DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.117 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

三电平双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率优化控制策略研究

王君瑞，谭 露，王 瑞，李琳慧，秦 豪
(北方民族大学电气信息工程学院，银川 750000)

摘要：针对中点钳位三电平双有源桥 DAB(dual active bridge)DC-DC 变换器存在回流功率及开关管损耗问题，提出一种零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)边界和范围内减小回流功率的优化控制策略。该控制策略可在实现全部开关管 ZVS 的前提下，减小回流功率。首先在双重移相 DPS(dual phase-shift)控制下，分析三电平 DAB 变换器的工作原理，得到 ZVS 范围；然后建立传输功率和回流功率的数学模型，并分别在 ZVS 边界和范围内对回流功率进行优化；最后通过仿真和实验平台验证了控制策略的有效性。

关键词：三电平双有源桥 DAB DC-DC 变换器；零电压开通 ZVS；回流功率；双重移相 DPS；变压比

Research on Optimal Control Strategy for Minimum Reflux Power of Three-level Dual Active Bridge DC-DC Converter

WANG Junrui, TAN Lu, WANG Rui, LI Linhui, QIN Hao
(School of Electrical and Information Engineering, North Minzu University, Yinchuan 750000, China)

Abstract: To solve the problem of reflux power and switching tube loss in a neutral point clamped three-level dual active bridge (DAB) DC-DC converter, an optimal control strategy for reducing the reflux power in the zero-voltage switching (ZVS) boundary and range is proposed. Under the premise of realizing ZVS for all the switching tubes, this strategy can reduce the reflux power. First, the working principle for the three-level DAB converter under dual phase-shift (DPS) control is analyzed, and the ZVS range is obtained. Then, the mathematical models of transmission power and reflux power are established, and the reflux power is optimized within the ZVS boundary and range, respectively. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy was verified by simulations and an experimental platform.

Keywords: Three-level dual active bridge (DAB) DC-DC converter; zero-voltage switching (ZVS); reflux power; dual phase-shift (DPS); transformer ratio

电力变换设备是实现电能变换的关键，然而传统电力变换设备体积大、效率低、功能单一，难以满足行业与社会发展的需求，需更新换代[1]。双有源桥 DAB (dual active bridge)变换器因较高的功率密度、能量可以双向流动、易于实现模块化等优点，已成为微电网能源互联网、新能源汽车等领域的核心装置，且正受到产业界和学术界的广泛关注[2]。DAB 变换器及其变体(三相、电流馈电、半桥 DAB 变换器等)在隔离的双向 DC-DC 转换领域得到了广泛研究[3-4]。相比于传统的两电平 DAB 变换器，三电平 DAB 变换器能实现更高的电压和功率

收稿日期：2024-05-28；**修回日期**：2024-08-20；**录用日期**：2024-08-31；**网络首发日期**：2024-09-20
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52167004)；宁夏回族自治区智能装备与精密检测技术研究应用创新团队资助项目(2022BSB03104)；北方民族大学创新项目(YCX23143)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52167004; Ningxia Hui Autonomous Region Intelligent Equipment and Precision Detection Technology Research and Application Innovation Team under the grant 2022BSB03104; North Minzu University Innovation Project under the grant YCX23143

传输等级，性能更加优异[5]。

单移相 SPS (single phase-shift)调制只有 1 个控制自由度，采用电压电流双闭环控制即可实现变换器的功率传输，但 SPS 调制无法减小回流功率以及降低电流应力。因此拓展移相 EPS(extended phase-shift)调制[6]、双重移相 DPS(dual phase-shift)调制[7]及三重移相 TPS(triple phase-shift)调制[8]等多种调制方式相继被提出[9-11]。文献[12]提出的三电平 DAB 变换器具有 5 个控制自由度的调制策略，可以在轻载时显著减小电感电流，从而提高转换器的效率；文献[13]分析了移相控制下三电平 DAB 变换器零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)工作范围，提出三电平 DAB 变换器的优化参数；文献[14]对两电平 DAB 变换器回流功率和电流应力进行了优化，2 种优化均为忽略开关管在大功率传输条件下硬开关带来的损耗；文献[15]提出了一种基于单侧非对称占空比调制 SSADM (single-sided asymmetric duty modulation)的电感电流峰峰值优化策略，降低了变换器的损耗并且提升了效率。

当前关于三电平 DAB 的研究，集中通过增加多个控制自由度以提高系统功率传输效率，导致系统控制复杂、计算量大[16-17]。传统优化控制仅考虑对回流功率的优化，但在实际生产生活中，开关管硬开通同样会带来功率损耗。因此，本文提出在 ZVS 边界和范围内减小回流功率的优化控制策略，提高系统功率传输效率。

1 三电平 DAB 变换器拓扑和数学模型

图 1 为三电平 DAB 变换器拓扑，桥臂结构采用三电平中点钳位 NPC(neutral point clamped)二极管钳位桥臂。图中：U_1、U_2 分别为输入、输出电压；C_1~C_4 为输入输出端支撑电容；L 为谐振电感；开关管 S_1~S_8、T_1~T_8 和钳位二极管 D_1~D_4、D_5~D_8 组成变换器一次侧、二次侧的三电平全桥，从而使变换器可以实现功率的双向传输。

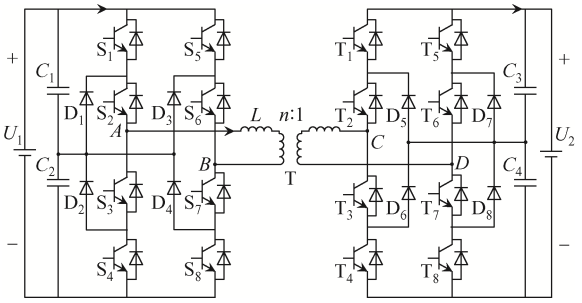


图 1 三电平 DAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of three-level DAB converter

三电平 DAB 变换器采用类似两电平的 DPS 调制策略，其调制原理如图 2 所示。图中：D_1 为内移相变量，即同一桥臂上受二极管钳位的 2 个开关管与另外 2 个开关管之间的导通延迟角与开关管导通周期的比值，$0<D_1<0.50$；D_2 为外移相变量，即一次侧和二次侧导通延迟角与开关管周期的比值，$0<D_2<0.50$。在分析电路运行时，本文考虑 $0<D_1<D_2<0.50$ 时的运行情况。

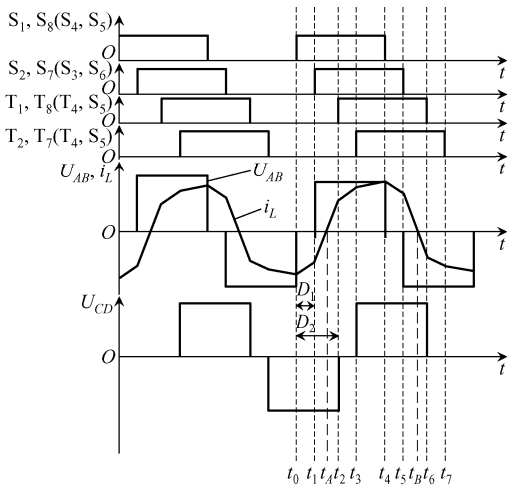


图 2 DPS 调制原理

Fig. 2 Principle of DPS modulation

三电平 DAB 变换器与传统 DAB 变换器的区别在于，三电平 DAB 变换器存在钳位电路，钳位电路在系统运行时也会参与到电路的流通中，当一次侧全桥电路输出电压为 0 时，该电路为谐振电流提供了释放回路。从图 2 可以看出，在 1 个周期内对其运行模态进行分解，可分为 t_0~t_7 共 8 个电路运行状态发生改变的时刻，由于电流具有对称性，因此对半个周期内各时刻电流进行描述，可以得到半个周期内的电流表达式为

$$i_L=\begin{cases} i_L(t_0)=-\dfrac{U_1(1-D_1)+nU_2(D_1-2D_2-1)}{4Lf_s} \\ i_L(t_1)=-\dfrac{U_1(1-D_1)+nU_2(-D_1+2D_2-1)}{4Lf_s} \\ i_L(t_2)=\dfrac{U_1(-D_1+2D_2-1)+nU_2(1-D_1)}{4Lf_s} \\ i_L(t_3)=\dfrac{U_1(D_1+2D_2-1)+nU_2(1-D_1)}{4Lf_s} \end{cases} \tag{1}$$

式中：f_s 为开关频率；n 为变压器 T 一、二次侧匝数比。

定义三电平 DAB 变换器的最大传输功率 $P_N=nU_1^2/(8Lf_s)$，T_s 为开关周期，k 为变压比且 $k=nU_2/U_1$。根据电流与电压的关系，对式(1)进行分阶段积分运算，可以得到三电平 DAB 的平均标幺传输功率 P_V 的表达式为

$$P_V=\frac{1}{P_N}\cdot\frac{2}{T_s}\int_0^{t_4}U_{AB}\cdot i_L(t)\ \mathrm{d}t=\frac{1}{P_N}\cdot\frac{nU_1U_2(2D_2-2D_2^2-D_1^2)}{4Lf_s}=k[4D_2-4D_2^2-2D_1^2] \tag{2}$$

式中，U_{AB} 为一次侧 A、B 间的电压。由式(2)可得传输功率、移相变量和变压比的关系曲线，如图 3 所示。

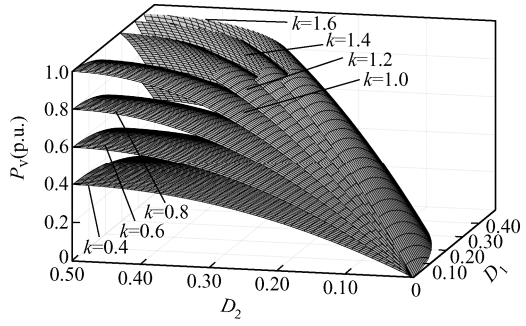


图 3　传输功率、移相变量和变压比关系

Fig. 3 Relationship among transmission power, phase shift variable and transformer ratio

回流功率的产生是由于存在电感电流与一次侧输出电压相反的时刻。从图 2 可以看出，在 1 个周期内存在于 t_1~t_A 时间段和 t_5~t_B 时间段，由于电流对称性，可得到标幺回流功率 P_c 的表达式为

$$P_c=\frac{1}{P_N}\cdot\frac{2}{T_s}\int_{t_1}^{t_A}U_{AB}\cdot i_L(t)\ \mathrm{d}t=\frac{[1+2kD_2-k-(1+k)D_1]^2}{2k(1+k)} \tag{3}$$

2　ZVS 实现及减小回流功率

第 1 节通过分析三电平 DAB 在 DPS 调制下工作运行情况，得到电感电流、传输功率及回流功率的表达式，在此基础上分析开关管的开通损耗，避免开关管硬开通带来能量损耗，同时减小回流功率。

2.1　ZVS 实现

开关管在正常开通和关断时，在开通瞬态其电压和电流将同时存在，导致开关管会消耗部分能量，长此以往不仅浪费能量还会因长时间的开关过程产生过热现象，缩短器件寿命。因此，为降低开关管能量损耗，延长其使用寿命，需要让开关管电压在导通前降为一个极小的值。

根据图 2 开关管导通情况，分析开关管实现 ZVS 的开关过程。变换器工作于稳态时，输入侧导通开关管承受的电压为 $U_1/2$，输出侧导通开关管承受的电压为 $U_2/2$。在 S_1/S_8 导通前，电感电流 i_L 流过开关管的反并联二极管，反并联二极管开关两端电压钳制在 0，施加开关管的驱动信号后，i_L 由负过零变正，开关管实现了 ZVS。同理在 S_2/S_7 关断前，i_L 正向流过开关管，开关管的结电容电压为 0，由于电容电压无法突变，开关管两端电压被钳位二极管钳制在 0，此时开关管的驱动信号消失，开关管实现零电压关断。其余开关情况类似，因此所有开关管均能实现 ZVS。

因此所有开关管实现 ZVS 的约束条件为

$$\begin{cases} i_L(t_1)>0 \\ i_L(t_2)<0 \end{cases} \tag{4}$$

将式(1)代入式(4)可得

$$\frac{1-2D_2+D_1}{1-D_1}<k<\frac{1-D_1}{1-2D_2+D_1} \tag{5}$$

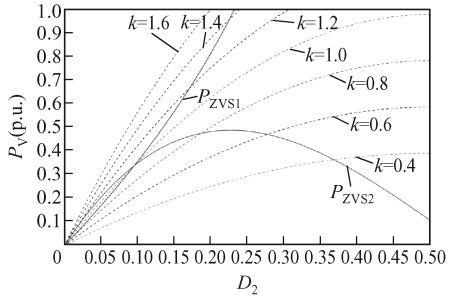
将式(5)代入式(2)得到 ZVS 边界功率的表达

式为

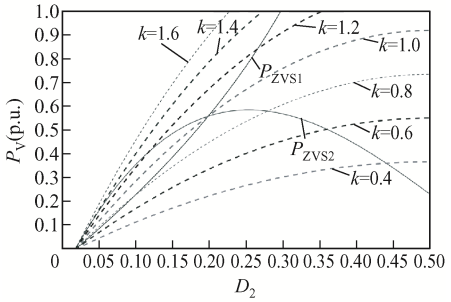
$$P_{\mathrm{ZVS1}}=\frac{1-D_1}{1-2D_2+D_1}(4D_2-4D_2^2-2D_1^2) \tag{6}$$

$$P_{\mathrm{ZVS2}}=\frac{1-2D_2+D_1}{1-D_1}(4D_2-4D_2^2-2D_1^2) \tag{7}$$

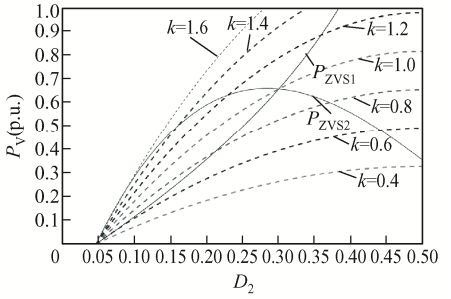
式中，P_{ZVS1} 和 P_{ZVS2} 分别为上、下边界传输功率。根据式(6)和式(7)可以绘制出三电平 DAB 变换器在 DPS 调制下 ZVS 的工作范围。当 D_1=0.10、0.20、0.30 时，其 ZVS 工作范围分别如图 4(a)、4(b)、4(c)所示。可以看出，当 k<1.0 时，P_{ZVS2} 与传输功率存在交点；当 k>1.0 时，P_{ZVS1} 与传输功率存在交点。



(a) D_1=0.10



(b) D_1=0.20



(c) D_1=0.30

图 4 ZVS 范围

Fig. 4 ZVS range

2.2 回流功率优化

得到 ZVS 的约束条件后，进行回流功率优化。理想情况下回流功率可以优化为 0，但是大多数情况下回流功率均会存在。本文需要在实现 ZVS 的基础上，减小回流功率。

由于变压比不同时 ZVS 的约束范围也不同，因此主要分为 k<1.0、k=1.0、k>1.0 共 3 个部分，对其进行优化。回流功率的优化主要在 ZVS 临界及内部进行。

2.2.1 ZVS 边界优化

当 0<k<1.0 时，根据 2.1 节分析可知，传输功率与下边界 ZVS 有交点。对于已知 D_1，P_{c} 随着 D_2 的增大而增大，在 ZVS 边界范围处获得最小回流功率。此时可以得到 2 条曲线相交的 D_2 为

$$D_2=\frac{(k+1)D_1-k+1}{2} \tag{8}$$

当额定传输功率等于传输功率时，回流功率最小，即 P_{N}=P_{V}，可以得到最优的 D_1 为

$$D_1=\frac{k^2+k^3+\sqrt{-k(3p-3k+2kp+k^2p-2k^2+k^3)}}{k(k^2+2k+3)} \tag{9}$$

式中，p 为额定标幺功率。

当 k=1.0 时，最优解必须满足 D_1=D_2。当 P_{N}=P_{V} 时，得到最优的 D_1 为

$$D_1=D_2=\frac{2+\sqrt{4-6p}}{6} \tag{10}$$

当 k>1.0 时，传输功率曲线与上边界 ZVS 有交点。当 P_{V}=P_{ZVS1} 时，可以计算得到边界 ZVS 的 D_2 为

$$D_2=\frac{k(1+D_1)+D_1-1}{2k} \tag{11}$$

由 P_{N}=P_{V}，得到最优的 D_1 为

$$D_1=\frac{k+\sqrt{-k(k+p+2kp+3k^2p-2k^2-3k^3)}+1}{3k^2+2k+1} \tag{12}$$

2.2.2 ZVS 范围内优化

第 2.2.1 节优化均是在 ZVS 边界上取得最大传输功率的基础上进行的，在 ZVS 范围内，最大传输功率不等于边界范围传输功率，此时有

$$p=k[4D_2-4D_2^2-2D_1^2] \tag{13}$$

$$D_1=\sqrt{2D_2(1-D_2)-\frac{p}{2k}} \tag{14}$$

将式(14)代入式(3)，导出目标优化函数，对关于 D_2 的函数求导可以得到最优的 D_2 为

$$D_2=\frac{2k+3k^2-\sqrt{2k(k-p)(3k^2+2k+1)}+1}{2(3k^2+2k+1)} \tag{15}$$

3　仿真及实验验证

3.1　仿真验证

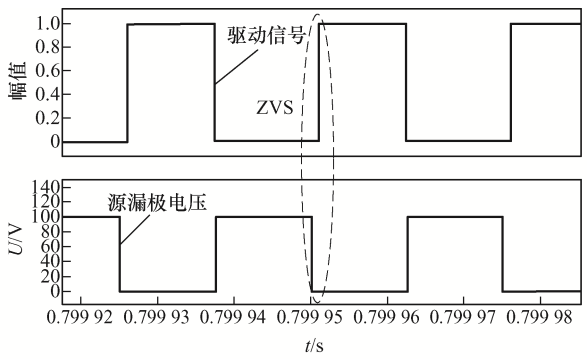
在MATLAB/Simulink中搭建三电平DAB变换器仿真电路，对所提控制策略进行理论验证，仿真参数见表 1。

表 1　电路仿真主要参数

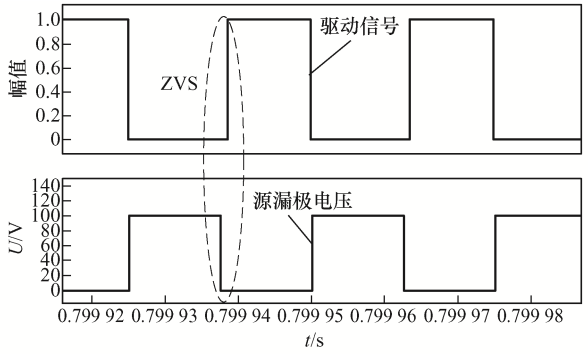
Tab. 1 Main simulation parameters of circuit

参数	数值
C_1、C_2、C_3、C_4/μF	680
U_1/V	200
U_2/V	150
n	1:1
L/μH	40
f_s/kHz	40

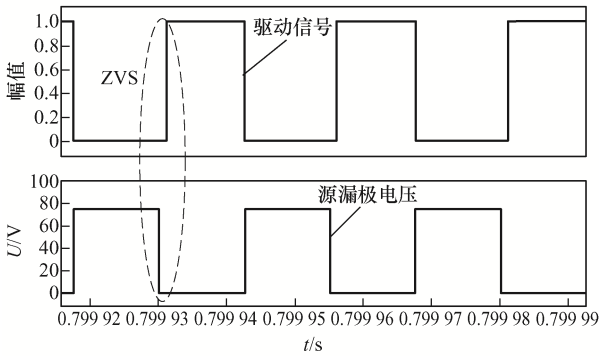
图 5 为输入电压 200 V、输出电压 150 V 时三电平 DAB 变换器 ZVS 仿真波形。根据图 2 可知，开关管 S_1/S_8 同时开通和关断，S_4/S_5 与其互补开通，故实现 ZVS 只需要分析 S_1/S_4/S_5/S_8 其中 1 个开关管。通过图 5(a)所示开关管 S_1 的驱动信号和源漏极电压波形，可以看出开关管在驱动信号来临前，源漏极电压降为 0，实现了 ZVS。同理，S_2/S_3/S_7/S_8、



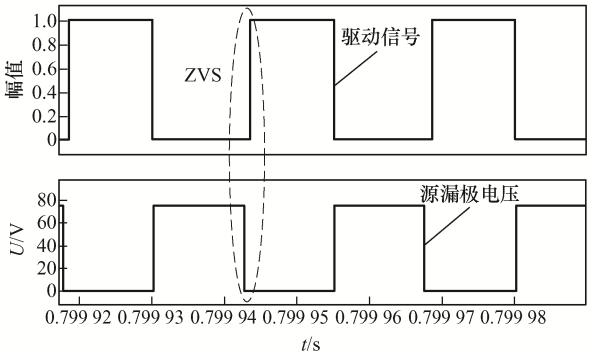
(a) 开关管S_1



(b) 开关管S_2



(c) 开关管T_1



(d) 开关管T_2

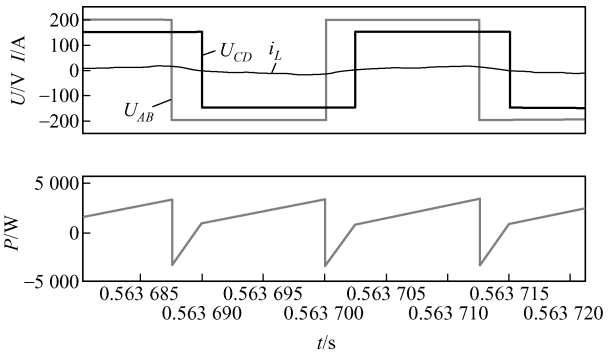
图 5　驱动信号及源漏极电压仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms of driver signal and source drain voltage

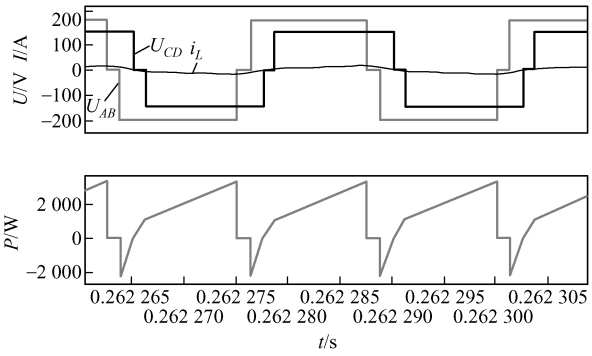
T_1/T_2/T_7/T_8、T_3/T_4/T_5/T_6 的驱动信号和源漏极电压波形分别如图 5(b)、(c)、(d)所示。可知，双侧开关管全部实现了 ZVS。

输入电压 200 V，输出电压 150 V 时，在传统 SPS 调制下，回流功率最大为 3 200.00 W，如图 6(a)所示；DPS 调制下，回流功率最大为 2 200.00 W，如图 6(b)所示；优化 DPS 调制下，回流功率最大为 1 653.00 W，如图 6(c)所示。

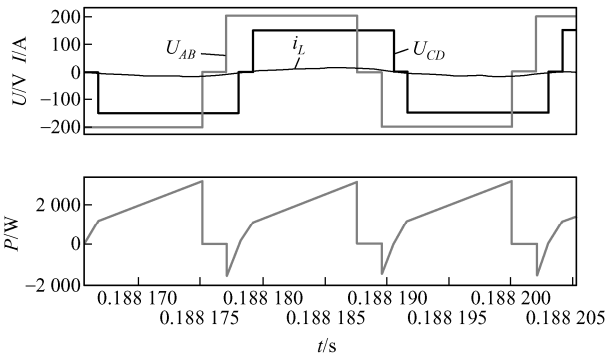
仿真结果表明：在 SPS 调制下回流功率最大；



(a) SPS调制



(b) DPS调制



(c) 优化DPS调制

图 6 回流功率仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of reflux power

在 DPS 调制下回流功率小于 SPS 调制；在 ZVS 边界和范围内优化后的 DPS 调制下回流功率小于未优化的回流功率。

3.2 实验验证

搭建基于 TMS320F28377D 为主控芯片的三电平 DAB 变换器，如图7所示，主要电路参数见表 2。

图 8 为开关管驱动信号与开关管源漏极电压波形，分析可知，当源漏极电压降为 0 后，驱动信号变为高电平，即开关管实现 ZVS。

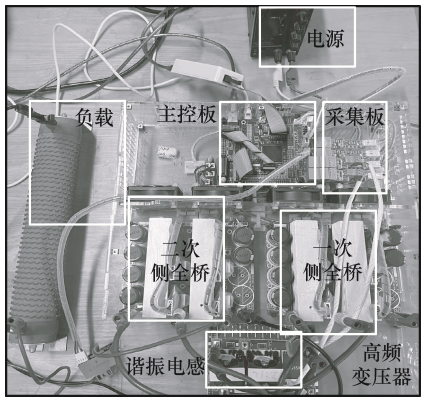


图 7 三电平 DAB 实验平台

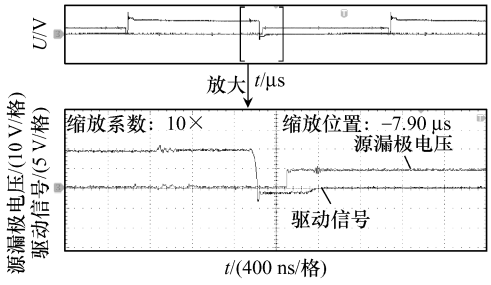
Fig. 7 Experimental platform of three-level DAB converter

表 2 实验平台主要参数

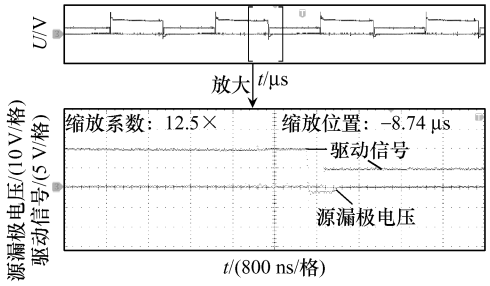
Tab. 2 Main parameters of experimental platform

参数	数值
C_1、C_2、C_3、C_4/μF	330
U_1/V	50
U_2/V	20
n	1:1
L/μH	22
f_s/kHz	40

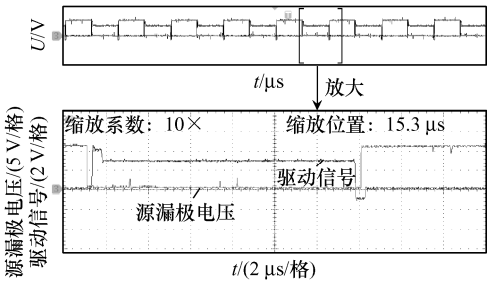
输入电压 50 V，输出电压 20 V 时，SPS 调制下，回流功率最大为 122.10 W，如图 9(a)所示；DPS 调制下，回流功率最大为 95.69 W，如 9(b)所示；优化 DPS 调制下，回流功率最大为 62.69 W，如图 9(c)所示。



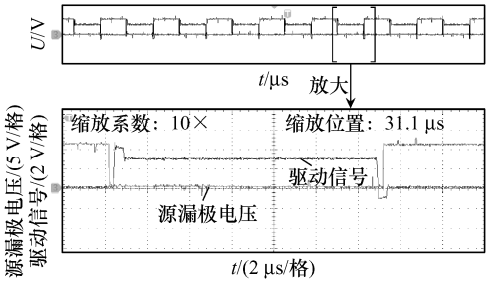
(a) 开关管S_1



(b) 开关管S_2



(c) 开关管T_1

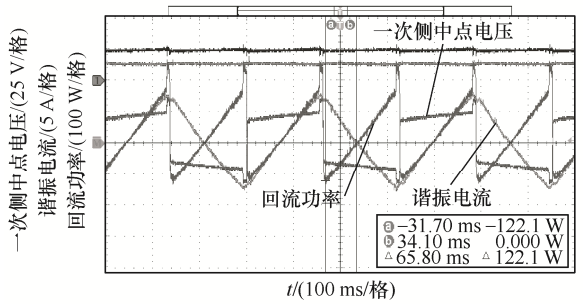


(d) 开关管T_2

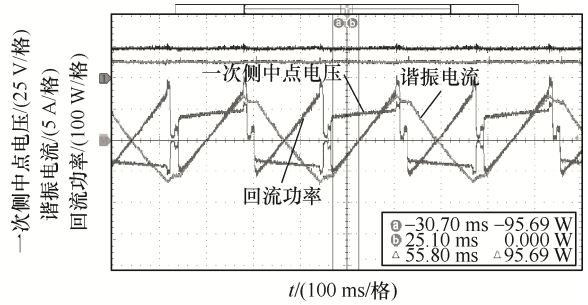
图 8　驱动信号及源漏极电压实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of drive signal and source drain voltage

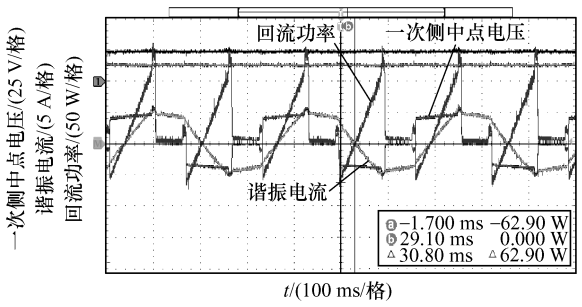
输入电压 50 V，输出电压 40 V 时，SPS 调制下，回流功率最大为 53.20 W，如图 10(a)所示；DPS 调制下，回流功率最大为 37.05 W，如 10(b)所示；优化 DPS 调制下，回流功率最大为 25.65 W，如图 10(c)所示。



(a) SPS调制



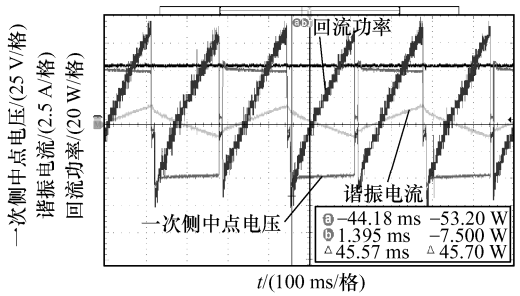
(b) DPS调制



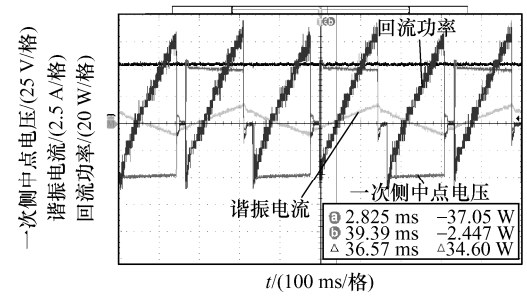
(c) 优化DPS调制

图 9　输入电压 50 V，输出电压 20 V 回流功率实验波形

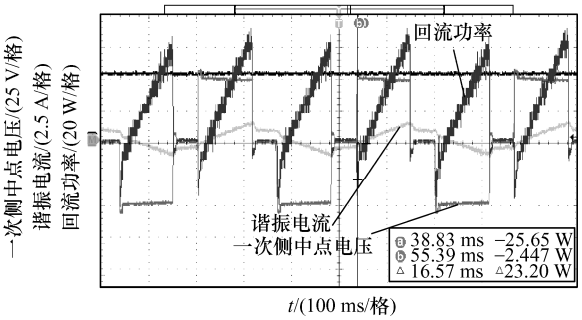
Fig. 9 Experimental waveforms of reflux power in the case of input voltage 50 V and output voltage 20 V



(a) SPS调制



(b) DPS调制



(c) 优化DPS调制

图 10　输入电压 50 V，输出电压 40 V 回流功率实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of reflux power in the case of input voltage 50 V and output voltage 40 V

输入电压 60 V，输出电压 40 V 时，SPS 调制下，回流功率最大为 137.30 W，如图 11(a)所示；DPS 调制下，回流功率最大为 123.90 W，如 11(b)

所示；优化 DPS 调制下，回流功率最大为 86.25 W，如图 11(c)所示。

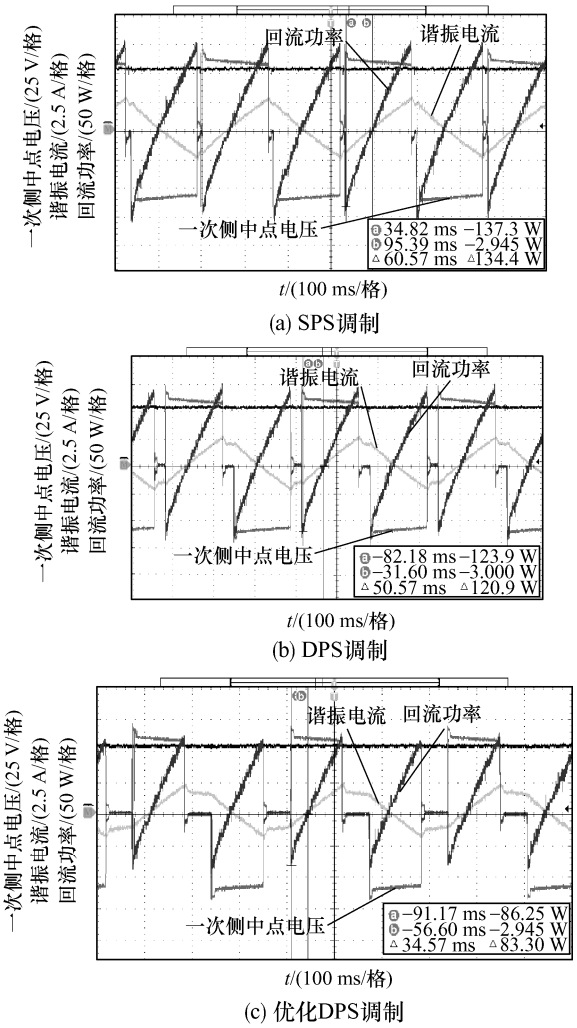


图 11 输入电压 60 V，输出电压 40 V 回流功率实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of reflux power in the case of input voltage 60 V and output voltage 40 V

通过对比可以绘制出 3 种控制策略下变换器的传输效率(η)曲线，如图 12 所示。可以看出，优化 DPS 调制的效率高于 DPS 调制和 SPS 调制。

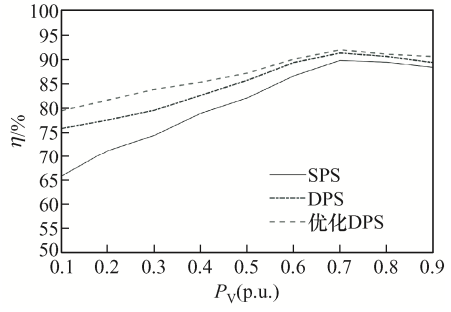


图 12 变换器传输效率曲线

Fig. 12 Curves of transmission efficiency for converter

4 结语

本文提出了一种在 DPS 调制下 ZVS 边界和范围内回流功率的优化策略，通过分析 DPS 调制下 ZVS 工作范围，实现全部开关管 ZVS，确定在 ZVS 边界和范围内最小回流功率的最优移相比组合。仿真与实验结果表明，所提控制策略能够实现全部开关管 ZVS，并在 ZVS 边界和范围内减小回流功率，验证了本文所提策略的有效性。

参考文献：

[1] 陶海军, 张金生, 肖群星, 等. 三电平双有源混合全桥 DC-DC 变换器最小回流功率控制[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(5): 521-532.
Tao Haijun, Zhang Jinsheng, Xiao Qunxing, et al. Minimum return power control for three-level dual active hybrid full-bridge DC-DC converters [J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2023, 57(5): 521-532. (in Chinese)

[2] Chaurasiya S, Singh B. A bidirectional fast EV charger for wide voltage range using three-level DAB based on current and voltage stress optimization [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1330-1340.

[3] 金莉, 刘邦银, 段善旭. 三电平双有源全桥 DC-DC 变换器回流功率最小的移相控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5864-5873.
Jin Li, Liu Bangyin, Duan Shanxu. Minimum reflux power strategy of three-level dual active bridge DC-DC converter with phase shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5864-5873. (in Chinese)

[4] Filba-Martinez A, Busquets-Monge S, Nicolas-Apruzzese J, et al. Operating principle and performance optimization of a three-level NPC dual-active-bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 678-690.

[5] 刘晓悦, 李月, 刘飞龙. 新移相角下双有源桥变换器的优化控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 45-56.
Liu Xiaoyue, Li Yue, Liu Feilong. Optimization control strategy for dual active bridge converter under new phase shift angle [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6):

45-56. (in Chinese)

[6] 邓丹阳, 陈艳慧. 双有源桥直流变换器三电平扩展移相控制下电感电流有效值最优跟踪控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5800-5815.
Deng Danyang, Chen Yanhui. Optimal tracking control strategy of inductive current RMS for dual-active bridge DC converter with three-level extended phase-shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5800-5815. (in Chinese)

[7] 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. (in Chinese)

[8] 张可, 张德华. 双有源桥三重移相电感峰值电流优化[J]. 电工技术, 2023(23): 56-58, 62.
Zhang Ke, Zhang Dehua. Triple phase shifting optimization of peak current of dual active bridge converters [J]. Electric Engineering, 2023(23): 56-58, 62. (in Chinese)

[9] Feng Zhichen, Wen Huiqing, Bu Qinglei, et al. Loss balance and transient DC-bias suppression strategies in three-level DAB converters modulated with five DoFs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8150-8164.

[10] Chaurasiya S, Singh B. A bidirectional fast EV charger for wide voltage range using three-level DAB based on current and voltage stress optimization [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1330-1340.

[11] 龚邻骁, 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]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1517-1533.
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): 1517-1533. (in Chinese)

[12] Liu Peng, Chen Changsong, Duan Shanxu. An optimized modulation strategy for the three-level DAB converter with five control degrees of freedom [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 254-264.

[13] Jin Li, Liu Bangyin, Duan Shanxu. ZVS operation range analysis of three-level dual active bridge DC-DC converter with phase-shift control [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 362-366.

[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(S1): 243-253.
Hu Yan, Zhang Tianhui, Yang Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift control [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2020(S1): 243-253. (in Chinese)

[15] 章小卫, 苏星宇, 周京华. 基于非对称占空比调制的 DAB 变换器优化策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(12): 117-120.
Zhang Xiaowei, Su Xingyu, Zhou Jinghua. Optimization strategy of DAB converter based on asymmetric duty modulation [J]. Power Electronics, 2023, 57(12): 117-120. (in Chinese)

[16] Tian Jiachen, Zhuo Chaoran, Wang Feng, et al. Full-power-range multiobjective optimization scheme for three-level ANPC-DAB-based distributed generation system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 1754-1768.

[17] Merlin Mary N J, Sathyan S, Suryawanshi H M. A three-level resonant DAB converter featuring minimized circulating losses for EV battery charging [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7879-7890.



王君瑞

作者简介：

王君瑞(1978—　)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：新能源发电技术，微网控制及电机控制技术。E-mail：jr09110111@163.com。

谭露(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：新能源与电力电子技术。E-mail：19974542917@163.com。

王瑞(2001—　)，女，硕士研究生。研究方向：新能源与电力电子技术。E-mail：wr1592206704@163.com。

李琳慧(1998—　)，女，硕士研究生。研究方向：新能源与电力电子技术。E-mail：qwnqy019@163.com。

秦豪(2001—　)，男，硕士研究生。研究方向：新能源发电技术与电机控制技术。E-mail：749998546@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)