DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.18 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于 EPS 的双有源桥 DC-DC 变换器回流功率优化控制

崔凤新[1]，石安邦[2]，俞 珊[1]

(1.福州大学至诚学院电气工程系，福州 350002；2.福州大学电气工程与自动化学院，福州 350108)

摘要：以双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器为研究对象，为了同时减小回流功率，提高变换器动态性能，提出 1 种基于扩展移相 EPS(extended phase shift)的多目标优化控制方法。首先，全面分析推导扩展移相各模态下的输出功率和回流功率特性，建立数学模型，并根据 KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件求解回流功率最优的移相角组合；然后，通过虚拟电压补偿方法快速改变当前的传输功率，进而提高系统的动态特性；最后，通过实验将所提方案与传统单移相方案、传统扩展移相方案进行对比分析，验证了所提方案的有效性及优越性。

关键词：双有源桥变换器；扩展移相；回流功率；动态性能

Optimal Control of Backflow Power of Dual Active Bridge DC-DC Converter Based on EPS

CUI Fengxin[1], SHI Anbang[2], YU Shan[1]

(1. Department of Electrical Engineering, Fuzhou University Zhicheng College, Fuzhou 350002, China; 2. College of Electric Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: A multi-objective optimal control method based on extended phase shift (EPS) is proposed for a dual active bridge (DAB) converter in order to simultaneously reduce the backflow power and improve its dynamic performance. First, the output power and backflow power characteristics of EPS in each mode are comprehensively analyzed, mathematical models are developed, and the optimal combination of the backflow power shift angles is solved according to the Karush-Kuhn-Tucker (KKT) condition. Second, a virtual voltage compensation scheme is used to improve the dynamic performance of the system by rapidly changing the transmission power at that moment. Finally, the proposed scheme was compared with the traditional single phase shift and EPS schemes through experiments, thereby verifying its effectiveness and advantage.

Keywords: Dual active bridge (DAB) converter; extended phase shift (EPS); backflow power; dynamic performance

双向 DC-DC 变换器作为微网结构中的关键组成部分，需具有良好的稳态特性和动态响应能力。其中，双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器因功率密度高、具有电气隔离等优点，成为双向 DC-DC 变换的研究热点[1-3]。

传统单移相 SPS(single phase shift)控制法通过控制 DAB 变换器两侧的移相量实现对功率流动的控制，当输入侧电压及输出侧电压不匹配时[4]，回流功率及电感电流会急剧增加，造成较大的通态损耗。扩展移相 EPS(extended phase shift)控制法通过增加 1 个控制量提高系统的控制自由度，进而有效

收稿日期：2022-08-18；**修回日期**：2022-10-08；**录用日期**：2022-10-19；**网络首发日期**：2022-12-16

基金项目：福州市科技计划资助项目(2019-G-44)；福建省教育厅科技基金资助项目(JAT170844)

This work is supported by Fuzhou Science and Technology Planning Project under the grant 2019-G-44; Science and Technology Foundation of Fujian Provincial Education Department under the grant JAT170844

拓宽控制范围，减小变换器的回流功率[5-6]。文献[5]提出了 EPS 控制下的模型预测方案，建立系统回流功率表达式，并通过梯度下降算法求解变换器回流功率最优移相角，该方案能够显著减小系统的回流功率，但系统建模较为复杂，参数众多；文献[7]提出基于 EPS 的优化控制策略，相较于传统控制方案具有一定的优化效果，但其移相量的给定方式存在耦合现象，系统的动态性能还有进一步优化的空间；文献[8]提出了 1 种粒子群优化的三电平调制方法，基于傅里叶模型建立了 DAB 变换器的统一数学模型，并根据粒子群算法进行回流功率寻优，获取最优的移相角模型，提高变换器的效率，但该方法对于硬件要求较高。

相较于三重移相 TPS(triple phase shift)控制方法[9]，EPS 控制复杂度较低，在此基础上，采用合适的优化控制方案可以达到类似的优化效果。因此，本文基于 EPS 提出 1 种多目标优化控制方法 MOP-EPS(multi-objective optimal control method-EPS)，减小回流功率的同时提高变换器的动态响应速度，并与传统 SPS 和 EPS 控制方案进行实验对比验证。

1　扩展移相控制

DAB 变换器电路拓扑如图 1 所示，由前级与后级的 2 个 H 桥组成，每个 H 桥由 4 个 MOSFET 管组成。图中：U_i 为输入电压；U_o 为输出电压；L_k 为辅助电感，主要通过其进行能量传输；i_{L_k} 为电感电流；C_1、C_2 分别为前、后级的直流支撑电容。

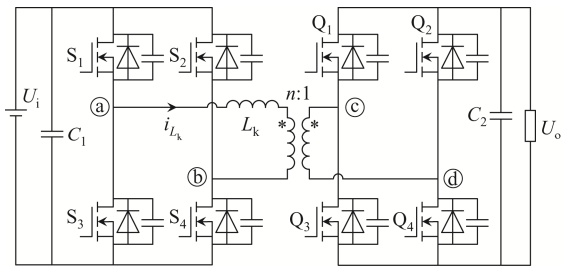


图 1　DAB 变换器电路拓扑

Fig. 1 Topology of DAB converter circuit

图 2 为 1 个开关周期内，EPS 控制下 DAB 变换器的工作波形，共有 2 种工作模式。因此，EPS 控制下具有 2 个控制移相量，分别为 D_0、D_1，即 S_1 与 Q_1、S_1 与 S_4 之间的相位差。图中：U_{ab} 为原级电压；U'_{cd} 为后级电压 U_{cd} 等效到前级的电压值；T_s 为 1 个开关周期；T_h 为 1/2 个开关周期。

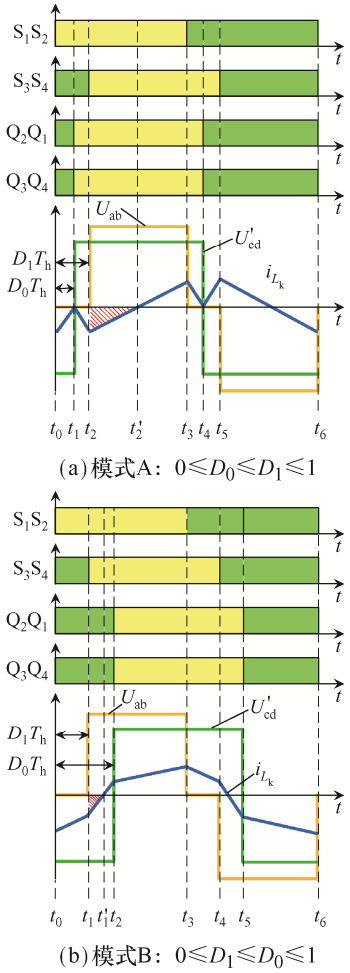


图 2　EPS 控制下的工作波形

Fig. 2 Operating waveforms under EPS control

通过电感的电压、电流微分方程可计算 1/2 个开关周期内模式 A、B 的电感电流表达式分别为

$$\begin{cases} i_{L_k}(t_0)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(D_1-1)-2D_0+1\right] \\ i_{L_k}(t_1)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(D_1-1)+1\right] \\ i_{L_k}(t_2)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(D_1-1)+2D_0-2D_1+1\right] \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} i_{L_k}(t_0)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(D_1-1)-2D_0+1\right] \\ i_{L_k}(t_1)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(D_1-1)-2D_0+2D_1+1\right] \\ i_{L_k}(t_2)=\dfrac{nU_o}{4f_sL_k}\left[k(2D_0-D_1-1)+1\right] \end{cases} \tag{2}$$

式中：f_s 为开关频率，$f_s=1/T_s$；n 为变压器匝比；k 为电压比，$k=U_i/nU_o$。

同时，回流功率现象发生在原级电压 U_{ab} 与电感电流 i_{L_k} 相位相反时的时间段，1/2 个开关周期内，模式 A 产生回流功率时间段为 $t_2\sim t_2'$，模式 B 产生回流功率时间段为 $t_1\sim t_1'$。图 2 中电感电流的阴影部分即为回流功率现象。

回流功率 Q_A 和 Q_B、传输功率 P、回流功率基准值 Q_N、传输功率基准值 P_N 可分别表示为

$$\begin{cases} Q_A=\dfrac{1}{T_h}\displaystyle\int_{t_2}^{t_2'}U_{H1}i_{L_k}(t)\mathrm{d}t \\ Q_B=\dfrac{1}{T_h}\displaystyle\int_{t_1}^{t_1'}U_{H1}i_{L_k}(t)\mathrm{d}t \\ P=\dfrac{1}{T_h}\displaystyle\int_{t_0}^{t_3}U_{H1}i_{L_k}(t)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{3}$$

$$Q_N=P_N=\frac{nU_iU_o}{8f_sL_k} \tag{4}$$

式中，U_{H1} 为变换器一次侧 H 桥的输出电压。

将式(1)、式(2)代入式(3)，并根据式(4)得到其标幺化后的回流功率及传输功率分别为

$$\begin{cases} Q_A'=\dfrac{1}{2(k+1)}\left[k(D_1-1)+2D_0-2D_1+1\right]^2 \\ Q_B'=\dfrac{1}{2(k+1)}\left[k(D_1-1)-2D_0+2D_1+1\right]^2 \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} p_A=2({D_0}^2-D_1+2D_0-2D_0D_1) \\ p_B=2(-2{D_0}^2-{D_1}^2+2D_0D_1+2D_0-D_1) \end{cases} \tag{6}$$

2 优化控制方法

2.1 回流功率优化方法

以回流功率最小为目标，传输功率模型为等式约束、移相关系为不等式约束，根据式(5)建立 KKT (Karush-Kuhn-Tucker)目标函数，回流功率优化的 KKT 条件基本形式可表示为

$$\begin{cases} T(X,\lambda,\mu)=Q'(X)+\lambda[p(X)-p^*]+\\ \qquad\displaystyle\sum_{k=1}\mu_kg_k(X) \\ \left.\dfrac{\partial T}{\partial X}\right|_{X=X_k}=0 \\ \mu_kg_k(X)\leqslant 0,\lambda\neq 0,\mu_k=0 \end{cases} \tag{7}$$

式中：T 为优化目标函数；X 为关于 D_0、D_1 的最优解集合；λ 为拉格朗日乘子；$\mu=\{\mu_1,\mu_2,\cdots,\mu_m\}$，其中 m 为不等式约束数量；Q' 和 p 分别为标幺化回流功率和标幺化传输功率；$p(X)$ 为标幺化功率模型组成的等式约束集合；p*为期望传输功率标幺值；μ_k 为与 $g_k(X)$对应的拉格朗日乘子；$g_k(X)$ 为由移相角关系形成的不等式约束集合。

当 DAB 变换器工作在模式 A 时，可得回流功率最优的移相角表达式为

$$\begin{cases} D_0=(k-2)\sqrt{\dfrac{p}{2(k-1)}+1}\Big/2 \\ D_1=1-\sqrt{\dfrac{p}{2(k-1)}} \end{cases} \tag{8}$$

模式 A 的回流功率最小值与标幺化传输功率 p 的范围分别为

$$Q_{Amin}=0 \tag{9}$$

$$0<p\leqslant\frac{2k-2}{k^2} \tag{10}$$

同理，当 DAB 变换器工作在模式 B 时，根据式(5)~式(7)可得

$$\begin{cases} D_0=\left(1+k\sqrt{\dfrac{1-p}{k^2+2k+2}}\right)\Big/2 \\ D_1=(k+1)\sqrt{\dfrac{1-p}{k^2+2k+2}} \end{cases} \tag{11}$$

模式 B 的回流功率最小值与标幺化传输功率 p 的范围分别为

$$Q_{Bmin}=\frac{1}{2(k+1)}\left[(k^2+2k+2)\sqrt{\frac{1-p}{k^2+2k+2}}-k\right]^2 \tag{12}$$

$$\frac{2k-2}{k^2}<p\leqslant 1 \tag{13}$$

2.2 回流功率优化方案对比

在传统 SPS、传统 EPS[10]及本文 MOP-EPS 控制方案下，DAB 变换器在全功率范围内的回流功率最优解见表 1。

表 1　各控制方案下的回流功率最优解

Tab. 1 Optimal solution of backflow power under each control scheme

控制方案	传输功率 p、电压比 k	回流功率 $Q'_{\min}$
SPS	$0\leqslant p\leqslant 1$	$\dfrac{(k-\sqrt{1-p})^2}{2(k+1)}$
EPS	$0\leqslant p\leqslant 0.5$	$\dfrac{(k-2-k\sqrt{1-2p})^2}{8(k+1)}$
	$0.5<p\leqslant 1$	$\dfrac{[(\sqrt{2}-1)k-2+(k+2)(1-\sqrt{1-p})]^2}{4(k+1)}$
MOP-EPS	$0\leqslant p\leqslant \dfrac{2k-2}{k^2}$	0
	$\dfrac{2k-2}{k^2}<p\leqslant 1$	$\dfrac{\left[\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}-k\right]^2}{2(k+1)}$

2.3 虚拟电压补偿方法

在传统优化控制方案的比例积分 PI(proportional-integral)算法控制过程中，D_1 会与传输功率产生耦合现象，进而影响系统的动态响应速度。通过定义虚拟电压量 U_v 来补偿实际功率损耗所造成的偏差，当负载扰动时，可立刻调整传输功率，并根据回流功率最优模型给定当前工况下 D_0、D_1 的最优值。

虚拟电压量 U_v 和输出电流期望值 i_{oref} 的关系可表示为

$$P=(U_{oref}+U_v)i_{oref} \tag{14}$$

$$i_{oref}=\frac{U_{oref}i_o}{U_o} \tag{15}$$

式中：U_{oref}为输出电压期望值；i_o为输出电流；U_v为 PI 控制器的输出值。

将式(15)代入式(14)可得

$$P=\frac{(U_{oref}+U_v)U_{oref}i_o}{U_o} \tag{16}$$

对式(16)进行标幺化，由于 f_s、L_k 及 n 等常量产生的误差可由 U_v 补偿，因此式(16)可简化为

$$p=\frac{(U_{oref}+U_v)U_{oref}i_o}{U_iU_o^2} \tag{17}$$

图 3 为 EPS 控制下回流功率优化和动态性能优化方案的闭环控制框图。首先通过 PI 控制器作差得到虚拟电压量 U_v；然后根据式(17)得到传输功率标幺值 p，由 p、k 计算当前工况下的功率区间；最后根据最优移相模型计算出当前的最优移相角，驱动开关管动作，以达到减小回流功率的同时，优化动态性能的效果。

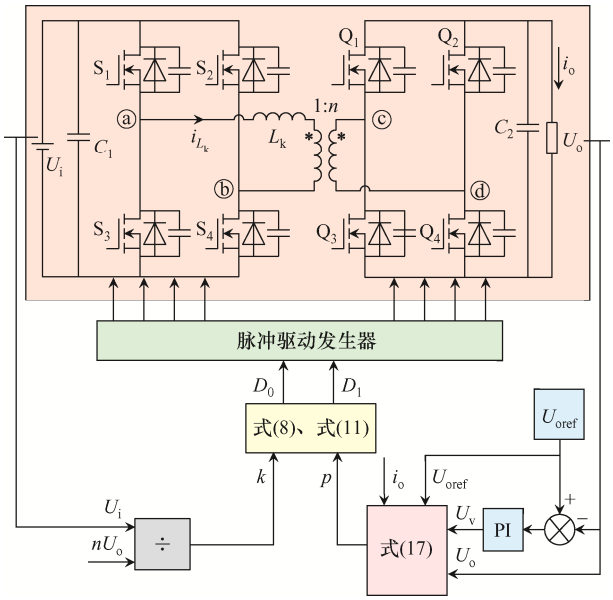


图 3　EPS 控制下结合回流功率优化与虚拟电压补偿的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of combined backflow power optimization and virtual voltage compensation under EPS control

3　实验验证

以 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320F28069 为主控搭建 DAB 实验样机，对本文提出的 MOP-EPS 控制方案与传统 SPS、EPS 控制方案进行对比实验。DAB 电路的主要参数见表 2。

3.1 回流功率实验

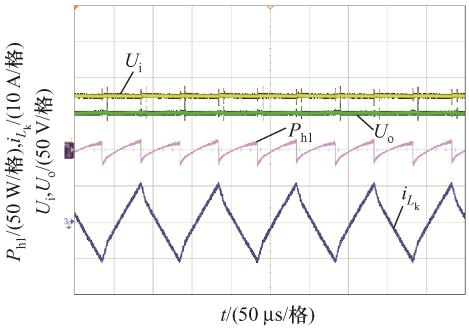
图 4 给出了输入电压为 75 V、输出电压为 50 V 时，在各种负载状态下，传统 SPS、EPS 控制方案及本文 MOP-EPS 控制方案的一次侧瞬时功率 P_{h1} 及电流电压实验波形。其中，电压比 k=3，传统 SPS

表 2 主要电路参数

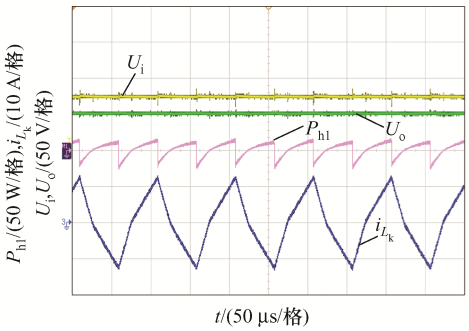
Tab. 2 Main circuit parameters

参数	数值
输入电压 U_i/V	75
输出电压 U_o/V	50
开关频率 f_s/kHz	10
额定功率 P_N/W	256
变压器匝比	1:2
辅助电感 L_k/μH	125
支撑电容 C_1/μF	1 100
支撑电容 C_2/μF	470

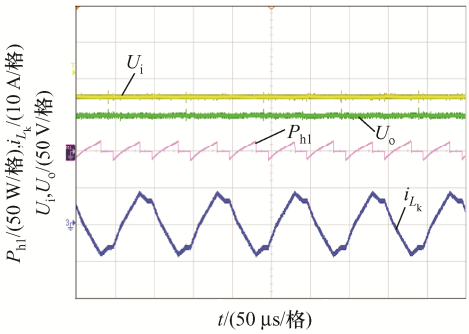
控制方案的回流功率较大，并且随着额定功率的增加而增加，如图 4(a)和(b)所示；传统 EPS 控制方案则由于移相方法的改进，一定程度上减小了回流功率，如图 4(c)和(d)所示；本文的 MOP-EPS 控制方案基于扩展移相，通过分析变换器的所有工作模态进行寻优，在低功率段将回流功率值降为 0，在高功率段进一步减小回流功率，使区间内的回流功率最小，同时降低电流应力幅值，如图 4(e)和(f)所示。



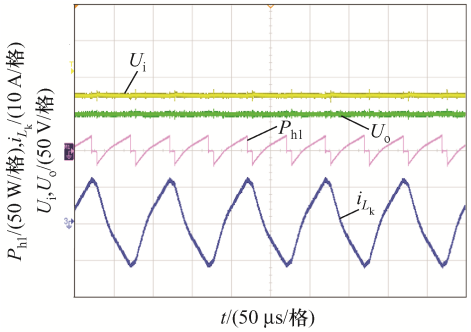
(a) SPS控制方案80 W



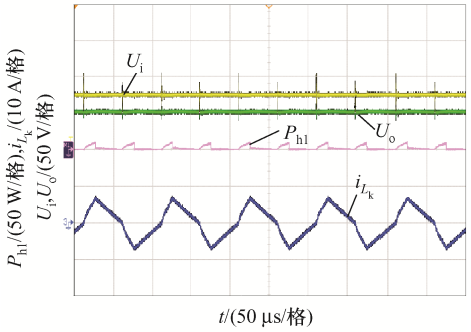
(b) SPS控制方案160 W



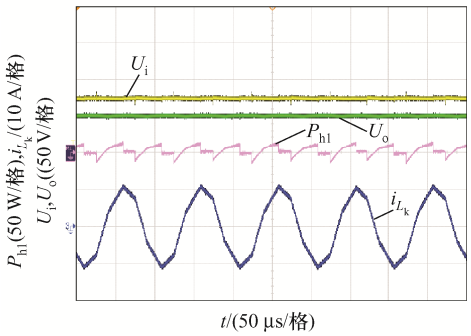
(c) EPS控制方案80 W



(d) EPS控制方案160 W



(e) MOP-EPS控制方案80 W



(f) MOP-EPS控制方案160 W

图 4 一次侧瞬时功率及电流电压实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms of primary-side instantaneous power, current and voltage

3.2 动态性能实验

图 5 为 DAB 变换器在 3 种控制方案下的动态性能实验波形。由图 5(a)可见，在 SPS 控制方案的动态过程中，输出电压的调节时间约为 32 ms，跌落电压约为 15 V；由图 5(b)可见，在 EPS 控制方

案的动态过程中，调节时间约为 22 ms，跌落电压约为 12 V；由图 5(c)可见，本文所提 MOP-EPS 控制方案的动态过程中，调节时间约为 10 ms，跌落电压约为 6 V。

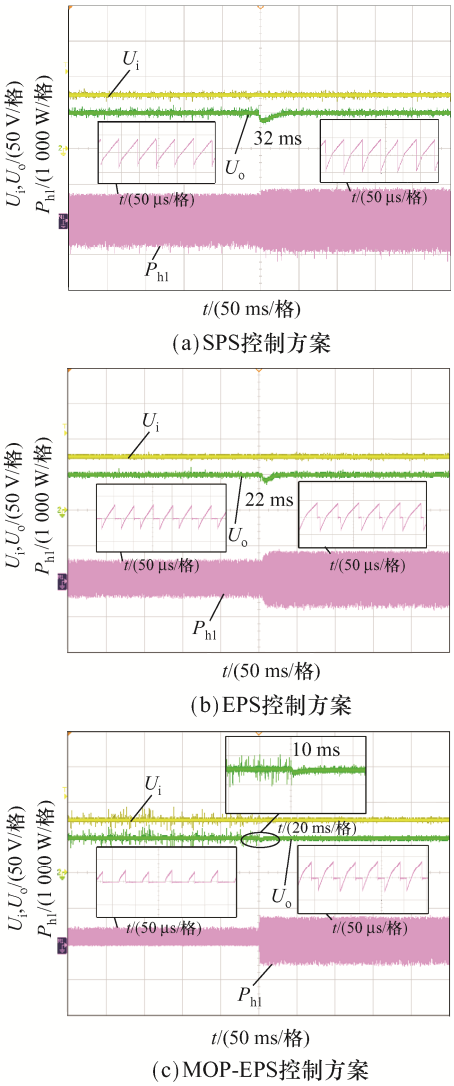


图 5　80 W 切换至 160 W 时动态性能实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms of dynamic performance when 80 W is switched to 160 W

当 DAB 变换器输出功率为 80 W、输入电压从 75 V 切换至 100 V 时，各控制方案的电压、电流波形如图 6 所示。在 SPS 控制方案下，输入电压切换时的调节时间约为 18 ms，电压超调量约为 10 V；在 EPS 控制方案下，输入电压切换时的调节时间约为 15 ms，输出电压基本保持稳定；在 MOP-EPS 控制方案下，输入电压切换时的调节时间缩短至约 7 ms，电压超调量约为 8 V。

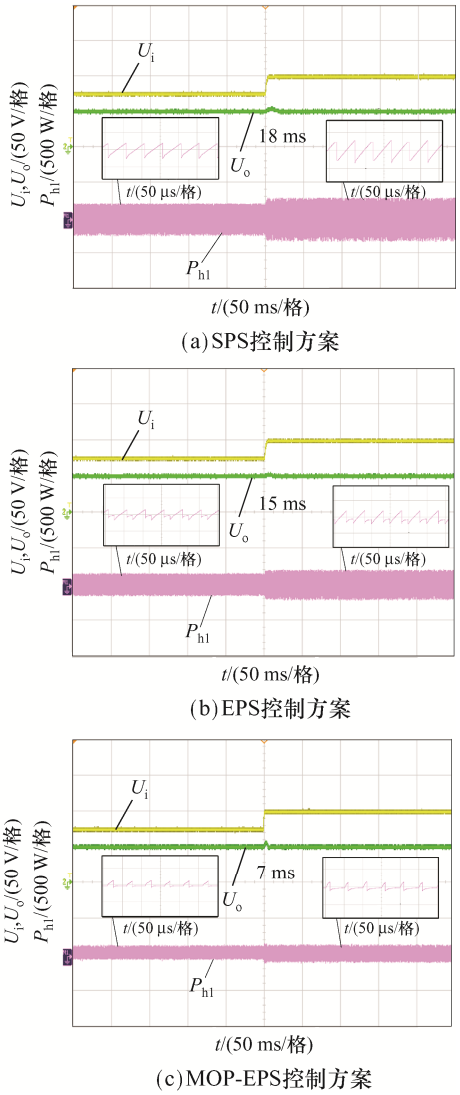


图 6　输出功率为 80 W 输入电压 75 V 切 100 V 时动态性能实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of dynamic performance when output power is 80 W and input voltage is switched from 75 V to 100 V

综上所述，本文所提出的 MOP-EPS 控制方案能够显著提高 DAB 变换器的动态性能。

4　结论

本文基于 EPS 控制提出 1 种同时优化回流功率及动态性能的控制方案。首先通过 KKT 条件建立回流功率最优模型，并求解得到扩展移相下回流功率最优的移相组合；然后结合虚拟电压补偿方案，同时优化变换器的动态性能；最后与传统 SPS 控制方案进

行实验对比。通过理论分析和实验得出如下结论。

(1)本文提出的优化控制方案，相较于传统SPS、EPS 控制方案，能够在全功率范围内进一步优化回流功率。

(2)当负载发生变化时，本文的 MOP-EPS 控制方案能够在全功率范围内减小回流功率的同时，提高变换器的动态响应速度，提升系统的稳定性。

参考文献：

[1] 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)

[2] 杨向真, 陈曦, 杜燕, 等. 基于动态矩阵控制的双有源桥 DC-DC 变换器电流应力优化策略[J]. 电源学报, 2020, 18(6): 105-114.
Yang Xiangzhen, Chen Xi, Du Yan, et al. Optimal current stress control strategy for dual active bridge DC-DC converter based on dynamic matrix control [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(6): 105-114. (in Chinese)

[3] 贺伟, 刘晓芳. 双有源桥变换器的最小电流应力变频控制[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 92-99.
He Wei, Liu Xiaofang. Minimum current stress control with varying switching frequency for dual-active-bridge converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 92-99. (in Chinese)

[4] 侯聂, 宋文胜, 王顺亮. 全桥隔离 DC/DC 变换器相移控制归一化及其最小回流功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(2): 499-506.
Hou Nie, Song Wensheng, Wang Shunliang. Normalization of phase shift control and minimum reflux power control of full-bridge isolated DC/DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(2): 499-506. (in Chinese)

[5] 周兵凯, 杨晓峰, 张智, 等. 能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 3030-3040.
Zhou Bingkai, Yang Xiaofeng, Zhang Zhi, et al. Multi-objective optimization control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter in electric energy router application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 3030-3040. (in Chinese)

[6] 侯旭, 曾正, 冉立, 等. 基于扩展移相控制的双向有源桥变换器回流功率优化[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 7004-7014, 7134.
Hou Xu, Zeng Zheng, Ran Li, et al. Backflow power optimization of dual active bridge converter based on extended-phase-shift control [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 7004-7014, 7134. (in Chinese)

[7] 王鹏, 李彦鹏, 樊生文, 等. DAB 变换器移相优化控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(7): 117-119.
Wang Peng, Li Yanpeng, Fan Shengwen, et al. Research on optimal control strategy of phase shift for DAB converter [J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 117-119. (in Chinese)

[8] Shi Haochen, Wen Huiqing, Hu Yihua, et al. Reactive power minimization in bidirectional DC-DC converters using a unified-phasor-based particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10990-11006.

[9] 曾进辉, 饶尧, 兰征, 等. 三重移相控制的 DAB 变换器多目标统一优化控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 74-85.
Zeng Jinhui, Rao Yao, Lan Zheng, et al. Multi-objective unified optimal control strategy for DAB converter with triple-phase-shift control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 74-85. (in Chinese)

[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.



崔凤新

作者简介：

崔凤新(1978—)，女，通信作者，硕士，副教授。研究方向：智能控制算法与故障诊断，嵌入式系统开发与应用。E-mail：164162795@qq.com。

石安邦(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子控制技术。E-mail：17720493693@163.com。

俞珊(1984—)，女，硕士，副教授。研究方向：电力电子高频磁技术。E-mail：shanfzu@sina.cn。

(责任编辑：耿越)