

基于四自由度调制的双有源桥电流峰峰值优化

吴亿豪,赵世伟,周杰,肖朝仁

(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510641)

摘要:为了解决双有源桥变换器在输入输出电压不匹配情况下电感电流峰峰值过大的问题,结合对称占空比调制和非对称占空比调制提出一种四自由度调制策略。通过分析四自由度调制策略的工作模式,建立电感电流峰峰值和传输功率模型,以电感电流峰峰值作为优化目标,用KKT条件求解不同传输功率下的最优自由度解。搭建实验样机验证了所提策略的有效性,实验结果表明:所提出的调制策略能有效降低变换器的电感电流峰峰值,提升了双有源桥变换器的效率。

关键词:变换器;双有源桥;四自由度;电流峰峰值

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24934

Optimization Analysis of Peak-to-peak Current in Dual Active Bridge Based on Four-degree-of-freedom Modulation

WU Yihao, ZHAO Shiwei, ZHOU Jie, XIAO Chaoren

(College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, Guangdong, China)

Abstract: In order to solve the problem of large peak-to-peak inductor currents in dual active bridge converters with mismatched input and output voltages, a four-degree-of-freedom modulation (FDFM) strategy was proposed by combining symmetric duty cycle modulation and asymmetric duty cycle modulation. By analyzing the operating modes of the four-degree-of-freedom modulation strategy, the peak-to-peak inductor current and transmission power models were established, and the optimal solution with different transmission powers was solved by using the Karush-Kuhn-Tucker (KKT) condition with the peak-to-peak inductor current as the optimization objective. And the experimental prototype was built to verify the effectiveness of the proposed strategy. The experimental results show that the proposed modulation strategy can effectively reduce the peak-to-peak inductor current of the converter and improve the efficiency of the dual active bridge converter.

Key words: converter; dual active bridge (DAB); four-degrees-of-freedom; peak-to-peak current

随着分布式可再生能源的蓬勃发展,直流变换器作为连接能源和负载终端的载体,具有很高的应用价值。由于双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器具有高频电流隔离和双向功率流动等优点,在电动汽车、固态变压器、电池管理等方面有广泛的应用前景^[1-4]。

在DAB变换器工作过程中,通过改变开关管的开通时刻和时长可以控制变换器的输出电压和传输功率等参数。根据开关管的开通时长,DAB调制可以分为对称占空比调制和非对称占空比调制。对称占空比调制的开关管导通占空

比为0.5,主要通过调节移相角来控制传输功率的大小和方向,如Doncker教授于1988年首次提出的DAB变换器单重移相调制^[5],其控制简单,只有一个自由度,但电流应力较大,操作范围有限,有大量回流功率^[6]。为了改善单重移相调制下DAB变换器的性能,国内外学者相继提出了两个自由度的拓展移相^[7-8]和双重移相(dual phase shift, DPS)^[9-10]以及三个自由度的三重移相^[11-12]。随着自由度的增加,DAB传输功率可调节范围也相应扩大,回流功率、电感电流有效值也有所改善。这些调制策略有一个共同点是:同一桥臂的上、

基金项目:广东省自然科学基金项目(2018A0303130221)

作者简介:吴亿豪(1999—),男,硕士,主要研究方向为直流微电网,Email:1053137668@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:epszwzhao@scut.edu.cn

下管导通时间在一个周期内是相同的,也就是每对桥臂上、下管的占空比相同,因此它们属于对称占空比调制。

与对称占空比调制策略不同,文献[13-15]提出了占空比不为0.5的非对称占空比调制策略。文献[13]在单重移相的基础上,增加一个自由度,改变原边全桥的占空比,提出了两自由度的非对称占空比调制,其结果表明,所提策略在效率上相比单重移相有明显提高。为改善单重移相在轻载下电流应力过大的问题,文献[14]提出另一种两自由度的非对称占空比调制,分析了原边占空比改变对电流应力的影响,通过优化功率传输时间,降低轻载下的电流应力并实现几乎零回流功率。文献[15]改变了原边和副边两侧全桥的占空比,提出改进非对称占空比调制,使DAB变换器在全功率范围内电流峰峰值最小,其结果表明,在相同优化目标的情况下,非对称占空比调制的性能优于对称占空比调制。因此,非对称占空比的引入对探索DAB变换器提供了新的思路。

为了更深入挖掘DAB变换器的性能,提升DAB变换器的效率,本文结合对称占空比调制和非对称占空比调制提出一种四自由度调制(four-degrees-of-freedom modulation, FDFM)策略,以电感电流峰峰值为优化目标,求解各工况下最优自由度组合,并通过搭建实验样机验证所提四自由度调制策略的有效性。

1 四自由度调制

本节介绍了DAB变换器的拓扑结构和四自由度调制策略的基本工作原理。此外,通过时域分析,推导了变换器在FDFM下的主要特性。

1.1 DAB变换器拓扑结构

如图1拓扑结构所示,DAB变换器由8个开关(Q₁~Q₄和S₁~S₄)、两个滤波电容(C₁和C₂)、高频变压器和等效电感L组成;高频变压器匝数比为n:1,等效电感L由变压器漏感和辅助电感器组

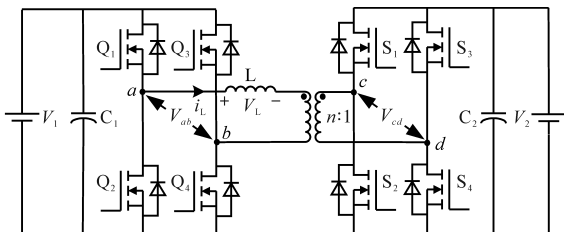


图1 DAB变换器拓扑结构

Fig.1 Schematic of DAB converter

成,用于传输功率;V₁为输入电压,V₂为输出电压,V_{ab}为原边全桥的输出电压,V_{cd}为变压器副边电压,i_L为电感电流。

定义电压传输比 $M=(nV_2)/V_1$,规定 $M<1$ 。DAB变换器由于其对称结构可以实现双向功率传输。定义功率从原边全桥传输到副边全桥为正向传输,功率从副边全桥传输到原边全桥为反向传输,由于这两种模式相似,下面只讨论正向模式。

1.2 四自由度调制原理

在三重移相的基础上,将原边全桥开关管的导通占空比改为非对称占空比的方式,即开关管Q₁~Q₄的占空比均不等于0.5;而副边全桥采用对称占空比调制方式,即开关管S₁~S₄的占空比均等于0.5。因此,FDFM有4个控制自由度,定义D₁表示Q₁和Q₄间的移相比,D₂表示S₁和S₄间的移相比,D₃表示Q₁和S₁间的移相比,D₄表示Q₄导通占空比,T为开关周期,f为开关频率。通过D₁~D₄的不同组合,可以得到不同的V_{ab}和V_{cd},从而获得不同的电感电流i_L。FDFM下DAB的工作原理波形如图2所示。定义P'为传输功率的标么值,当M/2<P'<M时令DAB工作在图2a的模式1;当0<P'<M/2时令DAB工作在图2b的模式2。模式1、模式2的约束条件分别如下:

$$\begin{cases} D_3 \leq D_1 \leq D_2 + D_3 \\ D_2 + D_3 \leq D_1 + D_4 \leq 0.5 + D_3 \\ D_3 + D_4 \leq 0.5 \\ D_2 + D_3 + D_4 \geq 0.5 \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} D_1 \leq D_3 \\ D_2 + D_3 \leq D_1 + D_4 \leq 0.5 + D_3 \\ D_2 + D_3 \leq 1 - D_4 \leq 0.5 + D_3 \end{cases} \quad (2)$$

1.3 稳态工作分析

以图2中的模式2为例,对其稳态进行时域分析,使用分段线性法求解每个时段的电感电流。为了便于分析,所有参数都折算至变压器一次侧。因此,模式2的电感电流表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0) = i_L(t_3) + (V_{ab}D_1 - V_{ab}D_2 - V_{ab}D_4 - nV_{cd}D_3)/(Lf) \\ i_L(t_1) = i_L(t_3) + (V_{ab}D_1 - V_{ab}D_2 - V_{ab}D_4 + nV_{cd}D_1 - nV_{cd}D_3)/(Lf) \\ i_L(t_2) = i_L(t_3) - V_{ab}D_2/(Lf) \\ i_L(t_3) = [nV_{cd}(1 - 2D_2) + 4V_{ab}(D_4^2 - D_1 + D_2 + D_3 - D_4 + D_1D_4)]/(4Lf) \\ i_L(t_4) = i_L(t_3) + [(V_{ab} - nV_{cd})(D_1 - D_2 - D_3 + D_4)]/(Lf) \\ i_L(t_5) = i_L(t_3) + [(D_1 + D_4 - D_2 - D_3)(V_{ab} - nV_{cd}) + nV_{cd}(D_1 + 2D_4 - 1)]/(Lf) \\ i_L(t_6) = i_L(t_3) + [V_{ab}(1 + 2D_1 - 2D_2 - 4D_3) - nV_{cd}(1 - 2D_2)]/(2Lf) \\ i_L(t_7) = i_L(t_3) + [V_{ab}(1 + 2D_1 - 4D_2 - 4D_3) - nV_{cd}(1 - 2D_2)]/(2Lf) \end{cases} \quad (3)$$

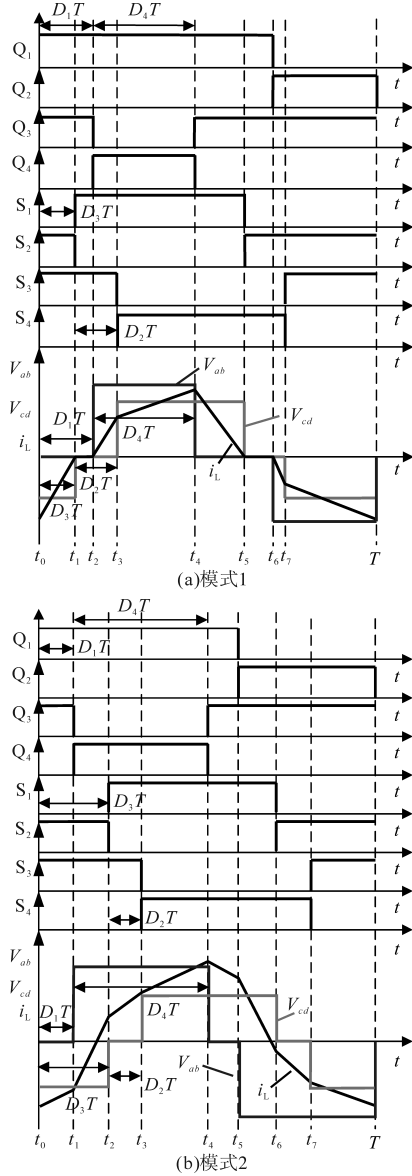


图2 FDFM调制典型波形

Fig.2 Typical waveforms of the FDFM scheme

在模式2下,电感电流 i_L 从 t_0 时刻开始上升,然后从 t_4 时刻开始下降。因此,电感电流 i_L 最大值出现在 t_4 时刻,电感电流 i_L 最小值出现在 t_0 时刻,从而可以获得模式2的电感电流峰峰值为

$$I_{p-p} = [V_{ab}D_4 + nV_{cd}(-D_1 + D_2 + 2D_3 - D_4)] / (Lf) \quad (4)$$

传输功率 P 为

$$P = \frac{-nV_{ab}V_{cd}}{8Lf} (4D_1^2 - 8D_1D_2 - 8D_1D_3 + 8D_1D_4 + 8D_2^2 + 16D_2D_3 - 4D_2 + 8D_3^2 - 8D_3D_4 - 4D_3 + 4D_4^2 - 4D_4 + 1) \quad (5)$$

为了简化 I_{p-p} 和 P 的分析计算,将其进行标么化,取单重移相下最大传输功率 P_N 为功率基准

值,取最大传输功率下的电感电流 I_N 为电流基准值,计算公式如下:

$$P_N = V_{ab}^2 / (8Lf) \quad (6)$$

$$I_N = V_{ab} / (8Lf) \quad (7)$$

则传输功率 P 和电感电流峰峰值 I_{p-p} 的标么值为

$$P' = -2M(4D_1^2 - 4D_1D_2 - 8D_1D_3 + 1 + 4D_2^2 + 8D_2D_3 - 2D_2 + 8D_3^2 - 4D_3 + 4D_4^2 - 4D_4 + 4D_1D_4) \quad (8)$$

$$I'_{p-p} = 8D_4 - 8M(D_1 - D_2 - 2D_3 + D_4) \quad (9)$$

模式1分析方法与模式2类似。模式1的传输功率(标么值)和电感电流峰峰值(标么值)表达式如下:

$$P' = -M(4D_1^2 - 8D_1D_2 - 8D_1D_3 + 8D_1D_4 + 8D_2^2 + 16D_2D_3 - 4D_2 + 8D_3^2 - 8D_3D_4 - 4D_3 + 4D_4^2 - 4D_4 + 1) \quad (10)$$

$$I'_{p-p} = 8D_4 - 8M(D_1 - D_2 - 2D_3 + D_4) \quad (11)$$

2 电感电流峰峰值优化

DAB最基本的功能是实现功率传输,因此对DAB性能的优化必须在满足一定的传输功率下比较才有实际意义。在此基础上,对于DAB变换器电流峰值优化可以降低其峰值电流处的开关损耗、降低电感电流的有效值,从而减小变换器的导通损耗,电流峰峰值的降低还可以减小磁性元件的体积以及磁芯损耗。除此之外,电流峰峰值的减小可以选取应力更小的开关器件。因此本文选取电感电流峰峰值作为优化目标,求解在一定传输功率 P'_0 下,使电感电流峰峰值最小的最优解集 D 。

从上述分析中,电感电流峰峰值优化问题可以表述为

$$\begin{cases} \min [I'_{p-p}(D)] \\ \text{s.t.} \begin{cases} P'(D) - P'_0 = 0 = 0 \\ \mu_i(D) \leq 0 \quad i = 1, 2, \dots, k \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

式中: D 为关于 D_1, D_2, D_3, D_4 的最优解集合; $P'(D)$ 为传输功率表达式; P'_0 为传输功率的标么值; $\mu_i(D)$ 为模式约束条件; i 为当前不等式约束条件序号; k 为不等式约束条件总个数。

KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件是含不等式约束优化问题最优解的必要条件,而对于凸规划,KKT条件就是充要条件。因此利用KKT条件是求解此类不等式约束优化问题的常用解法。对于式(12),可以引入Lagrange乘子将不等式约

束转化为等式约束,得到拉格朗日函数如下:

$$L(D) = I'_{p-p}(D) + \lambda [P'(D) - P'_0] + \sum_{i=1}^k g_i \mu_i(D) \quad (13)$$

式中: λ 为等式约束的松弛变量; g_i 为不等式约束的松弛变量。

为求解最小电感电流峰峰值,根据KKT条件,应满足:

$$\begin{cases} \partial L(D)/\partial D_j = 0 & j = 1, 2, 3, 4 \\ P'(D) - P'_0 = 0 \\ g_i \mu_i(D) = 0 \\ g_i \geq 0 \quad \lambda \neq 0 \end{cases} \quad (14)$$

通过将模式2的传输功率和电感电流峰峰值的表达式(式(8)、式(9))代入式(12)~式(14),可以获得模式2的最优解。

1)当 $0 < P' < 2M^2(1 - M)$ 时,模式2最优解如下:

$$\begin{cases} D_1 = 0.5 - D_4 \\ D_2 = \frac{D_3}{M - 1} + 0.5 \\ D_3 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{P'(1 - M)}}{4M} \\ D_4 = \frac{-\sqrt{2} \sqrt{P'(1 - M)}}{4(M - 1)} \end{cases} \quad (15)$$

2)当 $2M^2(1 - M) \leq P' < 2M/3$ 时,模式2最优解为

$$\begin{cases} D_1 = \frac{1}{6} + \frac{\sqrt{2}(2 - 3M)\sqrt{2M - 3P'}}{12\sqrt{M(3M^2 - 3M + 1)}} \\ D_2 = \frac{1}{6} - \frac{\sqrt{2}\sqrt{2M - 3P'}}{36\sqrt{M(M^2 + M + 1)}} \\ D_3 = D_1 \\ D_4 = \frac{1}{2} - D_1 \end{cases} \quad (16)$$

模式1最优解求解方法与模式2一致,模式1最优解同样可根据传输功率范围分为两段。

1)当 $0 \leq P' < M/2$ 时,模式1最优解为

$$\begin{cases} D_1 = \frac{M^2 - (M - 2P')\sqrt{M^3/(M - 2P')}}{4M^2} \\ D_2 = 0 \\ D_3 = D_1 \\ D_4 = \frac{1}{2} - D_1 \end{cases} \quad (17)$$

2)当 $M/2 \leq P' < M$ 时,最优解为

$$\begin{cases} D_1 = \frac{-(M - 1)\sqrt{(M - P')}}{2\sqrt{M(2M^2 - 2M + 1)}} \\ D_2 = 0 \\ D_3 = \frac{1}{4} - \frac{D_1(2M - 1)}{2(M - 1)} \\ D_4 = 0.5 - D_1 \end{cases} \quad (18)$$

为了获得每个功率段的最优解,需要比较不同模式每个功率段的最优结果。将各模式最优解代入式(9),求解各个功率段的最优电感电流峰峰值。两个模式的电流峰峰值比较结果如图3所示。

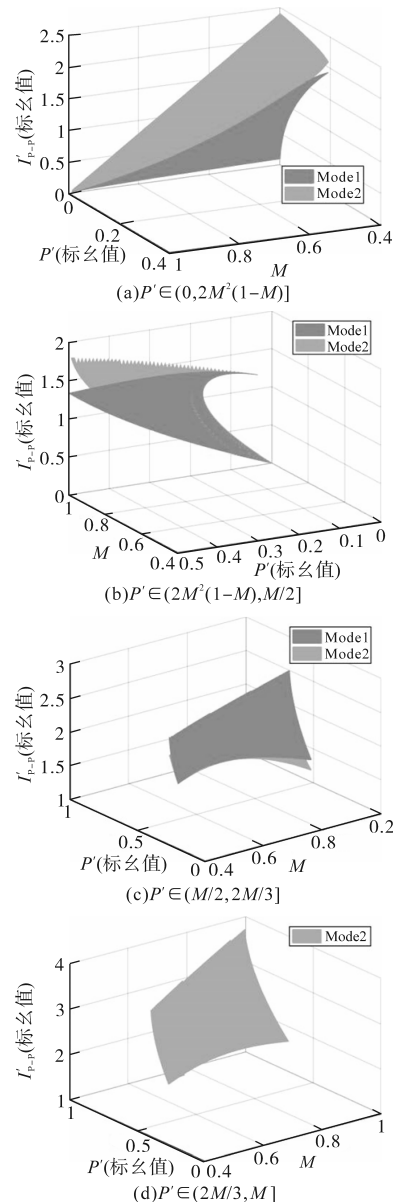


图3 各功率段电流峰峰值的比较

Fig.3 Comparison of peak-to-peak current in each power segment
在功率段 $0 < P' < M/2$ 内,模式1的电感电流峰峰值比模式2更小,如图3a和图3b所示;在功率

段 $M/2 < P' < 2M/3$ 内,模式2的电感电流峰峰值比模式1更小,如图3c所示。综上所述,整个功率段分为三部分,当 $0 < P' < 2M^2(1-M)$ 时最优解为表达式(15);当 $2M^2(1-M) < P' < M/2$ 时最优解为表达式(16);当 $M/2 < P' < M$ 时最优解为表达式(18)。由于模式1只能工作在传输功率标么值 $[0, 2M/3]$ 范围内,所以在功率段 $(2M/3, M]$,只有模式2,如图3d所示。

3 实验分析

为验证本文所提 FDFM 策略的有效性,以数字信号处理器 TMS320F28335 作为主控芯片,搭建了一台 DAB 变换器的硬件平台,如图4所示。

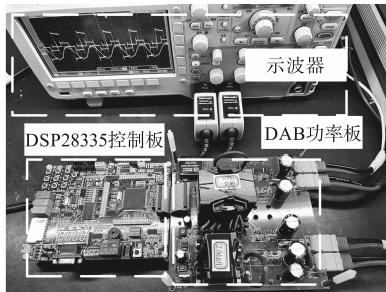


图4 实验装置

Fig.4 Experimental device

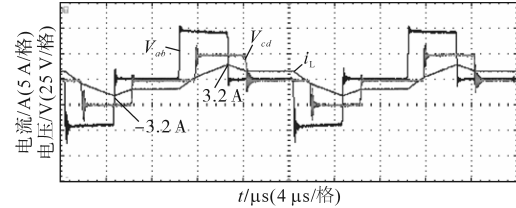
DAB 变换器硬件具体参数为:输入电压 $V_1=48\text{ V}$,输出电压 $V_2=24\sim 42\text{ V}$,漏感 $L=3\ \mu\text{H}$,输入输出电容 $C_1=C_2=940\ \mu\text{F}$,开关频率 $f=50\text{ kHz}$,匝比 $n=1$ 。开关器件为 Infineon 的 MOS 管 IRFB3207,驱动芯片为纳芯微的 NSi6602。实验时, V_1 为 48 V , V_2 变化以模拟不同电压传输比下的情况。

实验中,输入电压为 48 V ,输出电压为 24 V 。图5a、图5b分别为 $P'_0=0.2$ 时 DAB 变换器工作在 DPS 和 FDFM 下变压器两侧电压波形与电感电流波形, DPS 下电感电流峰峰值为 6.4 A ,而 FDFM 下电感电流峰峰值为 5.5 A 。相对 DPS, FDFM 下电感电流峰峰值下降了 14.06% ,在轻载条件下, FDFM 能明显降低电感电流峰峰值。

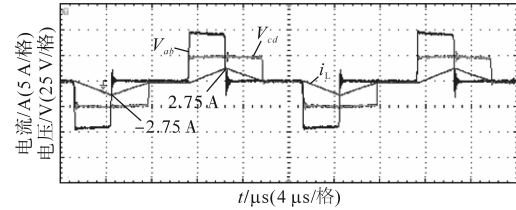
图6a、图6b分别为 $P'_0=0.5$ 时 DAB 变换器工作在 DPS 和 FDFM 下变压器两侧电压波形与电感电流波形, DPS 下电感电流峰峰值为 9.8 A ,而 FDFM 下电感电流峰峰值为 8.7 A 。相对 DPS, FDFM 下电感电流峰峰值下降了 11.22% ,在中负载条件下, FDFM 的电感电流峰峰值也低于 DPS。

为对比不同电压传输比 DPS 和 FDFM 的电流峰峰值,选择了4种不同的输出电压条件,即 V_2 为

24 V , 30 V , 36 V 和 42 V 进行比较,相应的电压传输比分别为 $M=0.5$, $M=0.625$, $M=0.75$ 和 $M=0.875$,电感电流峰峰值随输出功率变化曲线如图7所示。



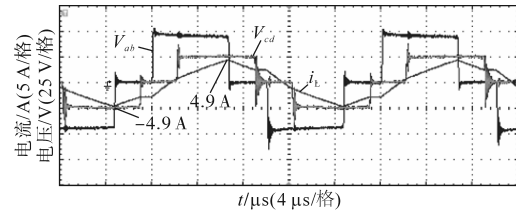
(a) DPS 电感电流波形



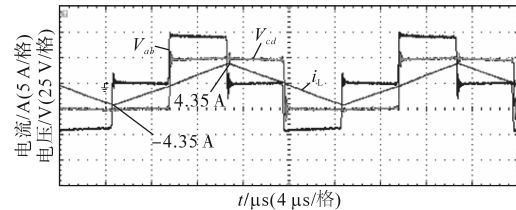
(b) FDFM 电感电流波形

图5 原、副边电压和电感电流波形 ($P'_0=0.2$)

Fig.5 Primary and secondary voltage and inductor current waveforms ($P'_0=0.2$)



(a) DPS 电感电流波形



(b) FDFM 电感电流波形

图6 原、副边电压和电感电流波形 ($P'_0=0.5$)

Fig.6 Primary and secondary voltage and inductor current waveforms ($P'_0=0.5$)

由图7可知,在不同电压传输比下, FDFM 的电感电流的峰峰值在轻载和中负载范围内均低于 DPS 策略,在 $M=0.5$, $M=0.625$ 时输入输出电压严重不匹配的情况下效果更明显。如在 $P'_0=0.5$, $M=0.5$ 时 DPS 的 I_{p-p} 为 9.79 A , FDFM 的 I_{p-p} 为 8.70 A ; $P'_0=0.5$, $M=0.875$ 时 DPS 的 I_{p-p} 为 5.43 A , FDFM 的 I_{p-p} 为 5.32 A 。但随着电压传输比的变大,两种调制方式的电感电流峰峰值逐渐接近,效果越来越不明显。

接下来,将验证所提四自由度调制策略在不同电压传输比下的效率优势。图8为不同电压传输比下 DPS 和 FDFM 调制策略的效率曲线,当

$M=0.5$ 时,FDFM的效率在输出功率为200 W时达到最高,为86.39%,而相同工况下,DPS效率仅为78.33%;当 $M=0.75$ 时,FDFM的效率在输出功率为400 W时达到最高,为90.58%,而相同工况下,DPS效率仅为87.62%。在不同的电压传输比下,

FDFM策略的效率在轻载和中负载下都高于DPS,且在输入输出电压不匹配的情况下更加明显。显然,FDFM策略能够显著提高DAB变换器的效率,尤其在输入输出电压不匹配时,改善更为明显。

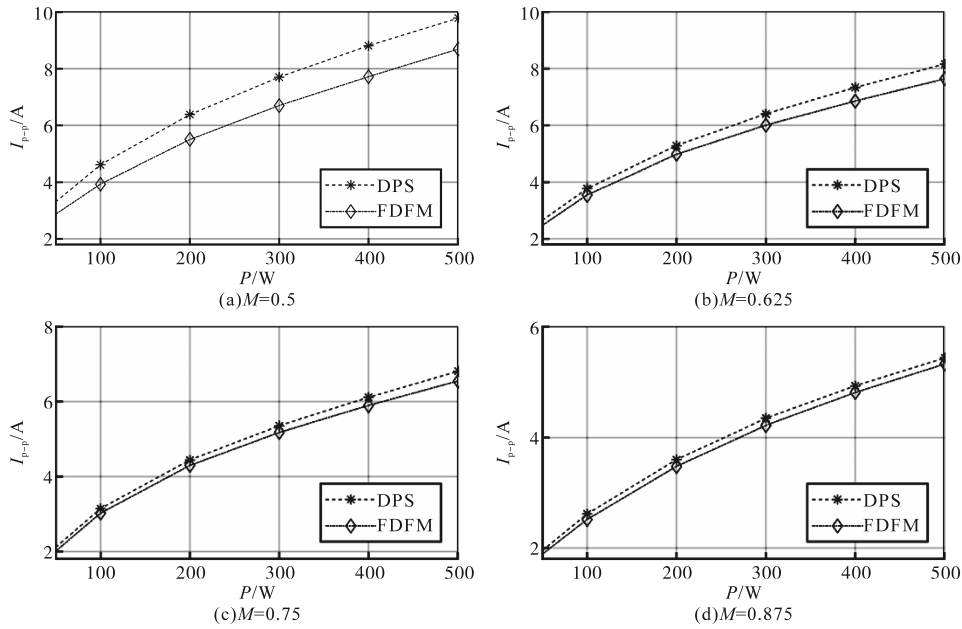


图7 不同电压传输比下的电感电流峰峰值

Fig.7 Peak-to-peak inductor currents at different voltage transfer ratios

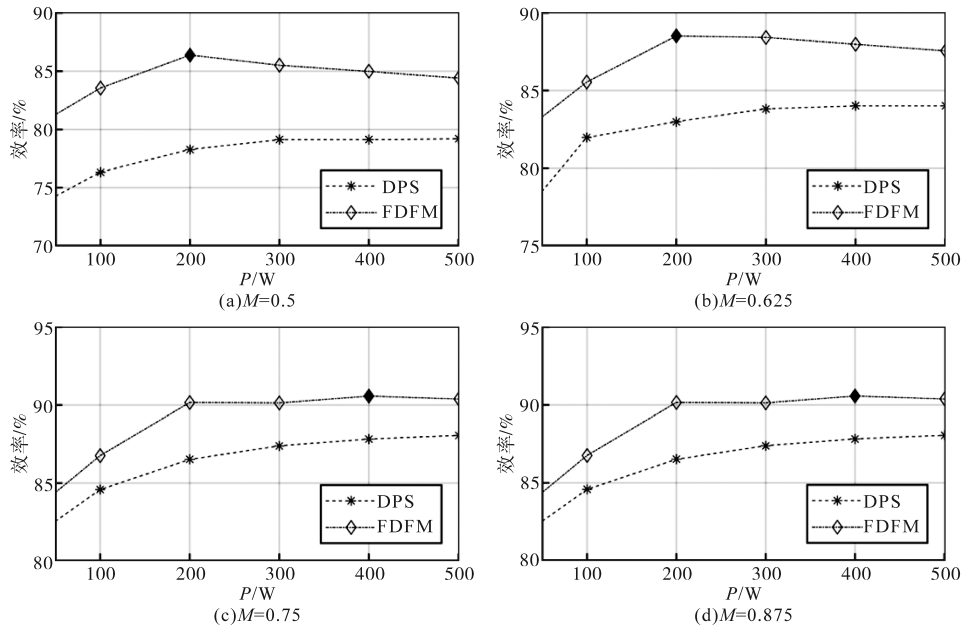


图8 DPS和FDFM的效率曲线

Fig.8 Efficiency curves of DPS and FDFM

4 结论

本文提出一种以电感电流峰峰值最小为目标的双有源桥变换器四自由度调制策略,分析和比较了双有源桥变换器在四自由度调制和双重

移相调制下电感电流峰峰值,根据传输功率及电压传输比等参数,分段求得最小电感电流峰峰值及相应的最优自由度解集,并通过实验分析得到如下结论:

- 1)同一电压传输比下,FDFM策略的电感电

流峰峰值在不同传输功率下均小于 DPS, FDFM 下双有源桥变换器的效率也比 DPS 高。

2) 相对于 DPS, FDFM 可使 DAB 的电流峰峰值进一步降低, 负载越轻, FDFM 策略对电感电流峰峰值的优化效果越好。

3) 相对于 DPS, FDFM 可使 DAB 具有更宽的电压工作范围, 输入输出电压的匹配度越低, FDFM 策略的优化效果也越明显。

参考文献

- [1] XUE F, YU R, HUANG A Q. A 98.3% efficient GaN isolated bidirectional DC-DC converter for DC microgrid energy storage system applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9094-9103.
- [2] 杨才伟. 牵引传动系统电力电子变压器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
YANG Caiwei. Research on control strategy for power electronic transformer in traction drive system[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021.
- [3] 赵彪, 安峰, 宋强, 等. 双有源桥式直流变压器发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 288-298, 418.
ZHAO Biao, AN Feng, SONG Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298, 418.
- [4] WANG X, WEI X, CHEN Q, et al. A novel system for measuring alternating current impedance spectra of series-connected lithium-ion batteries with a high-power dual active bridge converter and distributed sampling units[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7380-7390.
- [5] DE DONCKER R W A A, DIVAN D M, KHERALUWALA M H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(1): 63-73.
- [6] 李善寿, 王浩, 叶伟, 等. 抑制 DAB 变换器回流功率的双重移相调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(17): 14-23.
LI Shanshou, WANG Hao, YE Wei, et al. Dual phase shift modulation strategy for reactive power suppression of a DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(17): 14-23.
- [7] 陈守克. 基于拓展移相控制的双有源桥变换器电流应力优化研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2021.
CHEN Shouke. Current stress optimization of dual active bridge converter based on extended phase shift control[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2021.
- [8] SHI H, WEN H, CHEN J, et al. Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3483-3496.
- [9] 王仁龙, 李永建, 李珊瑚, 等. 双有源桥变换器电流应力优化的双重移相调制方式[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 35-44.
WANG Renlong, LI Yongjian, LI Shanhu, et al. Improved dual phase-shift modulation mode based on current stress optimization of dual active bridge DC-DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 35-44.
- [10] 卢建华, 郝凯敏, 李飞, 等. 多电机双向直流变换器的电流应力优化策略[J]. 电气传动, 2021, 51(9): 18-23.
LU Jianhua, HAO Kaimin, LI Fei, et al. Current stress optimization strategy for bidirectional DC-DC converter of multi-electric aircraft[J]. Electric Drive, 2021, 51(9): 18-23.
- [11] 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.
- [12] LIN F, ZHANG X, LI X, et al. Automatic triple phase-shift modulation for DAB converter with minimized power loss[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3840-3851.
- [13] 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 scheme for dual active bridge converter[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 64-72.
- [14] CHEN G, CHEN Z, CHEN Y, et al. Asymmetric phase-shift modulation strategy of DAB converters for improved light-load efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9104-9113.
- [15] MOU Di, LUO Guanming, 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, 36(4): 4572-4584.

收稿日期: 2023-02-03
修改稿日期: 2023-02-20