

DAB 变换器双重移相改进控制策略研究

周杰,赵世伟,吴亿豪,杨向宇

(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510640)

摘要:为了优化双有源桥(DAB)变换器的电流应力,基于传统双重移相(DPS)调制方式,提出一种改进的双重移相(IDPS)调制方式。首先介绍了IDPS调制方式的工作原理,分析了其稳态下的工作特性,建立了电流应力关于传输功率的数学模型,接着采用拉格朗日乘子法求得了IDPS调制方式的电流应力最优值,并与传统的单重移相(SPS)和DPS调制方式对比分析。最后搭建实验平台验证了所提改进控制策略优化电流应力的有效性,同时提高了变换器的效率。

关键词:双有源桥变换器;双重移相调制方式;电流应力;效率

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24938

Research on Dual Phase Shift Improved Control Strategy of DAB Converter

ZHOU Jie, ZHAO Shiwei, WU Yihao, YANG Xiangyu

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

Abstract: In order to optimize the current stress of dual active bridge (DAB) converter, an improved dual phase shift (IDPS) modulation was proposed based on the traditional dual phase shift (DPS) modulation. Firstly, the working principle of IDPS modulation was introduced, its steady-state working characteristics were analyzed, and the mathematical model of current stress on transmission power was established. Then, the optimal value of current stress of IDPS modulation was obtained by using Lagrange multiplier method, and compared with traditional single phase shift (SPS) and DPS modulation methods. Finally, an experimental platform was built to verify the effectiveness of the proposed control strategy in optimizing current stress, meanwhile, the efficiency of the converter was improved.

Key words: dual active bridge (DAB) converter; double phase shift (DPS) modulation; current stress; efficiency

双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器因具备电气隔离、可高频化、结构对称等优点,在分布式发电、储能以及电动汽车等领域有着非常广泛的应用^[1-3]。

DAB变换器常用的控制策略是移相控制,单重移相(single phase shift, SPS)调制方式实现简单,但无法有效地优化电流应力^[4]。扩展移相(extended phase shift, EPS)调制方式在一定程度上改善了电流应力大的状况,使得控制更加灵活^[5-6]。在此基础上,双重移相(dual phase shift, DPS)调制方式被提出并引起学者广泛研究^[7-8]。文献[9-10]推导了其电流应力的数学模型,得出

其函数最优解,以减小电流应力,然而传统DPS调制方式对电流应力的优化效果十分有限。文献[11]提出了一种通过重新定义移相角约束关系的新的DPS调制方式,该种调制方式增大了移相角的调节范围,但没能实现对电流应力进一步的优化。文献[12]改变了传统DPS调制方式移相角之间的约束关系,提出一种新的DPS调制方式,电流应力得到优化,也提高了运行效率。

为进一步降低DAB变换器的电流应力,提出一种改进的双重移相调制方式(improved dual phase shift, IDPS)。首先推导分析了传输功率与电流应力的工作特性,接着采用拉格朗日乘子法

基金项目:广东省自然科学基金(2018A0303130221)

作者简介:周杰(1996—),男,硕士,主要研究方向为直流微电网领域的DC-DC变换器设计,Email:1254889109@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

得到了IDPS调制方式的最小电流应力以及对应移相角的解,并将电流应力优化效果与传统的SPS和DPS调制方式进行比较,最后通过实验验证了所提改进控制策略的有效性。

1 改进双重移相调制方式

1.1 电路拓扑

图1为DAB变换器的拓扑结构,由输入、输出侧结构对称的H桥、高频变压器、等效电感L以及两侧支撑电容 C_1 和 C_2 构成。 V_1, V_2 分别为输入、输出侧直流电压; U_L, i_L 分别为电感上的电压和电流; U_{AB} 和 U_{CD} 为两侧桥臂中点的输出电压。电压传输比定义为 $k=U_1/(nU_2) > 1, n$ 为变压器的变比。

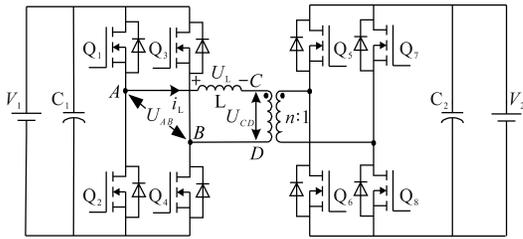


图1 DAB变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of DAB converter

DAB变换器稳态工作时,将一次侧折算到二次侧,以辅助电感为中心,两边的结构是对称的,故只需对正向传输模式分析即可,以正向传输降压模式($k > 1, P > 0$)为例对变换器的工作特性和电流应力进行分析。

1.2 IDPS调制方式

移相控制中,一、二次侧桥内移相角为 D_1 和 D_2 ,桥间移相角为 D_3 。为实现对DAB变换器电流应力的优化,对传统DPS调制方式 $D_1=D_2$ 的移相角约束关系进行重新定义,提出IDPS调制方式,使得二次侧桥内移相角 D_2 与桥间移相角 D_3 的大小相等,但方向相反,即 $D_2 = -D_3 = D_s$,将其作为一个控制自由度,一次侧桥内移相角 D_1 作为另一个控制自由度。

1.3 IDPS调制方式工作区间划分

DAB变换器在IDPS调制方式下工作在稳态时,根据移相角 D_1 与 D_s 之间的约束关系,可将IDPS调制方式分为4个有效的工作区间,各区间的工作波形如图2所示。其中A区间与H区间、B区间与F区间、C区间与G区间、D区间与E区间的工作特性相同,只是传输功率方向相反,因此选择A区间、D区间、F区间和G区间4个传输功

率方向为正的工作区间进行分析。

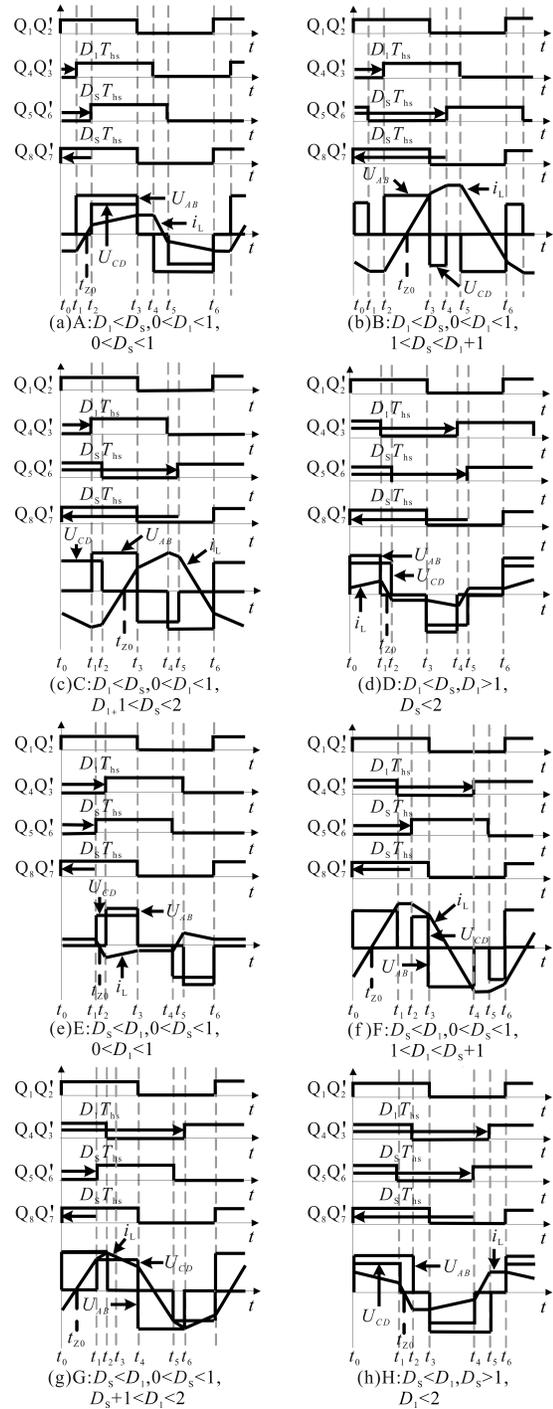


图2 IDPS调制方式的工作波形

Fig.2 Working waveforms of IDPS modulation

1.4 工作状态推导分析

假设DAB运行于理想状态,即不考虑寄生参数和死区的影响,根据电感电流方向与开关管通断状态,可得到1个工作区间的多个工作状态。由于电感电流具有周期性和对称性,以D区间为例,对其前半周期进行分析,图3为D区间各阶段的工作状态图。

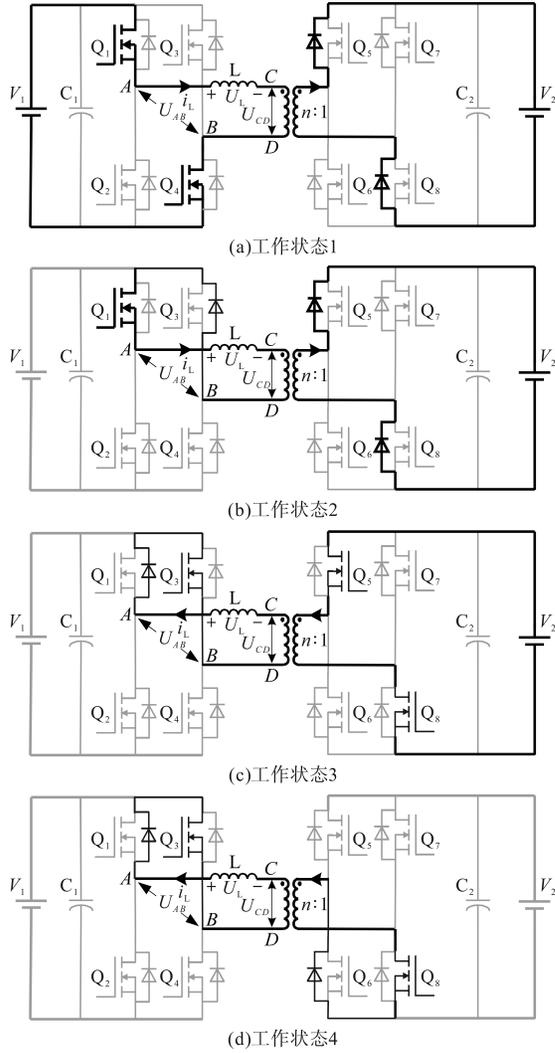


图3 D区间各阶段的工作状态

Fig.3 Working status of each stage of section D

工作状态1(t_0-t_1):如图3a所示, i_L 在 t_0 时刻前的方向为正, t_0 时刻后, i_L 在此阶段内的方向仍为正,一次侧电流通过 Q_1, Q_4 导通续流,二次侧电流通过 D_5, D_8 导通续流, $U_{AB}=V_1, U_{CD}=nV_2$,此阶段 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_1 - nV_2}{L} (t - t_0) \quad (1)$$

工作状态2(t_1-t_{20}):如图3b所示, i_L 在此阶段的方向仍为正,一次侧电流通过 Q_1, D_3 导通续流,二次侧电流继续通过 D_5, D_8 导通续流, $U_{AB}=0, U_{CD}=nV_2, i_L$ 在 t_{20} 时刻降至0。此阶段 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{-nV_2}{L} (t - t_1) \quad (2)$$

工作状态3($t_{20}-t_2$):如图3c所示,此阶段,一次侧电流通过 D_1, Q_3 导通续流,二次侧电流通过 Q_5 和 Q_8 导通续流, U_{AB} 和 U_{CD} 不变, i_L 在 t_{20} 时刻从0反向增加。此阶段 i_L 的表达式与上一阶段相同。

工作状态4(t_2-t_3):如图3d所示,此阶段, i_L 方向为负,大小保持不变,一次侧电流通过 D_1, Q_3 导通续流,二次侧电流通过 D_6 和 Q_8 导通续流, U_{AB} 和 U_{CD} 的值均为0,此阶段 i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_2) \quad (3)$$

1.5 IDPS调制方式工作特性分析

根据 i_L 波形的对称性有 $i_L(t_1)=-i_L(t_4)$,结合各时刻移相比 $t_1=(D_1-1)T_{hs}, t_2=(D_5-1)T_{hs}, t_3=T_{hs}, T_{hs}$ 为0.5个周期, i_L 各时刻的临界值为

$$\begin{cases} i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [k(D_1 - 1) - 2D_1 + D_5 + 1] \\ i_L(t_2) = -\frac{nV_2}{4Lf_s} [k(1 - D_1) + D_5 - 1] \end{cases} \quad (4)$$

IDPS调制方式传输功率可表示为

$$P = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} U_{AB} i_L(t) dt \quad (5)$$

为比较电流应力优化效果,需对 P 进行标么化处理。选取SPS调制方式最大传输功率 P_b 作为基准值, p 为传输功率(标么值),计算如下:

$$\begin{cases} P_b = nV_1V_2/(8f_sL) \\ p = P/P_b \end{cases} \quad (6)$$

功率正向传输的4个区间的传输功率表达式如表1所示。IDPS调制方式的传输功率范围如图4所示。

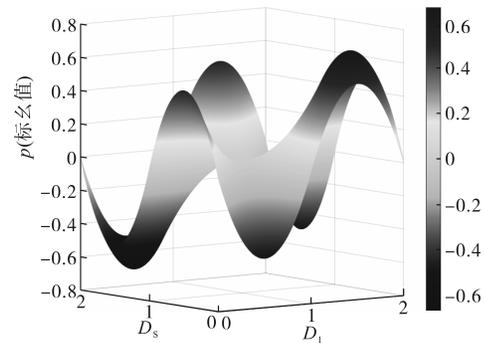


图4 IDPS调制方式的传输功率范围

Fig.4 The range of power transmission of IDPS modulation

A区间、D区间和F区间的传输范围为(0, 0.5),G区间传输范围为(0, 0.667),存在最大正向功率传输点 $p_{max}=0.667$ (标么值)($D_1=1.667, D_5=0.333$)。同时功率可反向传输,相对应的B区间、E区间和H区间的传输范围为(-0.5, 0),C区间传输范围为(-0.667, 0),存在反向最大功率传输点 $p_{max}=-0.667$ (标么值)($D_1=0.333, D_5=1.667$),增加了功率传输的适用范围。

表1 IDPS调制方式传输功率

工作区间	边界条件	传输功率 p (标么值)
A	$D_1 < D_s, 0 < D_1 < 1, 0 < D_s < 1$	$2(-D_s^2 + D_1 D_s - D_1 + D_s)$
D	$D_1 < D_s, D_1 > 1, D_s < 2$	$2(-D_1^2 + D_1 D_s + D_1 - D_s)$
F	$D_s < D_1, 0 < D_s < 1, 1 < D_1 < D_s + 1$	$2(-D_1 D_s + D_1 + D_s - 1)$
G	$D_s < D_1, 0 < D_s < 1, D_s + 1 < D_1 < 2$	$2(-D_1^2 - D_s^2 + D_1 D_s + 3D_1 - D_s - 2)$

2 电流应力分析

2.1 IDPS调制方式电流应力分析

电流应力影响着器件的最大通流能力,也影响着开关管的开关损耗、电感损耗,因此让变换器在较小的电流应力下工作是非常必要的。

根据工作特性的分析,可以得到各个工作区间的电流应力 i_{max} ,表示为

$$i_{max} = \max \{ i_L(t) \} \quad (7)$$

利用下式进行电流应力标么化:

$$\begin{cases} I_b = \frac{P_b}{V_1} = \frac{nV_2}{8f_s L} \\ M = i_{max} / I_b \end{cases} \quad (8)$$

式中: I_b 为电流应力基准值; M 为电流应力标么值。

由式(7)和式(8)可求出电流应力标么值,为求得IDPS调制的最小电流应力,需比较 $p > 0$ 的所有工作区间该值的大小,求取过程采用拉格朗日乘数法,构建拉格朗日函数为

$$F(D_1, D_s, \lambda) = M(D_1, D_s) + \lambda p(D_1, D_s) \quad (9)$$

式中: $F(D_1, D_s, \lambda)$ 为构建的拉格朗日函数; $M(D_1, D_s)$ 为待求的电流应力标么值的目标函数; $p(D_1, D_s)$ 为传输功率标么值的约束条件。

按下式分别对 M 函数中的两个变量求偏微分,求解有:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial D_1} = \frac{\partial M}{\partial D_1} + \lambda \frac{\partial p}{\partial D_1} = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial D_s} = \frac{\partial M}{\partial D_s} + \lambda \frac{\partial p}{\partial D_s} = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = p(D_1, D_s) - p_0 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中: p_0 为传输功率的标么值。

求得的移相角的组合解可使电流应力为最小值,IDPS调制方式各个工作区间的最小电流应力表达式如表2所示。

表2 IDPS调制方式电流应力

工作区间	边界条件	M
A	$D_1 < D_s, 0 < D_1 < 1, 0 < D_s < 1$	$2\sqrt{2kp(k-1)}$
D	$D_1 < D_s, D_1 > 1, D_s < 2$	$2\sqrt{2p(k-1)}$
F	$D_s < D_1, 0 < D_s < 1, 1 < D_1 < D_s + 1$	$2\sqrt{2kp}$
G	$D_s < D_1, 0 < D_s < 1, D_s + 1 < D_1 < 2$	$\frac{2}{3} [2k - \sqrt{2(2-3p)} \cdot \sqrt{(k^2 - 3k + 3)}]$

经过数学方法的推导与分析可得,当传输功率 $p < p_T = (2k-2)/k^2$ (p_T 为切换工作区间的临界功率)时,变换器在IDPS调制方式下工作在D区间可获得最小电流应力值,此时移相角的组合解为

$$\begin{cases} D_1 = 1 + \sqrt{\frac{p}{2(k-1)}} \\ D_s = 1 + k\sqrt{\frac{p}{2(k-1)}} \end{cases} \quad (11)$$

当传输功率 $p > p_T = (2k-2)/k^2$ 时,变换器在IDPS调制方式下工作在G区间可获得最小电流应力值,此时移相角的组合解为

$$\begin{cases} D_1 = [10k^2 - 30k \pm 3\sqrt{2(2-3p)(k^2 - 3k + 3)} \pm 2k\sqrt{2(2-3p)(k^2 - 3k + 3)} + 30] / [6(k^2 - 3k + 3)] \\ D_s = \frac{-[6k - 2k^2 \pm k\sqrt{2(2-3p)(k^2 - 3k + 3)} - 6]}{6(k^2 - 3k + 3)} \end{cases} \quad (12)$$

2.2 电流应力对比分析

图5为传统SPS,DPS与IDPS调制方式的最小电流应力对比图。

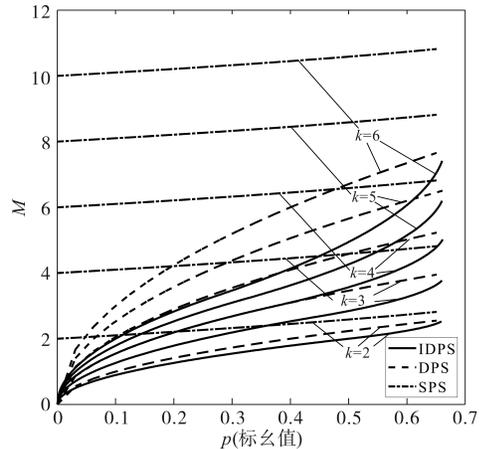


图5 三种调制方式下的最小电流应力对比曲线
Fig.5 Comparison curve of minimum current stress under three modulation modes

由图5可知,在不同电压传输比下,IDPS调制方式较于SPS和DPS调制方式,在运行范围内均有着更小的电流应力。 k 越大,IDPS调制方式对电流应力的优化效果越明显, k 较大时,依然能保持较低的电流应力。此外,IDPS调制方式在较低传输功率区间($p < p_T$)的优化效果更加显著,此时IDPS调制的最优工作区间位于D区间。IDPS调制方法关于电流应力的最优工作区间工作在较高的传输功率区间($p > p_T$)时切换到G区间,此区间内的电流应力优化效果下降,其值趋近于传统DPS调制方式。

3 实验分析及结论

为了验证IDPS调制方式优化电流应力策略的正确性与有效性,选择了TI公司的TMS320F28335作为主要控制芯片搭建硬件实验平台,主要参数如下:输入电压 $U_1=48\text{ V}$;电压传输比 k 为2~4,变压器变比 $n=1$; $C_1=C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$;开关频率 $f_s=50\text{ kHz}$;等效漏感 $L=3\ \mu\text{H}$ 。

图6为电压传输比 $k=4$ 、传输功率 $p=0.2, 0.4$ (标么值)的实验波形图。图6a、图6d分别为 $p=0.2, 0.4$ (标么值)在SPS调制方式下的波形图,相对应的最小电流应力依次为50.1 A和52.2 A。图6b、图6e分别为 $p=0.2, 0.4$ (标么值)在DPS调制方式下的波形图,相对应的最小电流应力依次为27.2 A和42 A。图6c、图6f分别为 $p=0.2$ (标么值), 0.4 (标么值)在IDPS调制方式下的波形图,相对应的最小电流应力依次为21.6 A和30.4 A,相比于SPS调制方式最小电流应力分别优化了56.89%和41.76%,相比于DPS调制方式,最小电流应力分别优化了20.59%和27.62%。

图7为电压传输比 $k=2/4/6$ 时电流应力和效率关于传输功率的实验曲线对比图,可看出IDPS调制下的电流应力与效率在运行范围内始终优于传统SPS和DPS调制。IDPS调制对电流应力的优化和效率的提升在较低的传输功率范围($p < p_T$)内更加明显,在传输功率较高时($p > p_T$),IDPS调制的电流应力和效率优于和趋近于传统DPS调制。这是由于随着传输功率的增加,IDPS调制最优工作区间从D区间转换到G区间,对电流应力的优化效果有所下降,一定程度上使得运行效率降低。

$k=2/4/6$ 时,IDPS调制下的电流应力相较于SPS调制分别最大优化了19.6 A,21.2 A,24.8 A,效率分别最大提升了11.34%,23.82%,37.51%,

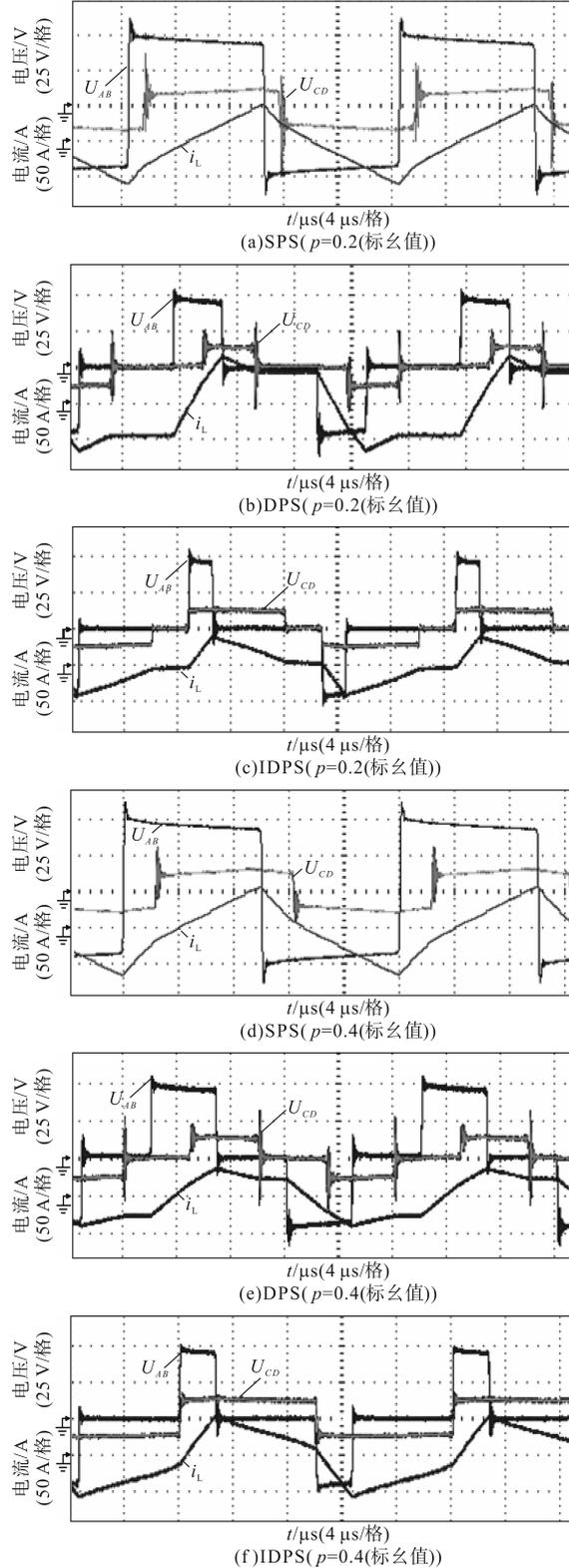


图6 $k=4$ 时的实验波形

Fig.6 Experimental waveform when $k=4$

相较于DPS调制分别最大优化了5.8 A,11.6 A,15.4 A,效率分别最大提升了4.73%,8.43%,13.54%; k 越大,电流应力和效率的优化越显著,原因在于 k 越大,IDPS调制能获得优化效果越好的电流应力,变换器的损耗在一定程度上得到了

降低,运行效率得以提高。

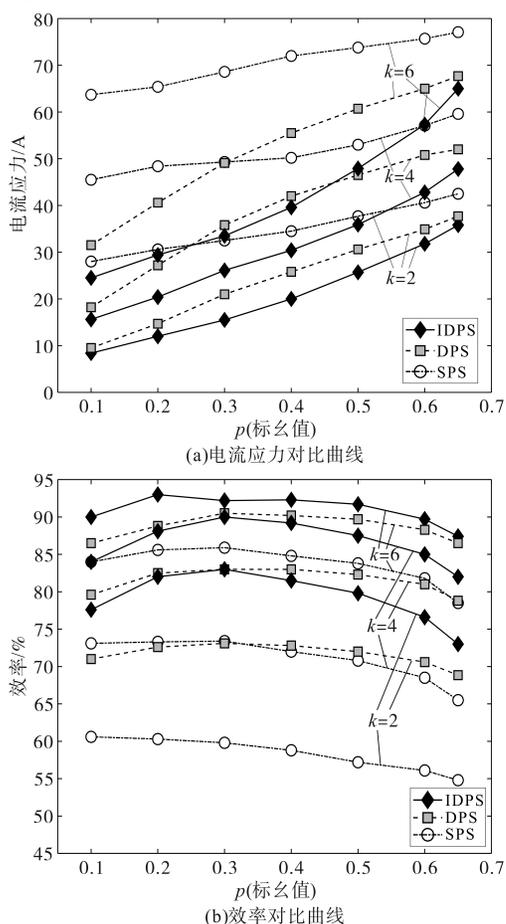


图7 不同电压传输比下的实验曲线

Fig.7 Experimental curves under different voltage transmission ratios

为降低DAB变换器的电流应力,提出一种改进的双重移相(IDPS)调制方式。经过理论推导与分析可得,相较于传统SPS和DPS调制方式, IDPS调制方式在运行范围内均能进一步降低电流应力,在较低传输功率区间($p < p_T$)和电压传输比较大的情况下,效果更为显著。实验验证了理论分析的正确性和所提改进控制策略的有效性,实验结果同时表明,变换器的损耗也显著降低,运行效率得到大幅提高。

参考文献

[1] 宋强,赵彪,刘文华,等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报,2013,33(25):9-19.
SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. An review of research on smart DC distribution power networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19.

[2] 王天宇,徐政,姜红利,等. 电压匹配度对DAB特性的影响及其优化控制方法[J]. 电气传动,2019,49(9):31-34.
WANG Tianyu, XU Zheng, JIANG Hongli, et al. Effect of voltage matching degree on DAB operating characteristics and its optimal control methods[J]. Electric Drive, 2019, 49(9): 31-34.

[3] 李彦君,张兴,赵文广,等. 基于拓展移相调制的双有源桥回流功率优化策略[J]. 太阳能学报,2022,43(3):216-222.
LI Yanjun, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Optimized strategy of dual active bridge reflux power based on extended phase shift modulation[J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2022, 43(3): 216-222.

[4] 刘赫,路鑫,高圣伟,等. 双有源桥DC-DC变换器的回流功率优化控制[J]. 电源技术,2020,44(2):277-280,294.
LIU He, LU Xin, GAO Shengwei, et al. Optimal control of recurrent power of dual active bridge DC-DC converter[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(2): 277-280, 294.

[5] HOU N, SONG W, ZHU Y T, et al. Dynamic and static performance optimization of dual active bridge DC-DC converters[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(3):607-618.

[6] 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.

[7] 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.

[8] 竺庆革. 双有源桥DC-DC的调制方式的研究[J]. 电气技术, 2020,21(7):53-56,68.
ZHU Qingrong. A study of dual active bridge DC-DC modulation mode[J]. Electrical Engineering, 2020, 21(7): 53-56, 68.

[9] ZHAO B, SONG Q, LIU W. 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.

[10] 于德,付超,王毅,等. 隔离型双向直流变换器的最小回流功率移相控制方法[J]. 电工技术学报,2017,32(24):126-138.
YU De, FU Chao, WANG Yi, et al. The phase-shifting control method of isolated bidirectional DC-DC converter with minimum backflow power[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 126-138.

[11] LIU X, ZHU Z Q, STONE D A, et al. Novel dual-phase-shift control with bidirectional inner phase shifts for a dual-active-bridge converter having low surge current and stable power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 4095-4106.

[12] 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.

收稿日期:2023-02-07
修改稿日期:2023-02-27