

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.64

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 一种双有源桥变换器单侧非对称占空比调制策略

王弥新, 潘三博

(上海电机学院电气学院, 上海 201306)

**摘要:** 针对双有源桥变换器在单移相调制策略中宽电压范围情况下的低效率问题, 文中提出了一种单侧非对称占空比调制策略, 显著提升了双有源桥变换器的效率, 尤其是在轻载情况下。首先描述了单侧非对称占空比调制方式的原理, 并根据控制自由度的关系得到了两种工作模式。第二, 基于时域分析, 推导了两种工作模式的稳态特性, 包括电感电流以及传输功率。第三, 为了寻求控制自由度的最优组合, 选择电感电流峰值作为优化目标, 应用 KKT 条件得到了最优的单侧非对称占空比调制策略。最后, 搭建了一台基于碳化硅器件的双有源桥变换器实验平台, 实验验证了单侧非对称占空比调制策略的有效性。

**关键词:** 双有源桥; 非对称; 调制策略; 效率; KKT 条件

## One-sided Asymmetric Duty Modulation Strategy for Dual Active Bridge Converter

WANG Mixin, PAN Sanbo

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:** Aimed at the problem of low efficiency of a dual active bridge(DAB) converter in the wide voltage range of single phase shift modulation strategy, a one-sided asymmetric duty modulation strategy is proposed in this paper, which significantly improves the efficiency of DAB converter, especially in the case of light load. First, the principle of one-sided asymmetric duty modulation scheme is described, and two operation modes are obtained according to the relationship of control degrees of freedom. Second, based on the time-domain analysis, the steady-state characteristics in the two operation modes are derived, including inductance current and transmission power. Third, in order to find the optimal combination of control degrees of freedom, the peak-to-peak value of inductance current is selected as the optimization objective, and the optimal one-sided asymmetric duty modulation strategy is obtained by applying the KKT condition. Finally, an experimental platform for DAB converter based on SiC device was built, and experimental results verified the effectiveness of the proposed one-sided asymmetric duty modulation strategy.

**Keywords:** Dual active bridge(DAB); asymmetric; modulation strategy; efficiency; KKT condition

双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器由 De. Doncker 教授于 1988 年首次提出<sup>[1]</sup>, 因其具有良好的软开关特性、电压增益宽、电路结构对称、高效率、高功率密度等优点, 已在直流微电网<sup>[2]</sup>、电动汽车<sup>[3]</sup>、储能系统<sup>[4]</sup>、固态变压器<sup>[5]</sup>等领域中广泛应用。现已成为隔离型双向 DC-DC 变换器中最有前景的拓扑之一。

传统的单移相 SPS(single phase shift)调制策略是 DAB 变换器最简单有效的调制方式, 通过控制两个全桥间的移相角即可调节传输功率的大小和方向<sup>[6,9]</sup>。但当 DAB 变换器在宽电压范围情况下, 即输入输出电压变化较大时, 软开关将难以实现, 并且回流功率、电流应力急剧增大, 从而造成非常大的导通损耗和开关损耗, 这对于 DAB 变换器的效率是不利的<sup>[10]</sup>。因此, 近年来许多学者针对这一问题已进行了大量的研究, 最主流的方法是通过增

收稿日期: 2021-05-31; 修回日期: 2021-06-24; 录用日期: 2021-07-06; 网络首发日期: 2022-02-10

加控制自由度的方式来提升 DAB 变换器的优化空间,包括两个自由度的拓展移相 EPS(extended phase shift)调制<sup>[11,12]</sup>、双重移相 DPS(double phase shift)调制<sup>[13,14]</sup>以及三个自由度的三重移相 TPS(triple phase shift)调制<sup>[15-17]</sup>。相比于 SPS 调制,这些方法都可以有效降低回流功率,减小电流应力,拓宽软开关范围,以提升 DAB 变换器的效率,它们的共性是所有的开关管都是以 50% 占空比导通工作的。

文献[18]提出非对称占空比调制方式,区别于对称占空比调制方式,变换器的部分开关管以非 50% 占空比导通工作,但其仅考虑了全桥 DC-DC 变换器中的应用。文献[19]针对 DAB 变换器提出一种双侧非对称占空比调制策略,相比于传统的 SPS 调制,其回流功率大大降低,但仅分析了其工作原理以及 SPS 调制下回流功率的对比,并未对其进行效率优化。

为了进一步探索非对称占空比调制方式在 DAB 变换器效率优化中的应用,以提升 DAB 变换器在宽电压范围内的效率,文中提出一种单侧非对称占空比调制策略。对于单侧非对称占空比调制策略,选择了电感电流峰值作为优化目标,推导得到了控制自由度与实时工况的最优关系式。最后,搭建了基于碳化硅器件的 DAB 变换器实验平台,实验结果验证了所提调制策略的有效性。

## 1 单侧非对称占空比调制

### 1.1 电路描述

DAB 变换器由两个全桥  $H_1$ 、 $H_2$ , 输入输出滤波电容  $C_1$ 、 $C_2$ , 用于传输功率的电感  $L$  以及高频变压器  $T$  组成, 其中  $H_1$  由开关管  $S_1$ - $S_4$  组成,  $H_2$  由开关管  $Q_1$ - $Q_4$  组成,  $L$  表示辅助电感与高频变压器漏感的总和, 高频变压器变比为  $n:1$ ,  $V_1$ 、 $V_2$  分别表示输入输出电压,  $i_L$  表示电感电流,  $v_p$  表示全桥  $H_1$  的输出电压,  $v_s$  表示高频变压器原边电压, 如图 1 所示。规定电压转换比  $M$  为

$$M = \frac{nV_2}{V_1} \quad (1)$$

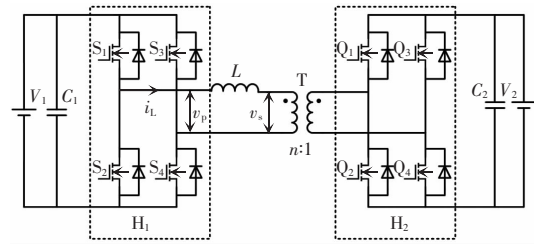


图 1 DAB 变换器电路结构

Fig. 1 Circuit topology of DAB converter

根据  $M$  与 1 的关系, 以及传输功率  $P$  的方向, DAB 变换器存在 4 种工作场景, 包括 (1) 正向降压 ( $M < 1, P > 0$ ) (2) 正向升压 ( $M > 1, P > 0$ ) (3) 反向降压 ( $M < 1, P < 0$ ) (4) 反向升压 ( $M > 1, P < 0$ )。由于 DAB 变换器进入稳态后的对称性质, 只需要对一种工作场景进行分析。文中仅对正向降压  $M < 1, P > 0$  这种工作场景进行分析, 其余场景与之类似, 文中不再赘述。

### 1.2 非对称占空比调制原理

在传统的单移相调制策略中, 各开关管的占空比均为 50%, 文中称之为对称占空比调制方式。若各开关管以一定的开关顺序导通且各开关管均以非 50% 占空比工作, 文中称之为非对称占空比调制方式<sup>[18,19]</sup>。

具体而言, 以全桥  $H_1$  为例, 在一个开关周期  $T_s$  内, 开关  $S_1$  和  $S_4$  同时导通,  $S_2$  和  $S_3$  同时关断, 且  $S_1$  和  $S_4$  的占空比相等且大于 50%, 而  $S_2$  和  $S_3$  的占空比相等且小于 50%, 同一桥臂的两个开关互补导通。如此, 相比于传统的对称占空比调制方式, 采用非对称占空比调制方式的  $H_1$  桥间电压  $v_p$  在高低电平之间切换时将存在一段零电平部分, 其典型波形如图 2 所示。

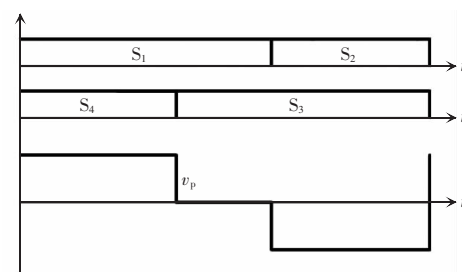


图 2 非对称占空比调制方式典型波形

Fig. 2 Typical waveform under asymmetric duty modulation scheme

### 1.3 单侧非对称占空比调制方式

单侧非对称占空比调制策略的典型波形如图 3 所示。在单侧非对称占空比调制方式下, DAB 变换器原边全桥  $H_1$  采用非对称占空比调制方式, 即开关  $S_1 \sim S_4$  的占空比均不等于 50%; 而副边全桥  $H_2$  采用对称占空比调制方式, 即开关  $Q_1 \sim Q_4$  的占空比均等于 50%。且两个全桥之间存在移相角以实现功率的传输。显然, 单侧非对称占空比调制方式包括两个控制自由度, 其中  $D_0$  表示两个全桥移相时间占一个开关周期  $T_s$  的比值, 即  $S_1$  与  $Q_1$  的移相

比。 $D_1$  表示开关管  $S_2$  或  $S_4$  的占空比, 即高频方波电压  $v_p$  高电平或低电平时间占一个开关周期的比值。

显然,  $D_0$  必须小于  $D_1$ , 否则  $v_p$  和  $v_s$  将在一个周期内不存在高电平重合的部分, 这将带来非常大的无功功率, 不利于效率的优化<sup>[6]</sup>。总之,  $D_0$  和  $D_1$  存在如下约束条件, 即

$$0 < D_0 < D_1 \leq 0.5 \quad (2)$$

到此, 已经说明了单侧非对称占空比调制方式的工作原理, 在下一节中将其进行时域分析, 求解其稳态特性。

## 2 稳态分析

### 2.1 工作模式分类

对于 DAB 变换器, 电感电压  $V_L$  受高频方波电压  $v_p$  和  $v_s$  的控制, 而  $v_p$  和  $v_s$  的变化由  $D_0$  和  $D_1$  所决定, 通过调制  $D_0$  和  $D_1$  即可改变电感电压  $V_L$ , 从而决定电感电流变化的趋势。

对于单侧非对称占空比调制方式, 在一个开关周期内,  $v_p$  的电平状态在  $D_1 T_s$  和  $(1-D_1) T_s$  发生变化,  $v_s$  的电平状态在  $D_0 T_s$  和  $(0.5+D_0) T_s$  发生变化, 由于(2)中的约束条件,  $D_1 T_s$  只能位于  $D_0 T_s$  和  $(0.5+D_0) T_s$  之间, 而  $(1-D_1) T_s$  于可分别位于  $D_0 T_s$  和  $(0.5+D_0) T_s$  之间以及  $(0.5+D_0) T_s$  和  $T_s$  之间, 文中将这两种情况分别定义为模式 1 和模式 2, 其中模式 1 的典型波形如图 3(a) 所示, 模式 2 的典型波形如图 3(b) 所示。

显然, 对于模式 1,  $D_0$  和  $D_1$  的约束条件为

$$1-D_1 \leq 0.5+D_0 \quad (3)$$

而对于模式 2,  $D_0$  和  $D_1$  的约束条件为

$$0.5+D_0 \leq 1-D_1 \quad (4)$$

### 2.2 稳态特性的推导

到此, 已经形成了单侧非对称调制方式两种可能的工作模式。接下来文中以模式 1 为例, 对其进行时域分析, 求解其稳态特性, 包括电感电流以及传输功率。

根据图 3, 模式 1 的瞬时电感电流表达式为

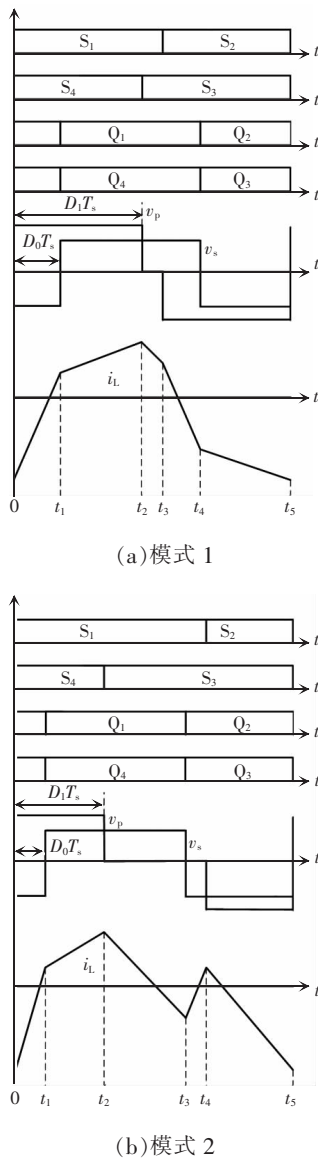


图 3 单侧非对称占空比调制方式典型波形

Fig. 3 Typical waveform under one-sided asymmetric duty modulation scheme

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(0) + \frac{V_1 + nV_2}{L}t & t \in [0, t_1] \\ i_L(t_1) + \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_1) & t \in [t_1, t_2] \\ i_L(t_2) - \frac{nV_2}{L}(t - t_2) & t \in [t_2, t_3] \\ i_L(t_3) - \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_3) & t \in [t_3, t_4] \\ i_L(t_4) - \frac{V_1 - nV_2}{L}(t - t_4) & t \in [t_4, t_5] \end{cases} \quad (5)$$

各时刻与开关周期  $T_s$  的关系为

$$\begin{cases} t_1 = D_0 T_s \\ t_2 = D_1 T_s \\ t_3 = (1 - D_1) T_s \\ t_4 = (D_0 + 0.5) T_s \\ t_5 = T_s \end{cases} \quad (6)$$

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [i_L(t)]^2 dt} =$$

$$\frac{\sqrt{3} \sqrt{(-64D_0^3 + 48D_0^2 - 96D_0D_1^2 + 96D_0D_1 - 24D_0 + 24D_1^2 - 24D_1 + 4)nV_1V_2 + (-48D_1^4 + 32D_1^3)V_1^2 + n^2V_2^2}}{12fL} \quad (11)$$

传输功率  $P$  可以表示为高频方波电压  $V_p$  与电感电流的乘积在一个开关周期  $T_s$  内的积分

$$P = \int_0^{T_s} V_p i_L(t) dt = \frac{nV_1V_2(-2D_0^2 - D_1^2 + D_0 + D_1 - 0.25)}{f_s L} \quad (12)$$

为简化分析,定义基准功率  $P_{\text{base}}$  为 DAB 变换器在单移相调制时的最大传输功率,基准电流  $I_{\text{base}}$  为最大传输功率时的平均输入电流<sup>[12]</sup>,即

$$\begin{cases} P_{\text{base}} = \frac{V_1^2}{8f_s L} \\ I_{\text{base}} = \frac{P_{\text{base}}}{V_1} = \frac{V_1}{8f_s L} \end{cases} \quad (13)$$

然后,将式(1)和式(13)分别代入式(10)和式(12),基准化电感电流峰峰值  $I_{\text{p-p}}$  和基准化传输功率  $P'$  可以表示为

$$I_{\text{p-p}} = \frac{I_{\text{p-p}}}{I_{\text{base}}} = 8[D_1 + (2D_0 - D_1)M] \quad (14)$$

$$P' = \frac{P}{P_{\text{base}}} = 8M(-2D_0^2 - D_1^2 + D_0 + D_1 - 0.25) \quad (15)$$

根据电感的伏秒平衡

$$\int_0^{T_s} i_L(t) dt = 0 \quad (7)$$

将式(5)和式(6)代入式(7)可以得到各时刻的电感电流表达式,这里列出电感电流最大值和最小值

$$I_{\text{min}} = I_L(0) = \frac{(D_1^2 - D_1)V_1 + (0.25 - D_0)nV_2}{f_s L} \quad (8)$$

$$I_{\text{max}} = I_L(t_2) = \frac{D_1^2 V_1 + (0.25 + D_0 - D_1)nV_2}{f_s L} \quad (9)$$

式中:  $I_{\text{min}}$  和  $I_{\text{max}}$  分别为电感电流最大值和最小值;  $f_s = 1/T_s$  为开关频率。

然后,电感电流峰峰值  $I_{\text{p-p}}$  可通过式(9)减去式(8)得到

$$I_{\text{p-p}} = \frac{D_1 V_1 + (2D_0 - D_1)nV_2}{f_s L} \quad (10)$$

然后,结合式(5)和式(8),电感电流有效值  $I_{\text{RMS}}$  可以表示为

模式 2 的稳态特性推导过程与模式 1 类似,文中不再赘述。值得一提的是,两种模式具有相同的电感电流峰峰值表达式,这将利于接下来的优化过程。但是,两种模式的传输功率表达式并不相同,模式 2 的基准化传输功率  $P'_2$  表达式为

$$P'_2 = 8M(2D_0D_1 - D_0^2) \quad (16)$$

## 3 优化

### 3.1 电感电流峰峰值全局最优化

DAB 变换器的总体损耗主要包括: 导通损耗、开关损耗以及变压器的磁芯损耗<sup>[16]</sup>。其中变压器的磁芯损耗与硬件设计相关,且在各种工况下变化不大。开关损耗的优化主要是通过拓展 DAB 变换器各开关管的零电压开通 ZVS(zero voltage switching) 范围以降低开关损耗,但 DAB 变换器中各开关管的 ZVS 实现需要满足正确的电感电流方向,即开关开通之前其体二极管续流才可实现 ZVS,因此八个开

关管对应多个优化目标。最直接的优化目标是导通损耗,因为导通损耗与  $I_{\text{RMS}}$  成正比<sup>[6]</sup>。由于多目标优化非常复杂,因此本文以导通损耗作为优化目标。

通过单侧非对称占空比调制方式的稳态分析,可发现电感电流最大值和最小值均为两个控制自由度 ( $D_0, D_1$ ) 的二元二次函数,电感电流峰峰值为两个控制自由度的二元一次函数,而对于电感电流有效值,其表达式非常复杂。所以,对于优化目标的选择,电感电流峰峰值最简单,且可作为电感电流有效值的标志,可以间接地优化导通损耗<sup>[20]</sup>。因此,文中选用表达式最简单的电感电流峰峰值作为优化目标,间接地降低电感电流有效值,以降低 DAB 变换器的导通损耗,从而提升 DAB 变换器的效率。

当 DAB 变换器进入稳态工作时,  $I_{\text{pp}}$  由  $D_0, D_1$  的组合确定,总存在一组最优的  $D_0, D_1$  使得  $I_{\text{pp}}$  最小,其中  $D_0, D_1$  受到传输功率的等式条件约束,这个等式约束条件是非线性的,并且根据模式的不同,  $D_0, D_1$  还存在不等式约束条件。这实际上是一个非线性规划问题,即以  $I_{\text{pp}}$  为目标函数,基准化传输功率  $P'$  为等式约束条件,各模式确定的  $D_0, D_1$  之间的关系作为不等式约束条件,其数学模型为

$$\begin{cases} \text{Min } I_{\text{pp}}(D_0, D_1) \\ \text{Subject to} \\ P'(D_0, D_1) - P'_0 = 0 \\ \mu_k(D_0, D_1) \leq 0 \quad k=1, 2, \dots, q \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $P'_0$  为基准化实时传输功率;  $q$  为不等式约束条件的个数;  $\mu$  为不等式约束条件。

Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件是解决此类优化问题的通用解法<sup>[15]</sup>,它通过引入松弛变量将 Lagrange 乘数法所处理涉及等式的约束优化问题推广至不等式<sup>[17]</sup>。对于式(17)的数学问题,构建 Lagrange 函数  $L$  为

$$L(D_0, D_1, \lambda, \mu) = I_{\text{pp}}(D_0, D_1) + \lambda (P'(D_0, D_1) - P'_0) + \sum_{m=1}^q g_m \mu_m(D_0, D_1) \quad (18)$$

式中:  $\lambda$  为实时传输功率等式约束条件的乘子;  $q$  为不等式约束条件的个数;  $g_m$  为每个不等式约束条件对应的乘子,即松弛变量。

当  $I_{\text{pp}}$  最小时,根据 KKT 条件,应满足如下条

件,即

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial D_0} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0 \\ P' - P'_0 = 0 \\ g_m \mu_m = 0 \\ u_m \geq 0 \\ \lambda \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

以模式 1 为例,将式(2)、式(3)、式(14)、式(15)代入式(18)构建模式 1 的 Lagrange 函数  $L_1$  为

$$L_1 = 8[D_1 + (2D_0 - D_1)M] + \lambda[8M(-2D_0^2 - D_1^2 + D_0 + D_1 - 0.25) - P'_0] + g_1(D_0 - D_1) + g_2(0.5 - D_0 - D_1) \quad (20)$$

然后,将式(20)代入式(19),得到模式 1 的 KKT 条件方程为

$$\begin{cases} \frac{\partial L_1}{\partial D_0} = 16M - g_1 + g_2 - 8\lambda M(4D_0 - 1) = 0 \\ \frac{\partial L_1}{\partial D_1} = -8M - g_1 - g_2 - 8\lambda M(2D_1 - 1) + 8 = 0 \\ P'_0 = 8M(-2D_0^2 - D_1^2 + D_0 + D_1 - 0.25) \\ g_1(D_0 - D_1) = 0 \\ g_2(0.5 - D_0 - D_1) = 0 \\ g_1, g_2 \geq 0 \\ \lambda \neq 0 \\ D_0 > 0 \\ D_1 \leq 0.5 \end{cases} \quad (21)$$

由此,解得方程(21)即可得到模式 1 电感电流峰峰值最小时在功率范围为  $0 \leq P'_0 \leq M$  时的最优解

$$\begin{cases} D_{0,\text{op}} = 0.25 - \frac{\sqrt{2} M(M - P'_0) \sqrt{\frac{3M^2 - 2M + 1}{M(M - P'_0)}}}{4(3M^2 - 2M + 1)} \\ D_{1,\text{op}} = 0.5 + \frac{(D_{0,\text{op}} - 0.25)(1 - M)}{M} \end{cases} \quad (22)$$

模式 2 的解法与模式 1 类似,文中不再赘述,最后模式 2 的最优解根据功率的大小分为两段,当  $0 \leq P'_0 \leq M(3M + 1)(1 - M)/2$  时,最优解为

$$\begin{cases} D_{0,\text{op}} = \frac{\sqrt{2} P'_0 \sqrt{\frac{(3M + 1)(1 - M)}{MP'_0}}}{4(3M + 1)} \\ D_{1,\text{op}} = \frac{(M + 1)}{(1 - M)} D_{0,\text{op}} \end{cases} \quad (23)$$

当  $M(3M+1)(1-M)/2 \leq P'_0 \leq 2M/3$  时,最优解为

$$\begin{cases} D_{0,op} = \frac{1}{6} - \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{2M-3P'_0}{M}}}{12} \\ D_{1,op} = 0.5 - D_{0,op} \end{cases} \quad (24)$$

基于上述两种模式最优解的推导,可通过一组相同的  $P'_0$  和  $M$  来比较两种模式在各个功率范围的电感电流峰峰值,从而获得全局最小电感电流峰峰值的最优解。由于通过解析解的比较分析过程非常复杂,所以文中采用数值比较的方法来解决这个问题<sup>[15]</sup>。

总之,当  $0 \leq P'_0 \leq M(3M+1)(1-M)/2$  时,最优解由模式 2 导出,对应式(23);而当  $M(3M+1)(1-M)/2 < P'_0 \leq M$  时,最优解由模式 1 导出,对应式(22)。

### 3.2 控制策略

基于上述推导,已经得到最优解的解析表达式,给定电压转换比  $M$  和基标准化传输功率  $P'_0$  即可输出最优的两个控制自由度以实现全局最小电感电流峰峰值。为了实现单侧非对称占空比调制策略,给出其对应的闭环控制方法,如图 4 所示,定义基标准化临界功率  $P_c = M(3M+1)(1-M)/2$ 。一方面通过采样得到的输出电压  $V_2$  与给定输出电压  $V_{ref}$  相比较,误差送入 PI 控制器后输出基标准化实时传输功率  $P'_0$ ;另一方面,采样得到的输出电压  $V_2$  通过式(1)得到实时的电压转换比,然后  $P'_0$  和  $M$  将被用于模式判断,如果  $0 < P'_0 \leq P_c$ ,则通过式(23)输出最

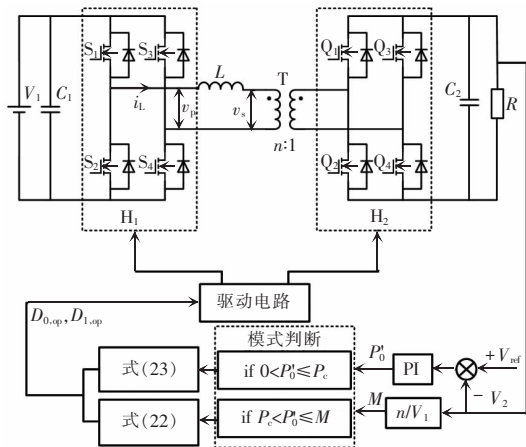


图 4 单侧非对称占空比调制策略控制框图

Fig. 4 Control block diagram of one-sided asymmetric duty modulation strategy

优的  $D_{0,op}$  和  $D_{1,op}$ ;若  $P_c \leq P'_0 \leq M$ ,则通过式(22)输出最优的  $D_{0,op}$  和  $D_{1,op}$ 。

## 4 实验验证

为了验证文中提出的单侧非对称占空比调制策略的有效性,搭建了一台最大输出功率为 200 W 的 DAB 变换器实验平台,实验平台的关键参数如表 1 所示。

表 1 DAB 变换器实验平台参数

Tab. 1 Parameters of experimental platform for DAB converter

参数	数值
输入电压 $V_1/V$	200
输出电压 $V_2/V$	30~50
负载 $R/\Omega$	7.5~50
输出功率 $P_{out}/W$	50~200
电感 $L/\mu H$	225
开关频率 $f_s/Hz$	$50 \times 10^3$
滤波电容 $C_1, C_2/\mu F$	150

对于 DAB 变换器实验平台,开关管选择的是 ROHM 公司的 N 沟道碳化硅 MOS 管 SCT3080KL,该开关管具有极小的导通电阻以及极短的体二极管反向恢复时间,其开关特性也远优于传统的硅 MOS 管。控制芯片采用的是 TI 公司的数字信号处理器 TMS320F28335,驱动芯片为英飞凌公司的 1EDI60N12AF,采样电路由 TI 公司的 AMC1301 和 OPA350 组成,实验平台如图 5 所示。

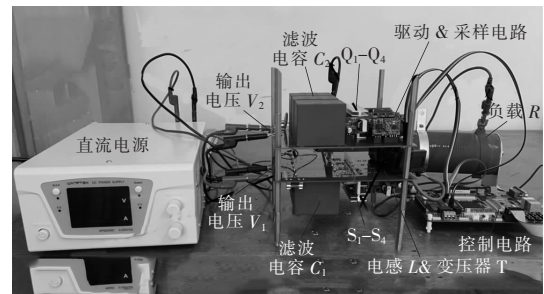


图 5 DAB 变换器实验平台

Fig. 5 Experimental platform for DAB converter

当输出电压为 50 V ( $M=0.5$ ),输出功率为 50 W 时,  $D_0=0.0762, D_1=0.229$ ;输出功率为 100 W 时,  $D_0=$

0.106,  $D_1=0.319$ ; 输出功率为 150 W 时,  $D_0=0.138$ ,  $D_1=0.388$ ; 输出功率为 200 W 时,  $D_0=0.179$ ,  $D_1=0.429$ 。

图 6 显示了当  $M=0.5$ , 即临界功率为 138.89 W 时, 输出功率分别为 50 W、100 W、150 W、200 W 时单侧非对称占空比调制策略的稳态波形。从两个移相比的大小关系以及图 6 的波形可发现当输出功率为 50 W 和 100 W 时, DAB 变换器工作在模式 2,

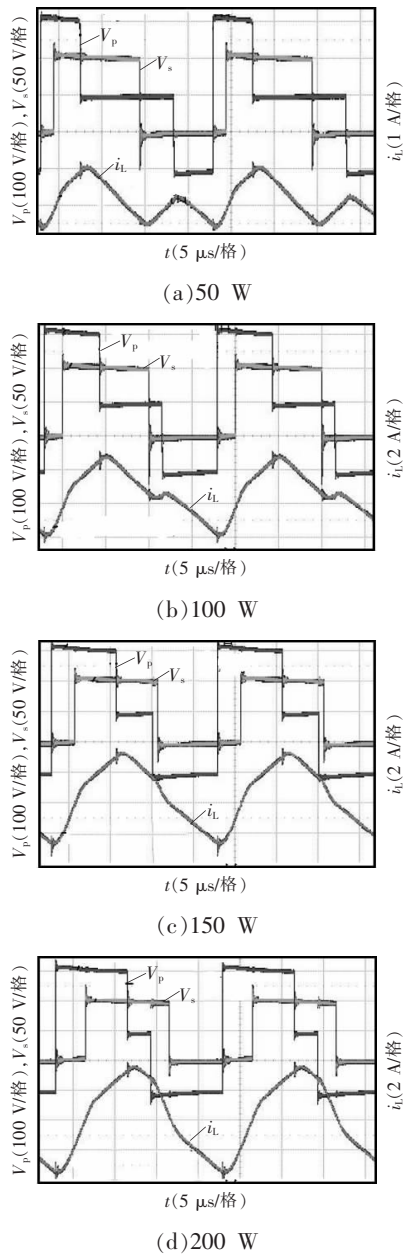


图 6 不同输出功率下所提调制策略的稳态波形

Fig. 6 Steady-state waveforms at different values of output power under the proposed modulation strategy

而当输出功率为 150 W 以及 200 W 时, DAB 变换器工作在模式 1, 与理论分析一致。

图 7 显示了当  $M=0.5$  时, 实验测得电感电流峰峰值以及有效值随输出功率变化的曲线。从图 7(a) 中可以看出, 文中所提调制策略在全功率范围电感电流峰峰值均低于传统的单移相调制策略, 尤其是在轻载情况下, 且随着功率的增加, 二者峰峰值逐渐趋同。从图 7(b) 可以看出所提调制策略的电感电流有效值在轻载时低于传统的单移相调制策略, 而随着输出功率的增加, 二者有效值逐渐趋同。

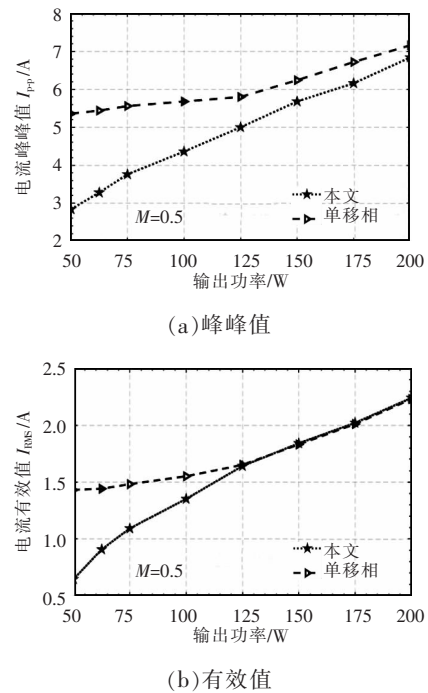


图 7 电感电流峰峰值和有效值随输出功率变化的曲线

Fig. 7 Curves of peak-to-peak value and RMS of inductance current with output power

为了验证文中提出的调制策略在效率上的优势, 通过实验平台, 与传统的单移相调制策略进行了效率比较。设定死区时间为 200 ns, 在相同的测试条件下分别测得了两种调制策略在输出电压为 30 V ( $M=0.3$ ) 以及 50 V ( $M=0.5$ ) 时在不同输出功率情况下的效率。当输出电压为 30 V, 即  $M=0.3$  时, 文中所提调制策略在全功率范围的总体效率均达到 85% 以上。单移相调制策略在输出功率为 50 W 时效率仅 80.38%, 而所提调制策略达到 87.87%。当

输出电压为 50 V,即  $M=0.5$  时,文中所提调制策略的总体效率均达到 90%以上,且在输出功率为 50 W 时达到 94.83%的最高效率,而单移相调制策略在该工况仅为 86.16%。图 8(a)和(b)分别显示了  $M=0.3$  以及  $M=0.5$  时,两种调制策略的效率随输出功率变化的曲线。显然,文中提出的调制策略在全功率范围内的效率都高于传统的单移相调制策略,尤其是在轻载时,优化效果最为明显,随着输出功率的增加,单侧非对称占空比调制策略与单移相调制策略的效率逐渐趋同。

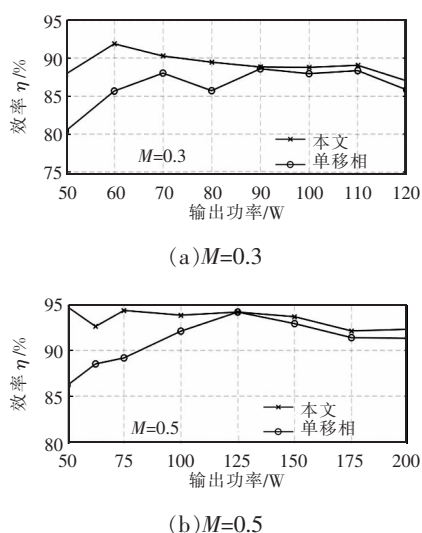


图 8 不同输出电压下效率随输出功率变化的曲线

Fig. 8 Curves of efficiency versus output power under different values of output voltage

## 5 结论

文中为探索非对称占空比调制方式在 DAB 变换器的应用,以提升 DAB 变换器在宽电压范围内的效率,基于时域分析,以电感电流峰峰值为优化目标,推导了单侧非对称占空比调制方式的稳态特性,并且通过应用 KKT 条件进行了优化,提出了一种单侧非对称占空比调制策略,经过实验验证,得到了如下结论。

(1)单侧非对称占空比调制策略在全功率范围内的效率相比于传统的单移相调制策略得到了极大的提升。

(2)负载越轻,单侧非对称占空比调制策略的

优化效果越好,随着负载变重,所提调制策略逐渐与传统的单移相调制策略趋同。

(3)文中所提调制策略仅包含两个控制自由度,非常容易实现,可进一步探索在同类隔离型 DC-DC 变换器中的应用。

## 参考文献:

- [1] De Doncker R W, Divan D M, Kheraluwala M H. A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications [C]// Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA, 1988: 796-805.
- [2] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al, Next-generation multi-functional modular intelligent UPS system for smart grid [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 9(60): 3602-3618.
- [3] Xue Liangxiao, 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, 12(30): 7299-7307.
- [4] Karthikeyan V, Gupta R. Multiple-input configuration of isolated bidirectional DC-DC converter for power flow control in combinational battery storage [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 1(14): 2-11.
- [5] Gorla N B Y, Kolluri S, Chai M, et al. A comprehensive harmonic analysis and control strategy for improved input power quality in a cascaded modular solid state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 7(34): 6219-6232.
- [6] Kheraluwala M N, Gascoigne R W, Divan D M, et al, Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 6(28): 1294-1301.
- [7] 陈才学, 刘旭, 邓成. 面向双有源桥宽增益范围的电流应力最小化策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 63-70. Chen Caixue, Liu Xu, Deng Cheng. Research on current stress minimization strategy for dual active bridge wide gain range [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 63-70 (in Chinese).
- [8] 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).
- [9] 肖子衡, 何志兴, 陈峻岭, 等. 双有源桥直流变换器相平面分析与优化[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 81-92.
- Xiao Ziheng, He Zhixin, Chen Junling, et al. Phase-plane analysis and optimization of dual active bridge converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 81-92 (in Chinese).
- [10] Bezerra P A M, Krismer F, Burkart R M, et al. Bidirectional isolated non-resonant DAB DC-DC converter for ultra-wide input voltage range applications [C]// 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China, 2014: 1038-1044.
- [11] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43-50.
- Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 43-50 (in Chinese).
- [12] 吴俊娟, 孟德越, 申彦峰, 等. 双重移相控制与传统移相控制相结合的双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 97-105.
- Wu Junjuan, Meng Deyue, Shen Yanfeng, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC Converter with combined dual-phase-shift and traditional-phase-shift controls [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 97-105 (in Chinese).
- [13] 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).
- [14] 曾进辉, 孙志峰, 雷敏, 等. 双重移相控制的双主动全桥变换器全局电流应力分析及优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2507-2518.
- Zeng Jinhui, Sun Zhifeng, Lei Min, et al. Global current stress analysis and optimal control strategy of dual-active full bridge converter based on dual phase shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 (12): 2507-2518 (in Chinese).
- [15] 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, 7(63): 4169-4179.
- [16] Shao Shuai, Jiang Mingming, Ye Weiwen, et al. Optimal phase-shift control to minimize reactive power for a dual active bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 10(34): 10193-10205.
- [17] 任强, 艾胜. 全工况范围的 DAB 三自由度优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3613-3622.
- Ren Qiang, Ai Sheng. A three degree freedom optimal control strategy of dual-active-bridge converters for full range operations [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3613-3622 (in Chinese).
- [18] 无锡中汇汽车电子科技有限公司. 一种非对称占空比的全桥变换器控制方法: CN201510317008.5 [P]. 2015-10-07.
- [19] Wuxi Zhonghui Automotive Electronic Technology Co., Ltd. A Control Method for Asymmetric Duty Cycle Full Bridge Converter: CN201510317008.5 [P]. 2015-10-07 (in Chinese).
- [20] Mou Di, Luo Quanming, Wang Zhiqing, et al. Optimal Asymmetric duty modulation to minimize inductor peak-to-peak current for dual active bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 4 (36): 4572-4584.



#### 作者简介:

王弥新(1998-),男,硕士研究生。研究方向:隔离型双向 DC-DC 变换器调制策略。E-mail:601374812@qq.com。

潘三博(1974-),男,通信作者,博士,副教授。研究方向:高效率电力电子变换器、谐振变换器,可再生能源光伏发电及储能技术。E-mail:pansb@sdju.edu.cn。

王弥新