

DAB变换器非对称改进双重移相调制策略研究

李龙霄,赵世伟

(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510640)

摘要:移相调制作为传统的双有源桥(DAB)变换器的调制策略,存在当两侧电压不匹配时电感电流峰峰值过大的缺陷。因此,在改进双重移相调制的基础上结合占空比调制,提出了一种非对称改进双重移相(AIDPS)调制策略。首先介绍了AIDPS调制的工作原理,建立工作模式及其传输功率和电感电流峰峰值的模型,然后采用Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件计算出以电感电流峰峰值最小为优化目标的全局最优调制解,最后搭建实验平台,验证了所提调制策略降低电感电流峰峰值、提高变换器效率的有效性。

关键词:双有源桥变换器;非对称;改进双重移相

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26420

Research on Asymmetric Improved Dual Phase Shift Modulation Strategy of DAB Converter

LI Longxiao,ZHAO Shiwei

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong, China)

Abstract: Phase-shift modulation, as a conventional modulation strategy for dual active bridge (DAB) converters, has the drawback of excessive inductor current peak-to-peak value when the voltages on both sides are mismatched. Therefore, based on an improved dual phase shift (IDPS) modulation combined with duty cycle modulation, an asymmetric improved dual phase shift (AIDPS) modulation strategy was proposed. Firstly, the working principle of AIDPS modulation was introduced, and the working modes, power transfer model, and inductor current peak-to-peak value model were established. Then, the Karush-Kuhn-Tucker (KKT) conditions were employed to derive the globally optimal modulation solution with the objective of minimizing the inductor current peak-to-peak value. Finally, an experimental platform was built to verify the effectiveness of the proposed modulation strategy in reducing inductor current peak-to-peak value and improve the efficiency of the converter.

Key words: dual active bridge (DAB) converter; asymmetric; improved dual phase shift (IDPS)

双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器作为一种高频隔离直流变换器,凭借其高功率密度、能量双向传输以及容易实现软开关等优点,已广泛应用于电动汽车、分布式能源系统及直流微电网等领域。

DAB变换器常用的调制策略是移相调制,根据调制自由度的不同可以分为单重移相(single phase shift, SPS)调制、双重移相(dual phase shift, DPS)调制、扩展移相(extended phase shift, EPS)调制和三重移相(triple phase shift, TPS)调制等。其中SPS仅通过桥间移相比调节能量传输的大小和方向,调制简单,但电流应力较大,限制了其应

用^[1]。因此,国内外学者提出了更高自由度的调制策略。文献[2]采用DPS调制,增加了桥内移相比,以电流应力最小为优化目标,改善了电流应力。但传统DPS, EPS调制仅通过改变电感电压各电平的时间来实现优化,并未产生新的工作模式,因此对电流应力的优化有限,文献[3]和文献[4]提出了两种改进双重移相(improved dual phase shift, IDPS)调制策略,对DPS调制方式的移相比约束关系重新定义,改变了电感电压的波形,形成了新的工作模式,进一步优化了电流应力。文献[5]计算了在TPS调制下使电流应力最小的最优调制解,相比于两自由度调制大大减小

基金项目:广州市重点研发计划科技专题项目(2024B03J1379)

作者简介:李龙霄(2000—),男,硕士,主要研究方向为直流微电网,Email:735420487@qq.com

通讯作者:赵世伟(1977—),男,博士,副教授,主要研究方向为特种电机的设计及其控制,Email:epswzhao@scut.edu.cn

了电流应力。这些调制策略的共同点是所有开关管的占空比均为0.5,加在电感两端的电压是对称的,因此它们都属于对称调制。

文献[6]指出,如果采用非对称调制,改变部分开关管的占空比,可以将移相调制的功率传输区间压缩,使得正向功率和回流功率都减小,而其二者的差值即传输功率不变,这一操作降低了电流应力,因此针对非对称调制策略的研究很有必要。文献[7-10]分别提出了两自由度、三自由度和四自由度的单侧非对称的混合调制策略;文献[11-13]分别提出了双侧非对称的混合调制策略,与传统移相调制相比,都在宽电压和功率范围内拓宽了软开关的范围,实现了显著的效率提升;考虑到电感电流存在有效值、应力和峰峰值等优化目标,文献[12]针对优化目标的选取进行了分析,得出的结论是:对于非对称调制,有效值和应力的表达式包含复杂的电感电流初值 $i_L(t_0)$,其中含有调制变量的二次项,难以计算最优调制解,而峰峰值的表达式中 $i_L(t_0)$ 可以被抵消掉,且通过减小峰峰值可以减小损耗、提高效率。

一般来说,自由度的数量越多,DAB变换器的电感电流峰峰值越小,轻载时的效率更高,软开关的范围更广。由于高自由度能提供更多的工作模式,低自由度可视为高自由度的特殊情况,因此高自由度可在包含低自由度的最优调制解的基础上找到更优的调制解。然而,自由度过多会增加计算和调制的复杂度。因此,本文综合考虑性能和复杂度,在IDPS调制的基础上,调节一次侧MOS管的占空比,提出了一种非对称改进双重移相(asymmetric improved dual phase shift, AIDPS)调制,此时IDPS调制可以视为AIDPS调制中一次侧MOS管占空比均为0.5时的特殊情况,即AIDPS调制在包含IDPS调制所有调制解的基础上还包含其他调制解。然后以电感电流峰峰值为优化目标,求出了不同功率范围下的最优调制解,最后与IDPS调制和DPS调制进行对比,实验结果表明:AIDPS调制策略降低了电感电流的峰峰值,提高了系统的效率,实现了更好的性能。

1 非对称改进双重移相调制

本节对双有源桥变换器的电路拓扑和其AIDPS调制策略的工作原理进行介绍,对其工作模式进行划分,并进一步在时域下推导了AIDPS

调制在稳态时的工作特性,求出不同模式下的传输功率和电感电流峰峰值的表达式。

1.1 电路拓扑

DAB变换器由一次、二次侧MOS管 $Q_1 \sim Q_8$ 构成的两个对称的全桥、两个电容 C_1 和 C_2 、高频变压器以及移相电感 L 构成,如图1所示。 V_1 和 V_2 分别为一次侧电压和二次侧电压; U_L 和 i_L 分别为电感两侧的电压和流经电感的电流; n 为变压器的变比; U_{AB} 和 U_{CD} 分别为两侧全桥中点的电压。由于DAB变换器两侧结构的对称性,功率由 V_1 侧传向 V_2 侧和由 V_2 侧传向 V_1 侧的情况是对称的,同时, $V_1 > V_2$ 和 $V_2 > V_1$ 的情况也是对称的,因此本文只讨论由 V_1 侧传向 V_2 侧且 $V_1 > V_2$ 情况,定义电压传输比 $M = nU_{CD}/U_{AB} < 1$ 。

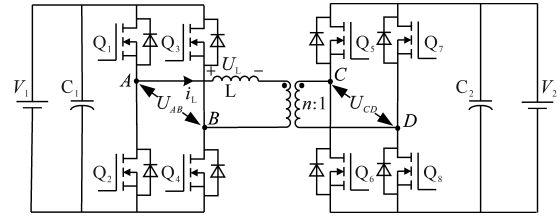


图1 DAB变换器拓扑

Fig.1 Topology of DAB converter

1.2 AIDPS调制原理

AIDPS调制在IDPS调制基础上,将移相调制与占空比调制混合,一次侧两桥臂上管占空比定义为 D ,一次侧全桥桥内移相比为 D_1 ,两侧桥间移相比为 D_2 ,二次侧全桥桥内移相比与桥间移相比大小相等,方向相反,为 $-D_2$,二次侧所有开关管均以50%占空比导通。这样 U_{AB} 在一个开关周期内不再对称,可产生更加灵活的工作模式。

1.3 AIDPS调制工作模式划分

通过调节 D 、 D_1 和 D_2 不同的大小关系,可以改变电感两端电压不同的电平及其排列时序,产生不同的工作模式,选取8种电感电流峰峰值与传输功率比值较小的模式进行分析,如图2所示,其中 Q_1Q_2' 、 Q_4Q_3' 、 Q_5Q_6' 、 Q_8Q_7' 分别代表 Q_1 、 Q_4 、 Q_5 和 Q_8 的驱动信号,且分别与 Q_2 、 Q_3 、 Q_6 和 Q_7 的驱动信号互补。

1.4 稳态工作特性分析

当DAB变换器工作在稳态时,一个开关周期可以分为不同的模态进行分析。以模式A为例,分析变换器的稳态工作特性。规定 T_s 为开关周期, T_{hs} 为开关周期的1/2, t_0 为0,根据 D 、 D_1 和 D_2 的定义,可推导出 $t_1 \sim t_6$ 的表达式:

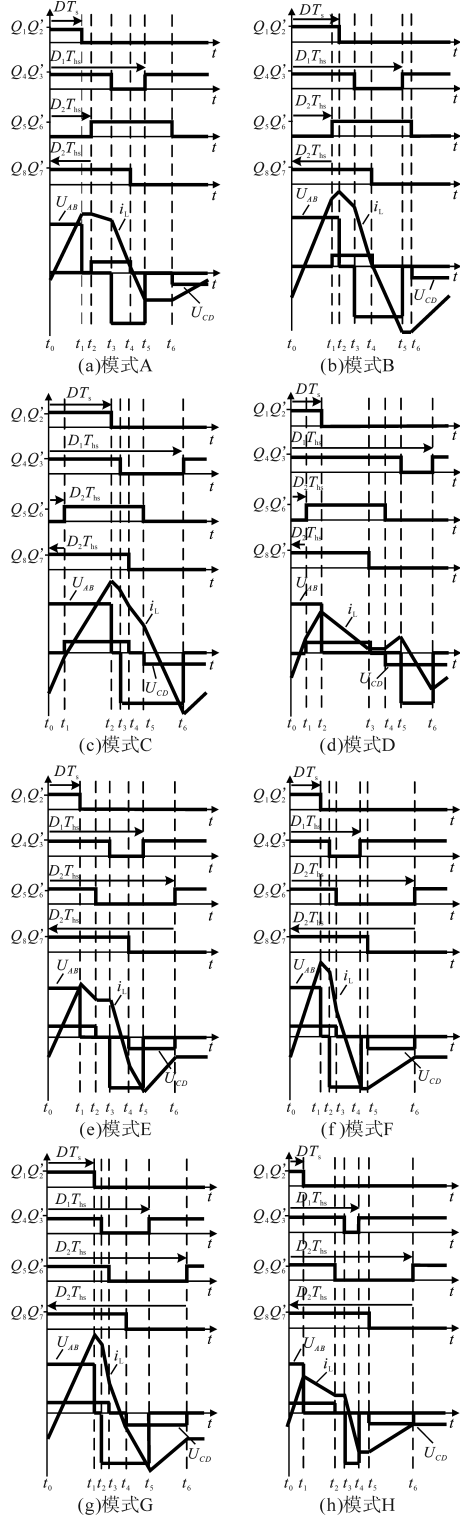


图2 AIDPS调制工作模式

Fig.2 Working modes of AIDPS modulation

$$\begin{cases} t_1 = DT_s \\ t_2 = D_2 T_{hs} \\ t_3 = D_1 T_{hs} - DT_s \\ t_4 = T_{hs} \\ t_5 = D_1 T_{hs} \\ t_6 = (D_2 + 1) T_{hs} \end{cases} \quad (1)$$

该模式可以分为7个工作模式,如图3所示。

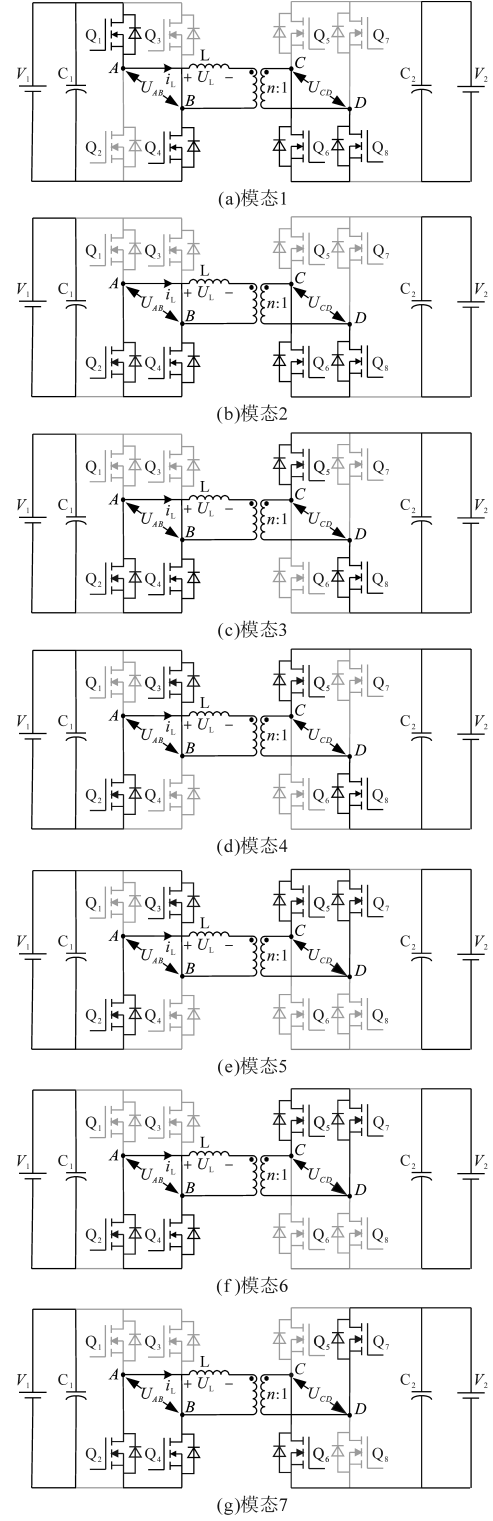


图3 模式A工作模式

Fig.3 Working state of mode A

模式1(t_0-t_1):初始状态 i_L 的值为负, i_L 流经 Q_1, Q_4 ,电感两端电压为正, i_L 减小,当减小至0时,反向增大。二次侧电流经过 Q_6, Q_8 续流,输出电容向负载提供能量。该模式下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_1}{L} (t - t_0) \quad (2)$$

模态2(t_1-t_2): i_L 通过 Q_2, Q_4 续流,二次侧电流继续通过 Q_6, Q_8 续流,电感两端电压为0, i_L 不变,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_1) \quad (3)$$

模态3(t_2-t_3): i_L 通过 Q_2, Q_4 续流,二次侧电流通过 Q_5, Q_8 向负载提供能量,电感两端电压为负, i_L 减小,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_2) - \frac{nV_2}{L}(t - t_2) \quad (4)$$

模态4(t_3-t_4): i_L 通过 Q_2, Q_3 流经一次侧电源,二次侧电流通过 Q_5, Q_8 流经负载,电感两端电压为负, i_L 继续减小,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_3) - \frac{V_1 + nV_2}{L}(t - t_3) \quad (5)$$

模态5(t_4-t_5): i_L 继续通过 Q_2, Q_3 流经一次侧电源,二次侧电流通过 Q_5, Q_7 续流,电感两端电压为负, i_L 继续减小至零后反向增大,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_4) - \frac{V_1}{L}(t - t_4) \quad (6)$$

模态6(t_5-t_6): i_L 通过 Q_3, Q_4 续流,二次侧电流通过 Q_5, Q_7 续流,电感两端电压为0, i_L 不变,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_5) \quad (7)$$

模态7(t_6-T_s): i_L 继续通过 Q_3, Q_4 续流,二次侧电流通过 Q_6, Q_7 流经负载,电感两端电压为正, i_L 减小,该模态下 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_6) + \frac{nV_2}{L}(t - t_6) \quad (8)$$

根据式(1)~式(8),可得到模式A在一个周期内传输的功率和电感电流峰峰值,为简化分析,采用标么值计算。以 M 为1时SPS调制下的最大传输功率和电感电流作为基准值,表达式为

$$P_N = \frac{T_s V_1^2}{8L} \quad (9)$$

$$I_N = \frac{T_s V_1}{8L} \quad (10)$$

模式A的传输功率标么值为

$$P' = -M(D_1^2 - 4D_1D - 2D_1 + 4D^2 + 4D_2D + 1) \quad (11)$$

电感电流峰峰值标么值为

$$I'_{pp} = 8D + 4M - 4D_2M \quad (12)$$

同理可计算出所有模式的 P' 和 I'_{pp} ,再根据每种工作模式下 D, D_1 和 D_2 的约束条件,可求出 P' 的范围,如表1和表2所示。

表1 AIDPS调制传输功率

Tab.1 Transmission power of AIDPS modulation

模式	传输功率 P'	P' 范围
A	$-M(D_1^2 - 4D_1D - 2D_1 + 4D^2 + 4D_2D + 1)$	$[0, 0.5M]$
B	$-M(D_1^2 - 4D_1D - 2D_1 + D_2^2 + 8D^2 + 1)$	$[0, 0.67M]$
C	$-2M(D_1^2 - D_1D_2 - 2D_1D - 2D_1 + D_2^2 + D_2 + 4D^2 + 1)$	$[0, 0.75M]$
D	$M(-D_2^2 + 4DD_2 + 8D - 4D_1D)$	$[0, 0.5M]$
E	$-M(D_1^2 - 2D_1 + 4D + 4D^2 - 4D_2D + 1)$	$[0, 0.5M]$
F	$-M(D_1^2 - 2D_1D_2 - 4D_1D + 2D_1 + D_2^2 - 2D_2 + 8D^2 + 1)$	$[0, 0.5M]$
G	$-M(2D_1^2 - 2D_1D_2 - 4DD_1 + D_2^2 - 2D_2 + 8D^2 + 2)$	$[0, 0.67M]$
H	$-4DM(2D - D_2 + 1)$	$[0, 0.25M]$

表2 AIDPS调制电感电流峰峰值

Tab.2 Peak to peak value of inductor current of AIDPS modulation

模式	电感电流峰峰值 I'_{pp}
A	$8D + 4M - 4D_2M$
B	$8D + 4M - 8DM$
C	$8D + 8M - 4D_1M + 4D_2M - 8DM$
D	$8D + 8M - 4D_1M + 4D_2M - 8DM$
E	$8D - 4D_1M + 4D_2M - 8DM$
F	$8D - 4M + 4D_2M - 8DM$
G	$8D - 4D_1M + 4D_2M - 8DM$
H	$8D - 4M + 4D_2M - 8DM$

2 电感电流优化

由上一节的分析计算可知,对于同一个传输功率,存在多组 D, D_1 和 D_2 的调制解可满足,在这些解集中存在一组解可使得 I'_{pp} 达到最小值,该组解即为这个传输功率所对应的最优调制解。优化 I'_{pp} 的目标函数可以表示为

$$\text{Minimize } I'_{pp}(D, D_1, D_2)$$

$$\text{Subject to } P'(D, D_1, D_2) - P'_0 = 0$$

$$\mu_i(D, D_1, D_2) \leq 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (13)$$

式中: P'_0 为指定传输功率的标么值; $\mu_i(D, D_1, D_2)$ 为工作模式约束条件; i 为约束条件序号; n 为约束条件总个数。

Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件最适合求解此类含不等式优化问题,因为其是最优解的必要条件。可以用KKT条件求解每个工作模式下的最优调制解,引入Lagrange乘子,得到Lagrange函数为

$$L(D, D_1, D_2) = I'_{pp}(D, D_1, D_2) + \lambda [P'(D, D_1, D_2) - P'_0] +$$

$$\sum_{i=1}^k g_i \mu_i(D, D_1, D_2)$$

$$(14)$$

式中: λ, g_i 分别为等式约束和不等式约束的Lagrange乘子。

则KKT条件可表示为

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial D} = \frac{\partial L}{\partial D_1} = \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0 \\ \lambda [P'(D, D_1, D_2) - P'_0] = 0 \quad \lambda \neq 0 \\ g_i \mu_i(D, D_1, D_2) = 0 \quad g_i \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

将各模式的 P', I'_{pp} 和约束条件代入到式(13)~式(15),可求出各模式最优调制解,如表3所示。

表3 AIDPS调制最优调制解

Tab.3 Optimal modulation solutions of AIDPS modulation

模式	最优调制解
A	$D = \frac{\sqrt{2P'}}{4}, D_1 = \frac{\sqrt{2P'}}{2} + 1, D_2 = 1 - \frac{\sqrt{2P'}}{2M}$
B	$D = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 - \frac{P'}{M}}}{2}, D_1 = 2 - \sqrt{1 - \frac{P'}{M}}, D_2 = 0$ $D = \frac{(4M - 3) \sqrt{\frac{3M - 4P'}{M(8M^2 - 8M + 3)}}}{8} + \frac{3}{8},$
C	$D_1 = (M - \frac{1}{2}) \sqrt{\frac{3M - 4P'}{M(8M^2 - 8M + 3)}} + \frac{3}{2},$ $D_2 = \frac{1}{4} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{3M - 4P'}{M(8M^2 - 8M + 3)}}$
D	$D = \frac{\sqrt{2P'(1 - M)}}{4(1 - M)}, D_1 = 2 - \frac{\sqrt{2P'(1 - M)}}{2M}, D_2 = 0$
E	$D = \frac{\sqrt{2P'}}{4}, D_1 = \frac{\sqrt{2P'}}{2} + 1, D_2 = \frac{\sqrt{2P'}}{2M} + 1$
F	$D = \frac{\sqrt{P'}}{2}, D_1 = 2\sqrt{\frac{P'}{2 - M}}, D_2 = 1 + \frac{\sqrt{P'}}{M}$
G	$D = \frac{(M - 1) \sqrt{\frac{M - P'}{M(2M^2 - 2M + 1)}}}{2} + \frac{1}{2},$ $D_1 = (M - 1) \sqrt{\frac{M - P'}{M(2M^2 - 2M + 1)}} + 2,$ $D_2 = 3 - \sqrt{\frac{M - P'}{M(2M^2 - 2M + 1)}}$
H	$D = \frac{\sqrt{2P'}}{2}, D_1 = 0, D_2 = 1 + \frac{\sqrt{2P'}}{2}$

在给定电压传输比和传输功率时,根据表3可以求出每个工作模式对应的最优调制解,按照此最优调制解运行,可以使 I'_{pp} 达到最小值。接下来比较每个功率范围内不同工作模式按照最优调制解运行时的 I'_{pp} ,结果如图4所示。

当 $0 < P' < 0.5M$ 时,模式E的 I'_{pp} 最小;当 $0.5M < P' < 0.67M$ 时,模式G的 I'_{pp} 最小;当 $0.67M < P' <$

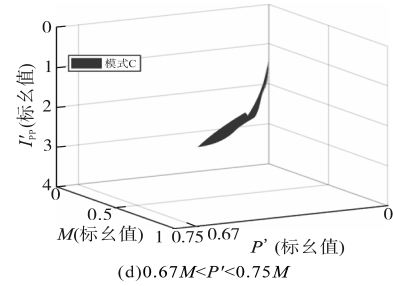
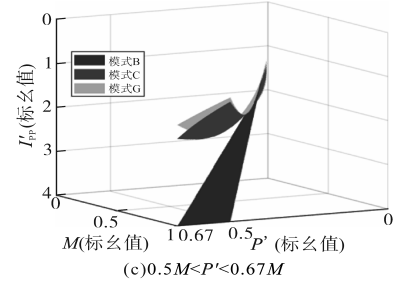
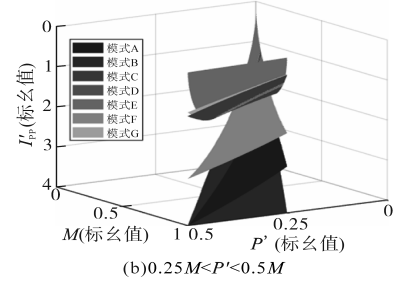
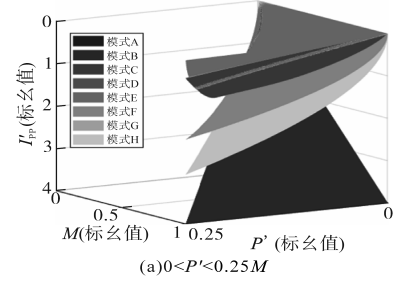


图4 各功率范围 I'_{pp} 比较

Fig.4 Comparison of I'_{pp} in each power range

0.75M时,只有模式C可以工作在此范围。上述组合即为AIDPS调制在 $0 < P' < 0.75M$ 范围内的全局最优调制解。

3 实验分析

为验证上述调制策略有效性,选择德州仪器数字信号处理器TMS320F28335作为主控芯片,搭建了一个DAB变换器实验平台,如图5所示。该平台具体参数如下:一次侧电压 $V_1=48\text{ V}$,电压传输比 M 的范围为0.25~0.75,变压器变比 $n=1$,一、二次侧电容 $C_1=C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$,移相电感 $L=3\ \mu\text{H}$,开关频率 $f=50\text{ kHz}$ 。

首先对比AIDPS, IDPS, DPS这3种调制策略在 $M=0.25, P'=0.1M$ 这一电压高度不匹配且轻载

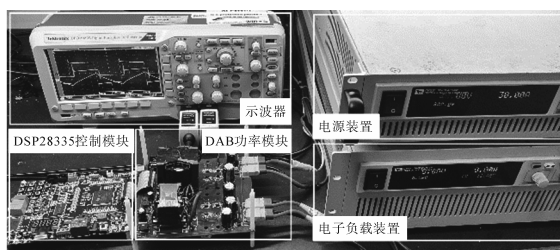
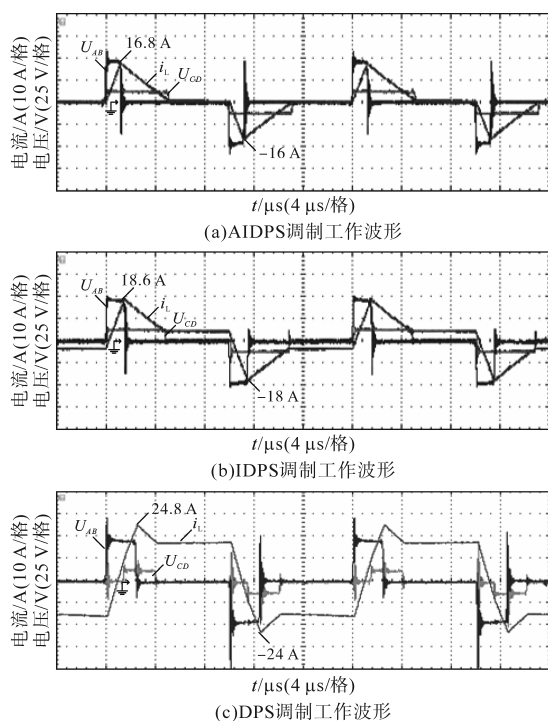


图5 实验平台

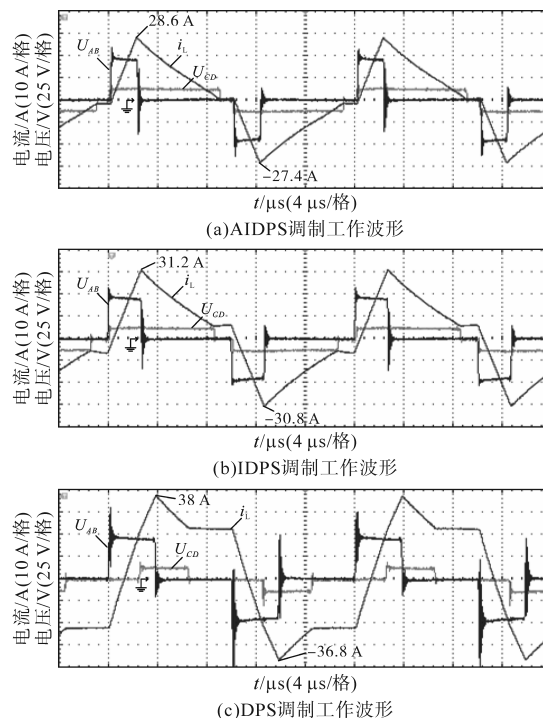
Fig.5 Experimental platform

状态下的工作情况,如图6所示。电感电流峰峰值 I_{pp} 在 AIDPS, IDPS, DPS 调制下分别为 32.8 A, 36.6 A, 44.8 A, AIDPS 与其它两种调制策略相比,分别降低了 10.38%, 26.79%。显然,当一、二次侧电压高度不匹配且轻载时, AIDPS 调制策略可以显著降低电感电流峰峰值,优化 DAB 变换器的性能。

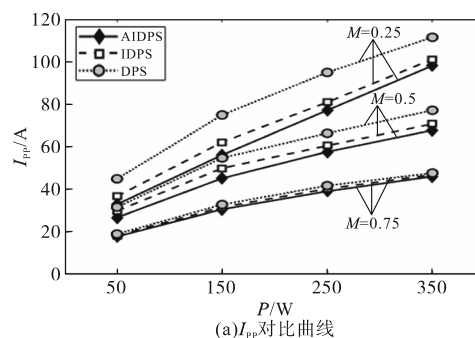
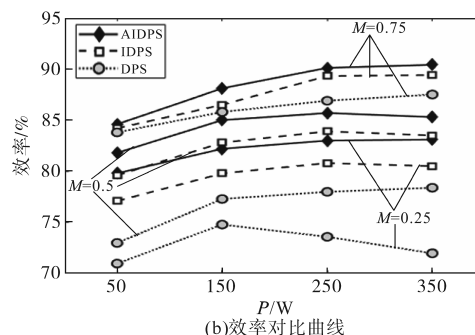
图6 各调制方式工作波形($M=0.25, P'=0.1M$)Fig.6 Working waveforms of various modulation methods ($M=0.25, P'=0.1M$)

然后保持 $M=0.25$, 将功率提高至 $P'=0.3M$, 对比 3 种调制策略的工作情况, 如图 7 所示。 I_{pp} 在 AIDPS, IDPS, DPS 调制下分别为 56 A, 62 A, 74.8 A, AIDPS 与其它两种调制策略相比, 分别降低了 9.68%, 25.13%。可见, 当负载提高, AIDPS 调制策略仍能有效降低电感电流峰峰值。

最后对比不同电压传输比下不同功率时的 3 种调制策略对应的 I_{pp} 和效率。选取 M 为 0.25, 0.5, 0.75, 对应的二次侧电压分别为 12 V, 24 V, 36 V。 I_{pp} 以及效率随传输功率变化的对比曲线

图7 各调制方式工作波形($M=0.25, P'=0.3M$)Fig.7 Working waveforms of various modulation methods ($M=0.25, P'=0.3M$)

如图 8 所示。显然, 当电压传输比相同时, 再测试的每一个功率点, AIDPS 调制策略下的 I_{pp} 均比其它两种调制策略小, 效率也均比其它两种调制策略高, 且两侧电压不匹配程度越高, AIDPS 调制策略的优势越明显。例如, 当 $M=0.75$ 时, AIDPS 调

(a) I_{pp} 对比曲线

(b) 效率对比曲线

图8 不同电压传输比下 I_{pp} 及效率对比曲线Fig.8 Comparison curves of I_{pp} and efficiency under different voltage transmission ratios

制与IDPS和DPS调制相比,电感电流峰峰值 I_{pp} 的最大优化值分别为1.15 A和2.66 A,效率的最大优化值分别为1.6%和3.2%;当 $M=0.5$ 时,AIDPS调制与IDPS和DPS调制相比,电感电流峰峰值 I_{pp} 的最大优化值分别为4.75 A和9.55 A,效率的最大优化值分别为2.2%和8.8%;当 $M=0.25$ 时,AIDPS调制与IDPS和DPS调制相比,电感电流峰峰值 I_{pp} 的最大优化值分别为6 A和18.8 A,效率的最大优化值分别为2.7%和11.1%。

4 结论

本文在改进双重移相调制策略的基础上,将DAB变换器的移相调制与占空比调制混合,提出一种非对称改进双重移相调制策略,通过分析调制变量的范围,建立了8种工作模式。由于电感电流峰峰值与系统损耗、效率等指标相关,同时其表达式较为简单,因此选取以电感电流峰峰值作为优化目标,分别计算了各模式下的传输功率与电感电流峰峰值,分功率范围计算出最优调制解,并通过实验验证了计算的正确性。在电压传输比固定时,所提调制策略与IDPS和DPS调制相比,在测量的所有功率点均具有电感电流峰峰值更小、效率更大的优势,且在一、二次侧电压不匹配程度较高、负载较轻时优势更明显,拓宽了DAB变换器的工作范围,使其可以工作在电压不匹配程度更高、负载更轻的工况。

参考文献

- [1] SHAO S, JIANG M, YE W, 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, 34(10): 10193-10205.
- [2] 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.
- [3] 周杰, 赵世伟, 吴亿豪, 等. DAB变换器双重移相改进控制策略研究[J]. 电气传动, 2024, 54(8): 36-41.
ZHOU Jie, ZHAO Shiwei, WU Yihao, et al. Research on dual phase shift improved control strategy of DAB converter[J]. Electric Drive, 2024, 54(8): 36-41.
- [4] 王仁龙, 杨庆新, 操孙鹏, 等. 一种优化电流应力的双有源桥式DC-DC变换器双重移相调制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S1): 274-282.
WANG Renlong, YANG Qingxin, CAO Sunpeng, et al. An optimized dual phase shift modulation strategy for dual active bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S1): 274-282.
- [5] 宋建国, 李向诚, 张振路. 双有源桥变换器电感电流的全局最优控制建模[J]. 电力电子技术, 2021, 55(3): 97-100.
SONG Jianguo, LI Xiangcheng, ZHANG Zhenlu. Global optimal control model of inductor current in double active bridge converter[J]. Power Electronics, 2021, 55(3): 97-100.
- [6] 陈根. 双有源桥式变换器的非对称式调制与控制技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
CHEN Gen. Research on asymmetric modulation and control technology for dual active bridge converters[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022.
- [7] WANG M, WEI S, MOU D, et al. Research on efficient single-sided asymmetric modulation strategy for dual active bridge converters in wide voltage range[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5738-5748.
- [8] CUI X, ZHENG Z, TIAN J, et al. A novel asymmetric duty modulation control of dual-active-bridge for LVDC applications [C]//2021 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia), 2021: 110-117.
- [9] MAHDAVIFARD M, MAZLOUM N, ZAHIN F, et al. An asymmetrical DAB converter modulation and control systems to extend the ZVS range and improve efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12774-12792.
- [10] 吴亿豪, 赵世伟, 周杰, 等. 基于四自由度调制的双有源桥电流峰峰值优化[J]. 电气传动, 2024, 54(9): 219-225.
WU Yihao, ZHAO Shiwei, ZHOU Jie, et al. Optimization analysis of peak-to-peak current in dual active bridge based on four-degree-of-freedom modulation[J]. Electric Drive, 2024, 54(9): 219-225.
- [11] MOU D, LUO Q, WANG Z, 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, 36(6): 4572-4584.
- [12] YANG P, WANG M, LIU L, et al. Optimal dual-side asymmetric modulation strategy for dual active bridge converter to improve efficiency over a wide voltage range[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 1596-1607.
- [13] MOU D, LUO Q, LI J, et al. Five-degree-of-freedom modulation scheme for dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10584-10601.

收稿日期: 2025-01-15

修改稿日期: 2025-03-05