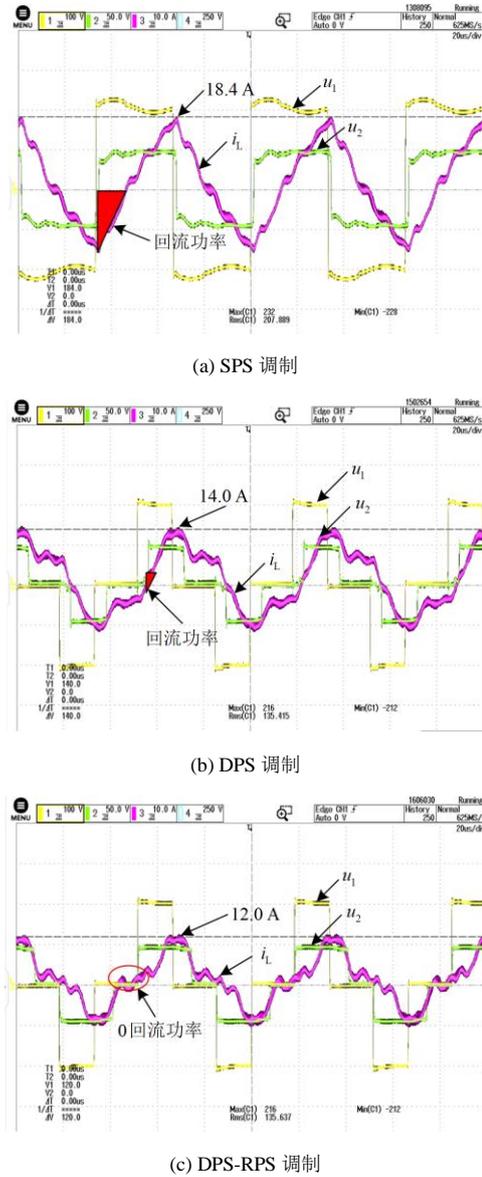
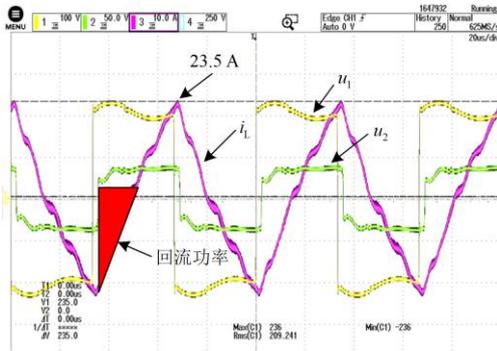


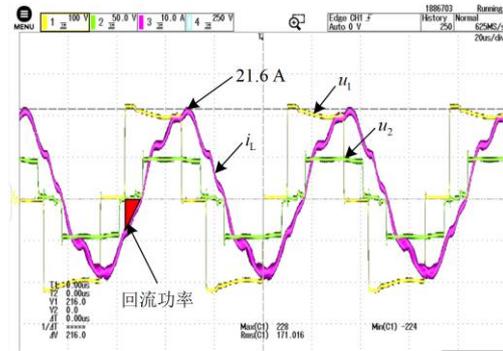
图 8 输出电压为 40 V、负载为 10 Ω 实验波形
Fig. 8 Experimental waveforms when output voltage is 40 V and load is 10 Ω

图 9 为负载为 5 Ω、输出电压为 30 V 时 SPS、DPS 及 DPS-RPS 调制策略下变压器两侧全桥输出的交流电压 u_1 、 u_2 及电感电流 i_L 的稳态工作波形。对比可以得到，DPS-RPS 调制下回流功率最小。SPS 调制下电感电流峰值约为 23.5 A，DPS 调制约为 18.7 A，DPS-RPS 调制约为 15.3 A。DPS-RPS 调制下电感电流峰值最小。

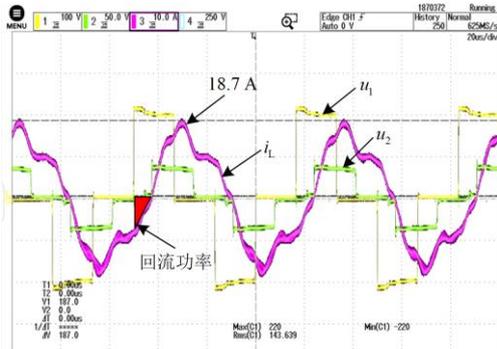
图 10 为负载为 5 Ω、输出电压为 40 V 时 SPS、DPS 及 DPS-RPS 调制策略下变压器两侧全桥输出的交流电压 u_1 、 u_2 及电感电流 i_L 的稳态工作波形。



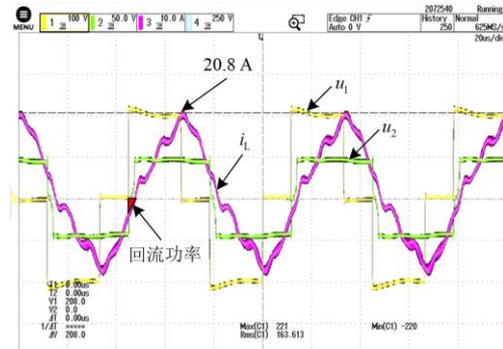
(a) SPS 调制



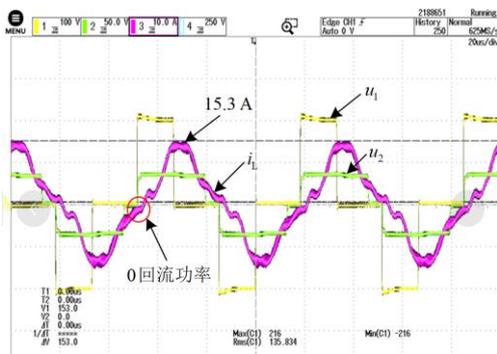
(b) DPS 调制



(b) DPS 调制



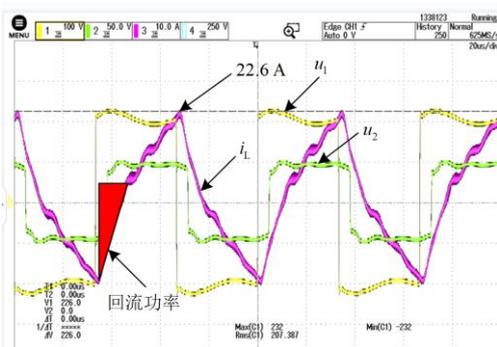
(c) DPS-RPS 调制



(c) DPS-RPS 调制

图 9 输出电压为 30 V、负载为 5 Ω 实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms when output voltage is 30 V and load is 5 Ω



(a) SPS 调制

图 10 输出电压为 40 V、负载为 5 Ω 实验波形
Fig. 10 Experimental waveforms when output voltage is 40 V and load is 5 Ω

对比可以得到, DPS-RPS 调制下回流功率最小。SPS 调制下电感电流峰值约为 22.6 A, DPS 调制约为 21.6 A, DPS-RPS 调制约为 20.8 A。DPS-RPS 调制下电感电流峰值最小。

5 结论

针对 DAB 变换器在传统 DPS 调制下中小功率区域内回流功率较大的问题, 对传统 DPS 调制进行了改进, 提出了一种抑制回流功率的双重移相调制策略(DPS-RPS), 通过改变传统 DPS 调制的内移相方式, 减小了回流功率的作用时间来抑制回流功率。并通过理论分析与实验验证, 证明所提 DPS-RPS 调制策略的有效性。本文所提方法减小回流功率的同时降低了电流应力, 可推广至 DAB 变换器提高中小功率区域的转换效率应用中。

论文后续将进一步研究高功率区域回流功率及电流应力的优化方法。

参考文献

- [1] CHANDAK S, BHOWMIK P, ROUT P K. Load shedding strategy coordinated with storage device and D-STATCOM to enhance the microgrid stability[J]. Protection and Control

- of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 250-268.
- [2] 尉耀稳, 李跃龙, 陈思超, 等. 多类型源储协调互动的配电网分布鲁棒优化调度[J]. 电力工程技术, 2021, 40(5): 192-199.
YU Yaowen, LI Yuelong, CHEN Sichao, et al. Distributionally robust optimal dispatch of distribution network considering multiple source-storage coordinated interaction[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(5): 192-199.
- [3] 孙伟卿, 罗静, 张婕. 高比例风电接入的电力系统储能容量配置及影响因素分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(15): 9-18.
SUN Weiqing, LUO Jing, ZHANG Jie. Energy storage capacity allocation and influence factor analysis of power system with high proportion of wind power[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(15): 9-18.
- [4] 王晨, 李海军, 徐光福, 等. 含多元储能交直流混合电网系统控制策略研究[J]. 供用电, 2020, 37(6): 74-81.
WANG Chen, LI Haijun, XU Guangfu, et al. Research on control strategy of AC/DC hybrid microgrid system with multi-type energy storage[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(6): 74-81.
- [5] 宋春宁, 付栋, 李欣. 双向全桥 DC/DC 变换器在直流微电网中的应用[J]. 电测与仪表, 2020, 57(18): 128-132.
SONG Chunqing, FU Dong, LI Xin. Application of bi-directional full-bridge DC/DC converter in DC micro-grid[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(18): 128-132.
- [6] 陈天锦, 牛高远, 甘江华, 等. 基于虚拟同步策略的电动汽车 V2G 充放电系统研究及样机实现[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(3): 131-141.
CHEN Tianjin, NIU Gaoyuan, GAN Jianghua, et al. Research and prototype manufacture on electric vehicle V2G systems based on virtual synchronous control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(3): 131-141.
- [7] 孙元岗, 同向前, 李庚, 等. 一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(5): 29-35.
SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A generalized parameter design approach for bidirectional resonant high frequency DC transformer[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 29-35.
- [8] 李磊, 陶骏, 朱明星, 等. 基于超级电容储能型 MMC 的控制策略[J]. 中国电力, 2020, 53(11): 15-22.
LI Lei, TAO Jun, ZHU Mingxing, et al. Control strategy for MMC based on super-capacitor energy storage[J]. Electric Power, 2020, 53(11): 15-22.
- [9] 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 Zhengping, LI Jun. 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.
- [10] XU G, LI L, CHEN X, et al. Optimized EPS control to achieve full load range ZVS with seamless transition for dual active bridge converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8379-8390.
- [11] BAI H, MI C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [12] 伏祥云, 汤国晟, 崔红芬, 等. 基于 DAB 的光储型混合系统功率调节与控制[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(6): 138-143.
FU Xiangyun, TANG Guosheng, CUI Hongfen, et al. Study on power regulation and control based on DAB for a hybrid system with photovoltaic and storage[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(6): 138-143.
- [13] 张哲, 许崇福, 王弋飞, 等. 多电平直流链电力电子变压器控制策略研究[J]. 电力工程技术, 2020, 39(4): 9-15.
ZHANG Zhe, XU Chongfu, WANG Yifei, et al. Control strategies for the multi-level DC-link power electronic transformer[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(4): 9-15.
- [14] 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, 2019, 66(9): 7022-7031.
- [15] 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.
- [16] 侯川川, 仇志丽, 刘建华. 双有源桥轻载下的软开关研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 23-29.
HOU Chuanchuan, QIU Zhili, LIU Jianhua. Research on soft switching of dual active bridge with light load[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 23-29.

- [17] YAN Y, GUI H, BAI H. Complete ZVS analysis in dual active bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1247-1252.
- [18] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC/DC converter based on dual phase shift control for DC distribution application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1711-1727.
- [19] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua. Current stress optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual phase shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.
- [20] 高帅, 张兴, 赵文广, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率控制策略[J]. 电气工程学报, 2019, 14(2): 24-29.
- GAO Shuai, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Minimum reactive power control strategy for dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2): 24-29.
- [21] 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 mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 58-64.
- [22] WANG P, CHEN X, TONG C, 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.
- [23] TANG Y, HU W, XIAO J, et al. Reinforcement learning based efficiency optimization scheme for the DAB DC-DC converter with triple phase shift modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7350-7361.
- [24] SONG W, HOU N, WU M. Virtual direct power control scheme of dual-active-bridge DC-DC converters for fast dynamic response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1750-1759.
- [25] LIU X, ZHU Z, STONE D A, et al. Novel dual-phase-shift control with bidirectional inner phase shifts for a dual active bridge converter having low surge current and stable power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017 32(5): 4095-4106.
- [26] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Power characterization of isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converter with dual phase shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172-4176.
- [27] 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.
- [28] HOU N, SONG W, WU M. Minimum current stress scheme of dual active bridge DC-DC converter with unified phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8552-8561.
- [29] HEBALA O M, ABOUSHADY A A, AHMED K H. Generic closed-loop controller for power regulation in dual active bridge DC-DC converter with current stress minimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4468-4478.

收稿日期: 2021-11-05; 修回日期: 2022-04-06

作者简介:

李善寿(1979—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源发电及电力电子变换技术。E-mail: xlisq79@163.com

(编辑 周金梅)