

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615084

混合三电平双有源桥变换器三重移相调制下的 回流功率优化策略

刘春喜¹, 王 禹¹, 黄永聪², 詹晨宇¹, 蔡 磊¹

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105; 2. 中化鲁西工程有限公司 聊城 252211)

摘 要:针对中性点钳位混合三电平双有源桥变换器(NPCH3L-DAB)在宽功率范围运行时回流功率大、传输效率降低的问题,提出一种基于三重移相(TPS)调制与 Karush-Kuhn-Tucker(KKT)优化条件的回流功率最小化控制策略。首先,结合三电平拓扑,分析 TPS 调制下两种工作状态的传输功率特性、电流应力及回流功率机理,推导电感电流、传输功率和回流功率解析表达式。其次,以回流功率最小化为目标、以软开关为约束,构建拉格朗日乘子优化模型,并通过 KKT 条件获得两种工作模式下的最优移相比组合,实现 NPCH3L-DAB 变换器回流功率的有效抑制,并保证开关管零电压开通。最后,搭建仿真模型和实验平台,将所提策略与传统单移相控制及先进调制策略对比。结果表明,所提 TPS 优化控制策略能够在宽功率范围内有效降低回流功率,尤其在低、中功率区间具有更明显的回流功率抑制效果;在负载突变条件下,系统输出电压恢复过程平稳,动态响应速度较快。与传统单移相控制相比,所提策略在低功率和高功率工况下均可提高系统传输效率,在低功率模式下效率最高提升约 22%;同时,在相近电压传输比条件下,其中、低功率下回流功率抑制效果优于现有统一最优调制策略。仿真与实验结果验证了所提控制方法在降低回流功率、提高传输效率和实现软开关方面的有效性与可行性。

关键词: 三电平双有源桥变换器;回流功率;三重移相;KKT 条件;移相比

中图分类号: TM46 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470. 40

Backflow power optimization strategy for hybrid three-level dual active bridge converter under triple-phase-shift modulation

Liu Chunxi¹, Wang Yu¹, Huang Yongcong², Zan Chenyu¹, Cai Lei¹

(1. School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;
2. Sinochem Luxi Engineering Co., Ltd., Liaocheng 252211, China)

Abstract: To address the problems of large backflow power and reduced transmission efficiency of the neutral-point-clamped hybrid three-level dual-active-bridge converter (NPCH3L-DAB) operating over a wide power range, a backflow-power minimization control strategy based on triple-phase-shift (TPS) modulation and Karush-Kuhn-Tucker (KKT) optimality conditions is proposed. First, considering the three-level topology, the transmission power characteristics, current stress, and backflow power mechanism of the converter under two operating states with TPS modulation are analyzed. The analytical expressions of the inductor current, transmission power, and backflow power are derived. Second, with backflow power minimization as the objective and soft-switching operation as the constraint, a Lagrange-multiplier-based optimization model is established. The optimal phase-shift combinations for the two operating modes are obtained through the KKT conditions, thereby effectively suppressing the backflow power of the NPCH3L-DAB converter while ensuring zero-voltage switching of the power switches. Finally, a simulation model and an experimental platform are built to compare the proposed strategy with conventional single-phase-shift control and advanced modulation strategies. The results show that the proposed TPS-based optimal control strategy can effectively reduce backflow power over a wide power range, especially in the low- and medium-power regions. Under load transient conditions, the output voltage recovers smoothly and the system exhibits a fast dynamic response. Compared with conventional single-phase-shift control, the proposed strategy improves transmission efficiency under both low- and high-power operating conditions, with a maximum efficiency improvement of approximately 22% in the low-power mode. Moreover, under a similar voltage conversion

ratio, the proposed strategy achieves better backflow power suppression in the medium- and low-power ranges than the existing unified optimal modulation strategy. Simulation and experimental results verify the effectiveness and feasibility of the proposed control method in reducing backflow power, improving transmission efficiency, and achieving soft switching.

Keywords: three-level dual active bridge converter; backflow power; triple phase shifting; KKT conditions; shift ratio

0 引言

随着全球能源危机以及环境问题的升级,全球能源的消耗模式已经由传统的化石燃料转向了分布式能源,推动了储能系统^[1-2]和可再生能源利用设备^[3-4]的发展^[5-6]。电池化成系统中,双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器^[7-8]为重要一环。DAB变换器凭借其优良性能^[9-10],广泛用于新能源储能并网、固态变压器等场景^[11-12]。

单移相控制(single phase shift, SPS)作为DAB变换器最为简便的控制方式,性能优异,但在高频场景导致效率下降,且软开关范围狭窄使变换器产生较大损耗^[13-15]。为克服上述局限,扩展移相控制和三重移相控制(triple-phase-shift, TPS)相继被提出,通过引入更多控制自由度,为效率优化提供了更大空间^[16-18]。围绕DAB变换器的回流功率抑制与软开关实现,已有研究开展了大量工作。文献[19]利用KKT(Karush-Kuhn-Tucker)函数优化了电流应力并实现软开关,但并未关注回流功率;文献[20]在双重移相控制下对回流功率进行优化,但未覆盖所有工作模式;文献[21]提出的TPS标准化控制策略虽能抑制回流功率,但参数更新复杂,工程实现难度较高。而文献[22-23]则是提出一种脉宽调制加移相控制的方法,旨在对电流有效值进行优化,以实现软开关和提高系统效率为目标。

上述文献所聚焦的均是对两电平DAB变换器的优化控制,并未深入探讨三电平变换器在回流功率优化中的独特优势。然而,在高压大功率场合下,三电平变换器因开关器件电压应力减半、谐波含量低、滤波器件体积小等优势,更适用于高电压输入输出场景。但三电平拓扑中性点电压的平衡机制、多电平调制策略的耦合关系,使得其回流功率特性与两电平结构存在本质差异,现有两电平DAB的优化方法无法直接移植。

因此,以中性点钳位型混合三电平DAB变换器(neutral-point-clamped hybrid three-level dual-active-bridge, NPCH3L-DAB)为研究对象,在三重移相控制下建立基于KKT条件的回流功率优化模型,揭示三电平结构在回流功率抑制及软开关范围扩展方面的性能增益,最后进行仿真和搭建实验平台对所提控制策略的可行性和有效性进行验证。

1 三重移相调制下的回流功率特性

1.1 传输功率分析

二极管钳位型混合三电平变换器电路拓扑示意图如图1所示。

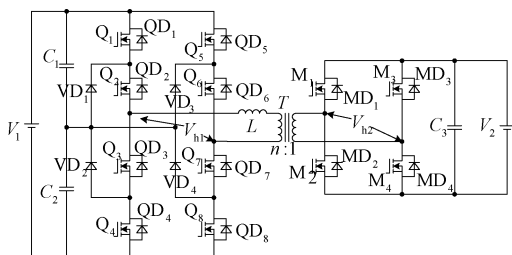


图1 NPCH3L-DAB变换器拓扑示意图

Fig. 1 Topology diagram of NPCH3L-DAB converter

其中NPCH3L-DAB变换器一次侧输入电压为 V_1 ,二次侧输入电压为 V_2 。电容器件分为均压电容和滤波电容。一次侧桥臂电压和二次侧桥臂电压分别为 V_{h1} 、 V_{h2} ,辅助电感与变压器折算到一次侧漏感之和为 L ,并且变压器匝数比为 $n:1$ 。一次侧电感电流用 i_L 表示。

NPCH3L-DAB变换器在三重移相控制策略下,包含3个独立的移相控制变量,分别记为 D_1 、 D_i 和 D_2 。在忽略功率传输损耗与开关死区效应的理想条件下,本文以电压传输比 $k \geq 1$ 的正向功率传输场景为研究对象,阐述NPCH3L-DAB变换器的TPS控制工作机理。

基于该变换器在TPS控制模式下的运行特性分析,其工作状态可划分为 $D_i > D_2$ 与 $D_i < D_2$ 两种核心模式。在TPS控制下,移相比 D_1 、 D_i 和 D_2 三者共同决定了电感电压的幅值与作用时间,进而影响功率传输方向与大小。其中, D_i 主导功率流向与传输功率幅值, D_1 和 D_2 则用于调节电流波形,改变软开关条件与回流功率分布。三者之间存在强耦合关系,仅通过单移相或双移相控制难以实现全局优化。

图2给出了TPS控制下NPCH3L-DAB变换器的工作波形示意图:其中图2(a)对应模式1($D_i > D_2$ 条件)的工作波形,图2(b)对应模式2($D_i < D_2$ 条件)的工作波形。

基于图2所示的工作波形特征可推导出NPCH3L-DAB变换器在TPS控制下的电感电流表达式;当工作于模式1时,其电感电流表达式具体为:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{nV_2}{L}(t - t_0), & t_0 < t \leq t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_1), & t_1 < t \leq t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_1}{L}(t - t_2), & t_2 < t \leq t_3 \\ i_L(t_3) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_3), & t_3 < t \leq t_4 \\ i_L(t_4) - \frac{nV_2}{L}(t - t_4), & t_4 < t \leq t_5 \\ i_L(t_5) - \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_5), & t_5 < t \leq t_6 \\ i_L(t_6) - \frac{V_1}{L}(t - t_6), & t_6 < t \leq t_7 \\ i_L(t_7) - \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_7), & t_7 < t \leq t_8 \end{cases} \quad (1)$$

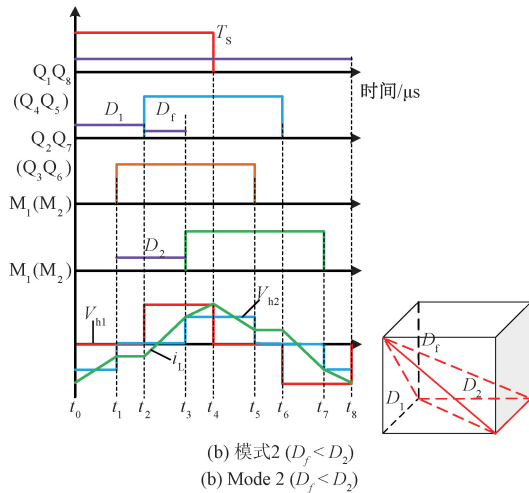
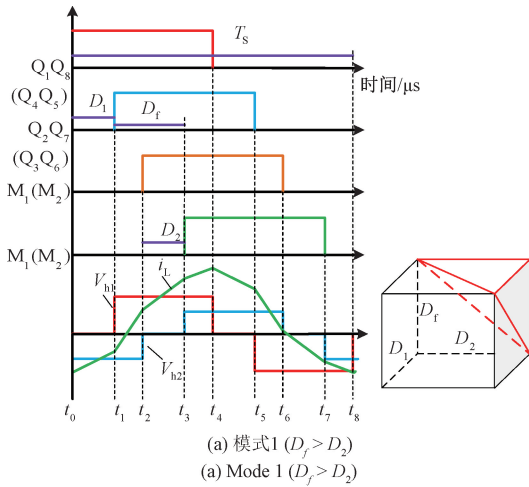


图2 NPCH3L-DAB变换器的TPS控制波形

Fig. 2 Schematic diagram of the TPS control waveform of the NPCH3L-DAB converter

考虑到 NPCH3L-DAB 变换器在 TPS 控制下,其正、反向功率传输过程在一个开关周期内具有对称性,为简化分析流程,本文仅针对正向功率传输过程展开详细推导;反向功率传输过程的分析方法可直接沿用正向传输的推导逻辑,故不再单独赘述。

假设起始时刻 t_0 为 0,根据图 2(a) 中开关管驱动信号的时序特征,定义 3 个移相比分别为:

$$D_1 = \frac{t_1}{T_{hs}}, D_f = \frac{t_2}{T_{hs}}, D_2 = \frac{t_4 - t_3}{T_{hs}}, T_{hs} = T_s/2 \quad (2)$$

因此,解出各时间点对应的电感电流表达式为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -\frac{nV_2}{4Lf_s} [k + (2 - k)D_1 + 2D_f - D_2 - 1] \\ i_L(t_1) = -\frac{nV_2}{4Lf_s} [k - kD_1 + 2D_f - D_2 - 1] \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [1 - k - (2k + 1)D_2 + k(D_1 + 2D_f)] \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(1 + D_1 + 2D_f) + 1 - D_2] \\ i_L(t_4) = -i_L(t_0) \end{cases} \quad (3)$$

基于电感电流表达式,可进一步计算得到该模式下 NPCH3L-DAB 变换器的平均传输功率,其表达式为:

$$P_{av} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_{hl} i_L(t) dt = \frac{nV_1 V_2}{4Lf_s} [(D_1 + D_f)^2 + (D_f - D_2)^2 - D_1 + (1 - D_1)D_2 - 2D_f] \quad (4)$$

当变换器工作于模式 2 时,同理可得平均传输功率表达式为:

$$P_{av} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_{hl} i_L(t) dt = \frac{nV_1 V_2}{4Lf_s} [-(D_1 + D_f)^2 + D_1(1 + D_2) - D_2 + 2D_f] \quad (5)$$

综合上述对两种工作模式的平均传输功率进行标么化处理,以 $P_N = nU_1 U_2 / (8f_s L)$ 为基准值,最终可得到该变换器在 TPS 控制下的平均传输功率标么值表达式,具体为:

$$p_{av}^* = \begin{cases} 2[(D_1 + D_f)^2 + (D_f - D_2)^2 + D_2 - D_1(D_2 + 1) - 2D_f], & D_f > D_2 \\ 2[-(D_1 + D_f)^2 + D_1(1 + D_2) - D_2 + 2D_f], & D_f < D_2 \end{cases} \quad (6)$$

1.2 电流应力分析

当 NPCH3L-DAB 变换器分别工作于模式 1 和模式 2 时, t_4 时刻的电感电流 i_L 达到最大值。结合前文对两种工作模式下电感电流的分析,以及电感电流的表达式可推导得出:两种运行模式下的最大电感电流表达式一致,

对应的电流应力亦保持一致,其表达式为:

$$i_{L\max} = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k + (2-k)D_1 + 2(2D_f - D_2 - 1)] \quad (7)$$

以单移相控制下的最大传输功率对应的最大电感电流值 $i_{L\max} = nV_2(k + 2D - 1)/4fL$ 为基准值,对最大电感电流进行标么化处理,可得到:

$$i_{p\max} = 2k - (4 - 2k)D_1 + 4(2D_f - D_2 - 1) \quad (8)$$

1.3 回流功率分析

回流功率的本质是在一个开关周期内,电感电流与一次侧桥臂电压极性相反时,能量由负载侧回馈至输入侧的现象。该现象源于移相控制下电感电流相位滞后于桥臂电压基波分量,导致部分能量在传输过程中“往返流动”,并不贡献于净功率输出。从能量流的角度看,回流功率增加了电感电流的有效值,提升了导通损耗,并可能使开关管在硬开关条件下工作,从而降低系统整体效率。因此,抑制回流功率的关键在于优化 3 个移相比的组合,使得电感电流与桥臂电压的相位差最小化。

结合图 2 产生回流功率的区间范围,TPS 控制下 NPCH3L-DAB 变换器的回流功率积分表达式为:

$$P_{\text{cir}} = -\frac{2}{T_s} \left[\int_{t_1}^{t_{12}} v_{h1} i_L dt + \int_{t_{12}}^{t_2} v_{h1} i_L dt \right] \quad (9)$$

则一个开关周期内该变换器的总回流功率表达式为:

$$P_{\text{cir}} = \begin{cases} \frac{nV_1 V_2}{16Lf_s k(k+1)} \cdot [(D_2 + k(1 - D_1 - 2D_f + 2D_2) - 1)^2 + k(D_2 - 2D_f - k + kD_1 + 1)^2], & D_f > D_2 \\ \frac{nV_1 V_2}{16Lf_s} \cdot \frac{[k(1 - D_1) + (D_2 - 1)]^2}{k}, & D_f < D_2 \end{cases} \quad (10)$$

对该变换器的总回流功率进行标么化处理,得到:

$$P_{\text{cir}}^* = \begin{cases} [(D_2 + k(1 - D_1 - 2D_f + 2D_2) - 1)^2 + k(D_2 - 2D_f - k + kD_1 + 1)^2] / 2k(k+1), & D_f > D_2 \\ \frac{[k(1 - D_1) + (D_2 - 1)]^2}{2k}, & D_f < D_2 \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知,NPCH3L-DAB 变换器运行在 TPS 控制模式下的回流功率,与电压传输比 k 以及 3 个移相控制变量均存在耦合关联。由于该表达式涉及 4 个独立变量,难以通过三维图形表征规律。反观式(8),其揭示了电流应力与电压传输比呈现正比关联特性。这一特性表明,当电压传输比 k 固定时,可采用最优化方法,以电流应力最小化为优化目标,求解得到该电压传输比下 3 个移相控制变量的最优取值。

2 基于 TPS 控制的回流功率优化

2.1 基于 TPS 控制下软开关特性分析

当 NPCH3L-DAB 变换器采用 TPS 控制分别运行于模式 1 和模式 2 时,为使一次侧开关管实现零电压开关(zero voltage switching,ZVS),需满足电感电流的时序约束条件: $i_L(t_0) \leq 0$ 和 $i_L(t_1) \leq 0$ 同时,结合变换器周期电流对称性特征,为保证二次侧开关管同样实现 ZVS,应确保 $i_L(t_3) \geq 0$ 且 $i_L(t_4) \geq 0$ 。

结合图 2 波形可知,NPCH3L-DAB 变换器在一个开关周期内,电感电流呈现特定的变化趋势,表现为: $i_L(t_0) \leq i_L(t_1)$ 、 $i_L(t_3) \leq i_L(t_4)$ 。因此,可进一步推导得到模式 1 下,该变换器所有开关管实现 ZVS 的条件为:

$$\begin{cases} i_L(t_1) = -\frac{nV_2[k(1 - D_1) + (2D_f - D_2 - 1)]}{4Lf_s} \leq 0 \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2[1 - D_2 - k(1 - D_1 - 2D_f + 2D_2)]}{4Lf_s} \geq 0 \end{cases} \quad (12)$$

对于模式 2,实现所有开关管 ZVS 的条件为:

$$\begin{cases} i_L(t_1) = -\frac{nV_2[k(1 - D_1) + (D_2 - 1)]}{4Lf_s} = 0 \\ i_L(t_2) = -\frac{nV_2[k(1 - D_1) + (D_2 - 1)]}{4Lf_s} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

2.2 基于 KKT 条件下回流功率优化求解

为实现 NPCH3L-DAB 变换器在 TPS 控制下回流功率的优化目标,需构建以软开关为核心约束、回流功率最小化为优化目标的数学模型,并利用 KKT 条件求解最优控制参数。文献[24-25]研究了一种 KKT 条件的优化算法,通过建立包含约束条件与目标函数的优化模型,实现回流功率抑制与系统运行效率的提升。

针对模式 1 的工作状态,以回流功率最小化为优化目标,结合 ZVS 约束条件,可求解得到该工作模式下的移相控制变量最优组合为:

$$\begin{cases} D_1 = k^2 \sqrt{\frac{1 - p_{av}}{k^4 + k^2 + 1}} \\ D_f = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{(k^2 + k - 1)D_1}{k^2} \right) \\ D_2 = \sqrt{\frac{1 - p_{av}}{k^4 + k^2 + 1}} \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)分别代入式(10)、(12)和(13)中,可得到该工作模式下的软开关约束范围,以及优化后的两侧回流功率表达式,具体如下:

$$p_{av} \geq \frac{2k}{k^2 + k + 1} \quad (15)$$

$$p_{\text{cir}} = \left[1 - \sqrt{\frac{(k^2 + k + 1)(1 - p_{\text{av}})}{(k^2 - k + 1)}} \right]^2 \cdot \frac{k^2 - k + 1}{2k} \quad (16)$$

结合式(15)与(16),可绘制得到该模式下的软开关边界图如图3所示。

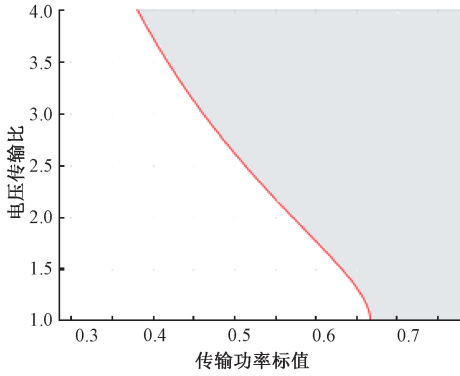


图3 $p_{\text{av}} \in [2k/(k^2 + k + 1), 1]$ 时软开关边界

Fig. 3 ZVS boundary when $p_{\text{av}} \in [2k/(k^2 + k + 1), 1]$

在模式1下,当平均传输功率 p_{av} 处于 $[2k/(k^2 + k + 1), 1]$ 区间内时,变换器可实现软开关,图3中边界线右侧为实现软开关的运行区域。由图3中边界特性可直观看出,随着电压传输比 k 的增大,该模式下的软开关可行范围呈现逐渐增大的变化趋势。

基于优化后回流功率表达式,绘制得到该场景下优化后的回流功率图如图4所示。

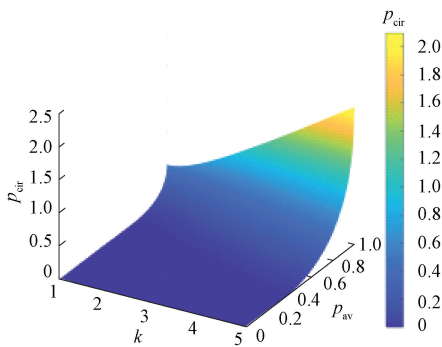


图4 $p_{\text{av}} \in [2k/(k^2 + k + 1), 1]$ 时优化后的回流功率

Fig. 4 Optimized backflow power when

$$p_{\text{av}} \in [2k/(k^2 + k + 1), 1]$$

该控制策略不仅可以实现回流功率的有效抑制,还能保障开关管软开关的实现,但需要说明的是,此时回流功率无法完全消除。

同理,当变换器工作于模式2时,根据平均传输功率可以分为两段运行区间。其中当平均传输功率 $p_{\text{av}} \in$

$[0, 2(k-1)/k^2]$ 时,可推导出该工作模式下的移相控制变量最优组合为:

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{p_{\text{av}}/(2k)} \\ D_f = 1 - D_1 \\ D_2 = 1 + k(D_1 - 1) \end{cases} \quad (17)$$

当平均传输功率 $p_{\text{av}} \in [2(k-1)/k^2, 2k/(k^2 + k + 1)]$ 时,可推导出移相控制变量最优组合为:

$$\begin{cases} D_1 = \frac{k^2 + \sqrt{k - (k^2 + k + 1)p_{\text{av}}/2}}{(k+1)^2 - k} \\ D_f = 1 + k(D_1 - 1) \\ D_2 = 1 + k(D_1 - 1) \end{cases} \quad (18)$$

上述结论表明,平均功率处在 $[0, 2k/(k^2 + k + 1)]$ 区间内的软开关实现与回流功率优化效果具有显著优势。且回流功率优化至0,可大幅提升变换器在低功率区间的运行效率,为TPS控制策略的工程应用提供了重要理论支撑。

如图5所示,SPS控制模式下,在大部分电压传输比和传输功率标么值范围内,变换器均维持较大的回流功率水平。与之相比,采用TPS控制并经过上述回流功率优化后,在中低功率工况下可基本实现零回流功率。仅在极端条件的运行区间内,回流功率无法完全消除,但其回流功率水平仍远低于SPS控制模式下的回流功率。

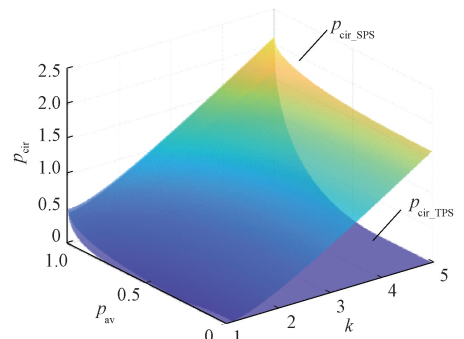


图5 SPS与TPS回流功率对比

Fig. 5 Comparison of SPS and TPS backflow power

2.3 基于TPS控制下回流功率优化控制

在保障开关管全功率运行范围ZVS特性的前提下,为实现回流功率的最小化控制,基于KKT最优化条件求解算法,构建以回流功率最小化为优化目标、ZVS实现条件为核心约束的数学模型。通过理论推导,建立了不同功率区间与最优移相控制变量组合的对应关系,最终提出一种基于功率分段的三重移相优化控制策略。其控制逻辑流程与系统架构分别如图6和7所示,通过分段函数的动态切换机制,有效解决了多工况条件下优化目标函数的差异性求解问题,为TPS控制策略的工程化应用提供了完整的实现方案。

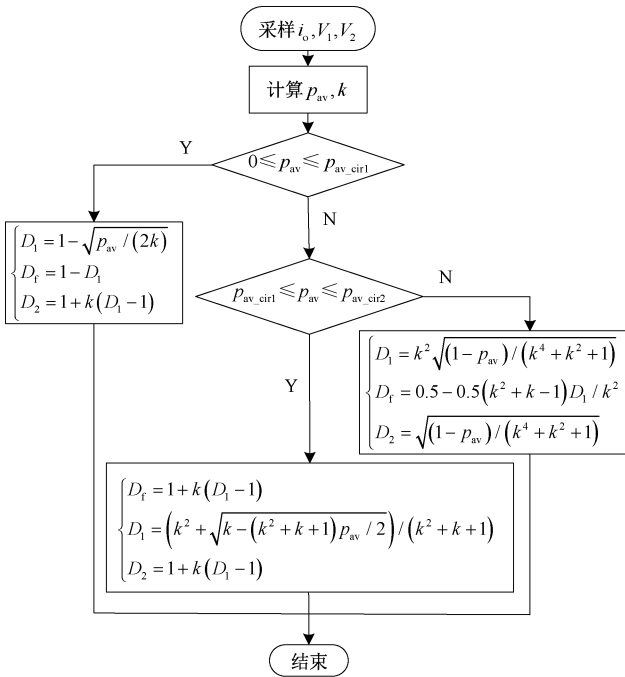


图6 回流功率优化控制流程

Fig. 6 Backflow power optimization control process

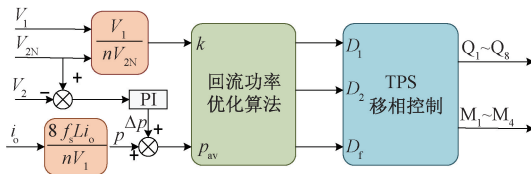


图7 回流功率优化控制

Fig. 7 Backflow power optimization control

图6给出了NPCH3L-DAB变换器在TPS控制下的回流功率优化控制流程,由图6可知该控制流程遵循“信号采样-参数计算-区间判定-参数输出”的核心逻辑:首先通过采样获取 i_o 、 V_1 及 V_2 ;计算传输功率标么值与变换器变比 k ;随后将计算得到的 p_{av} 与前文划分的3个功率区间阈值进行对比,判定当前功率区间;最后根据判定结果,调用对应功率区间内预先建立的移相控制变量。

图7给出了NPCH3L-DAB变换器在TPS控制下的回流功率优化控制闭环框图,该闭环控制架构遵循“参数计算-功率调节-优化求解-驱动输出”的核心逻辑,采用直接功率控制结构,利用输出电压基准值与实际值的偏差经PI调节器生成传输功率指令,结合电压传输比输入回流功率优化算法,输出最优移相比组合,经PWM调制后产生全部开关管的驱动信号。

功率分段三重移相优化控制策略,核心依托于基于实时参数检测的分区判定机制,具体实现逻辑为:通过检测模块实时采集输入/输出电压及负载电流等关键参

数,基于功率计算原理与电压传输比定义,计算得到系统传输功率 p_{av} 与电压传输比 k ;进而根据 k 值辨识系统工作模式,若 $k \geq 1$,则判定系统进入降压运行模式。为实现精准的工况区间划分,构建基于功率阈值的判据体系,设置两个核心临界功率点,分别为 $p_{av_cri1} = 2(k-1)/k^2$ 、 $p_{av_cri2} = 2k/(k^2 + k + 1)$;通过将实时计算得到的平均传输功率与临界点进行动态比对,即可完成当前工况所属功率区间的精准判别。

在分段TPS优化调制算法下,当平均传输功率 $p_{av} < p_{av_cri1}$ 时,系统将自动加载该功率段对应的优化移相比组合:

$$\begin{cases} D_1 = (k-1)/k \\ D_f = 0 \\ D_2 = 0 \end{cases} \quad (19)$$

当 $p_{av} > p_{av_cri1}$ 时,对应的优化移相比组合为:

$$\begin{cases} D_1 = (k-1)/k \\ D_f = 0 \\ D_2 = 0 \end{cases} \quad (20)$$

当 $p_{av} < p_{av_cri2}$ 左侧区间时,对应的优化移相比组合为:

$$\begin{cases} D_1 = k^2/(k^2 + k + 1) \\ D_f = 1/(k^2 + k + 1) \\ D_2 = 1/(k^2 + k + 1) \end{cases} \quad (21)$$

当 $p_{av} > p_{av_cri2}$ 右侧区间时,对应的优化移相比组合为:

$$\begin{cases} D_1 = k^2/(k^2 + k + 1) \\ D_f = 1/(k^2 + k + 1) \\ D_2 = 1/(k^2 + k + 1) \end{cases} \quad (22)$$

通过式(19)~(22)理论分析可进一步表明,基于KKT条件建立的回流功率优化模型,在功率临界点两侧的移相比参数具有连续性特征。在降压模式($k \geq 1$)下,该特性可确保在全功率运行范围内,系统均能平稳实现回流功率优化,保障系统运行的稳定性与平滑性。

所提分区优化控制策略在工程实现上需实时计算传输功率标么值与电压传输比,并根据功率区间切换最优移相比组合。相较于查表法而言,该策略仅需存储分段函数表达式,内存占用更小,且避免了查表插值带来的量化误差。因此,该策略具有良好的实时性与工程可行性。

3 仿真实验

为验证上述基于功率分段的TPS回流功率优化策略的有效性,搭建NPCH3L-DAB变换器仿真模型,针对回流功率优化的仿真参数表如表1所示。

表 1 回流功率优化仿真参数

Table 1 Simulation parameters for reflow power optimization

参数	数值
输入电压 V_1/V	100
额定输出电压 V_2/V	72
最大输出功率 P_{av}/W	1 800
开关频率 f/kHz	10
变压器变比	1
等效传输电感 $L/\mu H$	50
输出侧电容 $C_3/\mu F$	470

当输出电压为 72 V 时,系统电压传输比 $k=1.39$ 。经计算得到,两个功率分界点分别为 726.67 和 1 157.8 W,选取 3 个具有代表性的功率点进行 SPS 控制和 TPS 控制的回流功率对比仿真验证,分别选取功率为 500、1 000 和 1 500 W,即低功率、中功率和高功率段。

3.1 低功率段回流功率

从图 8 的仿真波形可以看出,此时一次侧回流功率较大,极大影响系统的功率传输效率,印证了前文关于 SPS 控制回流功率缺陷的理论分析。

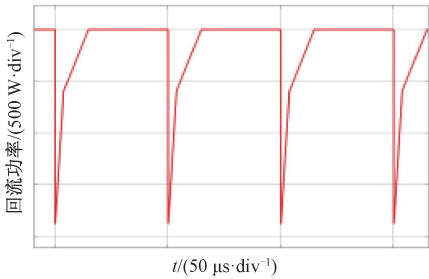


图 8 低功率段 SPS 控制波形

Fig. 8 Low-power section SPS control waveform

从图 9 的仿真波形可知,在低功率段,TPS 控制下的两侧桥臂电压及电感电流与理论分析一致,此时基本上不存在回流功率,与 SPS 控制相比,回流功率显著降低。

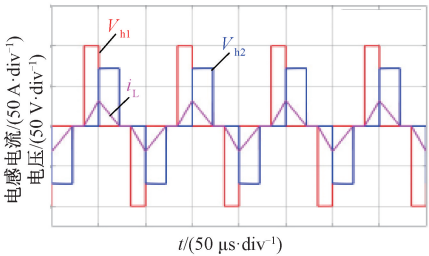


图 9 低功率段 TPS 控制波形

Fig. 9 Low-power section TPS control waveform

3.2 中功率段回流功率

从图 10 可以看出,中功率段的一次侧回流功率仍维持较大水平,极大地影响了传输效率。

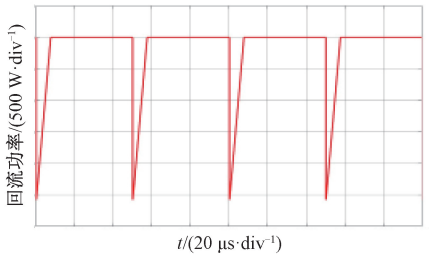


图 10 中功率段 SPS 控制波形

Fig. 10 Medium power range SPS control waveform

从图 11 可以看出,中功率工况与低功率工况一致,驱动波形对应的一次侧、二次侧桥臂电压极性相反的区段长度为 0,说明该工况下变换器同样基本不存在回流功率。

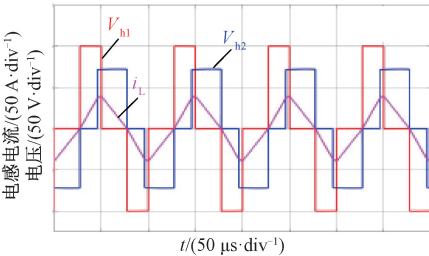


图 11 中功率段 TPS 控制波形

Fig. 11 Medium power range TPS control waveform

3.3 高功率段回流功率

从图 12 可以看出,高功率段的一次侧回流功率远超传输功率较小时的水平,进而使得系统传输效率显著降低。

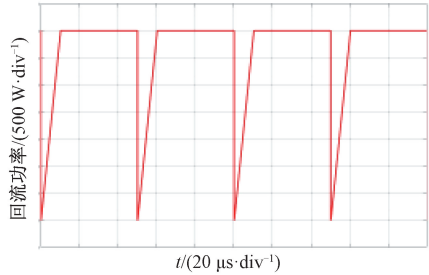


图 12 高功率段 SPS 控制波形

Fig. 12 High-power section SPS control waveform

最后观察 TPS 控制下高功率工况的仿真波形,如图 13 所示。

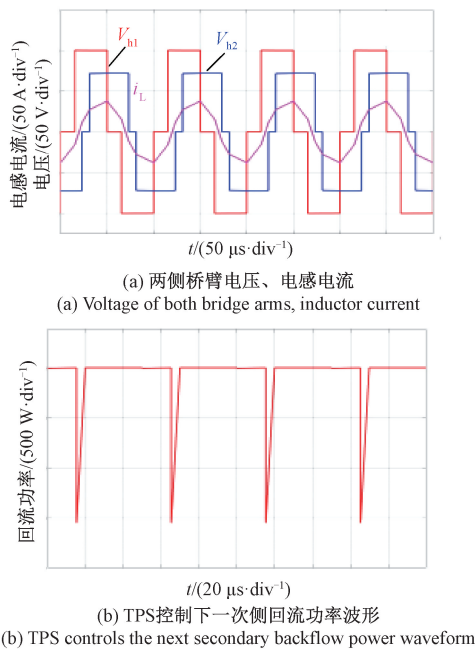


图 13 高功率段 TPS 控制波形

Fig. 13 High-power section TPS control waveform

由图 13 可以看出,此时电感电流与一次侧、二次侧桥臂电压极性相反的区段不为 0,表明该工况下回流功率无法完全消除,与前文“高功率区间回流功率无法消除至零”优化控制的理论分析结果一致。但尽管回流功率无法优化至 0,其数值仍远小于同功率点下 SPS 控制的回流功率,同时实现了 TPS 控制策略下该功率区间的回流功率最优化,充分印证了分段 TPS 优化控制策略在全功率区间的有效性。

3.4 动态性能仿真验证

为验证所提控制策略在动态工况下的适应性,在 $t=0.4$ s 时,将负载从 $4.32\ \Omega$ 阶跃至 $5.32\ \Omega$,仿真结果如图 14 所示。

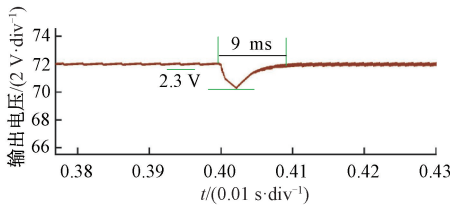


图 14 负载变化时输出电压波形

Fig. 14 Output voltage waveform during load variation

输出电压在动态调节过程中波动小于 5%,调节时间约为 9 ms,电感电流响应迅速且无过冲,说明所提分段优化控制具有良好的动态性能。

4 实验验证

为进一步验证分段 TPS 优化控制策略的工程可行性,实验搭建了以 TMS32028335 为控制核心的实验平台,如图 15 为实验平台的照片。

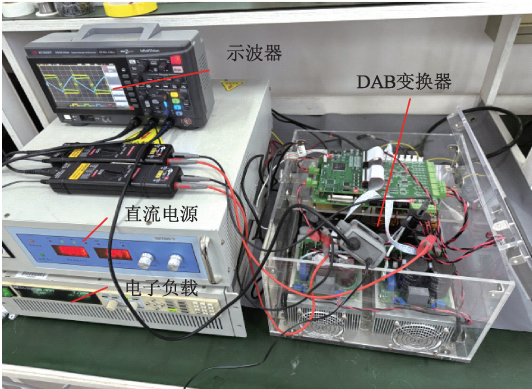
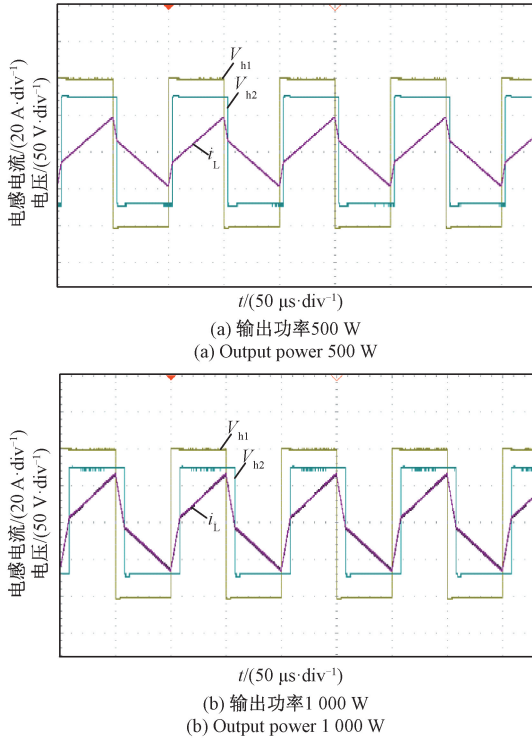


图 15 实验平台

Fig. 15 Experimental platform

实验以表 1 的仿真参数为基础设定实验参数,同时复现传统的单移相控制策略^[26],进行对比实验,全面验证优化策略的实际效果,变换器在 SPS 控制下的实验波形图如图 16 所示。



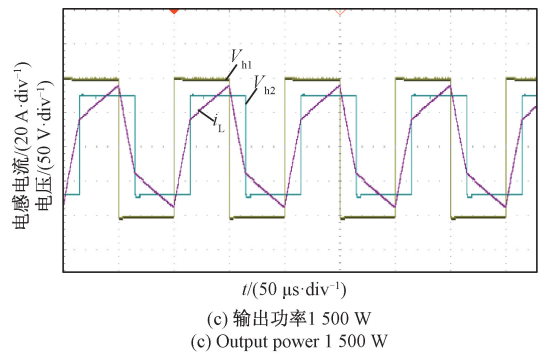


图 16 SPS 电压电流波形

Fig. 16 SPS Voltage and current waveform diagram

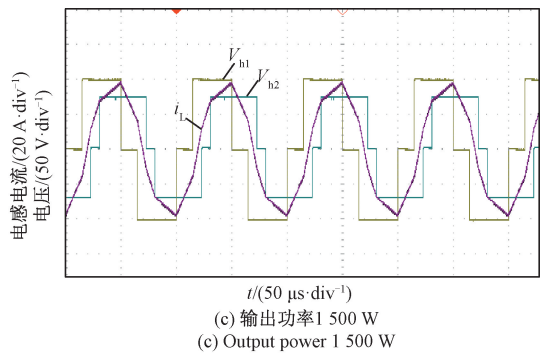


图 17 TPS 电压电流波形

Fig. 17 TPS Voltage and current waveforms

首先对 SPS 控制下的实验波形进行分析,图 16 包含 3 个典型输出功率工况的波形,分别对应低、中、与高输出功率。由图 16 中的实验波形可直观看出:随着输出功率的增大,SPS 控制对应的移相控制变量逐渐增大,与此同时电流应力呈现同步增加的趋势,这一变化规律与理论分析结论一致。且在 SPS 控制下,较长时间段内桥臂电压与电感电流的极性相反,该波形特征直接表明 SPS 控制在各功率区间均存在回流功率较大的问题,再次凸显了对其进行回流功率优化的必要性。

NPCH3L-DAB 变换器在 TPS 控制下的实验波形图如图 17 所示,图中包含 3 个输出功率工况的波形。

由图 17 可以看出:随着输出功率的增大,电流应力呈现同步增加的趋势,这一变化规律与前文理论分析结论相一致。与 SPS 控制不同的是,TPS 控制下,一次侧和

二次侧桥臂电压波形呈现典型的三电平特征。经本文所提回流功率消除的控制策略作用后,传输功率在中低功率段下趋近于 0;在高功率工况下回流功率虽无法完全趋近于 0,但数值已显著降低,传输效率也得到显著提升,充分印证了所提分段 TPS 优化控制策略的工程有效性。

为进一步验证所提方法的先进性,选取文献[27]中的回流功率优化调制策略作为对比对象,在相同实验条件下进行测试。图 18 为低功率工况下采用 TPS 调制^[27],回流功率明显减小但未到 0。

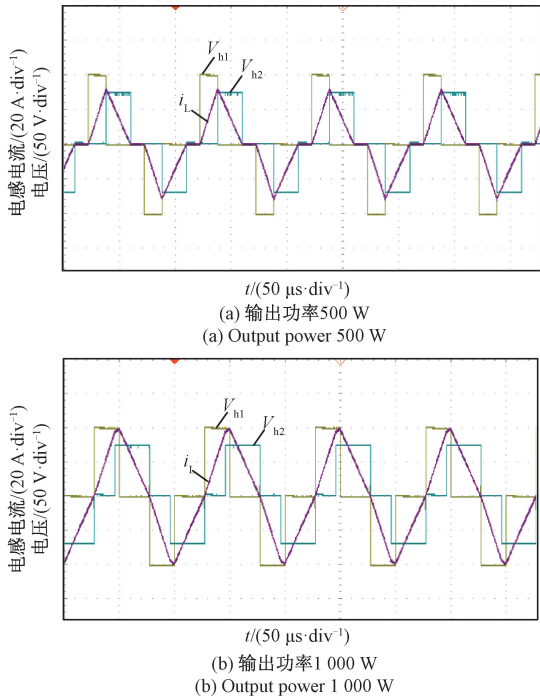
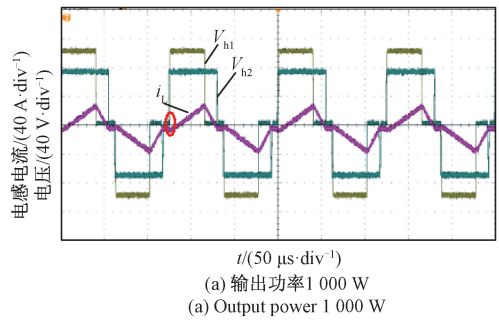


图 18 低功率下回流功率优化调制策略输出波形

Fig. 18 Output waveform from reflow power optimization modulation strategy at low power

在中、高功率工况下,文献[27]中的调制策略切换为 PDPS 调制,如图 19 所示。



(a) 输出功率 1 000 W

(a) Output power 1 000 W

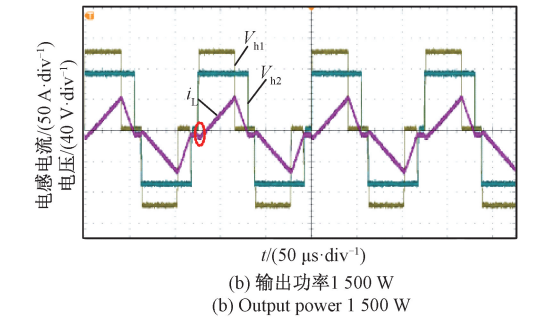


图 19 中、高功率下回流功率优化调制策略输出波形
Fig. 19 Output waveform in reflux power optimization modulation strategy at medium and high power

从图 19 中可以看出,在中、高工况下回流功率依然存在,但在高功率下,该策略对回流功率优化效果更明显。因此可见,所提策略在中轻载范围内优于文献中的策略,但重载下优化效果略有不足,进一步证实了本文方案的有效性。

为验证所提策略在全功率范围内均能实现开关管的零电压开通,图 20 给出了低、中、高功率下开关管 Q_3 的驱动电压 V_{gs} 与漏源电压 V_{ds} 的展开波形。从图中可以清晰看到,在每个开关周期内,驱动电压上升沿到来之前,漏源电压均已下降至接近 0 V,表明开关管实现了零电压开通。同时,电感电流 i_L 在此时刻为负,为 ZVS 提供了必要条件。

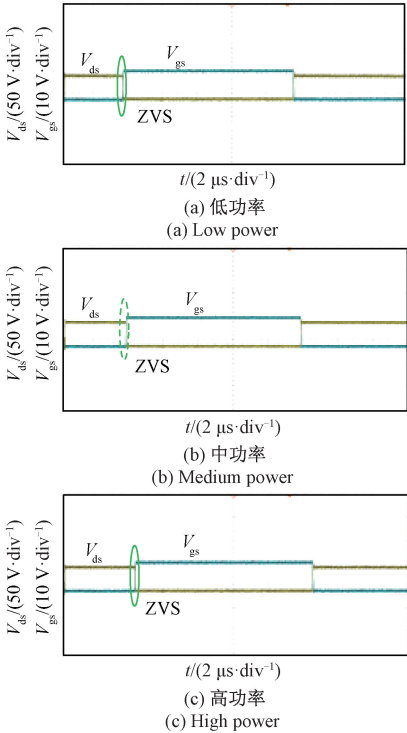


图 20 ZVS 特性实验波形

Fig. 20 ZVS characteristic experimental waveform

为进一步验证该策略在动态工况下的鲁棒性,在实验中设置负载由 $4.32\ \Omega$ 阶跃至 $5.32\ \Omega$,记录输出电压与电感电流波形,如图 21 所示。可以看出,输出电压恢复时间约为 18 ms,动态跌落小于 5%,电感电流无明显振荡,表明所提控制策略在负载突变时仍能保持良好的动态响应特性。

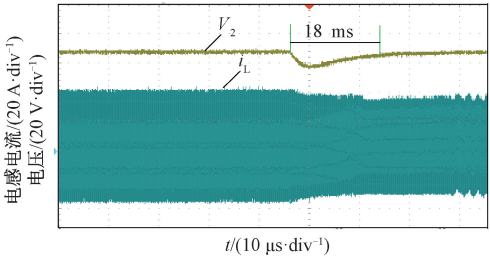


图 21 负载突变时输出电压与电感电流波形
Fig. 21 Output voltage and inductor current waveforms during load step change

图 22 给出了 NPCH3L-DAB 变换器在传统 SPS 控制、统一最优移相控制^[27]和所提 TPS 控制下的效率对比曲线。由图 22 可知,3 种控制策略下变换器的效率均随传输功率变化而变化;所提 TPS 控制策略与 SPS 控制相比在全功率范围内均具有更高的传输效率;在相近电压传输比条件下,低功率下本策略效率优于统一最优移相控制调制策略,但在中、高功率下文献调制效率更优。这一结果,进一步验证了 TPS 控制通过抑制回流功率提升系统效率的有效性。

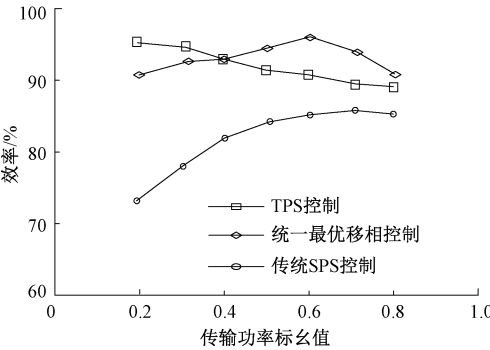


图 22 变换器效率对比曲线

Fig. 22 Comparison curve of converter efficiency

对误差进行分析,低功率点效率提升 22% 的主要原因是 TPS 控制显著抑制了回流功率,降低了导通损耗与开关损耗;高功率点效率提升则得益于 ZVS 范围的扩展。在 1 500 W 时,优化后的回流功率由 SPS 下的 3 500 W 降至 1 500 W(占比 42.9%),有效验证了所提方法的有效性。

5 结 论

为降低 NPCH3L-DAB 变换器在宽功率范围运行时的回流功率并提高传输效率,提出了基于三重移相调制与 KKT 最优性条件的回流功率优化控制方法。通过分析 TPS 调制下的传输功率、电感电流及回流功率特性,建立了以回流功率最小化为目标的优化模型,并通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。主要结论如下:

1) 所提出的 TPS 优化控制策略能够根据不同功率区间合理配置移相比参数,增加了控制自由度,克服了传统单移相控制优化能力有限的问题。同时, NPCH3L-DAB 拓扑具有开关器件电压应力低、输出电平多、谐波含量小等优点,适用于高压大功率直流变换场合。

2) 仿真和实验结果表明,所提控制策略能够在宽功率范围内有效降低回流功率。与传统单移相控制相比,该方法在低、中功率区间具有更明显的回流功率抑制效果,在高功率区间也能显著降低回流功率。同时,系统传输效率得到提高,负载突变时输出电压恢复平稳,动态响应性能良好。

3) 实验结果进一步验证了所提策略在降低回流功率、提高效率和实现软开关方面的有效性。总体来看,基于 TPS 调制与 KKT 优化条件的控制方法能够改善 NPCH3L-DAB 变换器的运行性能,对其在高压大功率场合中的应用具有一定参考价值。

然而,所研究策略在实际工程中仍存在一定局限性。本文重点验证了 $k=1.39$ 附近的降压运行状态,当输入输出电压变化范围进一步扩大,仍需结合具体电压增益范围重新校验控制参数的可行性。因此,本策略的适用边界为 $k \geq 1$ 的降压工况,适用于输入电压不低于折算后二次侧电压的高压大功率应用场景。

后续研究可进一步扩展所提控制策略的适用范围,重点分析增、降压条件下的模式切换边界与最优移相比求解方法,从而进一步提高 NPCH3L-DAB 变换器在宽电压、高功率密度场合下的工程适用性。

参考文献

[1] 刘春喜, 田迎澳, 王涛. 混合三电平双有源桥变换器超螺旋滑模自抗扰控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(10): 209-219.

LIU CH X, TIAN Y AO, WANG T. Super twisting sliding mode active disturbance rejection control strategy for hybrid three-level dual active bridge converter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(10): 209-219.

[2] 于昌海, 庞腊成, 吴继平, 等. 计及多点电池储能系统的电网二次调频协同控制[J]. 电力工程技术,

2024, 43(1): 68-76.

YU CH H, PANG L CH, WU J P, et al. Coordination control for secondary frequency regulation with participation of multiple battery energy storage systems [J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(1): 68-76.

[3] 杨洪坤, 郭志强. 电流源型双有源桥 DC-DC 变换器磁集成研究[J]. 电气工程学报, 2025, 20(4): 183-192.

YANG H K, GUO ZH Q. Research on magnetic integration of current-fed dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(4): 183-192.

[4] 李家珏, 刘子祎, 自伊琳, 等. 基于风电场景概率的电热混合储能优化配置[J]. 电力工程技术, 2024, 43(3): 172-182.

LI J Y, LIU Z Y, ZI Y L, et al. Optimized configuration of electro-thermal hybrid energy storage capacity based on wind power scenario probabilistic [J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(3): 172-182.

[5] 郭强, 张帆云, 李海啸, 等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 101-116.

GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. High-efficiency four-switch Buck-Boost converter multi-mode control strategy[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 101-116.

[6] 马志豪, 孙丹, 年珩, 等. 储能/发电机级联式供电系统功率传输控制策略[J]. 电力工程技术, 2024, 43(1): 11-20.

MA ZH H, SUN D, NIAN H, et al. Power transmission control strategy of energy storage generator cascaded power supply system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(1): 11-20.

[7] LIU Y J, HU H T, WANG X L, et al. Voltage balance scheme for input-series-output-series DAB DC-DC converter with bidirectional power flow [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12030-12034.

[8] 刘春喜, 咎晨宇, 王涛, 等. 双有源桥变换器改进双重移相控制策略优化[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(12): 397-410.

LIU CH X, ZAN CH Y, WANG T, et al. Optimization of an advanced dual phase shift control strategy for dual active bridge converters[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(12): 397-410.

[9] 马帅旗, 赵佳瑶, 贺海育, 等. 三电平混合全桥 DC-DC 变换器回流功率优化控制[J]. 电子测量技术,

- 2024, 47(17): 71-79.
- MA SH Q, ZHAO J Y, HE H Y, et al. Three-level hybrid full-bridge DC-DC converter optimal control of reflux power [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(17): 71-79.
- [10] 魏光灿, 陈剑飞, 何怡刚, 等. 基于扩展移相下考虑死区时间效应的双有源桥变换器运行特性分析[J]. *电工技术学报*, 2026, 41(10): 3353-3369.
- WEI G C, CHEN J F, HE Y G, et al. Analysis of the operating characteristics of dual-active-bridge converter considering the effect of dead-time under extended-phase-shift operation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2026, 41(10): 3353-3369.
- [11] 聂川杰, 朱介北, 俞露杰, 等. 双有源桥 DC/DC 变换器移相比非突变的 ZVS 和电流应力优化策略[J]. *中国电机工程学报*, 2026, 46(6): 2525-2537.
- NIE CH J, ZHU J B, YU L J, et al. ZVS and current stress optimization strategy for non-mutating phase shift of dual active bridge DC/DC converters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2026, 46(6): 2525-2537.
- [12] 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]. *国外电子测量技术*, 2024, 43(7): 46-56.
- WANG CH, ZHOU X S, MA Y J, et al. Active disturbance rejection voltage stabilization strategy for DC-DC convertor based on hybrid sparrow search algorithm [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2024, 43(7): 46-56.
- [13] 吴连贵, 周帅, 张小勇, 等. 基于单移相控制的双有源桥输出电容纹波电流分析[J]. *机电工程技术*, 2025, 54(7): 179-183, 189.
- WU L G, ZHOU SH, ZHANG X Y, et al. Analysis of output capacitor ripple current in dual active bridge based on single phase shift control [J]. *Mechanical & Electrical Engineering Technology*, 2025, 54(7): 179-183, 189.
- [14] 杨超, 许海平, 袁志宝, 等. 双 PWM 控制下三电平半桥隔离型双向 DC-DC 变换器的全局最小峰值电流研究[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(8): 1679-1689.
- YANG CH, XU H P, YUAN ZH B, et al. Global minimum peak current control of the three level isolated half-bridge bi-directional DC-DC converters with PWM-phase-shifting control [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(8): 1679-1689.
- [15] 涂春鸣, 管亮, 肖凡, 等. 基于扩展移相控制下双有源桥移相角优化选取与分析[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(4): 850-861.
- TU CH M, GUAN L, XIAO F, et al. Parameter optimization selection and analysis of dual active bridge based on extended phase shift control [J]. *Journal of China Electrotechnical Engineering*, 2020, 35(4): 850-861.
- [16] 刘文强, 刘春喜, 蔡金汕. 基于动态矩阵控制的混合三电平双有源桥变换器回流功率优化[J]. *电气工程学报*, 2025, 20(1): 150-159.
- LIU W Q, LIU CH X, CAI J SH, et al. Optimization of backflow power of hybrid three-level dual active bridge converter based on dynamic matrix control [J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2025, 20(1): 150-159.
- [17] 刘春喜, 徐金荣, 刘文强, 等. 扩展移相控制的 DAB 变换器双目标优化策略[J]. *电子测量与仪器学报*, 2024, 38(10): 180-190.
- LIU CH X, XU J R, LIU W Q, et al. Dual-objective optimization strategy for DAB converter with extended phase shift control [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2024, 38(10): 180-190.
- [18] WU K Y, DE SILVA C W, DUNFORD W G. Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge DC-DC converter with triple phase-shift control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 2007-2017.
- [19] 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.
- [20] 程红, 高巧梅, 朱锦标, 等. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(3): 245-253.
- CHENG H, GAO Q M, ZHU J B, et al. Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(3): 245-253.
- [21] WU F J, 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.
- [22] 郭慧敏, 黄珺, 宋桂英, 等. 三电平双有源桥直流变换器的优化调制[J]. *电源技术*, 2021, 45(2): 245-248.
- GUO H M, HUANG J, SONG G Y, et al. Optimal modulation scheme of three-level dual active bridge DC/DC converter [J]. *Chinese Journal of Power Sources*, 2021, 45(2): 245-248.

[23] 杨超, 许海平, 袁志宝, 等. PWM 结合移相控制下的混合三电平隔离型双向 DC-DC 变换器反馈线性化控制研究[J]. 电网技术, 2020, 44(6): 2321-2329.
YANG CH, XU H P, YUAN ZH B, et al. Research on hybrid three-level isolated bidirectional DC-DC converter feedback linearization control under PWM-phase-shifting control[J]. Power System Technology, 2020, 44(6): 2321-2329.

[24] 赖纪东, 姚娴, 苏建徽, 等. 一种基于 KKT 算法的 DAB 回流功率优化方法[J]. 电力电子技术, 2022, 56(6): 103-106.
LAI J D, YAO X, SU J H, et al. An optimization method of backflow power of DAB based on KKT algorithm[J]. Power Electronics, 2022, 56(6): 103-106.

[25] 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 bridge DC-DC converter with new extended phase shift angle [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 727-738.

[26] 王昕. 混合三电平双有源桥 DC-DC 变换器的扩展移相控制研究[D]. 阜新: 辽宁工程技术大学, 2023.
WANG X. Research on extended phase shift control of hybrid three-level dual active bridge DC-DC converter[D]. Fuxin: Liaoning Technical University, 2023.

[27] LI SH L, YUAN X B, WANG Z J, et al. A unified optimal modulation strategy for DAB converters to tradeoff the backflow power reduction and all ZVS in the full operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(6): 5701-5723.

作者简介



E-mail: lntulx@163.com

Liu Chunxi (Corresponding author) received his B.Sc. degree and M.Sc. degree both from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, respectively, and his Ph.D. degree from Zhejiang University in 2010. He is currently an

associate professor and master's supervisor of Liaoning Technical University. His main research interests include bidirectional converter topology and control technology.



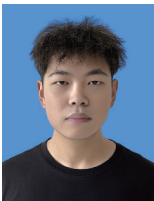
王禹, 2024 年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。
E-mail: 894318386@qq.com
Wang Yu received his B.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2024. He is currently pursuing his M.Sc. degree at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.



黄永聪, 2022 年于齐鲁理工学院获得学士学位, 2025 年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现工作于中化鲁西工程有限公司, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。
E-mail: 1981057680@qq.com
Huang Yongcong received his B.Sc. degree from Qilu University of Technology in 2022, and his M.Sc. degree from Liaoning University of Engineering Technology in 2025. He is currently working at Sinochem Luxi Engineering Co., Ltd. His main research interest includes power electronics and electric drive control technology.



曾晨宇, 2024 年于沈阳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: 1304745824@qq.com
Zan Chenyu received his B.Sc. degree from Shenyang Institute of Technology in 2024. He is currently pursuing his M.Sc. degree at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronic converter topology and control technology.



蔡磊, 2023 年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 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与电气传动控制技术。
E-mail: 1171133807@qq.com
Cai Lei received his B.Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. He is currently pursuing his M.Sc. degree at Liaoning Technical University. His main research interest includes power electronics and electrical drive control technology.