DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.57 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

双有源桥直流变换器三移相下回流功率和电感电流峰值优化策略

杨康诣，陈帝发，陈艳慧
(福州大学电气工程与自动化学院，福州 350116)

摘要：以双有源桥直流变换器为研究对象，提出以减小回流功率和电感电流峰值为优化目标的三移相控制策略。通过分析三移相下6种工作模式的特点，得到升压和降压模式下电感电流峰值较小的输入侧零回流功率模式和双边零回流功率模式，给出了不同工作模式下的移相比约束和功率范围。双边零回流模式下电感电流峰值更小，并能够实现功率器件的零开关，在此基础上通过KKT法进一步优化，得到不同传输功率时电感电流峰值最小的工作点。最后，对所提出的三移相优化方法与扩展移相下电感电流峰值优化方法进行实验验证。实验结果表明，该优化策略可消除回流功率并减小电流应力，提高变换效率，验证了理论分析的正确性。

关键词：双有源桥变换器；三移相；回流功率；电感电流峰值；优化

Backflow Power and Inductance Peak Current Optimization Strategy for Dual-active-bridge DC-DC Converter with Triple-phase-shift

YANG Kangyi, CHEN Difa, CHEN Yanhui
(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: A dual-active-bridge DC-DC converter is taken as the research object, and a triple-phase-shift (TPS) control strategy with an optimization objective of reducing the backflow power and inductance peak current is proposed. Through the analysis of characteristics in six operating modes with TPS, the input-side zero-backflow power mode and bilateral zero-backflow power mode with smaller inductance peak current in Boost and Buck modes are obtained, and the constraint of phase-shift ratio and power range in different operating modes are given. The inductance peak current in bilateral zero-backflow power mode is smaller, and the zero switching of the power device can be realized. On this basis, the working point with the smallest inductance peak current at different values of transmission power is further obtained through optimizations using the KKT method. Finally, the proposed TPS optimization method and the inductance peak current optimization method under extended-phase-shift were verified by experiments. Experimental results show that the proposed optimization strategy can eliminate the backflow power, reduce the current stress and improve the conversion efficiency, thus verifying the theoretical analysis.

Keywords: Dual-active-bridge converter; triple-phase-shift (TPS); backflow power; inductance peak current; optimization

双有源桥DAB(dual-active-bridge)直流变换器具有能量双向流动、高功率密度和易于实现软开关等特点[1-3]，被广泛应用于储能变流器、电动汽车和分布式直流供电系统等场合[4]，吸引了学术界和工业界的广泛关注，其研究热点主要集中于控制策略及其优化方面。

DAB变换器采用单移相SPS(single-phase-shift)控制[5]，仅有1个控制变量，回流功率大，传递相

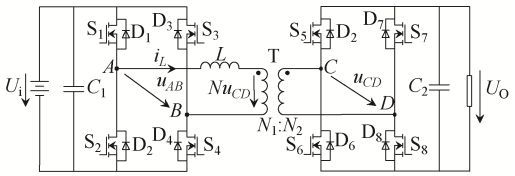
收稿日期：2022-10-27；**修回日期**：2023-01-28；**录用日期**：2023-03-07；**网络首发日期**：2023-04-17
基金项目：国家自然科学基金重点资助项目(51537001)
This work is supported by Key Project of National Natural Science Foundation of China under the grant 51537001

同功率的情况下电流应力大，电感磁心体积大，且功率开关的通态损耗也相应增大[6-8]；双重移相DPS(dual-phase-shift)和扩展移相EPS(extended-phase-shift)均具有2个控制变量[9-10]，可减小回流功率和电感电流应力，但无法兼顾输入侧和输出侧的双边回流功率优化[11-12]；三重移相TPS(triple-phase-shift)具有3个控制变量，可以进一步优化双边回流功率，减小电感电流峰值，并实现功率器件的零电压开通或零电流关断[13-15]。

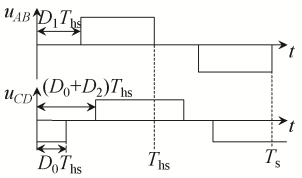
本文以双有源桥直流变换器三移相控制下的6种工作模式为研究对象，从抑制回流功率、减小电感电流峰值的基本思想提出电流应力较小的输入侧零回流功率模式及双边零回流功率模式。详细分析了输入侧零回流功率模式和双边零回流功率模式的移相比约束、传输功率范围及软开关情况；双边零回流功率模式下电感电流应力更小，并能够实现功率器件的零开关，通过KKT法进一步优化得到不同传输功率时电感电流峰值最小的工作点。最后设计研制了实验样机，对比EPS下电感电流峰值优化策略，证实所提方案的有效性和理论分析的正确性。

1 三移相控制的6种工作模式

双有源桥直流变换器电路拓扑与TPS下桥臂波形如图1所示，开关管S_1~S_4组成一次侧全桥，S_5~S_8组成二次侧全桥，一、二次侧全桥由储能电感L和高频变压器T组成的磁性网络连接，电感L包含附加电感和折算到一次侧的变压器漏感；变压器一、二次侧绕组匝数分别为N_1、N_2，变比$N=N_1/N_2$。u_{AB}为一次侧全桥中点输出电压，u_{CD}为二次侧全桥中点输出电压，U_i为输入电压，U_o为输出电压，C_1为输入滤波电容，i_L为储能电感电流。T_{hs}和T_s分别为1/2和1个开关周期，D_1为一次侧全桥的内移相比，D_2为二次侧全桥的内移相比，D_0为二次侧全桥与一次侧全桥的移相比。



(a)电路拓扑

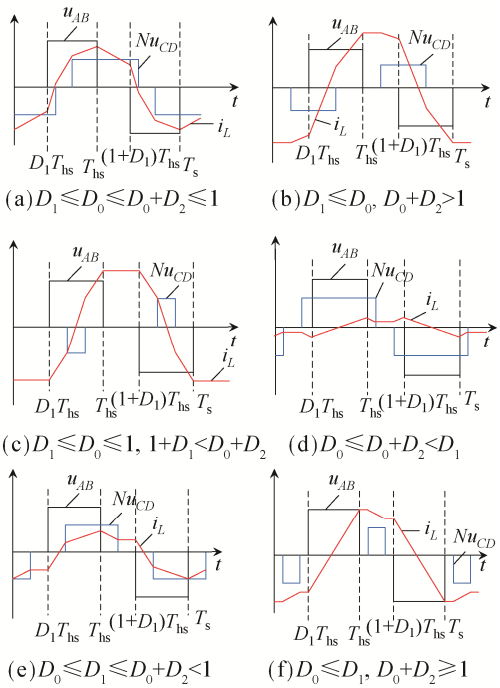


(b)TPS下桥臂输出电压

图1 双有源桥直流变换器电路拓扑与TPS下桥臂输出电压

Fig. 1 Circuit topology of DAB DC-DC converter, and output voltage from bridge leg with TPS

移相比D_0、D_1、D_2相互独立，TPS下共有6种工作模式[15]，如图2所示。



(a)$D_1 \leqslant D_0 \leqslant D_0+D_2 \leqslant 1$ (b)$D_1 \leqslant D_0$, $D_0+D_2>1$

(c)$D_1 \leqslant D_0 \leqslant 1$, $1+D_1<D_0+D_2$ (d)$D_0 \leqslant D_0+D_2<D_1$

(e)$D_0 \leqslant D_1 \leqslant D_0+D_2<1$ (f)$D_0 \leqslant D_1$, $D_0+D_2 \geqslant 1$

图2 TPS控制的6种工作模式

Fig. 2 Six operating modes with TPS control

图2的6种工作模式均能实现能量的正向传输，但有传输功率重叠的部分，为方便分析，可以直接舍弃效率较低的工作模式。从图2(b)、(c)、(f)中可以看出，u_{AB}与u_{CD}无极性相同部分，即$u_{AB}u_{CD} \leqslant 0$，传输功率时电感仅能在输入或输出电

压作用下先储能，使电感电流迅速增加，再将电感储存的能量释放到负载，这种模式类似于 Buck-Boost 变换器工作模式，在传输相同功率时，电感电流应力大、效率低、传输功率范围小。

对于其他的工作模式，如图 2(a)、(d)、(e)所示，均具有 u_{AB} 与 u_{CD} 极性相同的部分，传输的能量能够直接从输入端传输到输出端，电感电流上升慢，电流应力较小，因此在选取零回流功率的工作模式时考虑到电感电流应力，应直接舍弃图 2(b)、(c)、(f)这 3 种高电流峰值的功率模式。

2　零回流功率工作模式

根据图 1，当 u_{AB} 与电感电流 i_L 的极性相反时，输入侧便会产生回流功率；同理，当 u_{CD} 与电感电流 i_L 的极性相反时，输出侧便会产生回流功率。因此，为完全消除回流功率，应避免出现 u_{AB}、u_{CD} 与电感电流 i_L 极性相反的情况。定义电压传输比为 $k=U_i/(NU_o)$，将 $k>1$ 定义为降压模式，$k<1$ 定义为升压模式。

2.1　输入侧零回流功率模式

在 $k>1$ 降压模式下，能够实现输入侧零回流功率的模式有 3 种，如图 3 所示。图 2(d)模式下，在 $[0, D_0T_{hs}]$期间，U_o 对电感正向充电；在$[(D_0+D_2)T_{hs}, D_1T_{hs}]$期间，$U_o$ 对电感反向充电，对传输功率和电感电流峰值均无影响，可以等效为图 3(a)的工作模式。

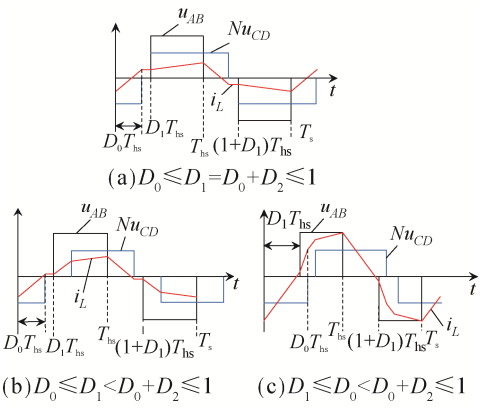


图 3　$k>1$ 时输入侧零回流功率稳态波形

Fig. 3 Steady-state waveforms of input-side zero-backflow power when $k>1$

在 $k<1$ 升压模式下，能够实现输入侧零回流功率的模式有 3 种，如图 4 所示。

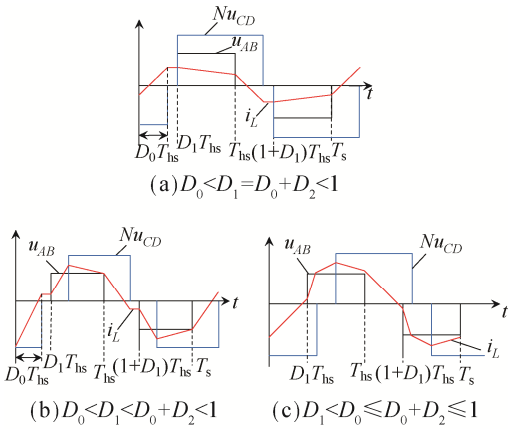


图 4　$k<1$ 时输入侧零回流功率稳态波形

Fig. 4 Steady-state waveforms of input-side zero-backflow power when $k<1$

在图 3 的降压模式下，要实现输入侧零回流功率，必须满足 $i_L(D_1T_{hs})\geqslant 0$；在图 4 的升压模式下，要实现输入侧零回流功率，必须满足 $i_L(D_1T_{hs})\geqslant 0$、$i_L(T_{hs})\geqslant 0$。

以图 3(a)工作模式为例，根据电感电流波形的对称性，变换器的电感电流在 1/2 个周期内各个时刻的值可以表示为

$$\begin{cases} i_L(0)=-\dfrac{U_i}{2L}(1-D_1)T_{hs}+\dfrac{NU_o}{2L}(1-D_1-D_0)T_{hs} \\ i_L(D_0T_{hs})=i_L(D_1T_{hs})=-\dfrac{U_i}{2L}(1-D_1)T_{hs}+\dfrac{NU_o}{2L}\cdot \\ \qquad (1-D_1+D_0)T_{hs} \\ i_L(T_{hs})=\dfrac{U_i}{2L}(1-D_1)T_{hs}-\dfrac{NU_o}{2L}(1-D_1-D_0)T_{hs} \end{cases} \tag{1}$$

为实现输入侧零回流功率，需满足 $i_L(D_1T_{hs})\geqslant 0$，代入计算推导可得输入侧零回流功率模式 1 的约束条件为 $D_0\geqslant(k-1)(1-D_1)$。电压和电感电流具有正负半周对称性，其平均传输功率计算公式为

$$P=\frac{1}{T_{hs}}\int_0^{T_{hs}}u_{AB}i_L\,\mathrm{d}t \tag{2}$$

设开关频率 $f_s=1/T_s$，以 DAB 在单移相下所能达到的最大传输功率 $P_N=U_iNU_o/(8Lf_s)$为基准，将式(1)的电感电流表达式代入式(2)，可以得到图 3(a)

工作模式的传输功率标幺值为 $2D_0(1-D_1)$。根据移相比约束得到图 3(a)工作模式的功率范围为[0, 0.5]。同理，可以得到输入侧零回流功率下各工作模式的传输功率标幺值、移相比约束和功率范围，见表 1。

表 1 输入侧零回流功率下各工作模式的传输功率标幺值、移相比约束和功率范围

Tab. 1 Per-unit transmission power, constraint of phase-shift ratio and power range of each operating mode at input-side zero-backflow power

工作模式	传输功率	移相比约束	功率范围
$k>1$, $D_0<D_1=D_0+D_2<1$	$2D_0(1-D_1)$	$D_0\geqslant(k-1)(1-D_1)$	[0, 0.5]
$k<1$, $D_0<D_1=D_0+D_2<1$	$2D_0(1-D_1)$	$D_0\geqslant(1-k)(1-D_1)$	
$D_0<D_1=D_0+D_2\leqslant1$	$2[(D_0+D_2-D_1)(1-D_2)+(1-D_0-D_2)D_0]$	$k(1-D_1)\leqslant1-D_2$	[0, 2/3]
$D_1<D_0\leqslant D_0+D_2\leqslant1$	$4(2D_0+2D_0D_1-2D_0^2-2D_0D_2+D_2-D_2^2-D_1-D_1^2+D_1D_2)$	$k(1-D_1)\leqslant2D_1+1-2D_0-D_2$	$[0, 2(1+k)/(2+2k+k^2)]$

输入侧零回流工作模式下，输出侧回流功率依然存在。$i_L(D_1T_{hs})$越大，传输功率越大，因此为了传输更大的功率，在 D_1T_{hs} 时刻之前，需要输出电压对电感充电，这会使电感电流应力增大。

2.2 双边零回流功率模式

输出回流功率同样也会影响 DAB 变换器电感电流应力。消除二次侧回流功率，需要使 i_L 与 u_{CD} 极性相同，即在 u_{AB} 电压上升沿时刻和 u_{CD} 电压下降沿时刻电感电流为 0。无论降压模式还是升压模式，仅当 $D_0\leqslant D_1$ 时，u_{AB} 和 u_{CD} 有一段共同为 0 的模态，能实现双边零回流功率，双边零回流工作模式如图 5 所示。

由图 5 可得变换器在各种模式下的软开关情况，见表 2。在各开关状态切换时刻，功率开关可以实现零电流开关或零电压开关。

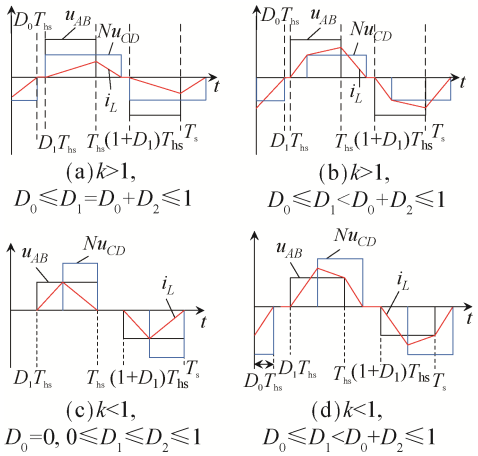


图 5 双边零回流功率稳态波形

Fig. 5 Steady-state waveforms of bilateral zero-backflow power

双边零回流功率下 $i_L(D_1T_{hs})=0$，其传输功率标幺值、移相比约束和功率范围见表 3。

表 2 双边零回流功率各种模式下的软开关情况

Tab. 2 Soft switching of each operating mode at bilateral zero-backflow power

工作模式	D_0T_{hs}	D_1T_{hs}	T_{hs}	$(D_0+D_2)T_{hs}$
$k>1$, $D_0<D_1=D_0+D_2<1$	零电流开通、关断	零电流开通、关断	零电压开通	—
$k<1$, $D_0=0$, $0\leqslant D_1\leqslant D_2\leqslant1$	—	零电流开通、关断	零电流开通、关断	零电压开通
$D_0\leqslant D_1<D_0+D_2\leqslant1$	零电流开通、关断	零电流开通、关断	零电压开通	零电压开通

表 3 双边零回流功率下传输功率标幺值、移相比约束和功率范围

Tab. 3 Per-unit transmission power, constraint of phase-shift ratio and power range at bilateral zero-backflow power

工作模式	传输功率标幺值	移相比约束	功率范围
$k>1, D_0<D_1=D_0+D_2<1$	$2D_0(1-D_1)$	$D_0=(k-1)(1-D_1)$	$[0, 2(k-1)/k^2]$
$k<1$, $D_0=0$, $0\leqslant D_1\leqslant D_2\leqslant1$	$2k(D_2-D_1)(1-D_1)$	$D_2=1-k(1-D_1)$	$[0, 2k(1-k)]$
$D_0\leqslant D_1<D_0+D_2\leqslant1$	$2\{k(1-D_1)^2-[k(1-D_1)-D_0]^2\}$	$D_2=1-k(1-D_1)$	$[0, 2k/(1+k+k^2)]$

在双边零回流功率模式下，最大输出功率与 k 之间的关系如图 6 所示。在 k>1、$D_0 \leqslant D_1=D_0+D_2 \leqslant 1$ 和 k<1、D_0=0、$0 \leqslant D_1 \leqslant D_2 \leqslant 1$ 约束下，变换器所能达到的最大功率均小于 0.5；在 $D_0 \leqslant D_1<D_0+D_2 \leqslant 1$ 约束下，最大功率范围均小于 2/3。双边零回流功率工作模式功率范围小于输入侧零回流工作模式。k 越偏离 1，功率范围越小。

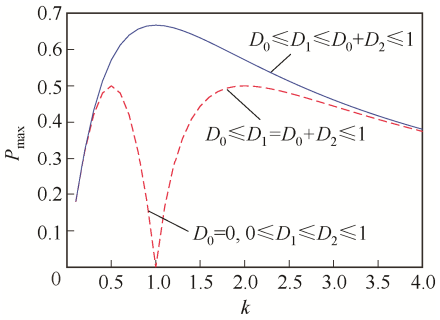


图 6　双边零回流模式下最大传输功率与 k 的变化曲线

Fig. 6 Curves for maximum transmission power varying with k in bilateral zero-backflow power mode

3　零回流功率下电感电流峰值优化

电感电流峰值优化以减小电流峰值为目标，在传递相同功率的情况下可减小磁心体积，并且电感电流峰值与有效值在一定程度上呈正相关，因此电流峰值优化可以减小功率开关通态损耗，提高变换效率。

输入侧和输出侧回流功率均会造成电感电流峰值增大，因此电感电流峰值最小点必定对应双边零回流功率模式。图 5(a)和(c)模式考虑双边零回流功率等式约束，相当于仅有 1 个移相比，该移相比可以由输出功率唯一确定；而图 5(b)和(d)模式下，在满足双边零回流功率的条件下相当于 2 个移相比，在输出功率一定的情况下，这 2 个移相比有无穷多对组合，总有 1 对最优解使电感电流峰值最小。

(1)k>1, $D_0 \leqslant D_1 \leqslant D_0+D_2 \leqslant 1$

工作于图 5(b)模式时，以 $I_N=NU_oT_{hs}/(2L)$为基准，由双边零回流功率的约束条件可得电感电流峰值和功率标幺值分别为

$$\begin{cases} I_{Lp1}=2D_0 \\ P_1=2[k(1-D_1)^2-k^2(1-D_1)^2+ \\ \qquad 2k(1-D_1)D_0-D_0^2] \end{cases} \tag{3}$$

在传递功率为 P 时，使 I_{Lp1} 最小，此电感电流峰值最小优化问题可以描述为

$$\begin{cases} \min\ I_{Lp1} \\ \text{s.t.}\ \ f(D_0,D_1) \leqslant 0 \\ P_1(D_0,D_1,k)-P=0 \end{cases} \tag{4}$$

式中：$f(D_0, D_1)$为该工作模式下移相比的约束条件，见表 3；P_1 为该工作模式下的输出功率标幺值；P 为当前要求输出功率的标幺值。

该最优解问题采用 KKT 条件求解，对于式(4)所示的最优化问题，其最优解需满足 KKT 条件，即

$$\begin{cases} L_1=I_{Lp1}+\lambda_1(P_1-P)+\mu_1(D_0-D_1)+ \\ \qquad \mu_2(D_1-D_0-D_2) \\ \dfrac{\partial L_1}{\partial D_0}=0,\ \dfrac{\partial L_1}{\partial D_1}=0,\ P_1-P=0 \\ \mu_1(D_0-D_1)=0,\ \mu_2[D_1-D_0-1+k(1-D_1)]=0 \\ \lambda_1 \neq 0,\ \mu_1、\mu_2 \geqslant 0 \end{cases} \tag{5}$$

式中：L_1 为拉格朗日函数；λ_1 和 μ_1、μ_2 为 KKT 乘子。其极值解为

$$\begin{cases} D_0=\sqrt{\dfrac{P(k-1)}{2}},\ D_1=1-\sqrt{\dfrac{P}{2(k-1)}} \\ \qquad 0 \leqslant P \leqslant \dfrac{2(k-1)}{k^2} \\ D_0=D_1=\dfrac{2k^2-\sqrt{4k-2(1+k+k^2)P}}{2(1+k+k^2)} \\ \qquad \dfrac{2(k-1)}{k^2} \leqslant P \leqslant \dfrac{2k}{1+k+k^2} \end{cases} \tag{6}$$

可见，当 $P \leqslant 2(k-1)/k^2$、$D_0+D_2=D_1$ 时，图 5(a)模式下电流峰值最小；当 $2(k-1)/k^2 \leqslant P \leqslant 2k/(1+k+k^2)$、$D_0=D_1$ 时，电感电流峰值最小。

(2)k<1, $D_0 \leqslant D_1<D_0+D_2 \leqslant 1$

变换器工作在图 5(d)模式下时，考虑双边零回流功率约束条件，其电感电流峰值和传输功率标幺值分别为

$$\begin{cases} I_{Lp2}=2k[D_0+(1-k)(1-D_1)] \\ P_2=2[k(1-D_1)^2-k^2(1-D_1)^2+2k \cdot \\ \qquad (1-D_1)D_0-D_0^2] \end{cases} \tag{7}$$

在传递功率为 P 时，使 I_{Lp2} 最小，考虑等式和不等式约束，用 KKT 法求得最优解为

$$\begin{cases} D_0=0,\ D_1=1-\sqrt{\dfrac{P}{2k(1-k)}} \\ \quad 0\leqslant P\leqslant 2k(1-k) \\ D_0=D_1=\dfrac{2k^2-\sqrt{4k-2(1+k+k^2)P}}{2(1+k+k^2)} \\ \quad 2k(1-k)\leqslant P\leqslant \dfrac{2k}{1+k+k^2} \end{cases} \tag{8}$$

可见，当 $P\leqslant 2k(1-k)$、$D_0=0$ 时，即图 5(c)模式下电流峰值最小；当 $2k(k-1)\leqslant P\leqslant 2k/(1+k+k^2)$、$D_0=D_1$ 时，电感电流峰值最小。

4 实验结果

为验证前文所述三移相零回流功率模式和零回流功率下的电感电流峰值优化的可行性和有效性，以 TMS320F28335 为核心控制系统设计研制了 DAB 变换器实验平台。输入电压 U_i=100~200 V DC，储能电感 L=96 μH，变压器变比 N_1:N_2=26:13，输出滤波电容为 680 μF，开关频率为 50 kHz。

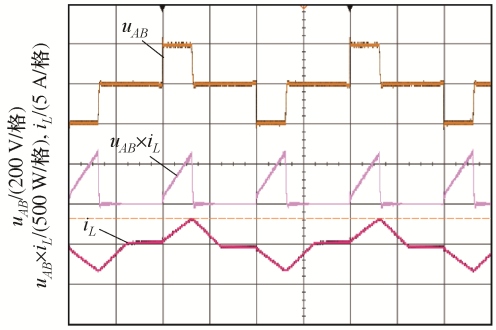
4.1 双边零回流功率模式验证

对双边零回流功率模式进行验证，图 7 为 U_i=200 V 且 k=1.8 降压模式下，输出功率标幺值 P^*=0.20 和 P^*=0.55 时的电压、电流稳态波形。图 8 为 U_i=100 V 且 k=0.8 升压模式下，P^*=0.20 和 P^*=0.55 时的电压、电流稳态波形。

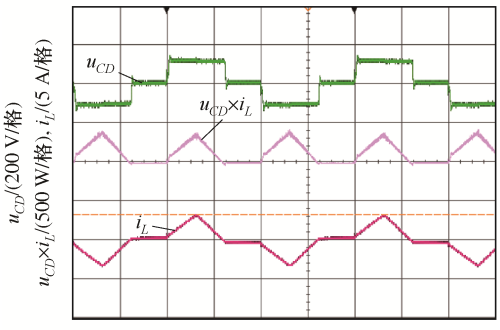
从实验结果可以看出，双边零回流功率模式下 u_{AB}、Nu_{CD} 与电感电流 i_L 始终保持极性相同，即 $u_{AB}i_L\geqslant 0$、$Nu_{CD}i_L\geqslant 0$，实现了功率范围内的双边零回流功率。

4.2 零回流功率下的电感电流峰值优化

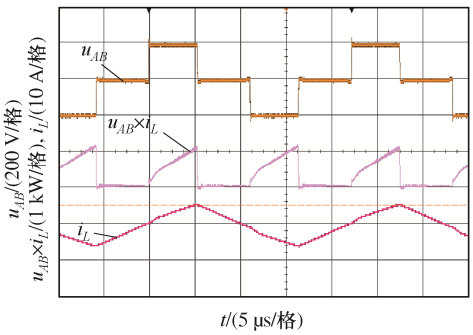
在 U_i=200 V 且 k=1.8 下，不同负载功率时，本文的电感电流峰值优化策略(OPT-TPS)和 EPS 下电感电流峰值优化(OPT-EPS)的对比波形如图 9 所示。当 k=1.8、P^*=0.20 时，本文 OPT-TPS 的电流应力 3.20 A 小于 OPT-EPS 的电流应力 3.35 A。当 k=0.8、P^*=0.55 时，本文 OPT-TPS 的电流应力 2.85 A 小于 OPT-EPS 的电流应力 3.03 A。



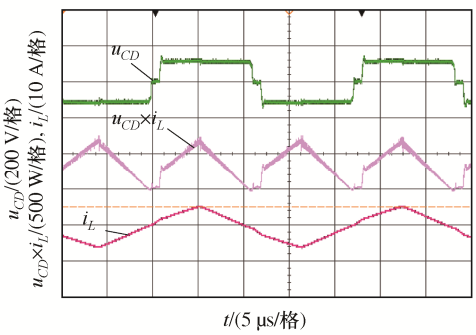
(a) P^*=0.20 输入零回流



(b) P^*=0.20 输出零回流



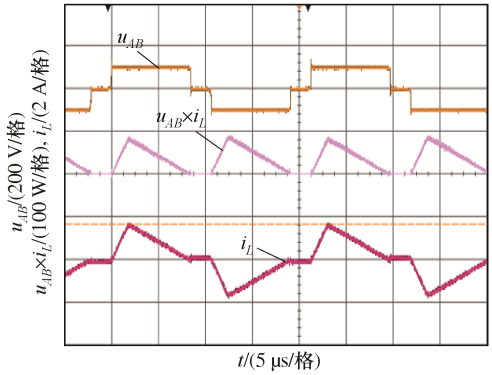
(c) P^*=0.55 输入零回流



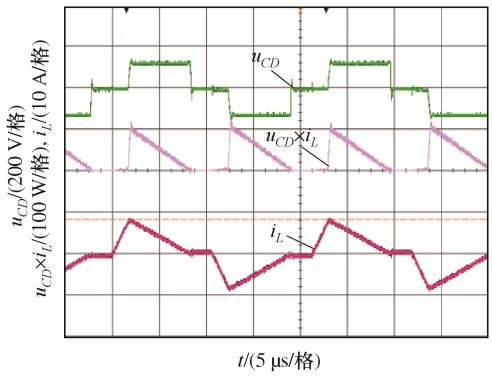
(d) P^*=0.55 输出零回流

图 7 U_i=200 V、k=1.8 时双边零回流功率波形

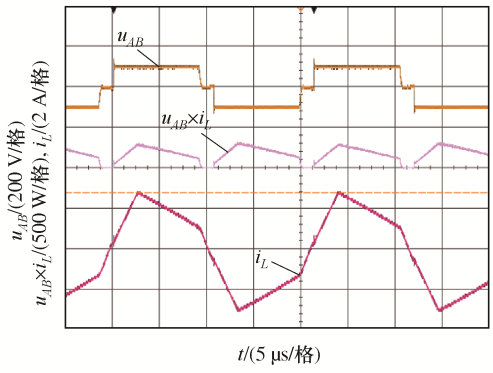
Fig. 7 Waveforms of bilateral zero-backflow power in the case of U_i=200 V and k=1.8



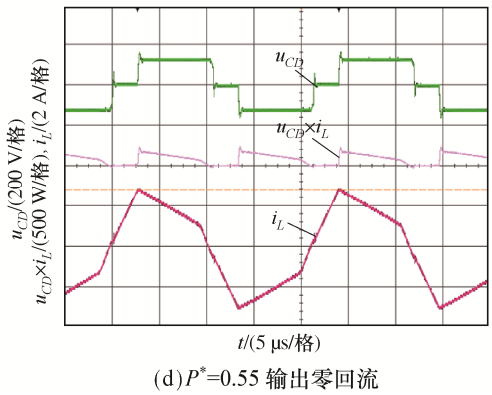
(a)P^*=0.20 输入零回流



(b)P^*=0.20 输出零回流



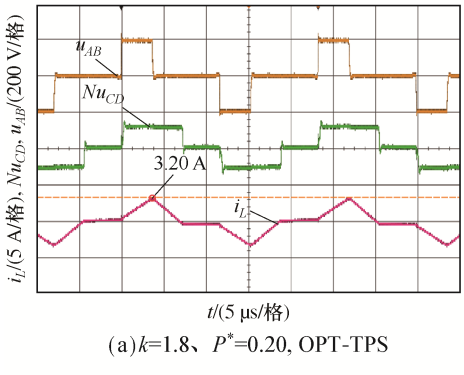
(c)P^*=0.55 输入零回流



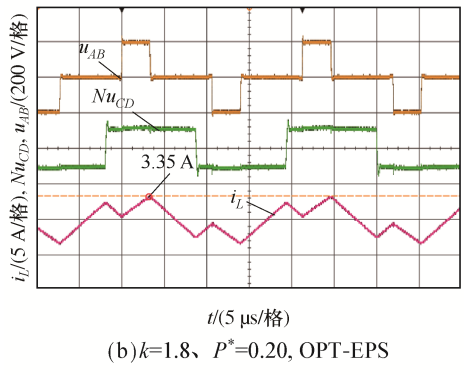
(d)P^*=0.55 输出零回流

图 8　U_i=100 V、k=0.8 时双边零回流功率波形

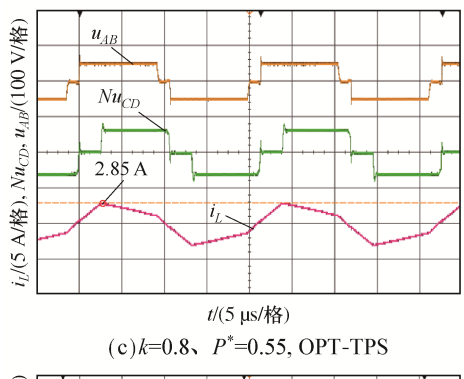
Fig. 8 Waveforms of bilateral zero-backflow power in the case of U_i=100 V and k=0.8



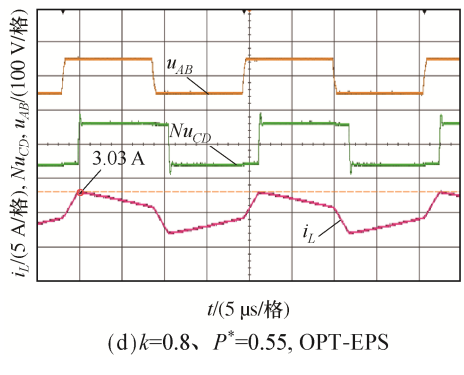
(a)k=1.8、P^*=0.20, OPT-TPS



(b)k=1.8、P^*=0.20, OPT-EPS



(c)k=0.8、P^*=0.55, OPT-TPS



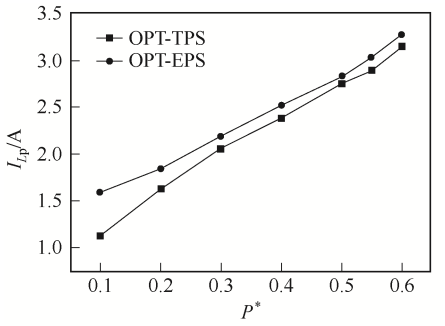
(d)k=0.8、P^*=0.55, OPT-EPS

图 9　TPS 与 EPS 电流应力优化对比实验波形

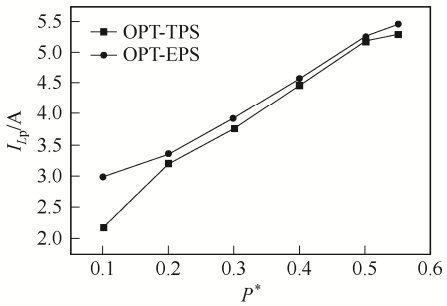
Fig. 9 Experimental waveforms for comparison of current stress optimization under TPS and EPS

在 k=1.8 和 k=0.8 时，采用 OPT-TPS 和 OPT-EPS 时电流应力随输出功率变化的关系曲线如图 10 所示。可以看出，OPT-TPS 相比于 OPT-EPS 的电感

电流峰值均有不同程度的减小，特别在小功率情况下减小程度更明显。



(a)k=1.8



(b)k=0.8

图 10 2 种优化方法下的电流应力随传输功率变化的曲线关系比较

Fig. 10 Comparison of curves for current stress varying with transmission power under two optimization methods

5 结论

本文对双有源桥直流变换器提出了基于三移相的优化控制策略，以消除回流功率和减小电感电流峰值为优化目标。分析了三移相下 6 种工作模式的特点，得到升压和降压模式下电感电流应力较小的输入侧零回流工作模式和双边零回流工作模式，通过 KKT 法得到双边零回流功率下不同传输功率时电感电流峰值最小的工作点。最后，对所提三移相优化方法与扩展移相下电流应力优化方法进行了实验验证，根据理论分析和实验结果得出以下结论。

(1)输入侧零回流工作模式传输功率大于双边零回流工作模式；但是在传递相同功率时，采用双边零回流工作模式电感电流应力更小。

(2)双边零回流模式在开关切换过程中能够实现零电压开关或零电流开关。

(3)在双边零回流模式约束下进一步优化得到电感电流峰值最小的最优解，可有效减小电感电流应力，提高变换效率。

参考文献：

[1] 吴春华, 陈修淋, 李智华, 等. 全移相双有源全桥直流变换器的瞬态电流偏置抑制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1116-1131.
Wu Chunhua, Chen Xiulin, Li Zhihua, et al. Transient current bias suppression strategy of full phase shifting dual active full bridge DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1116-1131. (in Chinese)

[2] 刘计龙, 陈鹏, 肖飞, 等. 面向舰船综合电力系统的 10 kV/2 MW 模块化多电平双向直流变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 983-997.
Liu Jilong, Chen Peng, Xiao Fei, et al. Control strategy of 10 kV/2 MW modular multilevel bidirectional DC-DC converter for vessel integrated power system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 983-997. (in Chinese)

[3] 赖臻, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合滤波电感的电流源型双有源桥式直流变换器的研究[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 11-20.
Lai Zhen, Zeng Jun, Liu Junfeng. Study on current-fed dual-active-bridge DC-DC converter based on coupling filter inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 11-20. (in Chinese)

[4] 王弥新, 潘三博. 一种双有源桥变换器单侧非对称占空比调制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 64-72.
Wang Mixin, Pan Sanbo. One-sided asymmetric duty modulation strategy for dual active bridge converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 64-72. (in Chinese)

[5] Krismer F, Kolar J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2756-2768.

[6] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4):

53-65.

Huang Yunfei, Zhong Qihao, Ouyang Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65. (in Chinese)

[7] 竺庆茸. 双有源桥 DC-DC 的调制方式的研究[J]. 电气技术, 2020, 21(7): 53-56, 68.

Zhu Qingrong. A study of dual active bridge DC-DC modulation mode [J]. Electrical Engineering, 2020, 21(7): 53-56, 68. (in Chinese)

[8] Lu Junlong, Wang Yi, Li Xin, et al. A Boost type control strategy in dual active bridge bidirectional DC-DC converter [C]// 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Harbin, China, 2017: 1-6.

[9] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua. 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.

[10] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.

[11] 张勋, 王广柱, 商秀娟, 等. 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1090-1097.

Zhang Xun, Wang Guangzhu, Shang Xiujuan, et al. An optimized strategy based on backflow power of bi-directional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4): 1090-1097. (in Chinese)

[12] 任伊昵, 高祎韩, 韩旭, 等. 基于双有源桥 DC/DC 变换器回流功率优化的变频移相混合控制策略[J]. 电源学报, 2018, 16(6): 27-33.

Ren Yini, Gao Yihan, Han Xu, et al. Variable-frequency phase-shift hybrid control strategy for DAB DC/DC converter to optimize reactive power [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(6): 27-33. (in Chinese)

[13] Krismer F, Kolar J W. Closed form solution for minimum conduction loss modulation of DAB converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 174-188.

[14] 黄珺, 王跃, 李卓强, 等. 基于三重移相控制的双主动全桥直流变换器优化调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1658-1666.

Huang Jun, Wang Yue, Li Zhuoqiang, et al. Optimized modulation scheme of dual active bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift control [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1658-1666. (in Chinese)

[15] 童安平, 杭丽君, 李国杰. 三重移相控制下 DAB 变换器全局优化控制策略及分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6037-6049.

Tong Anping, Hang Lijun, Li Guojie. Global optimized control strategy of dual active bridge converter controlled by triple-phase-shift modulation scheme and its analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(20): 6037-6049. (in Chinese)



杨康诣

作者简介：

杨康诣(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：新能源发电技术。E-mail：1163646700@qq.com。

陈帝发(1997—　)，男，硕士研究生。研究方向：新能源发电技术。E-mail：386135421@qq.com。

陈艳慧(1980—　)，女，通信作者，博士，副教授。研究方向：新能源发电技术。E-mail：cyh_crp@163.com。

(责任编辑：耿越)