

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.5.74

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 三重移相控制的 DAB 变换器多目标统一优化控制策略

曾进辉, 饶 尧(中国电源学会会员), 兰 征(中国电源学会会员), 何 东(中国电源学会会员)  
(湖南工业大学电气与信息工程学院, 株洲 412007)

**摘要:** 针对双有源桥变换器存在电流应力大、全部开关管软开关实现困难以及动态响应慢的问题, 提出 1 种基于三重移相控制的多目标统一优化控制策略。分析三重移相控制正向功率流的全局模式, 选出其中 3 种高效率模式并建立电流应力和软开关解析模型。结合模型, 采用成本函数优化方程推导不同模式下的最优移相比组合和最小电流应力, 使开关管运行在零电压开关功率约束范围内。同时在效率优化过程中引入虚拟功率分量, 构建小信号模型并阐明不同状态变量的小扰动对输出电压的影响较小。实验结果表明, 所提控制策略可以在全功率范围内降低双有源桥变换器的电流应力且使所有开关管实现零电压开通, 同时还能够提高输出电压的动态性能。

**关键词:** 双有源桥变换器; 三重移相控制; 电流应力; 软开关; 虚拟直接功率控制

## Multi-objective Unified Optimal Control Strategy for DAB Converter with Triple-phase-shift Control

ZENG Jinhui, RAO Yao, *Member, CPSS*, LAN Zheng, *Member, CPSS*, HE Dong, *Member, CPSS*  
(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

**Abstract:** To solve the problems of large current stress, difficult soft switching of all switches and slow dynamic response of dual active bridge(DAB) converters, a multi-objective unified optimal control strategy based on triple-phase-shift(TPS) control is proposed. The forward power flow global mode of TPS control is analyzed, and three high-efficiency modes are selected to establish the analytical models of current stress and soft switching. Combined with these models, the optimal phase-shift ratio combination and minimum current stress in different modes are derived using the cost function optimization equation, which makes the switches operate within the zero-voltage-switching power constraint range. At the same time, the virtual power component is introduced in the process of efficiency optimization. A small-signal model is constructed, and the influence of small disturbance of different state variables on output voltage is clarified. Experimental results show that the proposed control strategy can not only reduce the current stress of the DAB converter and make all switches realize zero-voltage-switching, but also improve the dynamic performance of output voltage in the full power range.

**Keywords:** Dual active bridge(DAB) converter; triple-phase-shift(TPS) control; current stress; soft switching; virtual direct power control

近年来,随着直流变换技术的快速发展,双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器凭借其宽电压

范围调节、双象限运行以及易于实现软开关等优点,被广泛应用于柔性直流配电网、电力电子变压器以及电动汽车等领域<sup>[1-3]</sup>。然而,DAB 变换器在电压变比不匹配时效率较低,并且系统运行状态突变对输出电压动态响应影响较大。目前,针对 DAB 变换器的研究主要集中在效率或动态响应等单一性能优化上,兼顾高效率 and 快速动态响应的研究相对较少<sup>[4-8]</sup>。

收稿日期:2021-09-08; 修回日期:2021-10-18; 录用日期:2021-10-31; 网络首发日期:2023-04-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51807058);湖南省自然科学基金资助项目(2020JJ6082)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51807058; Natural Science Foundation of Hunan Province under the grant 2020JJ6082

为了提高 DAB 变换器的效率和动态响应,部分文献提出多目标优化的控制策略。在双重移相 DPS(dual-phase-shift)控制的基础上,文献[5]通过在变换器输出电压的离散模型中引入前馈控制,并结合电流应力优化,旨在同时提高变换器的效率和动态性能;文献[6]提出 1 种基于扩展移相 EPS(extended-phase-shift)控制的输出电压模型预测控制与梯度下降算法,实现了变换器回流功率以及动态特性的优化;文献[7]基于 EPS 控制对电流应力进行优化,通过引入虚拟电压分量对传输功率进行在线估算以提高变换器的响应速度;类似地,文献[8]基于三重移相 TPS(triple-phase-shift)控制实现了 DAB 变换器的电流应力最小,并通过 1 种等效功率平衡模型提高了输出功率的动态性能。但是,上述文献仅针对 DAB 变换器的单个效率目标进行优化,并不能实现效率最优。实际上 DAB 变换器的效率与电感电流、回流功率以及软开关等多方面因素有关,综合考虑多个效率目标,才能最大程度上提升 DAB 变换器的性能<sup>[9]</sup>。

一些研究考虑了电流应力特性和软开关特性两者对于 DAB 变换器稳态效率的影响。与电流应力特性相关的导通损耗以及与软开关特性相关的开关损耗占据了 DAB 变换器总损耗的绝大部分<sup>[10]</sup>,因此对电流应力和软开关进行优化,更有利于 DAB 变换器效率的提升。文献[11]在 DPS 控制的基础上分析电流应力极值,但与所有开关管实现零电压开关 ZVS(zero-voltage-switching)矛盾,即放弃 ZVS 能够获得更小的电流应力,变换器的总体损耗更低;文献[12-13]借助卡罗需-库恩-塔克 KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件分别对 EPS 控制和 TPS 控制下 DAB 变换器的电流应力进行优化,并实现所有开关管 ZVS,从而提高变换器的效率。但是,上述研究都存在一定的不足:在调制策略上,DPS 控制下电流应力与软开关无法同时实现优化,并且 DPS 和 EPS 控制都是 TPS 控制的特例,对变换器进行效率优化仅能得到局部最优解,很难在全功率范围内实现效率最优<sup>[14]</sup>;在求解方法上,KKT 条件是拉格朗日乘数法 LMM(Lagrange multiplier method)

的拓展形式,但 LMM 这类方法求解最小电流应力还不够完善<sup>[15]</sup>。

在 DAB 变换器动态性能的优化方面,多目标优化控制策略的提升效果也良莠不齐,给实际中控制方法的选择带来了一定的困难。现有研究中,文献[16-18]分别对不同动态性能优化控制策略进行了对比,结果表明虚拟直接功率控制 VDPC(virtual direct power control)下 DAB 变换器的动态性能最优;文献[19]提出 VDPC 策略,实现了 DAB 变换器输出电压在输入电压、负载和输出电压突变等情况下无明显超调和快速动态响应,补偿了因功率损耗和电压下降引起功率偏差,并且控制策略具有良好的兼容性和可移植性。但是,该动态性能优化控制策略建立在单移相 SPS(single-phase-shift)控制的基础上,无法对 DAB 变换器的效率进行优化。文献[7]将 VDPC 策略与 EPS 控制结合,但忽略了动态性能的分析,同时 EPS 控制也无法实现 DAB 变换器全局效率最优。

鉴于此,为了优化 DAB 变换器的电流应力和软开关特性,同时改善输出电压的动态响应,本文提出 1 种多目标统一优化控制 MUOC(multi-objective unified optimal control)策略。首先,分析 TPS 控制正向功率流的全局模式,确定 3 种高效率模式并建立其解析模型;然后,基于成本函数优化方程对不同模式下的电流应力进行优化,使所有开关管实现 ZVS;同时,构造虚拟功率分量,优化变换器的动态性能,并利用小信号模型揭示不同扰动下输出电压的稳定性;最后,搭建 DAB 变换器的实验平台,通过对比实验验证所提控制策略的有效性。

## 1 TPS 控制的解析模型

### 1.1 高效率模式选择

DAB 变换器的拓扑结构如图 1 所示,其中:T 为匝数比为  $n$  的变压器; $C_1$  和  $C_2$  分别为全桥  $H_1$  和  $H_2$  侧的电容; $L$  为变压器漏感和辅助电感之和; $v_{H_1}$  和  $v_{H_2}$  分别为  $H_1$  和  $H_2$  的等效交流输出电压。本文将 DAB 变换器的电压变比定义为  $k=V_1/(nV_2)$ ,其中  $V_1$

为输入电压,  $V_2$  为输出电压, 并以  $k \geq 1$  为例进行分析。根据基尔霍夫电压定律有  $v_L = v_{H_1} - v_{H_2}$ , 不同的电感电压  $v_L$  进一步形成不同的电感电流  $i_L$ 。因此, 可以基于不同的  $v_L$  来区分 TPS 控制的工作模式<sup>[20]</sup>。

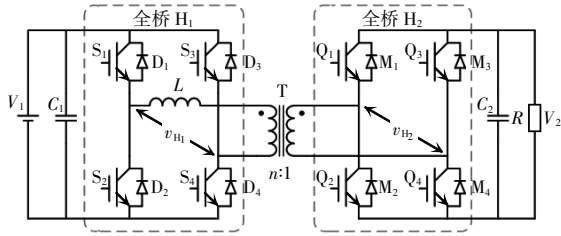


图 1 DAB 变换器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of DAB converter

设  $D_1$  和  $D_3$  分别为全桥  $H_1$  和  $H_2$  中的内移相比;  $D_2$  为全桥  $H_1$  和  $H_2$  之间的外移相比。  $D_1 \sim D_3$  关系着  $v_{H_1}$  和  $v_{H_2}$  上升沿和下降沿的顺序,  $v_{H_1}$  的波形仅由移相比  $D_1$  决定, 而  $v_{H_2}$  的波形由移相比  $D_2$  和  $D_3$  共同决定。考虑正向功率流, 即功率从  $v_{H_1}$  传输至  $v_{H_2}$ ,  $D_1 \in [0, 1] \wedge D_2 \in [0, 1] \wedge D_3 \in [0, 2]$ 。根据移相比之间的大小关系, 可以将 TPS 控制分为 6 种模式, 不同模式下的全桥交流输出电压波形如图 2 所示, 移相比  $D_1 \sim D_3$  的取值范围如表 1 所示。

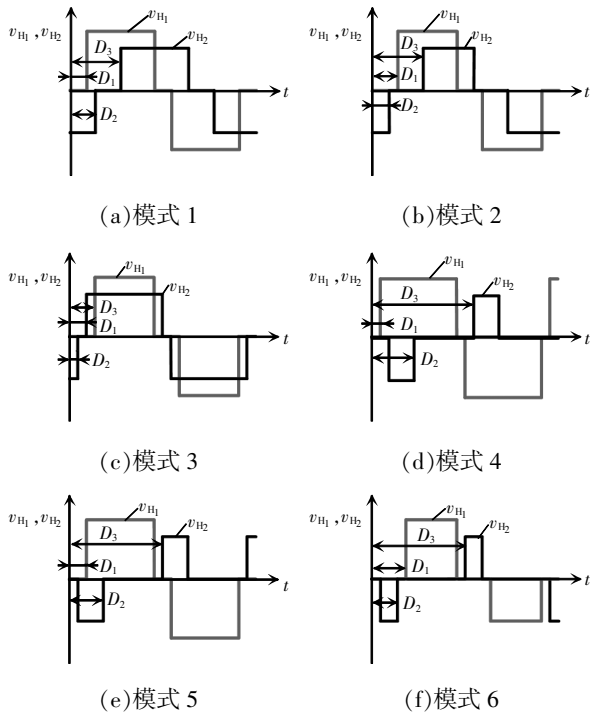


图 2 TPS 控制的工作模式

Fig. 2 Working modes of TPS control

表 1 TPS 控制移相比范围

Tab. 1 Range of phase-shift ratio under TPS control

模式	移相比范围
模式 1	$0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1, D_1 \leq D_3 \leq 1$
模式 2	$0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1, D_1 \leq D_3 \leq 1$
模式 3	$0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1, 0 \leq D_3 \leq D_1$
模式 4	$0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1, 1 + D_1 \leq D_3 \leq 2$
模式 5	$0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1, 1 \leq D_3 \leq 1 + D_1$
模式 6	$0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1, 1 \leq D_3 \leq 1 + D_1$

由于模式 4~模式 6 满足  $1 \leq D_3$ , 在开关管  $Q_1$  和  $Q_4$  导通之前(即  $v_{H_1}$  的上升沿), 开关管  $S_1$  已经关闭(即  $v_{H_1}$  的下降沿), 不存在满足  $v_{H_1}$  和  $v_{H_2}$  的极性相同的时间段, 即功率将不能直接从  $H_1$  转移到  $H_2$ , 导致模式 4~模式 6 的回流功率非常大,  $i_L$  显著增加。因此, 在以效率为目标进行优化时, 不再考虑模式 4~模式 6。下面对模式 1~模式 3 中电流应力优化进行详细分析。

## 1.2 传输功率和电流应力特性

文中采用分段分析方法来推导 TPS 控制 3 种高效率模式下的传输功率以及电流应力的解析模型。图 3 给出了模式 1~模式 3 具体的开关时刻, 以及各个时间段对应的全桥交流输出电压和电感电流波形, 其中  $T_{hs}$  为半个开关周期,  $T_{hs} = f_s/2$ 。

假设变换器处于稳定状态, 由于电感电流具有奇对称性, 半个周期内电感电流满足  $i_L(t_0) = -i_L(t_4)$ 。当变换器运行于模式 1 时, 令  $t_0$  为零时刻, 则各个时刻可以表示为  $t_1 = D_1 T_{hs}, t_2 = D_2 T_{hs}, t_3 = D_3 T_{hs}, t_4 = T_{hs}$ 。模式 1 下各时刻对应的电感电流为

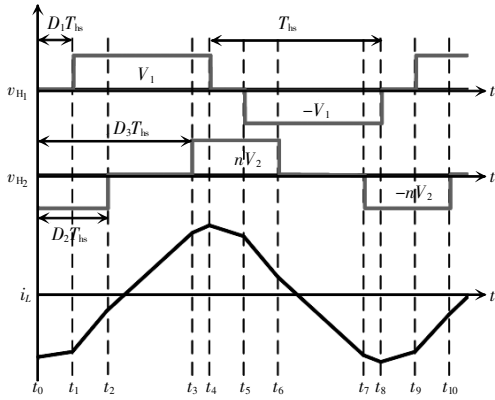
$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - D_2 - D_3 + 1] \\ i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) + 2D_1 - D_2 - D_3 + 1] \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(2D_2 - D_1 - 1) + D_2 - D_3 + 1] \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(2D_3 - D_1 - 1) + D_2 - D_3 + 1] \\ i_L(t_4) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(1 - D_1) + D_2 + D_3 - 1] \end{cases} \quad (1)$$

同理可得模式 2 和模式 3 各个时刻的电感电流解析式, 这里不再赘述。DAB 变换器传输功率和电感电流应力的表达式为

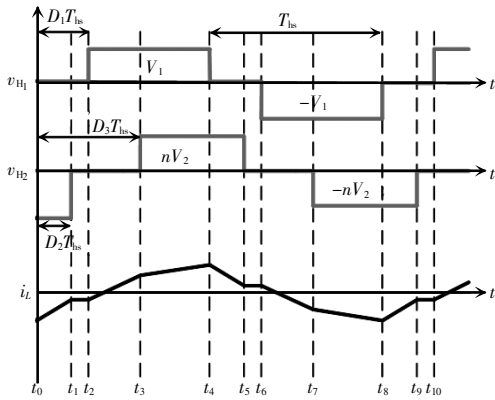
$$\begin{cases} P = \frac{1}{T_{bs}} \int_0^{T_{bs}} v_{H} i_L(t) dt \\ G = \max\{|i_L(t_0)|, |i_L(t_1)|, \dots, |i_L(t_4)|\} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} p = \frac{P}{P_{base}} = \frac{8f_s L P}{n V_1 V_2} \\ G = \frac{i_{max}}{I_{base}} = \frac{8f_s L i_{max}}{n V_2} \end{cases} \quad (3)$$

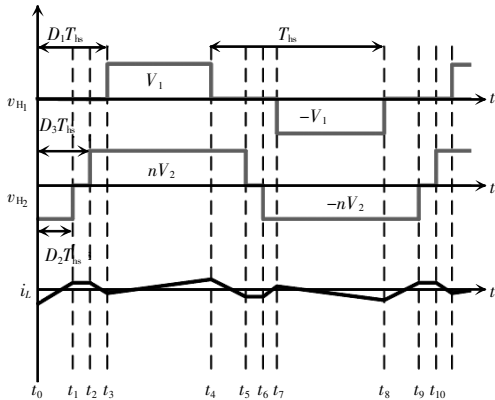
式中:  $p$  和  $G$  分别为统一化的传输功率和电流应力;  $P_{base}$  和  $I_{base}$  分别为基准功率和基准电流;  $i_{max}$  为电感电流峰值。结合式(1)~式(3)以及图 3, 可得 TPS 控制 3 种模式下传输功率和电流应力的解析模型为



(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3

图 3 TPS 控制下 DAB 变换器的工作波形

Fig. 3 Working waveforms of DAB converter under TPS control

为了分析简便, 将传输功率和电流应力进行统一化处理。统一化的传输功率和电流应力为

$$p = \begin{cases} 2(-D_1^2 - D_2^2 - D_3^2 + D_1 D_2 + D_1 D_3 - D_1 + D_2 + D_3) & \text{模式 1} \\ 2(-D_3^2 - D_1 D_2 + D_1 D_3 - D_1 + D_2 + D_3) & \text{模式 2} \\ 2(D_1^2 - D_1 D_2 - D_1 D_3 - D_1 + D_2 + D_3) & \text{模式 3} \end{cases} \quad (4)$$

$$G = \begin{cases} 2[k(1-D_1) + D_2 + D_3 + 1] & \text{模式 1, 2} \\ \max \begin{cases} 2[(1-k)D_1 + kD_3] \\ 2[(1-k)D_1 + 2D_2 + (k-2)D_3] \\ 2[(k-1)D_1 + 2D_2 - kD_3] \end{cases} & \text{模式 3} \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)可得模式 1 的传输功率范围  $p_1=[0, 1]$ , 模式 2 的传输功率范围  $p_2=[0, 2/3]$ , 模式 3 的传输功率范围  $p_3=[-1/2, 1/2]$ 。其中模式 1 的传输功率范围最大, 覆盖了整个工作区域, 模式 3 可以实现功率的双向传输。从式(5)可以看出, 模式 1 和模式 2 的电流应力相同, 由于模式 3 的电感电流并不是单调变化, 电流应力可能出现在其中某个特定的开关时刻, 并且大小由  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  和  $k$  共同决定。

### 1.3 软开关特性

一般而言, DAB 变换器的变压器匝比是固定不变的, 当输入或输出电压改变, 即电压变比不匹配时, 不能保证每个开关管实现 ZVS。由于 DAB 变换器每个开关管都反并联有二极管, 通过反并联的二极管钳位开关管的电压为 0 的方式实现开关管的 ZVS。因此, DAB 变换器的 ZVS 范围可以由不同时刻的电感电流极性导出<sup>[21]</sup>, 如表 2 所示。

由上述分析可得 3 种模式的软开关范围为

$$\begin{cases} (k+2)D_1-D_2-D_3-k+1 \leq 0 \\ kD_1-(2k+1)D_2+D_3+k-1 \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} kD_1+D_2-D_3-k+1 \leq 0 \\ kD_1+D_2-D_3-k+1 \geq 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} kD_1-D_2-D_3-k+1 \leq 0 \\ kD_1+D_2-D_3-k+1 \geq 0 \\ (k-2)D_1+D_2+D_3-k+1 \leq 0 \end{cases} \quad (8)$$

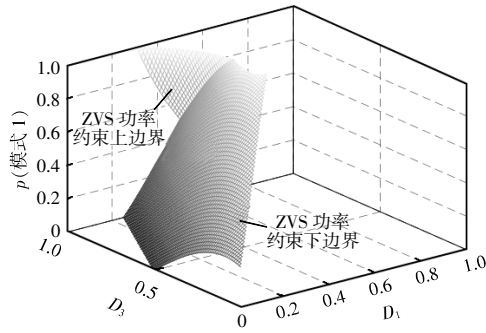
当  $D_2=0.5$  时,根据式(4)、式(6)~式(8),并结合各个模式的移相比关系,可得各个模式下的 ZVS 功率约束边界如图 4 所示。

在 ZVS 功率约束范围内,DAB 变换器所有开关管均可实现 ZVS。

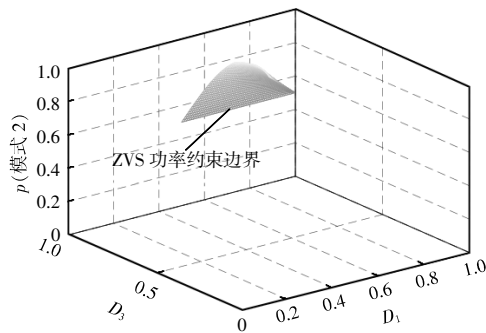
表 2 TPS 控制下 ZVS 范围

Tab. 2 Range of ZVS under TPS control

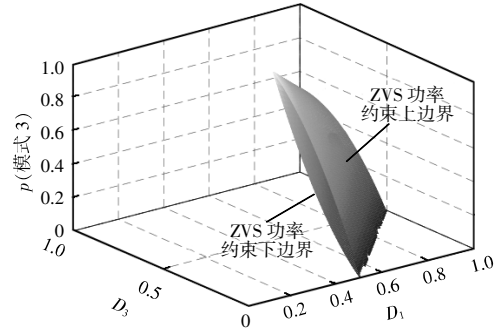
模式	ZVS 范围	
模式 1	$S_1/S_2:i_L(t_0) \leq 0$	$Q_1/Q_2:i_L(t_2) \geq 0$
	$S_3/S_4:i_L(t_1) \leq 0$	$Q_3/Q_4:i_L(t_3) \geq 0$
模式 2	$S_1/S_2:i_L(t_0) \leq 0$	$Q_1/Q_2:i_L(t_1) \geq 0$
	$S_3/S_4:i_L(t_2) \leq 0$	$Q_3/Q_4:i_L(t_3) \geq 0$
模式 3	$S_1/S_2:i_L(t_0) \leq 0$	$Q_1/Q_2:i_L(t_1) \geq 0$
	$S_3/S_4:i_L(t_3) \leq 0$	$Q_3/Q_4:i_L(t_2) \geq 0$



(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3

图 4 不同模式下 ZVS 功率约束边界

Fig. 4 ZVS power constraint boundary in different modes

## 2 MUOC 策略及其性能分析

### 2.1 MUOC 策略

MUOC 策略优化 DAB 变换器分为 2 个部分:稳态部分以电流应力和软开关为优化目标,最小化电流应力并使所有开关实现 ZVS;动态部分构造虚拟功率分量,通过功率控制提高 DAB 变换器的动态性能。

对 DAB 变换器的电流应力和软开关同时优化时,需要在软开关运行范围实现电流应力最小。求解最小电流应力,一般都使用 LMM<sup>[7,11-13]</sup>,但是构造 LMM 的数学模型存在 2 个问题:①由于同时受到传输功率以及移相比关系的约束,其可行域可能不是凸集;②不同工作模式下功率传输范围有重叠的部分,对于特定的功率传输点,可能会有不同的优化移相比组合与其对应。因此,很难用 LMM 求出电流应力最优解<sup>[15]</sup>。

为了克服 LMM 分析上的局限性,在特定传输功率下,采用考虑软开关的成本函数来解决 TPS 控制的电流应力和软开关优化问题。成本函数  $\lambda$  表示基于控制变量中的扰动引起的成本与增益之间的变化量,定义为

$$\begin{cases} \lambda(i,j) = \frac{\partial G_j}{\partial D_i} \frac{\partial D_i}{\partial P_j} \\ \text{s.t. } D_{i,\min} \leq D_{i,\text{opt}} \leq D_{i,\max} \end{cases} \quad (9)$$

式中; $i$  为控制变量, $i=1,2,3$ ;  $D_i$  为移相比;  $D_{i,\text{opt}}$  为

优化后的移相比;  $D_{i,\min}$  和  $D_{i,\max}$  分别为满足 ZVS 约束范围的最小移相比和最大移相比;  $j$  为工作模式,  $j=1,2,3$ ;  $G_j$  和  $P_j$  分别为模式  $j$  下的电流应力以及传输功率。

若 3 个成本函数不相等, 则调节其中一个成本函数必然能使得电流应力进一步降低。因此, 为了实现电流应力优化控制, 必须让 3 个成本函数相等, 即

$$\lambda(1,j) = \lambda(2,j) = \lambda(3,j) \quad (10)$$

将式(10)定义为成本函数优化 CFO(cost function optimization)方程, 包含 2 个成本函数的等式约束。结合特定的传输功率约束条件, 则可以解出该功率等级下唯一的电流应力最优移相比组合。

根据式(10)可以列写出在模式 1 下的 CFO 方程, 即

$$\begin{cases} \frac{-k}{-2D_1+D_2+D_3-1} = \frac{1}{-2D_2+D_1+1} \\ \frac{-k}{-2D_1+D_2+D_3-1} = \frac{1}{-2D_3+D_1+1} \end{cases} \quad (11)$$

求解式(11)可得

$$\begin{cases} D_{2,\text{opt}} = \frac{k-2}{2k-2} D_{1,\text{opt}} + \frac{1}{2} \\ D_{3,\text{opt}} = D_{2,\text{opt}} \end{cases} \quad (12)$$

其中, 模式 1 下 DAB 变换器的所有开关管实现 ZVS 时,  $D_{1,\text{opt}}$  满足

$$0 \leq D_{1,\text{opt}} \leq \frac{k-1}{k} \quad (13)$$

同理, 可以列写出模式 2 下的 CFO 方程为

$$\begin{cases} \frac{-k}{-D_2+D_3-1} = \frac{1}{-D_1+1} \\ \frac{-k}{-D_2+D_3-1} = \frac{1}{-2D_3+D_1+1} \end{cases} \quad (14)$$

进一步, 求解式(14)可得

$$\begin{cases} D_{2,\text{opt}} = (k-1)(1-D_{1,\text{opt}}) \\ D_{3,\text{opt}} = D_{1,\text{opt}} \end{cases} \quad (15)$$

其中, 模式 2 下 DAB 变换器的所有开关管实现 ZVS 时,  $D_{1,\text{opt}}$  满足

$$0 \leq D_{1,\text{opt}} < 1 \quad (16)$$

对于模式 3, 由于电流应力在解析模型上的不确定性, 很难直接求出该模式下的电流应力优化移

相比组合。但是, 在确定了传输功率、电压变比以及移相比组合后, 可以相应确定电流应力的。此外, 由式(15)可知, 模式 2 求解的移相比组合处于模式 2 和模式 3 的定义域的边界处, 因此模式 3 的最优解与模式 2 相同。

此外, 由于非功率控制方式下移相比由 PI 控制直接输出, 其动态性能无法满足实际工程的需求。为了提高输出动态性能, 本文基于虚拟直接功率控制的思想优化 DAB 变换器的动态性能。构造虚拟功率分量  $p^*$ [19]为

$$p^* = \frac{V_1^* V_2^* i_2}{V_2} \quad (17)$$

式中:  $V_1^*$  为虚拟电压分量, 是 PI 控制器的输出值;  $V_2^*$  为期望输出电压;  $V_2$  和  $i_2$  分别为实际采样的输出电压和输出电流。通过构造虚拟功率分量, 可以补偿由开关管压降、功率损耗以及变换器内部参数等原因造成的功率偏差。计算过程不涉及电感  $L$ 、开关频率  $f_s$  和变压器匝比  $n$  等系统内部参数, 降低系统的参数敏感度, 增加控制策略的兼容性和可移植性。

结合式(4)、式(12)以及式(17), 推导移相比极值组合  $D_{1,\text{opt}}$ 、 $D_{2,\text{opt}}$  和  $D_{3,\text{opt}}$  关于  $k$  和  $p^*$  的关系式为

$$\begin{cases} D_{1,\text{opt}} = (k-1) \sqrt{\frac{1-p^*}{k^2-2k+2}} \\ D_{2,\text{opt}} = \frac{k-2}{2} \sqrt{\frac{1-p^*}{k^2-2k+2}} + \frac{1}{2} \\ D_{3,\text{opt}} = \frac{k-2}{2} \sqrt{\frac{1-p^*}{k^2-2k+2}} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (18)$$

同理, 模式 2 和模式 3 的移相比极值组合为

$$\begin{cases} D_{1,\text{opt}} = 1 - \sqrt{\frac{p^*}{2k-2}} \\ D_{2,\text{opt}} = (k-1) \sqrt{\frac{p^*}{2k-2}} \\ D_{3,\text{opt}} = 1 - \sqrt{\frac{p^*}{2k-2}} \end{cases} \quad (19)$$

综上所述, 本文提出 1 种基于 TPS 控制的 MUOC 策略, 如图 5 所示。在 MUOC 策略中, 系统首先需要采样输入电压  $V_1$ 、输出电压  $V_2$  以及输出电流  $i_2$ ; 其次, 经过输出电压外环 PI 输出虚拟电压

分量  $V^*$ , 用来补偿功率偏差; 通过计算  $k$  与  $p^*$ , 判断 DAB 变换器的工作模式; 然后, 基于移相比组合与  $k, p^*$  之间的关系, 即式(18)和式(19), 计算 TPS 控制的 3 个优化移相比; 最后, 由 PWM 信号发生器产生 DAB 变换器的脉冲信号, 驱动开关管的导通和关断。

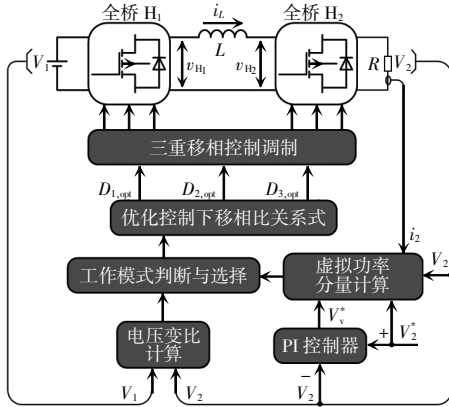


图 5 多目标统一优化控制策略

Fig. 5 MUOC strategy

## 2.2 最小电流应力与 ZVS 分析

将式(18)中的移相比代入电流应力表达式中, 可得模式 1 下的最小电流应力为

$$G_{1,\min} = 2k - 2\sqrt{(1-p^*)(k^2 - 2k + 2)} \quad (20)$$

其中移相比  $D_{1,\text{opt}}$  和传输功率  $p^*$  的范围为

$$\begin{cases} 0 \leq D_{1,\text{opt}} \leq \frac{k-1}{k} \\ \frac{2k-2}{k^2} \leq p^* \leq 1 \end{cases} \quad (21)$$

同理, 模式 2 和模式 3 下的最小电流应力以及移相比  $D_{1,\text{opt}}$  和传输功率  $p^*$  的范围为

$$G_{2,3,\min} = 2\sqrt{2p^*(k-1)} \quad (22)$$

$$\begin{cases} \frac{k-1}{k} < D_{1,\text{opt}} \leq D_{3,\text{opt}} \\ 0 \leq p^* < \frac{2k-2}{k^2} \end{cases} \quad (23)$$

结合式(21)和式(23), 可得全功率范围内 TPS 控制下最小电流应力随  $k$  和  $p^*$  变化的曲线, 如图 6 所示。同时, 与 SPS 和 DPS 控制的电流应力曲线进行对比分析, 可见, 除  $k=1$  外, TPS 控制在整个工作范围内都具有最小的电流应力, 能使 DAB 变换器在全功率范围内获得最高的效率。

将模式 1 所得移相比极值组合代入到模式 1

的 ZVS 范围中可得

$$\begin{cases} k^2 \sqrt{\frac{1-p}{k^2-2k+2}} - k \leq 0 \\ 1 - k \sqrt{\frac{1-p}{k^2-2k+2}} \geq 0 \end{cases} \quad (24)$$

此时 ZVS 功率约束范围恰好与电流应力极值满足的功率范围相同, 即开关管在整个模式 1 的工作范围内均能够实现 ZVS。

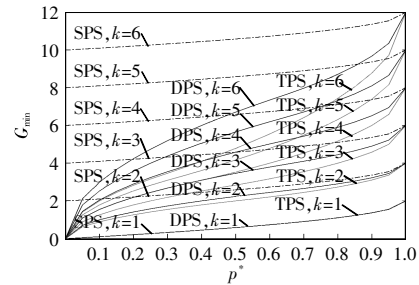


图 6 不同控制方式下电流应力对比曲线

Fig. 6 Curves of comparison of current stress under different control methods

将式(19)代入 ZVS 范围可得

$$\begin{cases} -2(k-1) \sqrt{\frac{p}{2k-2}} \leq 0 \\ (k-1) \sqrt{\frac{p}{2k-2}} + (k-1) \left(1 - \sqrt{\frac{p}{2k-2}}\right) - k + 1 = 0 \end{cases} \quad (25)$$

由于其中一个不等式的值等于 0, 即不等式临界成立, 因此在模式 2 和模式 3 的工作范围内所有开关管临界满足 ZVS。

综上所述, 模式 1 下所有开关管在工作范围内都是处于 ZVS 状态; 模式 2 和模式 3 下所有开关管临界满足 ZVS。相比 SPS 和 DPS 控制, 3 种模式下 TPS 控制的优化不仅可实现全功率范围内电流应力最小, 而且保证所有开关管 ZVS, 有效降低了变换器的导通损耗和开关损耗。

## 2.3 小信号模型及扰动分析

由于 MUOC 策略中移相比是通过计算获得的, 因此动态性能与采样的输入电压  $V_1$ 、输出电压  $V_2$  以及负载电流  $i_2$  等状态变量有关。为了更直观地描述 MUOC 策略的动态性能, 采用小信号模型分析状态变量中的小扰动对输出电压的影响。此处

分析模式1的动态性能,模式2和模式3可以类似进行分析。考虑平衡点处 $D_2$ 存在小扰动,即

$$D_2 = D_{2e} + \hat{D}_2 \quad (26)$$

式中: $D_{2e}$ 为 $D_2$ 的稳态分量; $\hat{D}_2$ 为 $D_2$ 的小扰动。 $D_2$ 可以进一步表示为

$$D_2 = D_{2e} + \frac{\partial D_2}{\partial V_2} \hat{V}_2 + \frac{\partial D_2}{\partial V_1} \hat{V}_1 + \frac{\partial D_2}{\partial i_2} \hat{i}_2 \quad (27)$$

式中: $\hat{V}_2$ 为输出电压扰动; $\hat{V}_1$ 为输入电压扰动; $\hat{i}_2$ 为输出电流扰动。

结合式(26)和式(27),可得 $D_2$ 对于各个状态变量的偏导数为

$$\begin{cases} \frac{\partial D_2}{\partial V_2} = \frac{(k-2)V_v^*V_2^*i_2}{2(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ \frac{\partial D_2}{\partial V_1} = \frac{(k-2)V_v^*V_2^*i_2}{4(k^2-2k+2)V_1^2V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ \frac{\partial D_2}{\partial i_2} = -\frac{(k-2)V_v^*V_2^*}{4(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (28)$$

根据式(12)并忽略内部参数,可以推导由最优移相比所得的传输功率 $p_0$ 与 $D_2$ 之间的关系为

$$p_0 = V_1V_2 \left[ \frac{(-2k^2+4k-4)D_2^2 + (2k^2-4k+4)D_2 + (1-k)}{(k-2)^2} \right] \quad (29)$$

假设稳态时输入电压和输出电流不变,仅有输出电压扰动。将式(26)代入式(29)中,可以推导出输出电压扰动时传输功率的表达式为

$$p_0 = p_{0e} + \Delta p_{0|\hat{V}_2} = \frac{V_1(V_{2e} + \hat{V}_2)}{(k-2)^2} [(-2k^2+4k-4) \cdot (D_2 + \hat{D}_2)^2 + (2k^2-4k+4)(D_2 + \hat{D}_2) + (1-k)] \quad (30)$$

式中: $p_{0e}$ 为功率稳态分量,其数值为定值; $\Delta p_{0|\hat{V}_2}$ 为输出电压扰动下的功率变化量。进一步,忽略小扰动之间的乘积项以及高次项,传输功率变化量可以表示为

$$\Delta p_{0|\hat{V}_2} \approx \frac{1}{(k-2)^2} [(-2k^2+4k-4)(1-2D_2)V_1V_2\hat{D}_2 + (-2k^2+4k-4)D_2^2 + (2k^2-4k+4)D_2 + (1-k)V_1\hat{V}_2] \quad (31)$$

当传输功率的小扰动传输到输出端时,输出电压变化量可以表示为

$$\Delta V_{2|\hat{V}_2} = \frac{\Delta p_0}{C_2V_2} \quad (32)$$

结合式(31)和式(32),可得输出电压扰动时,输出电压变化量为

$$\Delta V_{2|\hat{V}_2} = \frac{(1-2D_2)V_v^*V_2^*i_2}{(k-2)C_2V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \hat{V}_2 + \frac{(-2k^2+4k-4)D_2^2 + (2k^2-4k+4)D_2 + (1-k)V_1}{(k-2)^2C_2V_2} \hat{V}_2 \quad (33)$$

同理,当输出电压和输出电流不变,输入电压发生扰动时,输出电压的变化量为

$$\Delta V_{2|\hat{V}_1} = \frac{(1-2D_2)V_v^*V_2^*i_2}{2(k-2)C_2V_1V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \hat{V}_1 + \frac{(-2k^2+4k-4)D_2^2 + (2k^2-4k+4)D_2 + (1-k)}{(k-2)^2C_2} \hat{V}_1 \quad (34)$$

另外,当输入电压和输出电流不变,输出电流扰动时,输出电压的变化量为

$$\Delta V_{2|\hat{i}_2} = \frac{(1-2D_2)V_v^*V_2^*}{2(k-2)C_2V_2^2} \left[ \frac{V_1V_2^2 - V_v^*V_2^*i_2}{(k^2-2k+2)V_1V_2^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \hat{i}_2 \quad (35)$$

综合式(33)~式(35),在小扰动下稳态时输出电压为

$$V_2 = V_{2e} + \Delta V_2 = V_{2e} + \Delta V_{2|\hat{V}_1} + \Delta V_{2|\hat{V}_2} + \Delta V_{2|\hat{i}_2} \quad (36)$$

式中, $V_{2e}$ 为电压稳态分量,其数值为定值。从式(36)可以看出,输出电压的变化量 $\Delta V_2$ 与输入电压、输出电压、负载电流、移相比、电压变比以及输出电容有关,输入电压、输出电压以及负载电流等小扰动不会直接对输出电压造成影响,输出电压在扰动情况下近似等于输出电压稳态分量,系统具有良好的稳定性。另外,除精确采样状态变量外,还可在设计硬件参数时适当增大输出电容 $C_2$ 来减小 $\Delta V_2$ ,从而进一步提高系统的响应速度。

### 3 实验结果及分析

为了验证理论分析的正确性以及所提控制策

略的有效性,以 TMS320F28335 作为控制芯片搭建了 DAB 变换器的硬件实验平台。实验平台如图 7 所示,主要参数如表 3 所示。

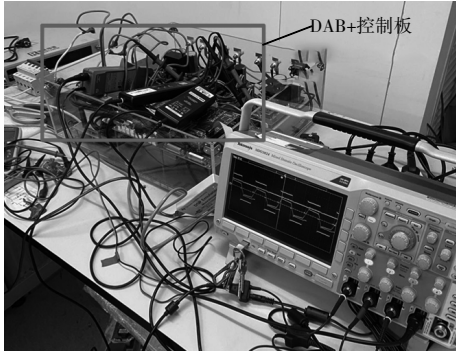


图 7 实验平台

Fig. 7 Experimental platform

表 3 实验平台参数

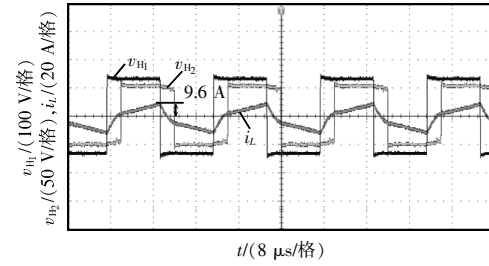
Tab. 3 Parameters of experimental platform

参数	数值
输入电压 $V_1/V$	130
输出电压 $V_2/V$	50
变压器匝数比 $n$	26/15
输入电容 $C_1/\mu\text{F}$	510
输出电容 $C_2/\mu\text{F}$	510
辅助电感 $L/\mu\text{H}$	30
开关频率 $f_s/\text{kHz}$	50
PI 控制器比例系数 $k_p$	0.4
PI 控制器积分系数 $k_i$	0.004

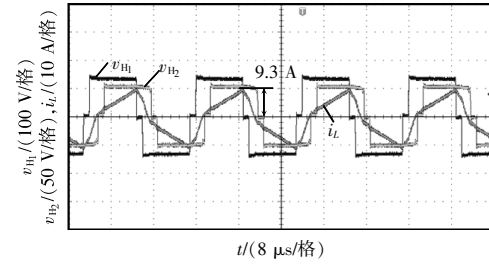
### 3.1 稳态实验分析

为了验证在宽电压调节范围内 MUOC 策略对于 DAB 变换器稳态性能的提升,设计系统输入电压  $V_1=130\text{ V}$ ,输出电压  $V_2=50\text{ V}$ ,变压器匝数  $n=26/15$ ,可以得到电压变比  $k=1.5$ 。当负载电阻  $R=5\ \Omega$  时,图 8 分别给出了 DAB 变换器在重载时传统 SPS 控制策略、DPS 的电流应力优化控制策略以及 MUOC 策略的交流输出电压和电流应力的稳态实验波形。在传统 SPS 控制下的电流应力为  $9.6\text{ A}$ ;在 DPS 的电流应力优化控制下的电流应力为  $9.3\text{ A}$ ;在 MUOC 下的电流应力为  $8.8\text{ A}$ ,可以看出在 3 种控制下 MUOC 策略的电流应力最低。

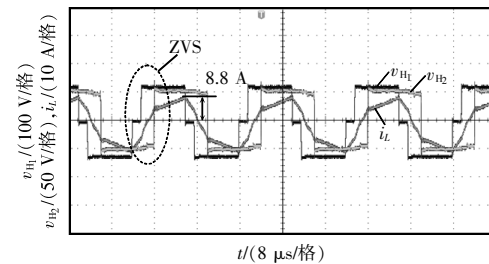
同样,当系统两端电压状态不变,负载电阻  $R=10\ \Omega$  时,图 9 分别给出了在轻载时传统 SPS 控制策略、DPS 的电流应力优化控制策略以及 MUOC



(a)传统 SPS 控制策略



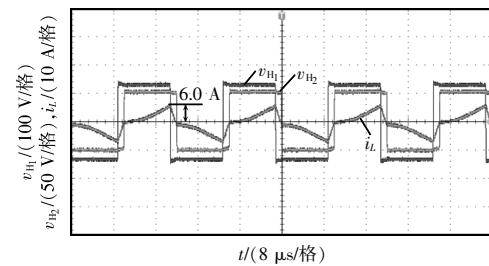
(b)DPS 的电流应力优化控制策略



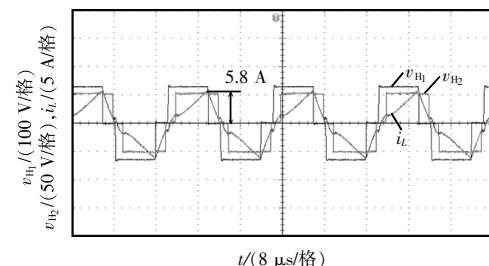
(c)MUOC 策略

图 8 重载时不同控制策略的稳态实验波形

Fig. 8 Steady-state experimental waveforms of different control strategies under heavy load



(a)传统 SPS 控制策略



(b)DPS 的电流应力优化控制策略

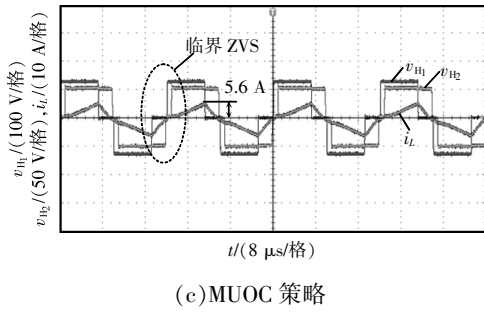


图 9 轻载时不同控制策略的稳态实验波形

Fig. 9 Steady-state experimental waveforms of different control strategies under light load

策略的交流输出电压和电流应力的稳态实验波形。从图 9 可以看出,SPS 控制下的电流应力为 6.0 A, DPS 的电流应力优化控制下的电流应力为 5.8 A,而 MUOC 下的电流应力为 5.6 A,因此,在轻载情况下, MUOC 的电流应力也要低于其他 2 种控制方式。

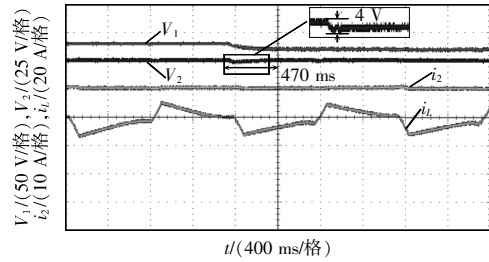
此外,在 MUOC 策略的稳态波形中,全桥的交流输出电压上升沿和下降沿分别代表开关管开通和关断时刻。在重载情况下,对应开关时刻的电感电流极性满足 ZVS;在轻载情况下,对应开关时刻的电感电流极性临界满足 ZVS。这与理论分析相符,证明 MUOC 策略能够实现 DAB 变换器开关损耗的优化。

### 3.2 动态实验分析

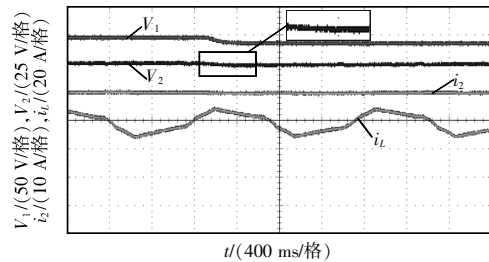
为了验证 MUOC 策略对 DAB 变换器动态性能提升的有效性,以基于 SPS 控制的传统电压闭环控制策略与本文所提控制策略进行对比实验。

当输出电压  $V_2=50\text{ V}$ 、负载电阻  $R=5\ \Omega$ 、系统输入电压  $V_1$  由 130 V 切换至 120 V 时,图 10 给出了 2 种控制策略下的 DAB 变换器的动态响应波形。由于 SPS 控制具有控制惯性小的特点,相较移相和负载电流变化,输入电压变化对于输出电压纹波的影响最小,因此在基于 SPS 控制的传统电压闭环控制策略下 DAB 变换器的动态性能受输入电压变化的影响较小。由图 10(a)可见,在输入电压波动后,输出电压的暂态波动幅值为 4 V(8%)左右,调节时间约为 470 ms。图 10(b)给出了在输入电压突变下 MUOC 策略的动态响应波形。从图 10(b)可以看出,即使输入电压变化,输出电压也几乎不变。

较传统控制策略而言, MUOC 策略对输入电压的扰动起到了一定的抑制作用。



(a)传统电压闭环控制策略



(b)MUOC 策略

图 10 输入电压突变时不同控制策略的暂态实验波形  
Fig. 10 Transient experimental waveforms of different control strategies under step change of input voltage

当输入电压  $V_1=130\text{ V}$ 、输出电压  $V_2=50\text{ V}$  时,图 11 分别给出了负载由  $5.00\ \Omega$  切换至  $3.79\ \Omega$  以及由  $3.79\ \Omega$  切换至  $5.00\ \Omega$  时,基于 SPS 控制的传统电压闭环控制策略下 DAB 变换器的输入电压、输出电压、输出电流以及电感电流的实验波形。由图 11 可知,在负载减少的情况下,电压跌落 10 V(20%)左右,经过约 320 ms 后系统输出电压重新达到稳定;在负载增加的情况下,电压突增 13 V(26%)左右,系统同样经过约 320 ms 后达到稳定。

当系统输入、输出状态和负载维持不变时,图 12 给出了负载切换状态下基于 MUOC 策略的 DAB 变换器输入电压、输出电压、输出电流以及电感电流的实验波形。由图 12 可知,与传统电压闭环控制策略相比, MUOC 策略的输出电压在负载突变时几乎不发生变化,调节时间接近于 0,输出电压的幅值仅在正常范围内波动,验证了在负载突变情况下所提控制策略对于 DAB 变换器动态性能提升的有效性。

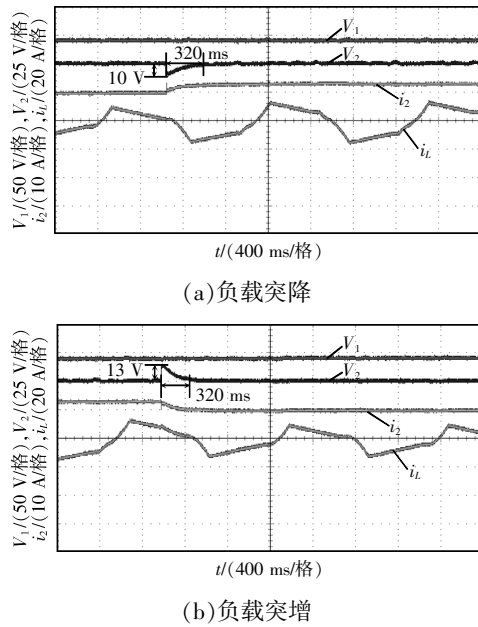


图 11 负载突变时传统电压闭环控制策略的暂态实验波形  
Fig. 11 Transient experimental waveforms of traditional voltage closed-loop control strategy under step change of load

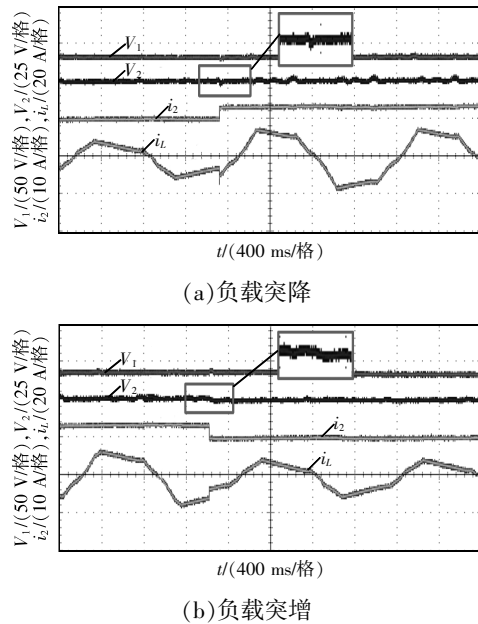


图 12 负载突变时 MUOC 策略的暂态实验波形  
Fig. 12 Transient experimental waveforms of MUOC strategy under step change of load

## 4 结论

为了同时实现 DAB 变换器的电流应力降低、所有开关管软开关运行,以及输出电压的快速动态

响应,本文提出 1 种基于 TPS 控制的 MUOC 策略。结合 TPS 控制 3 种高效率模式下的电流应力和软开关解析模型,采用 CFO 方程对电流应力进行优化,并使所有开关管实现 ZVS;同时构造虚拟直接功率分量,利用功率控制提高变换器的动态响应速度。通过理论分析和对比实验可以得出以下结论。

(1) MUOC 策略在全功率范围内实现了电流应力最小化,并使所有开关管实现 ZVS,同时降低了 DAB 变换器的导通损耗和开关损耗。

(2) 在效率优化的同时, MUOC 策略提高了在输入电压或者负载突变情况下 DAB 变换器输出电压的动态响应;小信号模型及扰动分析证明了在 MUOC 策略下变换器具有良好的稳定性。

## 参考文献:

- [1] Zhao Biao, Song Qiang, Li Jianguo, et al. High-frequency-link DC transformer based on switched capacitor for medium-voltage DC power distribution application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4766-4777.
- [2] Zhao Tiefu, Wang Gangyao, Bhattacharya S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [3] Xue Lingxiao, Shen Zhiyu, Boroyevich D, et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7299-7307.
- [4] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [5] 安峰, 杨柯欣, 王嵩, 等. 基于模型前馈的双有源全桥 DC-DC 变换器电流应力优化方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2946-2956.  
An Feng, Yang Kexin, Wang Song, et al. Current stress optimized scheme with model-based feedforward for dual-active-bridge DC-DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2946-2956 (in Chinese).

- [6] 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).
- [7] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 基于扩展相移的双有源桥 DC-DC 变换器多目标优化控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 822-831, 961.  
An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin. Multi-objective optimization control scheme based on extended phase-shift of dual-active-bridge DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 822-831, 961 (in Chinese).
- [8] Hou Nie, Song Wensheng, Li Yunwei, et al. A Comprehensive optimization control of dual-active-bridge DC-DC converters based on unified-phase-shift and power-balancing scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 826-839.
- [9] 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(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 CSEE, 2020, 40(S1): 243-253 (in Chinese).
- [10] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua. 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.
- [11] 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 modes [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 58-64 (in Chinese).
- [12] 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 Huayue, Zhang Xing, Zhao Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended-phase-shift control [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889-3899 (in Chinese).
- [13] Huang Jun, Wang Yue, Li Zhuoqiang, et al. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179.
- [14] 孙志峰, 肖岚, 王勤. 输出并联型双有源全桥变换器控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1811-1831.  
Sun Zhifeng, Xiao Lan, Wang Qin. Review research on control technology of output parallel dual-active-bridge-converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1811-1831 (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).
- [16] An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin, et al. Improved dynamic performance of dual active bridge DC-DC converters using MPC scheme [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(11): 1756-1765.
- [17] Hou Nie, Li Yunwei. Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 3148-3172.
- [18] Hou Nie, Li Yunwei. The comprehensive circuit-parameter estimating strategies for output-parallel dual-active-bridge DC-DC converters with tunable power sharing control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7583-7594.

efficiency LLC converters with two split resonant branches for wide input-voltage range applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7867-7879.

- [15] 刘松林, 潘健, 陈庆东. 用于车载充电机的谐振变换器及其控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 29-37.

Liu Songlin, Pan Jian, Chen Qingdong. Research on resonant converter and its control strategy for vehicle charger [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 29-37 (in Chinese).

- [16] Yang Gang, Dubus P, Sadarnac D. Double-phase high-efficiency, wide load range high-voltage/low-voltage LLC DC/DC converter for electric/hybrid vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1876-1886.

(上接第 85 页)

- [19] Song Wensheng, Hou Nie, Wu Mingyi. 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.

- [20] Gu Qing, Yuan Liqiang, Nie Jintong, et al. Current stress minimization of dual-active-bridge DC-DC converter within the whole operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 129-142.

- [21] Jin Li, Liu Bangyin, Duan Shanxu. ZVS soft switching operation range analysis of three-level dual-active bridge DC-DC converter under phase shift control strategy [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1963-1972.



潘健

作者简介:

潘健(1962—),男,中国电源学会会员,教授。研究方向:控制理论与控制工程、计算机应用技术、电力电子与电力传动。E-mail: 86146969@qq.com。

宋豪杰(1996—),男,通信作者,硕士研究生。研究方向:LLC 谐振变换器。E-mail: 2483358077@qq.com。

刘松林(1994—),男,硕士研究生。研究方向:谐振变换器。E-mail: 1178144337@qq.com。

熊嘉鑫(1996—),男,硕士研究生。研究方向:控制理论。E-mail: 850334270@qq.com。



曾进辉

作者简介:

曾进辉(1981—),男,博士,副教授。研究方向:直流配电网、电能变换和电能质量等。E-mail: zjh@hut.edu.cn。

饶尧(1997—),男,中国电源学会会员,硕士研究生。研究方向:双有源桥变换器和固态变压器优化控制。E-mail: r1997y@163.com。

兰征(1985—),男,中国电源学会会员,通信作者,博士。研究方向:电力电子变压器、柔性电能调控和并网逆变器等。E-mail: lanzheng20@foxmail.com。

何东(1986—),男,中国电源学会会员,博士。研究方向:直流微网系统的暂态分析与保护的研究工作。E-mail: hd861116@163.com。