

多电飞机双向直流变换器的电流应力优化策略

卢建华¹, 郝凯敏², 李飞¹, 贾临生¹, 孙旭¹

(1. 海军航空大学 航空基础学院, 山东 烟台 264001;

2. 中国人民解放军 92283 部队, 上海 200000)

摘要: 双向直流变换器在多电飞机电源系统中有着重要的应用, 为提高双有源桥双向直流变换器效率, 提出一种基于双重移相模式组合控制的优化控制策略。为降低变换器电流应力, 提高变换器效率, 在推导不同模式下变换器电感电流、传输功率及电流有效值数学表达式的基础上, 利用拉格朗日方程求取在不同模式、不同电压调节比下使得电感峰值电流最小的移相比函数。通过仿真对比研究双重移相模式组合优化控制及单移相、拓展移相控制、双重移相单模式 1 控制方式下的电感峰值电流及电流有效值。对比分析表明, 双重移相模式组合优化控制不仅减小了系统电流应力, 而且降低了变换器电流有效值, 在提高系统效率方面更具优势。

关键词: 双有源桥直流变换器; 双重移相控制; 模式组合; 电流应力优化

中图分类号: TM42 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21109

Current Stress Optimization Strategy for Bidirectional DC-DC Converter of Multi-electric Aircraft

LU Jianhua¹, HAO Kaimin², LI Fei¹, JIA Linsheng¹, SUN Xu¹

(1. School of Basic Science, Naval Aviation University, Yantai 264001, Shandong, China;

2. The 92283th Unit of PLA, Shanghai 200000, China)

Abstract: The bidirectional DC-DC converter has an important application in multi-electric aircraft power system. In order to improve the efficiency of dual active bridge bidirectional DC-DC converter, an optimal control strategy based on dual phase shift mode combination control was proposed. In order to reduce the current stress of the converter and improve the efficiency of the converter, based on the mathematical expressions of the inductor current, transmission power and current RMS of the converter under different modes, Lagrange equation was used to obtain the phase shift function which minimizes the peak inductance current under different modes and different voltage regulation ratios. The peak current and current RMS value of the inductor under dual phase shift mode combination optimization control, single phase shift control, extended phase shift control and single mode one control mode of dual phase shift were compared by simulation. The comparative analysis shows that the dual phase shift mode combination optimization control not only reduces the system current stress, but also reduces the converter current RMS, which has more advantageous in improving system efficiency.

Key words: dual active bridge DC converter; dual phase shift control; modal combination; current stress optimization

在采用 270 V 高压直流电源系统的多电飞机中, 双向直流变换器有着三个方面的作用: 1) 正常工作情况下, 双向直流变换器将 270 V 高压直流降压给低压直流负载供电^[1]; 2) 当主电源发生故障时, 备用蓄电池通过双向直流变换器升压给 270 V 负载供电^[2]; 3) 当有能量回馈到主电源时,

主电源通过双向直流变换器与蓄电池进行能量交换, 达到减小电网冲击的目的^[3]。

双有源桥(dual active bridge, DAB)双向直流变换器由于具有功率密度高、能量双向流动、拓扑结构简单、电气隔离等优点^[4-5], 在航空航天电源^[6-7]领域受到越来越多的关注。

文献[8]指出,提高DAB效率的方法有:1)通过优化调制降低变换器电感峰值电流;2)通过优化调制降低变换器回流功率;3)通过优化调制降低变换器电感电流有效值;4)通过优化控制参数,使开关器件尽可能实现软开关。为提高DAB传输效率,张勋等^[9]采用解析法对拓展移相(extended phase shift, EPS)控制方式下的DAB电感峰值电流进行优化,降低了DAB电流应力,提高了变换器效率,但是其优化控制策略分段太多,不利于控制系统的设计;孟德越等^[10]采用拉格朗日法对EPS与单移相(single phase shift, SPS)组合控制的电感电流有效值进行优化控制,降低了DAB电感电流有效值,其解算方法简单,但两种控制方式之间的优化函数不能完全衔接,因此两种控制方式在闭环系统中无法平稳切换,不利于工程实现;傅仕航等^[11]利用解析法对拓展移相及双重移相(dual phase shift, DPS)控制下回流功率进行优化控制,并对比研究了双重移相控制及拓展移相控制方式下电流应力,得出前者电流应力更小的结论,但是其只解算出双重移相控制方式下一种模式的优化控制策略,没有充分考虑双重移相控制其他模式特点,双重移相控制的优越性没有得到充分发挥,且利用解析法得到的优化控制策略分段较多,解算过程复杂。

为提高DAB传输效率,本文在文献[11]的基础上,对双重移相控制方式下不同模式的工作特性进行研究,求取其电感电流、传输功率及电流有效值表达式,并据此提出一种以电感峰值电流最小为目标的双重移相控制模式组合优化控制策略,最后通过仿真实验验证优化控制策略的可行性及有效性。

1 双重移相控制的工作原理及工作特性分析

1.1 双有源桥直流变换器工作原理

双有源桥直流变换器拓扑结构^[4]如图1所示。其中, U_1, U_2 分别为变换器输入、输出电压; C_1, C_2 为输入、输出滤波电容; R 为负载等效电阻; L, R_L 分别为变压器折合到原边侧的漏感、漏感电阻。假设变压器匝比为 $N:1$,电压调节比 $k=NU_2/U_1$, $S_1\sim S_4$ 四个开关管组成原边侧全桥, $Q_1\sim Q_4$ 组成副边侧全桥。

当DAB工作在双重移相控制方式^[12]下时,以

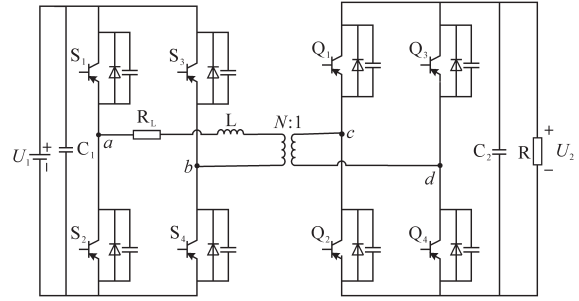


图1 双有源桥直流变换器拓扑结构

Fig.1 Dual active bridge DC converter topology

电能正向传输为例,说明其工作机理。变压器两侧全桥开关频率相同,同一桥臂上开关管交替导通,占空比都为50%,其中原边全桥、副边全桥内部对角开关管之间的移相角为 $D_1\pi$ (D_1 为桥内移相比),原边全桥及副边全桥之间移相角为 $D_2\pi$ (D_2 为桥间移相比)。双重移相控制通过控制桥内移相比及桥间移相比来控制DAB传输功率大小及方向。与拓展移相不同的是,双重移相控制下原、副边桥内移相比都为 D_1 ,而拓展移相只在变压器的某一侧全桥内存在桥内移相比。根据 D_1 及 D_2 之间关系可以将双重移相控制划分为4个模式^[13],即

- 1)模式1: $D_1 < D_2$,且 $D_1 + D_2 < 1$;
- 2)模式2: $D_1 > D_2$,且 $D_1 + D_2 < 1$;
- 3)模式3: $D_1 < D_2$,且 $D_1 + D_2 > 1$;
- 4)模式4: $D_1 > D_2$,且 $D_1 + D_2 > 1$ 。

4个模式对应工作波形如图2所示。其中, T_{hs} 表示半个开关周期, U_{ab} 为原边侧全桥输出电压, U_{cd} 为副边侧全桥输入电压, U_L 为漏感 L 两端电压, i_L 为经过变压器漏感的电感电流。

1.2 变换器工作特性分析

根据DAB变换器的工作原理可以得到电感电流与时间的函数关系:

$$i_L(t_i) = \int_{t_{i-1}}^{t_i} \frac{U_{ab} - U_{cd}}{L} dt \quad (1)$$

$$i_L(t_{i+4}) = -i_L(t_i) \quad (2)$$

根据式(1)、式(2)可以得到4种模式下不同时刻的电感电流,如表1所示,其中 $i_N = U_1 / (4fL)$ 。

为计算方便,利用电感电流有效值的平方表征电感电流有效值的量。变换器传输功率及电感电流有效值的平方表达式为

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} U_{ab} i_L(t) dt \quad (3)$$

$$i_{rms}^2 = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_0}^{t_1} i_L^2(t) dt \quad (4)$$

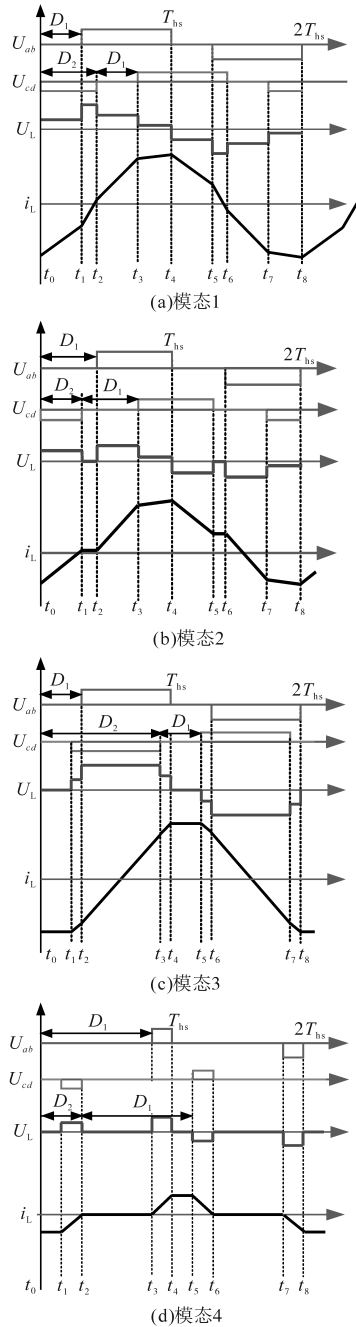


图2 4种模式工作波形

Fig.2 Operating waveforms for four modes

根据表1及式(3)、式(4)可以求得4种模式下传输功率及电流有效值平方项表达式如下:

$$\begin{cases} P_1 = P_N(-2D_1^2 - 4D_2^2 + 4D_2) \\ I_{rms1}^2 = M(2k^2D_1^3 + 2D_1^3 - 12kD_1^2D_2 - 3k^2D_1^2 \\ + 6kD_1^2 - 3D_1^2 - 8kD_2^3 + 12kD_2^2 + k^2 \\ - 2k + 1) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} P_2 = P_N(4D_2 - 4D_1D_2 - 2D_2^2) \\ I_{rms2}^2 = M(2k^2D_1^3 - 4kD_1^3 + 2D_1^3 - 3k^2D_1^2 \\ + 6kD_1^2 - 3D_1^2 - 12kD_1D_2^2 - 4kD_2^3 \\ + 12kD_2^2 + k^2 - 2k + 1) \end{cases} \quad (6)$$

表1 4种模式下电感电流表达式

工作模式		电感电流表达式
模式1	$i_L(t_0)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1 - 2D_2)]$
	$i_L(t_1)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 + D_1 - 2D_2)]$
	$i_L(t_2)$	$i_N[2D_2 - D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
	$i_L(t_3)$	$i_N[2D_2 + D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
模式2	$i_L(t_0)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1 - 2D_2)]$
	$i_L(t_1)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
	$i_L(t_2)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
	$i_L(t_3)$	$i_N[2D_2 + D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
模式3	$i_L(t_0)$	$i_N[D_1 - 1 + k(D_1 - 1)]$
	$i_L(t_1)$	$i_N[D_1 - 1 + k(D_1 - 1)]$
	$i_L(t_2)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 + D_1 - 2D_2)]$
	$i_L(t_3)$	$i_N[2D_2 - D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
模式4	$i_L(t_0)$	$i_N[D_1 - 1 + k(D_1 - 1)]$
	$i_L(t_1)$	$i_N[D_1 - 1 + k(D_1 - 1)]$
	$i_L(t_2)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$
	$i_L(t_3)$	$i_N[D_1 - 1 + k(1 - D_1)]$

$$\begin{cases} P_3 = P_N(4D_1D_2 - 2D_2^2 - 4D_1 + 2) \\ I_{rms3}^2 = M(2k^2D_1^3 + 4kD_1^3 + 2D_1^3 - 3k^2D_1^2 \\ - 6kD_1^2 - 3D_1^2 + 12kD_1D_2^2 - 24kD_1D_2 \\ + 12kD_1 - 4kD_2^3 + 12kD_2 + k^2 - 6k + 1) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} P_4 = 2P_N(D_1 - 1)^2 \\ I_{rms4}^2 = M(D_1 - 1)^2(2D_1 + 12kD_2 + 2k^2D_1 \\ + k^2 - 6k + 1) \end{cases} \quad (8)$$

其中 $P_N = \frac{nU_1U_2}{8fL}$
 $M = \frac{U_i^2}{48f^2L^2}$

式中: P_N, M 分别为传输功率及有效值标么化基准值。

根据式(5)~式(8),利用Matlab三维画图工具画出标么化传输功率及有效值平方三维图,如图3所示。其中黑色实线是SPS控制方式下的工作特性曲线。

对比图3a、图3b可以看出,传输功率三维图关于平面 $D_2=0.5$ 对称;当 D_1 固定时, $D_2>0.5$ 的区间电流有效值明显增大,意味着在传输相同功率时,在 $D_2>0.5$ 的区间电流有效值更大,这将增加变换器线路损耗、变压器损耗,降低系统效率^[14]。从图3a可以看出,模式1最大传输功率最大,模式2、模式3最大传输功率相同,模式4最大传输功率最小。从图3b可以看出,模式1在 $D_2>0.5$ 的区间电流有效值较高,模式3在 $D_1<0.5$ 的区间电流有效值较高,模式2与模式4电流有效值较小。为提高变换器传输效率,取 $D_2<0.5$ 中的模式1及模式2作为工作区间。

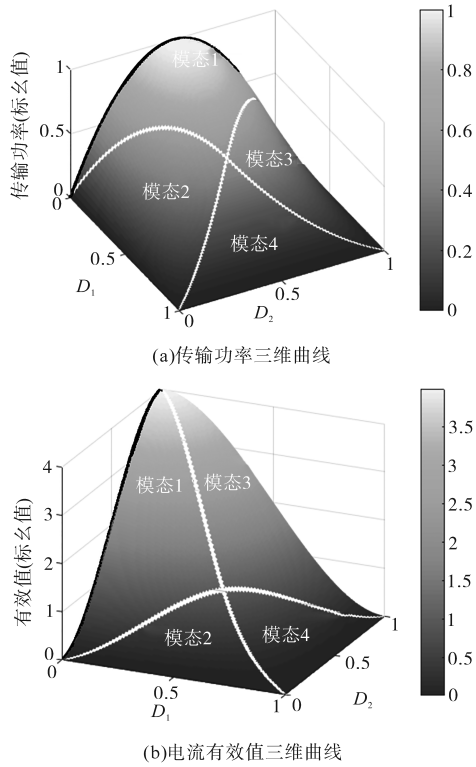


图3 DPS控制4种模态工作特性图

Fig.3 DPS control four modal operating characteristics

2 电流应力最小的优化控制

根据表1电感电流表达式可以得出模态1、模态2电流峰值表达式为

$$I_{peak} = i_N [(1+k)D_2 + |1-k|(1-D_1-D_2)] \quad (9)$$

在1个工作期内,电感峰值电流可以表征变换器电流应力。因此,本文以电感峰值电流最小为目标,以传输功率为约束条件,建立拉格朗日方程,求取移相角最优组合。假设某时刻的传输功率为 P_0 ,则拉格朗日方程为

$$L(D_1, D_2) = I_{peak} + \lambda(P_x - P_0) \quad (10)$$

式中: P_x 为模态 $x(x=1, 2, 3, 4)$ 的传输功率。

根据式(10)求移相比 D_1, D_2 偏导数,得到:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial D_1} L(D_1, D_2) = \frac{\partial i_{peak}}{\partial D_1} + \lambda \frac{\partial P_x}{\partial D_1} \\ \frac{\partial}{\partial D_2} L(D_1, D_2) = \frac{\partial i_{peak}}{\partial D_2} + \lambda \frac{\partial P_x}{\partial D_2} \end{cases} \quad (11)$$

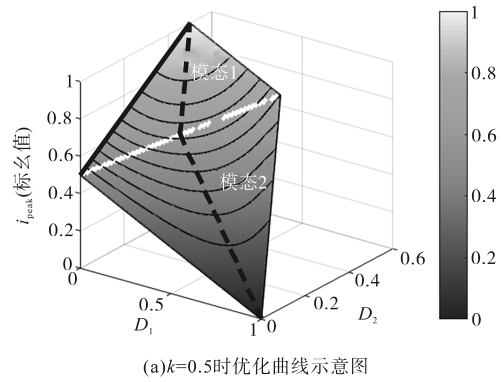
令式(11)为零,求得当 $k \leq 1$ 时的最优移相比组合函数为

$$D_1 = \begin{cases} (1-2D_2) \frac{1-k}{2k} & D_2 \in [\frac{1-k}{2}, \frac{1}{2}] \\ 1 - \frac{1+k}{1-k} D_2 & D_2 \in [0, \frac{1-k}{2}] \end{cases} \quad (12)$$

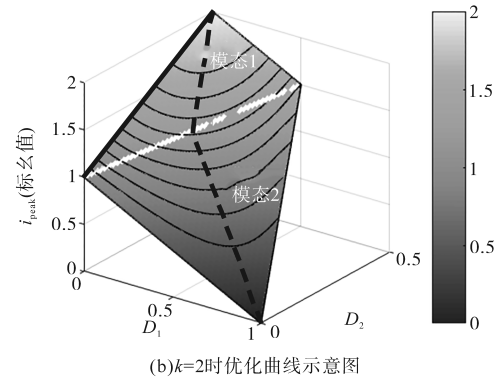
当 $k > 1$ 时最优移相比组合函数为

$$D_1 = \begin{cases} (1-2D_2) \frac{k-1}{2} & D_2 \in [\frac{k-1}{2k}, \frac{1}{2}] \\ 1 + \frac{1+k}{1-k} D_2 & D_2 \in [0, \frac{k-1}{2k}] \end{cases} \quad (13)$$

从式(12)及式(13)可以得出,当 $k=1$ 时,最优移相比组合函数表示单移相控制; $k=m(m>0)$ 与 $k=1/m$ 对应的优化函数相等。为直观显示最优移相比函数优化效果,在Matlab中画出 $k=0.5$ 及 $k=2$ 时的峰值电流三维图,如图4所示。其中黑色细实线为传输功率的等高线在峰值电流三维图上的投影,黑色粗虚线为最优移相比组合函数曲线,黑色粗实线是单移相控制方式下峰值电流曲线,白色线条为模态1与模态2分界线。从图中可以看出,黑色粗虚线贯穿传输功率等高线最低点,说明在传输相同功率时,所提出的优化控制方案可以使得系统峰值电流最小;黑色粗虚线穿越两个模态工作区间,相比于单独工作在模态1区间,模态组合控制有效降低了传输功率较低时的电流应力;黑色粗虚线与传输功率等高线交点明显小于黑色粗实线与传输功率等高线交点,说明DPS控制比SPS控制更利于降低电流应力,且传输功率越小,DPS控制优化效果越明显。



(a) $k=0.5$ 时优化曲线示意图



(b) $k=2$ 时优化曲线示意图

图4 最优曲线示意图

Fig.4 Schematic diagram of the optimal curve

3 仿真实验验证

根据得到的最优移相比组合函数设计闭环控制系统,控制框图如图5所示。

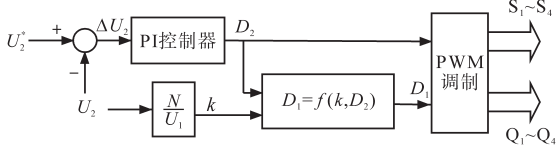


图5 闭环控制框图

Fig.5 Closed loop control block diagram

在Simulink中搭建适用于多电飞机电源系统的双有源桥双向直流变换器模型,如图6所示。模型参数为:输入电压 $U_1=270\text{ V}$,输出电压 $U_2=28\text{ V}$,变压器匝数比 $N=3$,等效漏感 $L=100\text{ }\mu\text{H}$,开关频率 $f_s=20\text{ kHz}$,负载 $R=1.38\text{ }\Omega$ 。取传输功率为 $0.3P_N$,电压传输比 $k=0.3$ 。为验证优化控制策略有效性,设置4组实验,第1组实验采用本文提出的电流应力优化控制,第2组实验采用文献[9]提出的拓展移相控制下的电流应力优化策略,第3组实验采用双重移相单模态1控制方式,第4组实验采用单移相控制。在Matlab中通过图像处理指令将变压器原边侧电压 U_{ab} 、副边侧电压 U_{cd} 、以及电感电流 i_L 用双纵坐标图显示,其中左侧纵坐标表示电压幅值,单位为V,右侧纵坐标表示电流幅值,单位为A,4组实验对应变换器工作波形如图7所示。

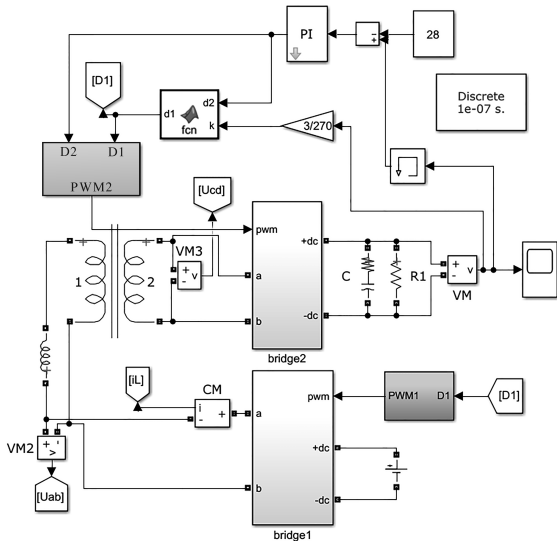
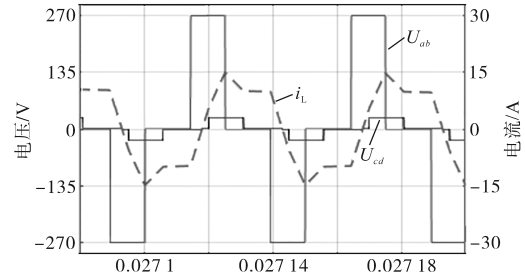


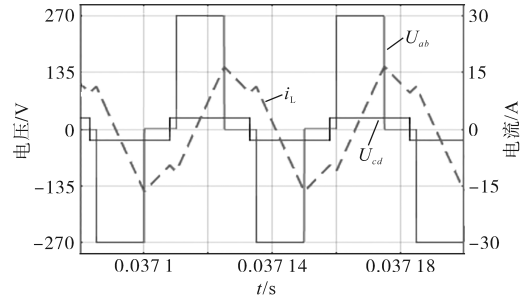
图6 仿真模型图

Fig.6 Simulation model diagram

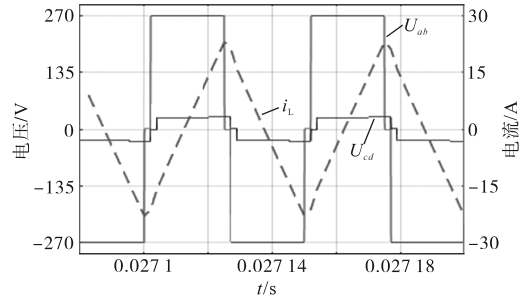
在Simulink示波器中读取上述4组实验的电感峰值电流及电感电流有效值,并画出不同控制方式下峰值电流及电流有效值曲线如图8所示。



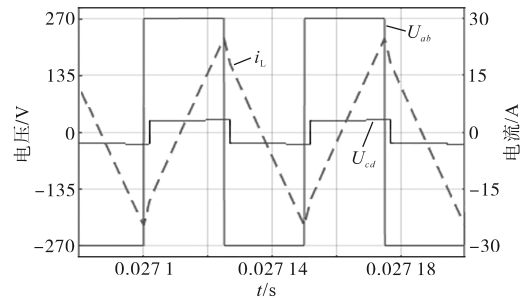
(a)实验1仿真曲线



(b)实验2仿真曲线



(c)实验3仿真曲线



(d)实验4仿真曲线

图7 实验仿真曲线

Fig.7 Simulation curves of the control experiment

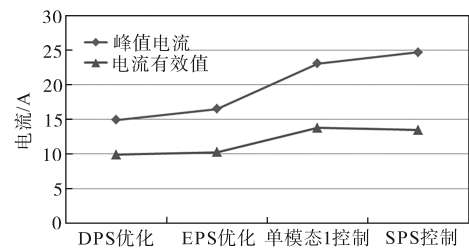


图8 4组实验峰值电流及电流有效值

Fig.8 Four sets of experimental peak current and current rms values

从图8可以看出,采用双重移相模态组合优化控制的峰值电流及电流有效值比拓展移相峰

值电流优化控制、双重移相单模态一控制及单移相控制的峰值电流及电流有效值都要小。

4 结论

通过分析双有源桥直流变换器双重移相控制方式下4种不同模式的工作特点,选取模式1、模式2进行组合控制,根据模式1、模式2传输功率及峰值电流表达式,利用拉格朗日方程得到了电流应力最小时移相比的组合函数,并得出了以下结论:

1)以峰值电流最小为目标的双重移相模式组合优化组合控制不仅降低了DAB电流应力,而且降低了DAB电感电流有效值,在提高系统传输效率方面更具优势;

2)当电压调节比 $k=1$ 时,单移相控制可以使得DAB峰值电流最小;

3)与双重移相单模态1控制相比,双重移相模式组合控制拓宽了移相比工作区间,提高了变换器效率,充分发挥了双重移相控制的优越性。

参考文献

- [1] 严仰光,秦海鸿,龚春英,等.多电机与电力电子[J].南京航空航天大学学报,2014,46(1):11-18.
- [2] 秦海鸿,严仰光.多电机的电气系统[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [3] Sarlioglu B, Morris C T. More electric aircraft: review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(1):54-64.
- [4] Freijedo F D, Rodriguez-Diaz E, Dujic D. Stable and passive high-power dual active bridge converters interfacing MVDC grids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12):9561-9570.
- [5] Hou N, Song W, Li Y W, *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.
- [6] Tariq M, Maswood A I, Gajanayake C J, *et al.* Battery energy storage system integration to the more electric aircraft 270 V DC power distribution bus using peak current controlled dual active bridge converter[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2017:2068-2073.
- [7] Roboam X, Sareni B, Andrade A D. More electricity in the air: toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2012, 6(4):6-17.
- [8] 李婧,袁立强,谷庆,等.一种基于损耗模型的双有源桥DC-DC变换器效率优化方法[J].电工技术学报,2017,32(14):66-76.
- [9] 张勋,王广柱,王婷.双向全桥DC-DC变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J].电工技术学报,2016,31(22):100-106.
- [10] 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.
- [11] 傅仕航,侯庆会,岳鹏飞,等.基于“第二类”双重移相控制的双有源桥DC-DC变换器[J].浙江大学学报(工学版),2018,52(6):1167-1176.
- [12] Hebala O M, Aboushady A, Ahmed K H, *et al.* Generic closed loop controller for power regulation in dual active bridge DC/DC converter with current stress minimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6):4468-4478.
- [13] 杨敏. PWM加移相控制双有源全桥双向DC-DC变换器的研究[D].南京:南京航空航天大学,2013.
- [14] 任伊呢,高祎韩,韩旭,等.基于双有源桥DC-DC回流功率优化的变频移相混合控制策略[J].电源学报,2018,16(6):27-33.

收稿日期:2019-11-11

修改稿日期:2019-12-23